



N° d'ordre : D 07-10



## Thèse

présentée devant

l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES

pour obtenir le titre de

**Docteur**

spécialité : *Électronique*

# Systemes hertziens à forte efficacité spectrale pour les communications mobiles multi-antennes et multi-porteuses de 4<sup>e</sup> génération

par

Fabrice PORTIER

Soutenue le 11 Juillet 2007 devant la commission d'Examen

### *Composition du jury*

#### *Rapporteurs*

Jean-Pierre CANCES      Professeur à l'ENSIL  
Catherine DOUILLARD    Professeur à l'ENST Bretagne

#### *Examineurs*

Jean-Pierre BARBOT      Maître de conférences à l'ENS Cachan  
Jean-François DIOURIS    Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes  
Jean-Yves BAUDAIS      Chargé de recherches CNRS à l'IETR  
Jean-François HÉLARD    Professeur à l'INSA de Rennes

---

Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes  
Institut National des Sciences Appliquées de Rennes





IL VAUT MIEUX MOBILISER SON INTELLIGENCE SUR DES CONNERIES QUE MOBILISER SA CONNERIE SUR DES CHOSES INTELLIGENTES.

*Au début, il n'y avait rien. Enfin, ni plus ni moins de rien qu'ailleurs.*



QUAND ON NE SAIT PAS OÙ L'ON VA, IL FAUT Y ALLER !!...  
... ET LE PLUS VITE POSSIBLE.

*devise Shadok*

convergence  
évolution  
"As on the theory of natural selection an interminable number of intermediate forms must have existed"  
Darwin  
adaptation  
diversité

*"Je ne sais qu'une chose, c'est que je ne sais rien"*  
Socrate



\* LA VÉRITÉ C'EST QU'IL N'Y A PAS DE VÉRITÉ. (Y COMPRIS CELLE-LI)

A MES PARENTS,  
A JULIEN





# Remerciements

Je remercie tout ceux qui ont contribué à rendre cette *aventure* si enrichissante et qui ont permis le bon déroulement de cette thèse.

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Jean-François Hé-lard, Professeur à l'INSA de Rennes, pour m'avoir proposé cette thèse et accordé toute sa confiance. J'exprime également toute ma gratitude à Jean-Yves Baudais, Chargé de Recherches CNRS à l'IETR, pour ses nombreux conseils durant les périodes de rédaction. Leur aide précieuse et l'efficacité de ce co-encadrement ont porté cette expérience au-delà des attentes initiales.

Je remercie sincèrement l'ensemble des membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce rapport et à la présentation des travaux. Ainsi, je remercie Catherine Douillard, Professeur à l'ENST Bretagne, et Jean-Pierre Cancès, Professeur à l'ENSIL, d'avoir accepté de participer au jury en tant que rapporteurs. Je remercie également Jean-Pierre Barbot, Maître de Conférences à l'ENS Cachan, et Jean-François Diouris, Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes et président du jury, d'avoir accepté de participer au jury en tant qu'examineurs.

Par ailleurs, je tiens à remercier les nombreuses personnes que j'ai pu côtoyer au cours des différents projets et meetings, ou encore lors de mon séjour au DLR à Munich. Sur ce dernier point, je pense en particulier à la collaboration avec Stephan Sand sur l'initiative de Stephan Kaiser, mais nombreux sont ceux (chercheurs, ingénieurs, doctorants et stagiaires, qui se reconnaîtront) qui ont partagé quelques discussions enflammées ou quelques bons moments (y compris l'accueil *saucisse-bière* matinal) outre-Rhin. Je remercie également les personnes de Mitsubishi ITE et de France Télécom R&D (Maryline, Rodolphe...), sans oublier la Commission Européenne, qui ont permis d'assouvir ma curiosité et de participer à des projets captivants.

Je n'oublie évidemment pas l'IETR, avec ses permanents, thésards et stagiaires qui instaurent une ambiance si particulière, digne de l'ex-*Grotte Verte*. Des anciens doctorants (Phil', Snobilet', Boubou, JeanMich', Juju, Roro,...) aux nouveaux (dont la liste s'allonge... ils m'excuseront la non-citation...), en passant par les collègues de promo (je pense aux fous-rires de Matthieu aux 4 *coins du globe*), tous ont contribué à leur manière à rendre cette période inoubliable. J'exprime également ma sympathie aux étudiants de l'INSA qui ont, dans la bonne humeur, enrichi mon expérience d'encadrement, et en particulier à Benoît Le Saux qui a *supporté* mes exigences lors de son stage de fin d'étude de Master et d'ingénieur.

J'adresse mes remerciements à Renesas Design France, pour avoir facilité le déroulement de cette fin de thèse et m'avoir fait confiance durant un début d'année 2007 chargé en événements. Je pense à la direction, et à toute l'équipe Algorithmes et Standards (Mikaël Guenais, Pierre Didier, Vincent Belaïche, Pascal Le Corre, Arnaud Rigollé, Mathieu Chacun, Erwan Nogues et Christophe Cocault).

Enfin, je ne remercierai jamais assez mes proches qui ont le plus souffert de mes absences, et qui ont pourtant continué à me soutenir. C'est pourquoi je dédicace plus particulièrement ce mémoire à mes parents et à Agnès.

Rennes, un été *pas comme les autres*

# Table des matières

Notations	xiii
Introduction	xxi

---

## Partie I

### Contraintes, contexte, et spécifications d'un système de 4<sup>e</sup> génération

<b>1</b>	<b>Contraintes des systèmes 4G et contexte de l'étude</b>	<b>3</b>
1.1	Contraintes physiques et performances attendues . . . . .	4
1.1.1	Contraintes des futurs systèmes . . . . .	4
1.1.2	Attentes des futurs systèmes . . . . .	7
1.2	Contexte de l'étude et projets européens . . . . .	9
1.2.1	Projets européens IST-MATRICE et IST-4MORE . . . . .	9
1.2.2	Autres projets . . . . .	14
<b>2</b>	<b>Modèles de canaux MIMO</b>	<b>15</b>
2.1	Généralités sur le canal de propagation . . . . .	16
2.2	Représentation « système » du canal MIMO . . . . .	21
2.3	Modèles de canaux de transmission existants . . . . .	28
2.3.1	Modèles stochastiques . . . . .	28
2.3.2	Modèles déterministes géométriques . . . . .	31
2.3.3	Modèles hybrides . . . . .	32
2.4	Modèle de canal de transmission considéré . . . . .	34
<b>3</b>	<b>Spécifications du système de communication et scénarios envisagés</b>	<b>39</b>
3.1	Choix généraux pour l'étude système 4G . . . . .	40
3.2	Spécifications radio et chaîne de communication numérique . . . . .	43
3.2.1	Spécifications générales et radio-fréquences du système . . . . .	43
3.2.2	Modèle numérique envisagé . . . . .	46
3.2.3	Notions et mesures importantes . . . . .	49
3.3	Scénarios envisagés . . . . .	54
3.3.1	Configuration des canaux MIMO . . . . .	54
3.3.2	Scénarios typiques et paramètres . . . . .	59

---

**Partie II**  
**Système multi-porteuses et multi-antennes**

<b>4</b>	<b>Modèle et algorithmes principaux du système mono-antenne</b>	<b>63</b>
4.1	Utilisation des dimensions temporelle et fréquentielle dans un système MC-SS	
	générique . . . . .	64
4.1.1	Systèmes multi-porteuses (MC) . . . . .	64
	4.1.1.1 Idée générale et historique . . . . .	64
	4.1.1.2 OFDM : principe, signal émis et notations . . . . .	65
	4.1.1.3 OFDM : considérations dans un canal à évanouissements . . . . .	68
	4.1.1.4 OFDM : intérêts et limites du modèle . . . . .	69
4.1.2	Étalement de spectre (SS) . . . . .	70
	4.1.2.1 Idée générale et historique . . . . .	70
	4.1.2.2 Techniques d'étalement . . . . .	71
	4.1.2.3 Etalement par séquence directe et précodage linéaire . . . . .	71
4.1.3	Accès multiple (MA) . . . . .	73
	4.1.3.1 Partage temporel (TDMA) et/ou fréquentiel (FDMA) . . . . .	74
	4.1.3.2 Partage par le code (CDMA) . . . . .	74
4.1.4	Systèmes multi-utilisateurs multi-porteuses à étalement de spectre . . . . .	75
	4.1.4.1 Systèmes réalisant l'étalement avant l'OFDM à l'émission . . . . .	75
	4.1.4.2 Système préconisé en DL : l'OFDM-CDMA . . . . .	78
4.1.5	Techniques de détection en OFDM-CDMA . . . . .	80
	4.1.5.1 Modèle du système de transmission . . . . .	80
	4.1.5.2 Détection optimale par recherche exhaustive de séquence (MLSE) . . . . .	81
	4.1.5.3 Détection linéaire conjointe avec le désétalement (MUD) . . . . .	82
	4.1.5.4 Détection linéaire simplifiée par <i>chip</i> (SUD) . . . . .	85
	4.1.5.5 Techniques de suppression des interférences d'accès multiple (IC) . . . . .	87
4.1.6	Conclusion sur les systèmes MC-SS . . . . .	88
4.2	Système de communication SISO complet . . . . .	90
4.2.1	L'émetteur . . . . .	91
	4.2.1.1 Codage-canal, poinçonnage et entrelacement . . . . .	91
	4.2.1.2 Conversion binaire-à-symbole . . . . .	93
	4.2.1.3 Accès multiple et étalement . . . . .	94
	4.2.1.4 <i>Chip-mapping</i> et mise en <i>slot</i> OFDM . . . . .	94
4.2.2	Le récepteur . . . . .	95
	4.2.2.1 Traitement du <i>slot</i> OFDM et <i>chip-demapping</i> . . . . .	95
	4.2.2.2 Détection (égalisation et désétalement) . . . . .	95
	4.2.2.3 Conversion symbole-à-binaire ou symbole-à-LLR . . . . .	95
	4.2.2.4 Désentrelacement et décodage-canal . . . . .	97
4.3	Performances de référence SISO . . . . .	98
	4.3.1 Performances sur canaux théoriques sans codage-canal . . . . .	98
	4.3.2 Performances sur canaux théoriques avec codage-canal . . . . .	100
	4.3.3 Performances de référence sur canal BRANE à 60 km/h . . . . .	100

<b>5</b>	<b>Modèle et algorithmes principaux du système multi-antennes</b>	<b>105</b>
5.1	Utilisation de la dimension spatiale dans un système MIMO . . . . .	106
5.1.1	Généralités sur les techniques multi-antennes . . . . .	107
5.1.1.1	Intérêt des réseaux d'antennes . . . . .	107
5.1.1.2	Différentes approches multi-antennes . . . . .	108
5.1.2	Notion de capacité en MIMO . . . . .	110
5.1.3	Systèmes avec connaissance du canal au récepteur et à l'émetteur . . .	115
5.1.4	Systèmes ne nécessitant pas de connaissance du canal . . . . .	116
5.1.5	Systèmes avec une connaissance du canal seulement au récepteur . . .	117
5.1.5.1	Généralités sur les systèmes à diversité . . . . .	117
5.1.5.2	Conversion de la diversité spatiale en temps ou en fréquence . . . .	118
5.1.5.3	Généralités sur le codage espace-temps . . . . .	119
5.1.5.4	Codage espace-temps en treillis (STTC) . . . . .	120
5.1.5.5	Codage espace-temps en bloc générique (STLDC) . . . . .	120
5.1.5.6	Techniques de détection des STLDC . . . . .	122
5.1.5.7	Choix du schéma de codage STLDC . . . . .	125
5.1.5.8	Cas particulier du multiplexage spatial (SM) . . . . .	127
5.1.5.9	Cas particulier du codage espace-temps orthogonal (OSTBC) . . . . .	127
5.1.6	Conclusions et choix . . . . .	130
5.2	Système de communication MIMO large-bande complet . . . . .	133
5.2.1	Chaîne complète combinant STFLDC, OFDM-CDMA et codage-canal . .	133
5.2.2	Chaîne « orthogonale » de référence avec OSTBC . . . . .	134
5.3	Performances de référence MIMO . . . . .	137
5.3.1	Performances du codage espace-temps sur canal théorique bande-étroite	137
5.3.2	Performances de la chaîne « orthogonale » de référence . . . . .	139

---

### Partie III

#### Optimisation du système en contexte réaliste

<b>6</b>	<b>Optimisation des systèmes MIMO-OFDM-CDMA utilisant des techniques de diversité</b>	<b>145</b>
6.1	Étalement, redondance et traitements au service de la diversité . . . . .	146
6.1.1	Évaluation de la diversité disponible au niveau du canal MIMO . . . . .	147
6.1.2	Exploitation de la diversité par les systèmes proposés . . . . .	150
6.1.2.1	Étalement, codage, diversité et systèmes étudiés . . . . .	151
6.1.2.2	Diversités et définitions . . . . .	152
6.1.2.3	Entrelacements et étalement global de l'information . . . . .	154
6.1.2.4	Choix de la redondance . . . . .	155
6.1.2.5	Conclusions sur le choix des paramètres . . . . .	155
6.1.3	Optimisation du codage espace-temps-fréquence en contexte réaliste .	156
6.1.3.1	Optimisation de $\gamma$ . . . . .	158
6.1.3.2	Optimisation du <i>chip-mapping</i> . . . . .	159
6.1.3.3	Optimisation des LLR à l'entrée du décodeur-canal . . . . .	161
6.1.4	Proposition de codes espace-temps-fréquence à faible complexité . . .	163
6.2	Évaluation des performances . . . . .	168

6.2.1	Comparaison des différentes techniques . . . . .	168
6.2.1.1	Performances des techniques avec $M = 2$ antennes d'émission . . . . .	169
6.2.1.2	Performances des techniques avec plus d'antennes d'émission . . . . .	172
6.2.1.3	Limites de l'évaluation par BER moyen et résultats complémentaires . . . . .	179
6.2.2	Optimisation de quelques combinaisons typiques . . . . .	182
6.2.3	Solutions en fonction de l'environnement et du contexte . . . . .	185
<b>7</b>	<b>Optimisation des systèmes MIMO-OFDM-CDMA à base de codages espace-temps de rendement élevé</b> . . . . .	<b>189</b>
7.1	Compromis entre diversité, multiplexage, et complexité de détection . . . . .	190
7.1.1	Introduction et rappels théoriques . . . . .	190
7.1.2	Extension de la discussion sur la diversité avec des codes STFLDC . . . . .	192
7.1.3	Compromis au niveau des rendements pour maximiser la capacité . . . . .	194
7.1.4	Conclusions et propositions . . . . .	197
7.2	Évaluation des performances . . . . .	201
7.2.1	Performances des techniques avec $M = 2$ antennes d'émission . . . . .	201
7.2.2	Performances des techniques avec $M = 4$ antennes d'émission . . . . .	203
7.2.3	Limites de l'évaluation par BER moyen et résultats complémentaires . . . . .	209
<b>8</b>	<b>Estimation de canal dans un contexte MIMO-OFDM-CDMA</b> . . . . .	<b>215</b>
8.1	Généralités sur les techniques d'estimation de canal . . . . .	216
8.1.1	Effet d'une erreur d'estimation sur les performances . . . . .	217
8.1.2	Techniques d'estimation SISO large-bande . . . . .	217
8.1.3	Extension des techniques en MIMO . . . . .	219
8.1.4	Conclusions et choix . . . . .	220
8.1.4.1	Choix des techniques d'estimation de canal . . . . .	220
8.1.4.2	Structure du <i>slot</i> et choix des pilotes . . . . .	221
8.1.4.3	Contraintes de complexité et limites imposées . . . . .	222
8.2	Estimation de canal MIMO à l'aide de pilotes sur la chaîne « orthogonale » de référence . . . . .	223
8.2.1	Description du système . . . . .	223
8.2.1.1	Principe général de l'estimation PACE . . . . .	223
8.2.1.2	Étape 1 : Estimation localisée à partir des séquences pilotes . . . . .	225
8.2.1.3	Étape 2 : Filtrage, interpolation, et réduction du bruit d'estimation . . . . .	227
8.2.2	Résultats obtenus . . . . .	229
8.2.2.1	Mesures du canal et illustration des filtres obtenus . . . . .	231
8.2.2.2	Résultats avec LE parfaits et effets du filtrage temporel . . . . .	231
8.2.2.3	Résultats avec estimation PACE complète . . . . .	234
8.3	Estimation de canal MIMO itérative sur la chaîne « orthogonale » de référence . . . . .	238
8.3.1	Description du système . . . . .	239
8.3.1.1	Principe général de l'estimation ICE . . . . .	239
8.3.1.2	Estimations localisées supplémentaires obtenues à partir des données . . . . .	240
8.3.1.3	Étapes de l'algorithme ICE complet . . . . .	242
8.3.2	Résultats obtenus . . . . .	242
8.4	Perspectives . . . . .	247

---

Conclusion et perspectives	249
----------------------------	-----

---

**Annexe**

A — Article publié au “Journal of Communications and Networks”	257
B — Développements mathématiques	271
C — Matrices de codage espace-temps utilisées	277
D — Interface graphique développée pour les résultats présentés	281
Liste des figures	283
Bibliographie	287





# Notations

Cette partie *Notations* regroupe les acronymes et abréviations, les notations mathématiques, mais également les paramètres de la chaîne de communication et les symboles utilisés dans le rapport. Nous invitons donc le lecteur à s'y référer si besoin.

## Acronymes et abréviations

---

2G	2 <sup>e</sup> Génération de systèmes en radio-téléphonie mobile.
- GSM	Norme GSM/DCS ( <i>Global System for Mobile/Digital Cellular System</i> ), cf. 2G.
- GPRS;EDGE	Évolutions du GSM parfois qualifiées de 2.5/2.75G : GPRS ( <i>General Packet Radio Services</i> ) ; EDGE ( <i>Enhanced Data rate for GSM Evolution</i> ).
3G	3 <sup>e</sup> Génération de systèmes en radio-téléphonie mobile.
- UMTS	Norme UMTS ( <i>Universal Mobile Telecommunications System</i> ) basée sur le W-CDMA, cf. 3G. Certaines release se voient attribuer de nouveaux acronymes (HSDPA...).
B3G;4G	<i>Beyond-3G</i> , ou 4 <sup>e</sup> Génération de systèmes en radio-téléphonie mobile. Par extension, plusieurs systèmes communicants sans-fil émergents sont qualifiés de 4G.
ADC ; DAC	<i>Analog to Digital Converter ; Digital to Analog Converter.</i>
AOA	<i>Angle of Arrival.</i>
AoD	<i>Angle of Departure.</i>
APDP	<i>Average Power-Delay-Profile ; Profil moyen des retards en multi-trajets.</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise.</i>
BER	<i>Bit-Error-Ratio</i> : proportion de bits incorrectement reçus.
BLAST	<i>Bell-Labs lAyered Space Time</i> ; système MIMO associant un codage espace-temps correspondant au multiplexage spatial et une détection SIC.
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying.</i>
BS	<i>Base-Station</i> ; station de base correspondant à l'émetteur en DL.
CAI	<i>Co-Antenna Interference.</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> ; cf. chap. 4.
CEE	<i>Channel Estimation Error</i> ; erreur quadratique moyenne d'estimation de canal.
CSI	<i>Channel State Information.</i>
DAB ; DVB-T	<i>Digital Audio Broadcasting ; Digital Video Broadcasting - Terrestrial.</i>
DL	<i>DownLink</i> ; voie descendante (de la BS vers les MT).
DSP	Densité spectrale de puissance ; Également utilisé pour <i>Digital Signal Processor</i> .
EGC	<i>Equal Gain Combining.</i>

FDD	<i>Frequency Division Duplex</i> ; séparation DL/UL sur 2 spectres différents.
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i> ; cf. chap. 4.
FER	<i>Frame-Error-Ratio</i> ; proportion de <i>slots</i> incorrects.
FIR	<i>Finite Impulse Response filter</i> .
FT ; (I)FFT	Transformation de Fourier ; Transformation de Fourier rapide (inverse)
DFT ; STFT	Transformation de Fourier Numérique ; <i>Short-Term Fourier Transform</i> .
(I)FHT	Transformation de Hadamard rapide (inverse).
HPA	<i>High-Power Amplifier</i> .
IBI	<i>Inter-Bloc Interference</i> ; Dans une trame OFDM, correspond à l'interférence entre 2 bloc-OFDM.
ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i> ; Dans une trame OFDM, correspond à l'interférence entre 2 sous-porteuses, <i>i.e.</i> 2 <i>chips</i> adjacents en fréquence.
ICE	<i>Iterative Channel Estimation</i> ; cf. chap. 8.
IP	<i>Internet Protocol</i> : protocole réseaux utilisé sur Internet ; <i>Intellectual Property</i> : définit une fonction électronique.
<i>i.i.d.</i>	indépendant et identiquement distribué.
LE	<i>Localized estimate</i> ; Estimation localisée, avant filtrage.
LLR	<i>Log Likelihood Ratio</i> ; information "fiabilisée".
LNA	<i>Low-Noise Amplifier</i> .
LOS ;	<i>Line Of Sight</i> (transmission en vue directe entre émetteur et récepteur) ;
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i> .
LP	<i>Linear Precoding</i> ; précodage linéaire = étalement ; cf. chap. 4.
MAI	<i>Multiple Access Interference</i> .
MAP	<i>Maximum A Posteriori</i> .
MC-CDMA	<i>Multi-Carrier Code Division Multiple Access</i> ; cf. chap. 4.
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i> ; Dans notre contexte hertzien, correspond à un système multi-antennes. Cas particuliers : SIMO : <i>Single Input Multiple Output</i> , et MISO : <i>Multiple Input Single Output</i> ; cf. chap. 5.
ML ; MLSE	<i>Maximum Likelihood</i> ; <i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i> .
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i> ; minimisation de l'erreur quadratique moyenne.
MMSESO	MMSE sous-optimal ; cf. chap. 4.
MRC	<i>Maximum-Ratio Combining</i> ; combinaison maximisant généralement le SNR en contexte gaussien.
MT	<i>Mobile Terminal</i> ; appareil de réception mobile en DL.
MUD	<i>Multi-User Detection</i> ; détection multi-utilisateurs.
QPSK	<i>Quad Phase Shift Keying</i> .
SUB	<i>Single-User Bound</i> ; borne de performance en mono-utilisateur.
SUD	<i>Single-User Detection</i> ; détection mono-utilisateur.
TDD	<i>Time Division Duplex</i> ; séparation temporelle DL/UL.
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> ; cf. chap. 4.
TX	Émetteur.
UL	<i>UpLink</i> ; voie montante.
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i> ; système multi-porteuses, cf. chap. 4.

---

OSTBC	<i>Orthogonal Space-Time Bloc Code</i> ; Codage espace-temps en bloc : cas particulier de STLDC avec un étalement spatialement orthogonal.
PACE	<i>Pilot-Aided Channel Estimation</i> ; cf. chap. 8.
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i> $\equiv$ dynamique du signal émis temporellement.
PAS	<i>Power Azimuth Spectrum</i> .
PEP	<i>Pairwise Error Probability</i> ; probabilité d'erreur par paire.
PIC	<i>Parrallel Interference Cancellation</i> .
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> ; Modulation d'amplitude en quadrature.
QoS	<i>Quality of Service</i> .
RF ; IF	<i>Radio-Frequency ; Intermediate-Frequency</i> . Utilisé pour présenter le signal sur onde porteuse et en fréquence intermédiaire.
RMS	<i>Root-Mean-Square</i> .
RX	Récepteur.
SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i> .
SISO	<i>Single Input Single Output</i> ; Dans notre contexte hertzien, correspond à un système mono-antenne. Parfois utilisé pour <i>Soft Input Soft Output</i> .
SINR	<i>Signal to Interference+Noise Ratio</i> ; rapport signal sur bruit plus interférences.
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> ; rapport signal-à-bruit.
SM	<i>Spatial Multiplexing</i> ; Multiplexage spatial : cas particulier de STLDC transmettant brutalement l'information en parallèle sur les différentes antennes.
STLDC ; STFLDC	<i>Space-Time Linear Dispersion Code ; Space-Time-Frequency Linear Dispersion Code</i> ; Étalement espace-temps en bloc sous forme généralisée ( <i>i.e.</i> non nécessairement orthogonal).
STTC	<i>Space-Time Treillis Code</i> ; Codage espace-temps associant un codage en treillis.
UWB	<i>Ultra-Wide Band</i> .
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i> .
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i> : réseaux locaux sans-fil.
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i> .
WSS-US	<i>Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scatterers</i> .
ZF	<i>Zero Forcing</i> ; restauration de l'orthogonalité en inversant l'effet du canal.
<i>beamforming</i>	Formation de faisceau en utilisant plusieurs antennes pour "diriger" le signal.
<i>overhead</i>	Perte entraînée par un protocole, une encapsulation, des pilotes. . .
<i>handover</i>	Procédure de changement de cellule pour le MT.
<i>scrambling</i>	Séquence d'étalement propre à une cellule afin de blanchir l'interférence.
<i>water-filling</i>	Algorithme optimisant l'allocation de puissance.
<i>chip</i>	Échantillon = élément d'un <i>slot</i> localisé en temps / fréquence / espace.
<i>slot</i>	Paquet (de durée 0.666 ms ici) regroupant un ensemble de <i>chips</i> ; cf. figure 3.1.
t/f/s	temps / fréquence / espace ; 3 dimensions considérées pour localiser un chip.
<hr/>	
unités	
Mbit; kbit	Méga-bit $\approx 2^{20}$ éléments binaires ; kilo-bit $\approx 2^{10}$ éléments binaires.
Mbit/s; kbit/s	Débits : Méga-bit par seconde ; kilo-bit par seconde.

---

## Notations mathématiques

### NOMENCLATURE

*Les variables mathématiques sont représentées en italique ; lorsqu'elles sont non-scalaires, on y ajoute le gras.*

$x$	Scalaire.
$\mathbf{x}$	Vecteur ; souvent utilisé pour représenter un signal complexe en bande de base.
$\mathbf{X}$	Matrice ; $\mathbf{X}_{l,c}$ : élément de matrice se situant à la ligne $l$ colonne $c$ ; $\mathbf{X}_{:,c}$ : colonne $c$ de $\mathbf{X}$ ; $\mathbf{X}_{l,:}$ : ligne $l$ de $\mathbf{X}$ .
$\mathcal{X}$	Matrice multi-dimensionnelle (constituée d'autres matrices).
$\mathcal{X}$	Ensemble.
$\vec{x}$	Vecteur spatial.
$x$ ; $\mathbf{x}$ ; $\mathbf{X}$	Variable aléatoire scalaire ; vecteur aléatoire ; matrice aléatoire.
$\tilde{x}(t)$ ; $x_r(t)$ ; $\tilde{x}_r(t)$	Signal sur onde porteuse ; réel continu ; réel continu sur onde porteuse.
$[x_1, \dots, x_k, \dots, x_K]$	Vecteur ligne de taille $K$ , où chaque colonne est constituée de l'élément $x_k$ .

### ALGÈBRE

*Les principales notations, transformations et fonctions matricielles ou complexes sont exposées ci-dessous.*

$\mathbf{I}_K$	Matrice identité de taille $(K \times K)$ .
$\mathbf{D}_K$	Matrice diagonale de taille $(K \times K)$ dont $D_{k,k}$ est l'élément $k$ .
$\mathbf{0}$	Matrice ou vecteur nul (composé uniquement de 0).
$(\cdot)^*$	Complexe conjugué.
$(\cdot)^T$	Matrice ou vecteur transposé.
$(\cdot)^H$	Hermitien (matrice ou vecteur complexe conjugué transposé).
$(\cdot)^{-1}$	Inverse.
$(\cdot)^\dagger$	Pseudo-Inverse (Moore-Penrose).
$\cdot \text{ ou } \langle \cdot, \cdot \rangle$	Produit scalaire (fonction bilinéaire symétrique définie positive).
$\circ$	Produit de Hadamard (multiplication terme à terme).
$\otimes$	Produit de Kronecker.
$*$	Produit de convolution.
$ \cdot $	Module (= valeur absolue pour un nombre réel).
$\ \cdot\ , \ \cdot\ _2$ ou $\ \cdot\ _F$	Norme euclidienne (=Frobenius pour matrice : $\ \mathbf{X}\ _F^2 = \text{tr}(\mathbf{X}^H \mathbf{X})$ ).
$\text{tr}(\cdot)$	Trace d'une matrice.
$\det(\cdot)$	Déterminant.
$\text{rang}(\cdot)$	Rang d'une matrice.
$\succ 0$ ; $\succeq 0$	Matrice définie positive ; semi-définie positive.
$\text{diag}\{\mathbf{x}\}$	Matrice diagonale formée des éléments du vecteur $\mathbf{x}$ .
$\text{diag}(\mathbf{X})$	Éléments de la diagonale de la matrice $\mathbf{X}$ .
$\text{vec}(\cdot)$	Vectorisation d'une matrice (empilement des colonnes).
$\mathfrak{A}(\cdot)$	Opération de transformation d'une matrice $\mathbb{C}^{N \times M}$ vers $\mathbb{R}^{2N \times 2M}$ (cf. 5.1.5.5).
$\mathfrak{A}^{-1}(\cdot)$	Opération inverse : $2N$ réels vers $N$ complexes.

## ANALYSE

---

*Les ensembles utilisés, ainsi que les fonctions et relations d'analyse principales sont exposées ci-dessous.*

---

$\mathbb{N}$	Ensemble des entiers naturels.
$\mathbb{N}^*$	Ensemble des entiers naturels strictement positifs.
$\mathbb{Z}$	Anneau des entiers relatifs.
$\mathbb{R}$	Corps des nombres réels.
$\mathbb{R}_+^*$	Réels strictement positifs.
$\mathbb{C}$	Corps des nombres complexes.
$\mathbb{Z}/n\mathbb{Z}$	Anneau des entiers relatifs modulo $n$ .
$\lfloor \cdot \rfloor$	Entier inférieur.
$\lceil \cdot \rceil$	Entier supérieur.
$(\cdot)_+$	$= \max(\cdot, 0)$ .
$j$	$\sqrt{-1}$ permettant de représenter la partie imaginaire d'un nombre complexe.
$\Re(\cdot)$	Partie réelle.
$\Im(\cdot)$	Partie imaginaire.
$\propto$	Relation de proportionnalité.

---

## SIGNAL ET PROBABILITÉS

---

*Les fonctions de transformation/caractérisation des signaux et les notations probabilistes sont introduites.*

---

$\delta(t)$	Distribution de Dirac (notée de façon abusive comme une fonction).
$\delta_{ij}$	Symbole de Kronecker. $\delta_{ij} = 1$ si $i = j$ , 0 sinon.
FT $(\cdot)$ ; FFT $(\cdot)$	Opération de Transformation de Fourier ; Transformation de Fourier Rapide.
HT $(\cdot)$ ; FHT $(\cdot)$	Opération de Transformation de Hadamard ; Hadamard Rapide.
$\rho_{\cdot\cdot}^c$	Coefficient de corrélation complexe de 2 variables aléatoires.
$\rho_{\cdot\cdot}^e$	Coefficient de corrélation en enveloppe (module) de 2 variables aléatoires.
$\rho_{\cdot\cdot}^p$	Coefficient de corrélation en puissance de 2 variables aléatoires.
$\mathcal{R}_h(\cdot)$	Fonction d'autocorrélation du canal (1D, 2D ou 3D).
$\mathcal{S}_h(\cdot)$	Fonction de diffusion du canal = spectre de puissance (1D, 2D ou 3D) pouvant être calculée par FT $(\cdot)$ sur les fonctions d'autocorrélation.
$\Phi_h(\cdot)$	Fonction de caractérisation mixte du canal (2D ou 3D) pouvant être calculée par FT $(\cdot)$ sur les fonctions d'autocorrélation.
P $(\cdot)$	Probabilité discrète.
P $(\cdot \cdot)$	Probabilité conditionnelle.
p $(\cdot)$	Densité de probabilité.
$\mathbb{E}[\cdot]$ ; $\mathbb{E}_\nu[\cdot]$	Espérance (par rapport aux variables pouvant être précisées en indice).
$\mathbb{V}[\cdot]$ ; $\sigma_x^2$	Variance de la variable aléatoire $x$ : $\mathbb{V}[x] = \mathbb{E}[(x - \mathbb{E}[x])^2]$ .
H $(\cdot)$	Entropie ; h $(\cdot)$ : entropie différentielle.
I $(\cdot)$	Information mutuelle.
$\arg \min_x f(x)$	valeur de $x$ minimisant $f(x)$ .
$\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$	Distribution gaussienne de moyenne $\mu$ et de variance $\sigma^2$ .
$\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$	Distribution complexe-gaussienne de moyenne $\mu$ et variance $\sigma^2$ (on sous-entend circulaire symétrique : $z = (x + jy) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2) \Rightarrow x$ et $y$ i.i.d. $\sim \mathcal{N}(0, \sigma^2/2)$ ).

---

## Paramètres et symboles

Les paramètres utiles à la configuration de notre chaîne de simulation 4G ainsi que les principaux symboles employés dans le rapport sont rappelés, ajoutant au sigle sa description et les valeurs par défaut que nous adopterons. Ces valeurs par défaut ont évolué au cours des projets, mais par cohérence, nous essaierons de garder celles mentionnées ci-après.

### PARAMÈTRES PRINCIPAUX DE LA CHAÎNE

*Les principaux paramètres configurant notre chaîne de communication sont exposés ci-dessous.*

$F_s$	Fréquence d'échantillonnage = Bande de fréquence totale.	61.44 MHz
$f_c$	Fréquence porteuse.	5.2 GHz
$N_{fft}$	Taille de FFT (nb. de sous-porteuses total incl. sous-porteuses nulles).	1024
$N_d ; N_c$	Nb. de sous-porteuses allouées aux données ; sous-porteuses non nulles.	768; $N_d \leq N_c \leq N_{fft}$
$N_\Delta$	Taille de l'intervalle de garde OFDM (en <i>chips</i> ).	256 $\equiv$ 4.166 $\mu$ s
$S_f$	Facteur d'étalement (longueur du code CDMA).	généralement 32
$S_{ff} ; S_{ft}$	Longueur d'étalement en fréquence ; en temps (cas 2D-spreading).	$S_{ff} \cdot S_{ft} = S_f$
$N_u$	Nombre d'utilisateurs simultanés en partage par code CDMA.	$1 \leq N_u \leq S_f$
TypeMA	Type d'accès multiple (multiplexage des données utilisateurs).	OFDM-CDMA...
$N_{bt} ; N_{bd}$	Nb. de bloc-OFDM par slot ; bloc-OFDM utilisés pour les données.	32 ; 24
$\chi ;  \chi  ; R_\chi$	Constellation (conv. binaire à symbole, mapping Gray si non-précisé); taille de la constellation; $R_\chi = \log_2( \chi )$ : nb. bits par symbole.	QPSK ; 16QAM ; 64QAM...
$M$	Nombre d'antennes d'émission.	$1 \leq M \leq 4$
$N$	Nombre d'antennes de réception.	$1 \leq N \leq 4$
$E_{bt}/N_0$	Mesure du rapport signal à bruit tel que défini en 3.2.3.	
TypeCC ; $R_c$ ; TCCiter	Type de codage-canal+poinçonnage (CCC=conv., TCC=turbo, LDPC...); rendement du couple codage/poinçonnage ; nombre d'itérations du turbo-décodage (si TypeCC=TCC).	CCC ou TCC UMTS {1/2, 2/3, 3/4...} 6
TypeSTC ; $Q ; T ;$ $R_{STC}$	Type de codage espace-temps ; nb symboles d'entrée matrice STC ; durée (en symboles) matrice STC ; $R_{STC} = Q/T$ (rendement du codage espace-temps).	{ Alamouti MxN, ST- FLDC MxN ...} $1 \leq R_{STC} \leq M$
$N_{is}$	Nombre de <i>chips</i> utilisés pour les données sur le <i>slot</i> .	$N_d N_{bd} = 18432$
TypeChipM	Type de <i>chip-mapping</i> pour placer les données dans le <i>slot</i> (cf. 4.1.4).	CDA, CDE, CDa, CDe
TypeSlot	Type de mise en trame (définition du <i>slot</i> fixée en 3.1).	cf. section 3.1
TypeCanal; $P ;$ $v$	Type de canal (définition fixée en 3.3.1) ; nombre de trajets "discernables" considérés dans le modèle de canal ; vitesse de déplacement du mobile.	BRANÉ <sub>120</sub> ; 17 ; {60,180,300} km/h

TypeDet; $\gamma_0$ ; tLLR	Type de détection (combinaison et égalisation au récepteur) ; SNR utilisé pour les algorithmes de type MMSE ; type de LLR propagé.	{STLDC-SUD-MMSE, ...} SNR... ; aucun, $\xi_1...$
TypeCE; $\text{FIR}_{\{f,t\}}^i$	Type d'estimation de canal ; filtres utilisés en fréquence et en temps à chaque itération $i$ .	{ PACE <sub>x</sub> , ...} {interp-lin, MMSE...}
TypeScr	Type de <i>scrambling</i> .	OFF
TypeRF	Type de modélisation des imperfections RF.	OFF

## PARAMÈTRES DÉDUITS DES PRÉCÉDENTS

Quelques paramètres utiles, pouvant être déduits des précédents, sont présentés.

$T_s$	Durée d'un <i>chip</i> $T_s = 1/F_s$ .	16.276 ns
$T_u$	Durée de la partie utile d'un bloc-OFDM $T_u = N_{fft} \cdot T_s$ .	16.666 $\mu$ s
$\Delta$	Durée de l'intervalle de garde OFDM $\Delta = N_\Delta \cdot T_s$ .	4.166 $\mu$ s
$N_x$	Nombre total de <i>chips</i> d'un bloc-OFDM $N_x = N_{fft} + N_\Delta$ .	1280
$T_x$	Durée totale d'un bloc-OFDM $T_x = T_u + \Delta$ .	20.833 $\mu$ s
$T_t$	Durée d'un slot $T_t = N_{bt} \cdot T_x$ .	0.666 ms $\equiv 32 \cdot T_x$
$D_f$	Espacement entre sous-porteuses $D_f = 1/T_u$ .	60 kHz
$B_o$	Bande de fréquence utile (ss-porteuses occupées) $B_o = (N_c + 1)D_f$ .	46.2 MHz
$\eta_{th}$	Efficacité spectrale asymptotique (valeur théorique maximale).	$R_c \cdot R_{STC} \cdot R_\chi$
$N_{ia}$	Nombre de bits de données par utilisateur et par <i>slot</i> .	$\eta_{th} \cdot N_{is}/S_f$
P	Étalement maximal des délais du canal (en <i>chips</i> ) $P = \tau_P/T_s$ .	$P \leq P \leq N_\Delta$
$N_{Sf}$	Nombre de symboles-étales en fréquence par bloc-OFDM.	$N_d/S_{ff}$
$N_{St}$	Nombre de symboles-étales en temps par <i>slot</i> .	$N_{bd}/S_{ft}$

## AUTRES SYMBOLES UTILISÉS : MESURES

Les paramètres extérieurs et divers symboles de mesures sont rappelés.

$(\Delta t)_c$	Temps de cohérence du canal.
$(\Delta f)_c$	Bande de cohérence du canal.
$(\Delta \vec{r})_c$	Distance de cohérence du canal.
$\sigma_\varphi$	Dispersion Doppler du canal.
$\sigma_\tau$	Dispersion des retards du canal.
$\sigma_{\vec{k}}$	Dispersion spatiale du canal.
$\Omega_{slot}^{c,\max}$	Évaluation de la diversité maximale apportée par le canal sur la durée d'un <i>slot</i> .
$\Omega_{slot}^{e,\max}$	Évaluation de la diversité maximale discrète apportée au système sur un <i>slot</i> .

$\Omega_{slot}^e$	Diversité maximale accessible par étalement/codage sur un <i>slot</i> , tel que défini en 6.1.1.
$\Omega^{algo}$	Diversité exploitée par le système, avec les algorithmes considérés, sur un <i>slot</i> . $\Omega^{algo} \leq \Omega_{slot}^e \leq \Omega_{slot}^{e,max} \leq \Omega_{slot}^{c,max}$
$r_H$	Rang instantané de la matrice de canal spatial MIMO $\mathbf{H}$ : $r_H = \text{rang}(\mathbf{H})$ .
$r_s^{5\%}$	Rang de coupure à 5% de la matrice de canal spatial MIMO $\mathbf{H}$ : $P(r_s^{5\%} > r_H) = 5\%$ .

---

AUTRES SYMBOLES UTILISÉS : NOTATIONS DES VALEURS, MATRICES, FLUX, INDICES ...

---

*Les paramètres internes, divers symboles utilisés ainsi que les variables d'indice sont rappelés.*

---

$\mathbf{U}_F$	Matrice unitaire de Fourier, de taille $N_{fft} \times N_{fft}$ : $\{\mathbf{U}_F\}_{l,c} = e^{-j2\pi lc/N_{fft}}/\sqrt{N_{fft}}$ .
$\mathbf{U}_{WH}$	Matrice unitaire de Walsh-Hadamard, de taille $S_f \times S_f$ : $\{\mathbf{U}_{WH}\}_{l,c} = \pm 1/\sqrt{S_f}$ .
$\mathbf{U}_{HC}$	Matrice unitaire de Hadamard complexe, de taille $S_f \times S_f$ .
$\mathbf{U}_V$	Matrice unitaire de Vandermonde, de taille $S_f \times S_f$ : $\{\mathbf{U}_V\}_{l,c} = e^{j(l\alpha + 2\pi c/S_f)}/\sqrt{S_f}$ .
$\mathbf{C}$ ; $\mathbf{c}_j$	Matrice d'étalement CDMA $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{N_u}]$ ; $\mathbf{c}_j = [c_j^1, \dots, c_j^{S_f}]^T \in \mathbb{C}^{S_f \times 1}$ .
$\mathbf{H}$	$\mathbf{H}(t, f)$ et $\mathbf{H}(t, \tau) \in \mathbb{C}^{N \times M}$ représentent spatialement le canal de transmission.
$\boldsymbol{\nu}$	$\boldsymbol{\nu}(l, k)$ représente le vecteur (spatial) de bruit en réception, au temps $l$ et fréquence $k$ . Chaque entrée est considérée <i>i.i.d.</i> complexe-gaussienne (AWGN), de variance $N_0/2$ par dimension, <i>i.e.</i> $\nu_n(l, k) \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ et $\mathbb{E}[\boldsymbol{\nu}\boldsymbol{\nu}^H] = N_0\mathbf{I}_N$ .
$\mathbf{W}$	Matrice de détection (dét. linéaire combinant égalisation et désétalement : $\mathbf{W} = \mathbf{C}^H \mathbf{G}$ ).
$\mathcal{F}$	Matrice de codage espace-temps en bloc généralisé STLDC.
$\{a_i\}$	Bit d'information avant codage/poinçonnage/entrelacement.
$\{b_i\}$	Bit d'information après codage/poinçonnage/entrelacement.
$\{s_i\}$	Symbole de la constellation $\chi$ (variance $\sigma_s^2$ unitaire).
$\{d_i\}$	Symbole-étalé de donnée (variance $\sigma_d^2 = \sigma_s^2$ à pleine-charge).
$\{\acute{x}_{l',k}\}$	Symbole pilote (parfois noté $p_i$ , de variance $\sigma_p^2$ généralement égale à $\sigma_d^2$ ).
$\{x_{l,k}\}$	Symbole après <i>chip-mapping</i> émis en fréquentiel, <i>i.e.</i> avant la modulation OFDM.
$\{X_\kappa\}$	Signal émis en temporel.
$\{Y_\kappa\}$	Signal reçu en temporel.
$\{y_{l,k}\}$	Symbole reçu en fréquentiel, <i>i.e.</i> après la démodulation OFDM.
$\{\acute{y}_{l',k}\}$	Symbole pilote reçu.
$\{r_i\}$	Symbole-étalé de donnée reçu, après <i>chip-demapping</i> .
$\{\hat{s}_i\}$	Symbole de donnée estimé, avant <i>demapping</i> .
$\{\hat{b}_i\}$	Bit d'information (ou LLR si <i>soft-demapping</i> ) estimé avant décodage.
$\{\hat{a}_i\}$	Bit d'information décodé au récepteur (sur lequel sera calculé le BER).

---



# Introduction

## Contexte général

**(R)évolution des télécommunications et du numérique** ▷ Des communications Morse au milieu du 19<sup>e</sup> siècle à la téléphonie mobile actuelle, en passant par les travaux de Shannon [1], l'intérêt porté aux systèmes de communications n'a cessé de grandir. Toutefois, même si la possibilité de communiquer sans fil en utilisant les ondes hertziennes a été découverte il y a plus d'un siècle maintenant, le phénomène s'est accéléré à la fin du 20<sup>e</sup> siècle, avec la démocratisation des systèmes numériques et le déploiement de la téléphonie cellulaire grand-public. Depuis, la course à l'innovation technologique modifie peu à peu les relations entre utilisateurs, informations et services. Le marché des communications mobiles a connu une croissance sans précédent, et le téléphone cellulaire a été adopté bien plus rapidement que tout autre équipement. Parallèlement, l'essor du multimédia, de l'accès permanent et haut-débit à Internet, et d'applications diverses, pousse à parler d'une révolution de l'accès à l'information, qui se veut disponible n'importe où, n'importe quand, rapidement, voire avec une qualité assurée. Les systèmes actuels permettent déjà de répondre à bon nombre de besoins, suivant que l'on favorise la mobilité, le débit, le coût. . . Pour faire face aux exigences toujours plus fortes des consommateurs, les opérateurs et constructeurs diversifient alors leurs offres en multipliant les systèmes communicants et équipements numériques répondant aux compromis recherchés. Cependant, face à la convergence actuelle, qu'elle soit au niveau des périphériques tout-en-un ou des différents flux numériques voix/images/vidéos/messages/données regroupés sur un même protocole de transmission tel qu'IP (*Internet Protocol*), la multiplicité de systèmes et de normes peut nuire à l'attrait des dernières évolutions. Le recentrage sur les besoins de l'utilisateur et la transparence des accès, tout en faisant le minimum de compromis sur la qualité et le coût par bit transmis, devient primordial pour assurer un engouement vers les systèmes dits de 4<sup>e</sup> génération (4G), qui devront apporter le haut-débit mobile avec les services associés de manière adaptée.

**Accès final vers l'utilisateur et mobilité** ▷ La transmission haut-débit d'informations hétérogènes dans le cœur de réseau n'est plus un problème aujourd'hui, avec les progrès fulgurants de systèmes basés sur la fibre optique. En revanche, pour le réseau d'accès final, de nombreuses alternatives se profilent pour faire face aux diverses contraintes. Outre les

systèmes d'accès filaires jusqu'aux logements personnels (en utilisant la fibre ou le câble<sup>(1)</sup>, ou l'ADSL<sup>(2)</sup> sur la paire de cuivre téléphonique, ou encore les PLC<sup>(3)</sup> sur réseau électrique) éventuellement couplés à un accès final de plus courte portée (DECT, Bluetooth, WiFi<sup>(4)</sup>...), le marché le plus prometteur et le plus étendu en nombre de normes et d'acteurs impliqués est celui des systèmes sans-fil hertziens. Ces systèmes se différencient en termes de portée, mobilité, débit, coût, asymétrie des flux... Ainsi nous pouvons aisément distinguer les systèmes unidirectionnels de diffusion (satellites, ou terrestres comme le DAB<sup>(5)</sup>, DVB-T<sup>(6)</sup>, DVB-H<sup>(7)</sup>...) ou encore les systèmes à très courte portée et faible mobilité (WPAN<sup>(8)</sup> comme Bluetooth, ZigBee...). Cependant, les exigences croissantes en services et mobilité nous amènent à nous intéresser surtout aux systèmes mobiles haut-débit, qui peuvent assurer un accès élargi dans de nombreuses conditions de fonctionnement.

Un premier exemple intermédiaire pour une mobilité relativement réduite dérive de la multitude d'accès WiFi (*hot-spot*, "box" personnelles des FAI<sup>(9)</sup>, couverture publique de quartiers ou villes...). Cet exemple (ou encore celui des réseaux ad'hoc), typique de l'ère du numérique engagée et de l'engouement pour le sans-fil, pose également un nouveau modèle économique pour l'accès haut-débit à coût réduit. Même si la problématique de départ des WLAN<sup>(10)</sup> diffère des accès centralisés des opérateurs de téléphonie historiques, les services fournis se rapprochent au fur et à mesure de l'évolution des normes, protocoles et applications. Ce virage peut être d'autant plus difficile à négocier pour les acteurs traditionnels que certaines autorités de régulation favorisent la concurrence dans le domaine de l'accès sans-fil. Avec la déréglementation et la réduction du coût d'accès à l'utilisateur final, la concurrence s'exerce aussi bien sur le réseau central haut-débit que sur la boucle locale (dégrouper, accès sans-fil WMAN<sup>(11)</sup>, WLAN...). Dans cette course pour couvrir la population avec le meilleur rapport débit/coût, les accès émergents de type WiMax<sup>(12)</sup> arrivent en concurrents directs des systèmes radio-cellulaires actuellement en place.

L'attrait de ces différentes solutions est donc principalement économique. La pertinence des nouveaux systèmes s'évaluera alors par la réponse apportée aux exigences d'une majorité d'utilisateurs qui s'est habituée à plus de services, de débit et de mobilité à des coûts toujours plus bas. Quelle que soit la solution retenue, cela nécessite une optimisation du traitement du signal afin que la couche physique offre une efficacité spectrale aussi forte

---

<sup>(1)</sup>Les expériences de fibre optique jusqu'à l'utilisateur final (FTTH : *Fiber-To-The-Home*) restent encore limitées pour d'évidentes raisons de coût, et le câble coaxial des opérateurs de télévision numérique perd de son intérêt depuis l'avènement des offres "triple-play" sur ADSL.

<sup>(2)</sup>*Asymmetric Digital Subscriber Line*.

<sup>(3)</sup>*Power-Line Communications*.

<sup>(4)</sup>Le terme WiFi regroupe des normes d'accès aux réseaux locaux sans-fil (WLAN) de type 802.11 [2].

<sup>(5)</sup>*Digital Audio Broadcasting*.

<sup>(6)</sup>*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*, plus connu sous le terme TNT en France.

<sup>(7)</sup>*Digital Video Broadcasting - Handheld*.

<sup>(8)</sup>*Wireless Personal Area Network*. Plusieurs systèmes WPAN sont regroupés sous les normes 802.15 [2].

<sup>(9)</sup>Fournisseurs d'Accès à Internet.

<sup>(10)</sup>*Wireless Local Area Network*.

<sup>(11)</sup>*Wireless Metropolitan Area Network*, dont la couverture est plus étendue que le WLAN.

<sup>(12)</sup>Le terme WiMax regroupe des normes WMAN comme la série 802.16 [2].

que possible, et une robustesse dans de nombreuses conditions de fonctionnement. Ensuite, pour que la multitude de systèmes proposés puisse satisfaire aux besoins avec une certaine transparence et cohérence dans les moyens d'accès, des questions rationnelles de faisabilité, consommation et interopérabilité pourront favoriser les standards majoritairement adoptés dans les terminaux multi-modes. Au delà de ces aspects de convergence des applications et d'éventuelle divergence des standards, on constate une direction commune au niveau des algorithmes les plus adaptés aux transmissions haut-débit. Un système flexible basé sur des communications multi-antennes et multi-porteuses est donc adopté comme base de notre étude, afin d'explorer les compromis possibles pour que la 4<sup>e</sup> génération ne se cantonne pas à un ensemble de gadgets additionnels. Cette vision semble partagée par les dernières évolutions des études WiFi, WiMax et radio-cellulaires post-3G comme LTE<sup>(13)</sup>.

**Systèmes radio-mobiles cellulaires actuels et évolutions** ▷ Les systèmes cellulaires ont été les premières solutions radio-mobiles grand-public pouvant répondre à la majorité des exigences précédentes, apportant des services à un très grand nombre d'utilisateurs simultanés sur des zones étendues. La 2G, et en particulier le système GSM<sup>(14)</sup>, a connu un déploiement mondial et un succès commercial sans précédent. Ce standard numérique a séduit un marché de masse en se concentrant sur de simples communications vocales et un accès classique en mode circuit centralisé par un opérateur. L'évolution de cette norme a suivi les besoins afin d'envisager des transmissions en mode paquet de données variées avec le GPRS<sup>(15)</sup>, puis une augmentation des débits en optimisant les algorithmes avec EDGE<sup>(16)</sup>. Toutefois, les tarifs élevés des services non-voix nécessitant de grandes quantités d'informations transmises, malgré un débit faible (inférieur à 200 kbit/s) et une qualité non assurée, poussent à innover en déployant un nouveau standard qualifié de 3G. Ce dernier utilise d'autres bandes de fréquences (chèrement acquises) et des algorithmes d'accès à la couche physique totalement différents, basés sur le CDMA<sup>(17)</sup>. Le système le plus répandu actuellement et progressivement déployé en Europe est l'UMTS<sup>(18)</sup>. En parallèle, le succès rapide des accès haut-débit alternatifs pousse les organismes de normalisation comme le 3GPP [3] à l'innovation afin de rester concurrentiel en proposant régulièrement de nouvelles *release*. Ainsi, l'HSPA<sup>(19)</sup> (en particulier l'HSDPA<sup>(20)</sup> pour la voie descendante, apparu dans la *release* 5) est une évolution importante des traitements de la couche physique pour augmenter le débit maximal vers 10 Mbit/s. Toutefois, une robustesse et des débits accrus ainsi qu'une latence réduite dans les transmissions sont nécessaires pour faire face aux attentes grandissantes en qualité de services pour la prochaine décennie, ce qui impose la mise en œuvre de nouvelles techniques.

---

<sup>(13)</sup> *Long-Term Evolution*, également noté '3G release 8'.

<sup>(14)</sup> *Global System for Mobile*.

<sup>(15)</sup> *General Packet Radio Services*, encore appelé 2.5G.

<sup>(16)</sup> *Enhanced Data Rate for GSM Evolution*, encore appelé 2.75G.

<sup>(17)</sup> *Code Division Multiple Access*.

<sup>(18)</sup> *Universal Mobile Telecommunications System*.

<sup>(19)</sup> *High-Speed Packet Access*.

<sup>(20)</sup> *High-Speed Downlink Packet Access*, encore qualifié de 3.5G ou 3G+.

**Technologies pressenties** ▷ Pour répondre aux contraintes avec des bandes et puissances limitées, les algorithmes multi-porteuses de type OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) et les systèmes avec de multiples antennes à l'émission et à la réception, qualifiés de MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), font partie des principaux candidats pour la course à l'efficacité spectrale. Leur combinaison est particulièrement adaptée, et permet d'envisager une montée en débit tout en conservant une complexité de réception raisonnable. En effet, les techniques multi-porteuses [4] permettent d'utiliser de manière idéale la ressource radio et de se plier à des contraintes spectrales strictes en répartissant la puissance de manière adaptée. Par ailleurs, combinées à du codage ou de l'étalement, elles assurent une robustesse en exploitant une diversité temps-fréquence. Le progrès des techniques de codage-canal, en particulier avec l'apparition des principes turbo dans l'article de Berrou [5], permet dès lors d'approcher les bornes théoriques prévues par Shannon en mono-antenne (encore noté SISO pour *Single Input Single Output*). Pour réduire la complexité et la latence, et même dépasser ces limites d'efficacité spectrale SISO, l'extension au domaine spatial a commencé par les études théoriques de capacité MIMO de Telatar et Foschini [6, 7]. Ces travaux ont permis d'envisager une brusque augmentation des débits pour peu que l'on suppose plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, ainsi qu'un environnement adéquat. Cependant, les solutions de codage espace-temps associées sont souvent étudiées dans un contexte idéal et spatialement décorrélaté [8, 9], alors qu'un autre pan des systèmes multi-antennes, à base de formation de faisceaux [10], considère un environnement généralement très différent. La combinaison et la comparaison de différentes techniques dans un contexte commun et suffisamment réaliste est alors nécessaire pour évaluer la pertinence de ces systèmes. Par ailleurs, l'optimisation algorithmique ne doit pas réduire la flexibilité offerte en temps / fréquence / espace par ces systèmes MIMO-OFDM prometteurs, mais proposer un ensemble de compromis adaptés à l'environnement, aux récepteurs et aux applications. De nouvelles solutions, répondant aux contraintes techniques et pratiques de la voie descendante des systèmes radio-mobiles, vers des terminaux de réception variés ayant une complexité matérielle réduite et un nombre d'antennes souvent plus faible que l'émetteur, doivent être envisagées.

**Motivations et contexte des travaux** ▷ C'est dans ce contexte innovant, où les services numériques explosent et le haut-débit mobile semble devenir réalité, que s'inscrit l'étude. Alors que les projets sur les systèmes sans-fil se multiplient, les travaux initialement réalisés ont permis de contribuer au projet européen IST-MATRICE (*Multicarrier CDMA TRansmission techniques for Integrated broadband CELLular systems*), au réseau d'excellence NEWCOM (*Network of Excellence in Wireless COMmunications*), et à un Contrat de Recherche Externe avec France Telecom R&D. Le travail de thèse a été réalisé au sein du groupe « Communications-Propagation-Radar » de l'IETR (Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes) et porte sur l'optimisation de systèmes radio-mobiles multi-antennes et multi-porteuses. Le travail collaboratif initié dans MATRICE regroupait plusieurs partenaires industriels (CEA-LETI, France Telecom R&D, Mitsubishi Electric ITE, Nokia, ST Microelectronics) et académiques (UPM Madrid, IT Portugal, UNIS UK, IETR). La solution de référence proposée dans les contributions [11, 12], combinant du

codage espace-temps orthogonal Alamouti avec du MC-CDMA (*Multi-Carrier Code Division Multiple Access*, associant OFDM et CDMA) a été simulée dans le cadre de MATRICE, puis a confirmé sa pertinence en étant retenue comme base de départ pour le projet IST-4MORE. Par ailleurs, certains travaux en MIMO et en estimation de canal itérative ont contribué aux délivrables NEWCOM, et se sont inscrits en partie dans un échange avec le centre aérospatial allemand (DLR, Munich).

## Axes d'études et principales contributions

L'objectif des systèmes dits de 4<sup>e</sup> génération (ou *Beyond-3G*) étudiés ici est de répondre à la problématique, qui peut se reformuler : *dans un système MIMO large-bande transmettant des paquets d'une station de base vers des utilisateurs mobiles, quels traitements numériques appliquer ?* Pour satisfaire aux contraintes, différents axes doivent être explorés pour utiliser au mieux les propriétés du canal de transmission et répartir de manière plus ou moins idéale la puissance en temps / fréquence / espace dans un système multi-utilisateurs à charge variable. Une étude fédératrice au niveau algorithmique va permettre d'uniformiser l'approche et les notations, afin d'évaluer équitablement plusieurs solutions dans un contexte de simulation commun et suffisamment réaliste. Par ailleurs, les méthodes de traitement du signal qui nous semblent les plus appropriées, autorisant des détections linéaires au niveau du mobile, permettront d'évaluer les débits envisageables en voie descendante. Tout en conservant ce cadre pragmatique, des débits supérieurs à 100 Mbit/s sont espérés, même en contexte difficile avec une mobilité élevée.

Ensuite, des optimisations sont proposées en fonction des conditions de fonctionnement, et une flexibilité est conservée pour s'adapter aux scénarios. En particulier, le travail effectué cherche la façon optimale d'exploiter les réseaux d'antennes en fonction du contexte d'application (caractéristiques du canal *indoor/outdoor* plus ou moins riche en diffuseurs, corrélations, mobilité, nombre d'antennes, connaissance ou non du canal à l'émission et/ou la réception...). Une première étape de cette contribution majeure a permis d'établir une stratégie entre des techniques de formation de voie, préfiltrage ou codage espace-temps pour des récepteurs de faible complexité. L'article [13], écrit en collaboration avec IT et UPM, dresse ainsi les meilleurs compromis performance/complexité en fonction de la connaissance du canal à l'émission. Dans un second temps, nous optimisons (en fonction de l'environnement MIMO et des capacités de traitement du mobile) les systèmes ne nécessitant d'estimation de canal qu'au récepteur, qui représentent les solutions mobiles les plus réalistes en voie descendante. En particulier, nous cherchons à exploiter la diversité (temps/fréquence/espace) dans un système multi-porteuses avec étalement, codage espace-temps-fréquence et codage-canal, afin d'offrir une robustesse, même dans les scénarios les plus difficiles. Après l'étude de combinaisons Alamouti-MC-CDMA dans [11, 12], nous proposons de nouvelles techniques de diversité dont les performances supérieures sont vérifiées malgré la simplicité de détection. Nous cherchons également à augmenter le débit de façon appropriée tout en restant à des rapports signaux à bruit et complexité raisonnables.

D'autres techniques de codage sont ainsi proposées et évaluées, et les performances des différentes solutions sont comparées. Enfin, nous tentons de lever des verrous liés à la détection et à l'estimation de canal sur des récepteurs MIMO variés. Les communications internationales [14, 15, 16] réalisées en collaboration avec le DLR présentent des solutions complètes et réalistes d'estimation du canal MIMO dans différentes conditions de mobilité.

Ce rapport de thèse est organisé en trois parties, regroupant les huit chapitres. L'approche employée, depuis les aspects généraux du système, jusqu'aux optimisations particulières des algorithmes en contexte réaliste, permet de justifier les solutions proposées dans les contextes les plus difficiles.

- La première partie expose les contraintes, le contexte, et pose les bases de notre système de 4<sup>e</sup> génération. Ainsi, le **chapitre 1** décrit tout d'abord les contraintes physiques, technologiques et financières, et les attentes des systèmes 4G en termes de services, débit et mobilité. Le contexte d'étude y est abordé, insistant sur les projets européens dans lesquels nous avons contribué et sur le travail collectif de dimensionnement associé. Les deux chapitres suivants, considérant des sujets récurrents en communications numériques, présentent les modèles et relations successivement pressentis pour le système. Ainsi, le **chapitre 2** introduit les effets du canal à travers les outils de caractérisation au second ordre sans entrer dans tous les détails de la propagation ; nous en donnons alors une représentation matricielle adaptée au système qui sera utilisée par la suite. Ceci permettra de faire rapidement le lien entre les effets pris en compte par les différents modèles de canaux couramment simulés et le modèle MIMO « réaliste » considéré. Enfin, le **chapitre 3** donne les choix résultants de ces deux premiers chapitres, et valide *a posteriori* les hypothèses prises dans le modèle. Les principales notions et les scénarios y sont également rappelés, servant de référence tout au long du rapport. Les scénarios généralement considérés découlent des réflexions collectives menées dans les projets IST MATRICE et 4MORE, conformément aux rapports techniques communs [17, 18, 19, 20].

- La deuxième partie expose les principales théories et implémentations des systèmes multi-porteuses et multi-antennes, en insistant sur les algorithmes choisis, le système réalisé, et les performances obtenues comme références. Ainsi, le **chapitre 4** décrit les systèmes multi-porteuses et l'étalement, avant de poser la chaîne de communication complète, qui sera considérée comme une base mono-antenne par la suite. Les différents traitements réalisés à l'émetteur et au récepteur y sont expliqués, afin de fournir des résultats et limites théoriques de performance auxquels nous nous référerons dans les chapitres suivants. Ensuite le **chapitre 5** y ajoute la dimension spatiale, décrivant les modèles et algorithmes principaux des systèmes multi-antennes. Une distinction est faite suivant la connaissance de canal disponible à l'émetteur et au récepteur. Nous insisterons spécialement sur les systèmes MIMO n'ayant de connaissance de canal qu'au récepteur, et tout particulièrement sur les techniques de codage espace-temps ; puis nous établirons le modèle de simulation générique du système MIMO-OFDM-CDMA avec étalement et codage pouvant s'effectuer dans les trois dimensions que sont le temps, la fréquence, et l'espace. Des performances limites seront alors présentées.

• La troisième partie cherche à optimiser le système complet précédent, en l'adaptant au contexte, tout en respectant les soucis d'implémentation dans un environnement de plus en plus réaliste. En effet le canal transmettant l'information, offrant des possibilités en termes de diversité et capacité, est le paramètre central dans la conception du système et des algorithmes de détection cohérente. Aussi le **chapitre 6** propose d'optimiser un cas particulier du système générique présenté, tout en gardant une complexité relativement faible au récepteur quel que soit le contexte. Pour cela, la solution considérée combine du MC-CDMA avec un traitement spatial n'ajoutant pas d'interférences, tel que le codage espace-temps en bloc orthogonal (OSTBC). Les schémas à diversité proposés gardent alors le maximum d'indépendance entre les dimensions, que ce soit entre les sous-porteuses ou les symboles quasi-orthogonaux dans ce cadre MC-CDMA, entre les utilisateurs, ou dans la combinaison spatiale des données émises. L'optimisation porte alors principalement sur l'apport de la diversité à travers les étalements et codages, et les méthodes de détection linéaires au niveau du mobile. Ensuite, le **chapitre 7** relâche la contrainte sur le traitement spatial, en particulier l'orthogonalité du codage espace-temps, autorisant diverses combinaisons de l'information sur un bloc de données. L'optimisation porte alors sur un compromis entre le débit-paquet moyen, la fiabilité et la complexité, pour répondre aux besoins en termes de *QoS* établis précédemment. Ce système combinant multi-porteuses, codage espace-temps-fréquence, et traitement de la diversité, devra s'adapter aux contraintes et à l'environnement pour maximiser le rendement, et nous nous attacherons ici à fournir une capacité maximale au niveau lien physique afin d'améliorer les débits requis pour la 4G. Les principaux résultats y sont présentés de manière synthétique, afin de montrer rapidement les perspectives d'évolution. Enfin, le **chapitre 8** revient sur l'hypothèse trop optimiste considérée de connaissance du canal au récepteur. Ainsi, procédant à une réelle estimation du canal MIMO, les conclusions des chapitres précédents sont revues, à partir des effets estimés et constatés sur le système complet. Différentes techniques sont présentées, et des règles pour le choix des algorithmes peuvent alors être établies à partir des résultats obtenus. Les deux principales catégories d'estimation de canal MIMO retenues considèrent l'utilisation de symboles pilotes orthogonaux (PACE : *Pilot-Aided Channel Estimation*), et éventuellement des données émises avec un traitement itératif au récepteur (ICE : *Iterative Channel Estimation*). La résistance des algorithmes étudiés dans les chapitres précédents à des erreurs d'estimation permet d'évaluer le gain apporté par ces nouveaux systèmes dans un contexte réaliste face à la complexité introduite.

• La conclusion générale dresse un panorama des principales solutions envisagées, rappelle les contributions majeures et présente quelques perspectives.

## Liste des publications et communications

### Article de revue internationale ▷

- F. PORTIER, I. RAOS, A. SILVA, J-Y. BAUDAIS, J-F. HÉLARD, A. GAMEIRO et S. ZAZO, « Transmission Techniques for Downlink Multi-Antenna MC-CDMA Sys-

tems in a Beyond-3G Context ». *Journal of Communications and Networks*, vol. 7, n°2, pages 157–170, Jun. 2005.

### Conférences internationales ▷

- F. PORTIER, R. LEGOUABLE, L. MARET, F. BAUER, N. NEDA, J.-F. HÉLARD, E. HEMMING, M. des NOES et M. HÉLARD, « Performance Comparison of Multi-User Detectors for the Downlink of a Broadband MC-CDMA System ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit* (IST, Lyon), Jun. 2004.
- F. PORTIER, J.-F. HÉLARD, J.-M. AUFRAY et J.-Y. BAUDAIS, « STBC MC-CDMA Systems for Indoor and Outdoor Scenarios ». In *Proc. IEEE 8th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications* (ISSSTA, Sydney, Australia), pages 555–559, Aug. 2004.
- F. PORTIER, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Performance of STBC MC-CDMA Systems over Outdoor Realistic MIMO Channels ». In *Proc. IEEE 60th Vehicular Technology Conference* (VTC2004-Fall, Los Angeles, USA), vol. 4, pages 2409–2413, Sept. 2004.
- S. SAND F. PORTIER, et J.-F. HÉLARD, « Channel Estimation for Orthogonal STBC MC-CDMA Systems over Realistic MIMO Channels ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit* (IST, Myconos, Greece), Jun. 2006.
- S. SAND F. PORTIER, et J.-F. HÉLARD, « Orthogonal STBC MC-CDMA System with Channel Estimation over Realistic High Mobility MIMO Channels ». In *Proc. 16th Wireless World Research Forum Meeting* (WWRF, Shanghai, China), Apr. 2006.
- F. PORTIER, S. SAND et J.-F. HÉLARD, « Iterative Channel Estimation for Orthogonal STBC MC-CDMA Systems over Realistic High-Mobility MIMO Channels ». In *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC, Helsinki, Finland), Sept. 2006.

### Contributions principales aux contrats externes ▷

#### *Projets européens IST-MATRICE/IST-4MORE*

- cf. sites Web <http://ist-matrice.org> et <http://ist-4more.org>
- Participation au groupe de travail MATRICE-WP3 (algorithmes et couche physique)
- Contribution aux livrables D3.1/D3.2, D3.1a/D3.2a, D3.1b/D3.2b, D3.5 ...

#### *Contrat de recherche avec France Télécom*

- Contributions en MIMO-MC-CDMA avec du codage espace-temps (LD...)

#### *Réseau d'excellence NEWCOM*

- Travail sur l'estimation de canal MIMO
- Collaboration avec le centre aérospatial allemand DLR
- Présentation des travaux [21] et contribution aux documents du département 1, e.g. livrable WP.1.2 "Report on analytic milestones for multi-user space-time coding, coding design and signal design for OFDM and MIMO systems"



## Première partie

# Contraintes, contexte, et spécifications d'un système de 4<sup>e</sup> génération

CETTE PARTIE a pour but de **cadrer l'étude** mais aussi de poser les bases du système de communication de 4<sup>e</sup> génération (4G) proposé. Les nombreux partenariats, en particulier au niveau européen, ont fortement orienté ces recherches, et défini les scénarios les plus intéressants. Combinés à des modèles de **canaux MIMO** « réalistes » prenant en compte les corrélations en temps/fréquence/espace, les choix effectués vont permettre de **dimensionner notre système** et spécifier le modèle de transmission numérique. Outre la caractérisation du canal et la présentation des modèles les plus courants, nous allons donc rappeler les hypothèses, notions, et scénarios considérés.



CHAPITRE

# 1

---

## Contraintes des systèmes 4G et contexte de l'étude

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Contraintes physiques et performances attendues</b>	<b>4</b>
1.1.1	Contraintes des futurs systèmes	4
1.1.2	Attentes des futurs systèmes	7
<b>1.2</b>	<b>Contexte de l'étude et projets européens</b>	<b>9</b>
1.2.1	Projets européens IST-MATRICE et IST-4MORE	9
1.2.2	Autres projets	14

---

## 1.1 Contraintes physiques et performances attendues

Face à un nombre croissant de systèmes sans-fil — qu'ils soient de diffusion, cellulaires, ad'hoc, points d'accès distants, ou de simples moyens de contrôle — la 4G devra se frayer un chemin tout en se pliant à de nombreuses contraintes aboutissant à des compromis. Ainsi, elle devra répondre aux contraintes d'accès radio au niveau de la couche physique, avec une complexité et un coût d'équipement mesurés. Malgré cela, le système proposé devra répondre aux besoins en termes de services, offrant débit et mobilité à une grande variété de terminaux. Nous allons commencer par quelques généralités sur les systèmes sans-fil.

### 1.1.1 Contraintes des futurs systèmes

**Accès à la couche physique** ▷ Au niveau de la couche physique, les transmissions sans-fil doivent faire face à des contraintes d'occupation spectrale et de puissance d'émission. Les possibilités en termes de capacité sont principalement limitées par ce couple puissance-bande offert, et deux approches sont souvent considérées dans la littérature pour respecter les normes d'accès radio :

- La première approche profite des dérèglementations en cours et de l'autorisation éventuelle d'émettre sur un très large spectre, mais à très faible puissance. Ces systèmes que l'on retrouve sous la dénomination ultra-large-bande (UWB : *Ultra-Wide-Band*) peuvent par exemple utiliser un accès impulsionnel et, par un codage approprié des séquences, autoriser la transmission simultanée de plusieurs flux à haut débit. Pour faire face aux contraintes spectrales et politiques, le signal UWB peut être transposé en plus haute fréquence et filtré de manière à respecter les masques normalisés et fréquences interdites ; Pour répondre plus efficacement à ces contraintes, plusieurs variantes, pouvant combiner masque ultra-large-bande et système multi-porteuses par exemple (cf. *Multi Band OFDM Alliance* [22, 23]), voient ainsi le jour.
- La deuxième approche, utilisant plus classiquement un accès fréquentiel limité, s'apparente aux systèmes cellulaires des précédentes générations, à savoir l'allocation d'une bande spectrale spécifique d'environ 50 à 100 MHz. Les caractéristiques de puissances autorisées sont alors proches de celles adoptées en 3G, c'est-à-dire de l'ordre du Watt, ou de la dizaine de dBm par MHz en émission, alors que les systèmes UWB ont des limites fixées aux alentours de  $-40$  dBm/MHz. Les systèmes multi-porteuses (MC : *Multi-Carrier*) sont pressentis comme avantageux pour occuper efficacement tout ce spectre.

Cependant, chaque stratégie répond à des applications différentes, car les contraintes énergétiques aboutissent à des compromis en termes de débit et de couverture, voire de mobilité, délai, coût... Par ailleurs, la bonne gestion des interférences, dans un environnement sans-fil de plus en plus saturé, est cruciale pour assurer une qualité de service (*QoS*) minimum. Pour notre système 4G, nous développerons dans cette thèse la deuxième approche du système cellulaire avec spectre spécifique. Les approches UWB sans licences nous semblent

plus adaptées à des transmissions à faible distance (WPAN : *Wireless Personal Area Network*...), voire à des réseaux maillés ad'hoc avec de faibles possibilités de contrôle et une *QoS* plus réduite, à la manière des réseaux *peer-to-peer* pouvant s'insérer sur un accès sans-fil de type WLAN (*Wireless Local Area Network*). La figure 1.1 schématise l'allocation spectrale pour les principaux systèmes grand-public actuels, et les tableaux 1.1 et 1.2 résument leurs caractéristiques ; on y remarque que les modulations multi-porteuses OFDM sont omniprésentes dans les derniers systèmes développés. Toutefois, les bandes et puissances allouées varient parfois d'un pays à l'autre, et les fréquences les plus basses sont encombrées par de nombreux systèmes de diffusion, de contrôle, ou radio-amateurs, rendant nécessaire la montée en fréquence pour trouver des bandes disponibles. Une description plus détaillée du système cellulaire envisagé sera donnée dans la section 1.2.

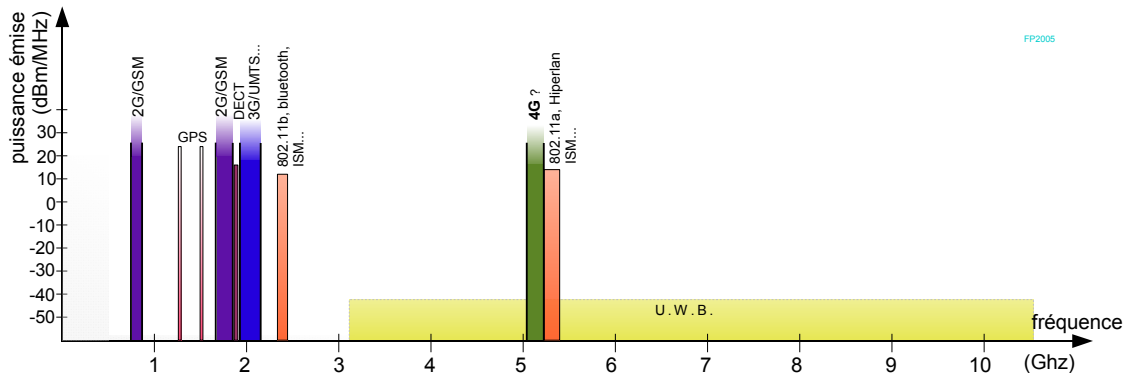


FIG. 1.1 – Approche spectrale : allocation (simplifiée) des principales fréquences civiles

**Complexité des équipements** ▷ Au niveau des équipements, les systèmes 4G devront également faire face à des contraintes de complexité, surtout au niveau du terminal mobile (MT : *Mobile Terminal*). Outre les questions de taille, limitant le nombre possible d'antennes, le mobile doit être pratique et économique à l'achat comme à l'usage. Sa complexité algorithmique doit donc être raisonnable, lui assurant ainsi une autonomie suffisante pour la plupart des applications. Quant aux contraintes au niveau des stations de base (BS : *Base-Station*), elles sont assez proches de celles des précédentes générations.

**Coûts et opérateurs** ▷ Au niveau de la rentabilité et pérennité du système, ce dernier devra répondre à des contraintes de coût assez fortes. En particulier, le coût par bit transmis devra être aussi faible que possible. Mais le coût initial pour le déploiement devra être également raisonnable face aux autres systèmes, tout en assurant une compatibilité avec les systèmes pré-existants, en particulier ceux de 3<sup>e</sup> génération. Quant à la compatibilité au niveau réseau, elle favorise l'utilisation du tout-IP (*Internet Protocol*) de bout-en-bout. Toutefois, l'optimisation de l'*overhead* introduit par cet héritage d'entête et leur portage vers la mobilité restent des sujets ouverts, et discutés à l'IETF [24]. La sécurité et le contrôle des communications ne doivent également pas être négligés. Les choix en découlant sont décrits à la section 3.1.

TAB. 1.1 – Principaux systèmes cellulaires radio-mobiles

Génération / Norme	Services disponibles	Débit utilisateur	Porteuse $f_c$	Modulation (couche physique) et accès multiple	Duplex (DL/UL)	principales innovations
<b>1G</b>	voix, analogique					
<b>2G</b> GSM, IS95	voix et bas débit (mode connecté)	9.6 / 14.4 kbit/s	900 MHz / 1.8 GHz	GSM : GMSK ; FDM+TDMA (GSM : 8 utilisateurs par bande de 200kHz)	FDD	numérique
<b>2.5G</b> GPRS puis EDGE	voix + services multimédia à débit modéré	54 kbit/s / 236 kbit/s	900 MHz / 1.8 GHz	EDGE : ajout 8PSK ; allocation des ressources étendue (GPRS jusqu'à 4 timeslot par usr, EDGE jusqu'à 3 timeslot)	FDD	services multimédia
<b>3G</b> IMT2000 UMTS, CDMA2000...	multimédia, différenciation des services, gestion des ressources...	384 kbit/s (jusqu'à 2 Mbit/s par bande)	2 GHz	DS-CDMA (QPSK) ; UMTS : CDMA par bande de 5 MHz	FDD (ou TDD)	CDMA + pensé pour le multimédia (flexibilité, QoS...)
<b>3.5G</b> HSDPA...	idem avec augmentation des débits...	jusqu'à 10 Mbit/s	2 GHz	DS-CDMA (ajout de modulations 16QAM... ; adaptatif...); CDMA par bande de 5 MHz	FDD (ou TDD)	débit
<b>4G</b>	multimédia, multitude de services et haut débit	cf. figure 1.2	5 GHz ?	multi-porteuses ? MIMO ? CDMA+TDMA+FDMA ? →MC-CDMA/OFDMA en DL ?	TDD ?	efficacité spectrale, convergence et intégration, flexibilité, diversité des terminaux... ?

TAB. 1.2 – Autres systèmes sans-fil (WPAN, WLAN, accès boucle locale, diffusion, ...)

Nom / Norme	Type / Services disponibles	Débit utilisateur	Porteuse $f_c$	Modulation (couche physique) et accès multiple	Duplex (DL/UL)	principales innovations
<i>WPAN : couverture et mobilité faibles. Divers : systèmes personnels...</i>						
<b>Bluetooth</b>	WPAN, débit modéré entre petits équipements	720 kbit/s	2.4 GHz	GFSK ; FH-SS	TDD	faibles coût et consommation
<b>802.15...</b>	cf. [2]	480 Mbit/s				idem " "
<b>DECT</b>	syst. numérique sans-fil (inter-combinés)		1.9 GHz	GFSK ; FDMA/TDMA	TDD	remplace le fil du combiné
<i>WLAN : couverture moyenne et mobilité faible.</i>						
<b>WiFi</b> 802.11b	WLAN, réseau local grand-public	11 Mbit/s	2.4 GHz	SC-QPSK ; CSMA/CA	TDD	réseau domestique à coût modéré
<b>WiFi</b> 802.11a, Hiperlan2	WLAN, réseau local grand-public	54 Mbit/s	5.2 GHz	OFDM ; CSMA/CA (OFDM+TDMA en Hiperlan2)	TDD	efficacité spectrale augmentée
<b>WiFi</b> 802.11g	WLAN, réseau local grand-public	54 Mbit/s	2.4 GHz	OFDM ; CSMA/CA	TDD	efficacité spectrale augmentée
<b>WiFi</b> 802.11n	WLAN, réseau local grand-public	500 Mbit/s ?	2.4 GHz / 5 GHz	OFDM + MIMO ; CSMA/CA	TDD	efficacité spectrale augmentée, MIMO
<i>WMAN et accès boucle locale : couverture étendue et mobilité faible.</i>						
<b>WiMax</b> 802.16..., Hiperman	WMAN, boucle locale radio	70 Mbit/s ?	2-11 GHz ? (3.5 GHz en France)	OFDM... (OFDMA...)	TDD / FDD	alternative à la boucle locale filaire
<i>diffusion : couverture étendue.</i>						
<b>DAB</b>	<i>Digital Audio Broadcasting</i>	jusqu'à 256 kbit/s par canal	< 1.5 GHz	OFDM + démodulation différentielle	—	radiodiffusion numérique
<b>DVB-T</b>	<i>Digital Video Broadcasting</i> , partie terrestre	jusqu'à 30 Mbit/s / canal 8MHz	< 900 MHz	OFDM (QAM élevées et démodulation cohérente par pilotes répartis)	—	télédiffusion numérique, haute efficacité spectrale
<b>DVB-H</b>	<i>Digital Video Broadcasting - Handheld</i>	≈ 3 Mbit/s divisé en temps	idem DVB	OFDM	—	ajout de la mobilité en télédiffusion

### 1.1.2 Attentes des futurs systèmes

**Vision de l'après 3G** ▷ Fin 2005, le nombre d'abonnés en téléphonie mobile dépasse 2 milliards dans le monde, et le potentiel de croissance reste fort. Après de gros investissements dans l'achat de licences et pour le développement de l'architecture du réseau, les principaux opérateurs mobiles favorisent le déploiement progressif de la 3G sur les marchés les plus prometteurs. Parallèlement, les réseaux locaux sans-fil WLAN se sont rapidement déployés dans les bureaux, les accès publics (*hot-spot*) ou encore dans les foyers. Les systèmes de diffusion numérique de type DAB et DVB [25] peuvent également apporter toute sorte de flux dès aujourd'hui vers de nombreux utilisateurs. Par ailleurs, le potentiel des réseaux ad-hoc reste à démontrer [26]. La 4G est alors vue comme un environnement sans-fil mobile large-bande, s'inscrivant sans doute dans un contexte hétérogène, mais tentant pourtant d'apporter à l'utilisateur tous les services dont il a besoin de manière continue et transparente (*seamless*). Des données de tout genre devront ainsi transiter partout où cela est nécessaire en utilisant la technologie la plus appropriée. Il est encore difficile de dire s'il y aura une réelle convergence des technologies en ligne de mire ou plutôt des récepteurs compatibles avec une multitude de normes et protocoles d'accès ; les raisons techniques ne sont pas les seules en jeu. Ce qui est sûr, c'est que ces systèmes nécessitent des innovations sur de nombreux points, et en particulier sur la couche physique, car la qualité de service demandée est tributaire des performances du système en termes de capacité et de mobilité.

**Services attendus** ▷ Pour séduire l'utilisateur et atteindre le marché de masse, l'accès large-bande sans-fil 4G devra considérer, entre autres, les applications et services suivants :

- Accès à des contenus multimédias (audio, vidéo. . .) avec une mobilité raisonnable,
- Téléchargements (éventuellement « hors ligne » i.e. non temps-réel),
- Applications communicantes, Vidéo-conférence, et jeux en ligne,
- Contrôle et surveillance à distance, services domotiques,
- Services Internet sécurisés tels que les accès distants aux réseaux d'entreprises,
- Télétravail,
- E-business, achat en ligne,
- Informations personnalisées liées à la localisation ou aux préférences,
- Applications spécifiques d'assistance et navigation, services de guidage touristique,
- Services additionnels ou restreints suivant le lieu,
- . . .

Les 8 premiers services sont déjà disponibles via un accès Internet classique et devront être étendus et optimisés pour des terminaux mobiles. Les dernières applications, liées à la géolocalisation de l'utilisateur, sont destinées à lui offrir des services supplémentaires appréciables dans un contexte mobile. La *QoS* requise varie fortement d'un service à l'autre en termes de débit, délai, garanties d'erreur ou de flux minimum, retransmissions, etc. Les performances visées varieront donc pour optimiser les scénarios. Certaines de ces applications pourraient utiliser les capacités mémoire du terminal pour y charger les informations « hors ligne » de manière à optimiser le réseau. La gestion des flux de téléchargement ou le rapatriement de la messagerie et d'autres informations locales lors des périodes d'inac-

tivité sont alors à traiter principalement par les couches supérieures, la couche physique se contentant d'offrir une capacité suffisante pour atteindre la  $QoS$  demandée.

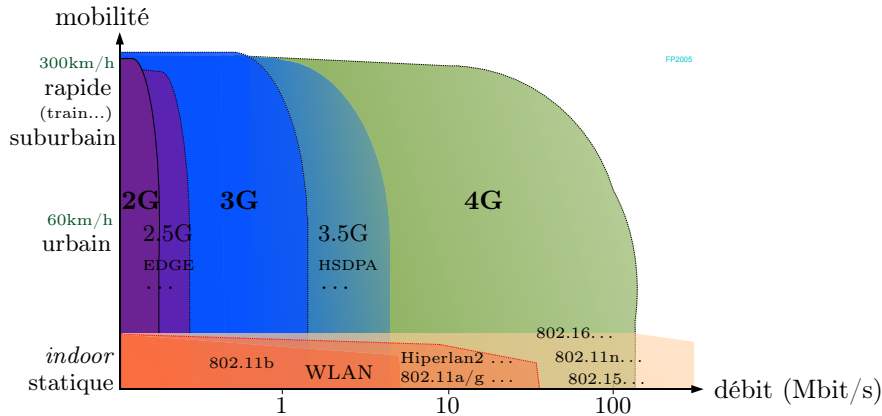


FIG. 1.2 – Approche utilisateur : débits attendus suivant les générations de systèmes

**Capacité et mobilité** ▷ Concernant les capacités attendues en termes de débit et nombre d'utilisateurs, la 4G vise souvent (cf. figure 1.2), pour une bande de l'ordre de 50 MHz, un débit total par secteur de cellule de l'ordre de :

- 10 à 20 Mbit/s jusqu'à 300 km/h (incluant le train),
- 20 à 50 Mbit/s jusqu'à 60 km/h dans un environnement urbain,
- plus de 100 Mbit/s en environnement *indoor* et pico-cellulaire à faible mobilité.

Ces débits étant partagés entre tous les utilisateurs du secteur de cellule, les zones les plus urbanisées devront envisager des cellules de petite taille. Il s'agit généralement de besoins en termes de données au niveau utilisateur, c'est-à-dire après avoir considéré les « pertes » au niveau des différentes couches et les mises en trames. Par ailleurs, une flexibilité dans le partage de cette ressource et de l'accès multiple est un point important à considérer dès la couche physique.

**Diversité des terminaux** ▷ La catégorie du terminal (MT) définira sa capacité à traiter telle ou telle application. Les terminaux mobiles légers bénéficieront probablement de services multimédia plus limités, à moins d'y autoriser l'ajout d'extensions tels que des écrans flexibles ou des systèmes de projection. L'ajout de la dimension spatiale (plusieurs antennes par récepteur) permet d'apporter une information supplémentaire au système pour accroître sa capacité. Ceci pourra être souvent utilisé pour « approcher » la  $QoS$  requise, par exemple en privilégiant la robustesse ou le débit. Ainsi des terminaux plus volumineux tels que les ordinateurs portables pourront envisager des connexions étendues pouvant marier haut-débit, mobilité, et robustesse au niveau  $QoS$ . En outre, l'adaptation du terminal à son environnement et sa reconfigurabilité sont des points importants dans un système amené à évoluer rapidement.



## 1.2 Contexte de l'étude et projets européens

La recherche mondiale est très active pour influencer l'évolution des systèmes de communication au delà de la 3<sup>e</sup> génération. La compétition s'est accrue et mondialisée, et de nouveaux modèles opérationnels et économiques (*business model*) sont apparus, avec un recentrage sur l'utilisateur et les applications proposées. Par ailleurs, les monopoles se font de plus en plus rares, décuplant les exigences des utilisateurs qui se retrouvent au cœur du système. Nous pouvons distinguer trois zones de recherche majeures :

- L'Asie du Sud-Est, tirée par les contributions de NTT DoCoMo, mais également quelques forums 4G et un fort marché potentiel, planifie la 4G pour 2010. Des démonstrations significatives ont déjà eu lieu au Japon, et ce dernier devra également compter sur les avancées coréennes et la montée en puissance de la Chine, ces trois pays ayant la main-mise sur des technologies clés envisagées pour la 4G.
- L'Amérique du Nord n'est pas en reste, avec des organismes tels qu'IEEE, des travaux et brevets importants détenus par un ensemble de grandes entreprises (AT&T, Bell Labs, . . .), des start-up innovantes et de prestigieuses universités.
- Enfin, nous nous intéresserons particulièrement à la vision européenne, avec ses projets IST qui tentent de combler le retard accumulé face aux résultats obtenus au Japon. Notons par ailleurs qu'au niveau national, la plupart des États européens y ajoutent des programmes de recherches spécifiques (RNRT en France, BMBF en Allemagne. . .). Les pays d'Europe du Nord ont su tirer partie du succès de la 2G avec le GSM, mais ont perdu de leur hégémonie face aux États-Unis puis à la coalition asiatique lors de l'accélération vers les générations suivantes [27].

Au delà de ces programmes, des alliances de constructeurs et des forums, ou encore des organismes généraux et de standardisation, tels que WWRF, 3GPP, ETSI, ITU, influencent également ce que pourra être le sans-fil de la prochaine décennie. Les premières réflexions sur la 4G [28, 29, 30] montrent que la réalité dépasse parfois les prévisions, en termes de nombre d'abonnés en particulier, mais que les dernières étapes d'optimisation et de normalisation vers la mise en place du réseau complet requièrent souvent plus de temps que prévu. La recherche au niveau technique se joue donc dès maintenant.

### 1.2.1 Projets européens IST-MATRICE et IST-4MORE

**Orientations européennes** ▷ La vision européenne de la 4G est celle d'un système intégré basé sur la transmission de paquets IP, offrant une large gamme de services simultanés, n'importe quand, n'importe où, et supportant une grande variété de terminaux. Les activités de recherche de l'Union Européenne vont donc dans ce sens, et sont principalement organisées en programmes de 4 ans appelés *Framework Programmes* (FP). MATRICE (*Multicarrier CDMA TRansmission techniques for Integrated broadband CEllular systems*) et 4MORE (*4G MC-CDMA multiple antenna system On chip for Radio Enhancements*) font partie de ces programmes européens IST (*Information Society Technologies* [31]), financés respectivement lors des FP5 et FP6.

**Projets et partenaires** ▷ Le projet européen IST-MATRICE [17], faisant partie du FP5 de 2002 à 2005, avait pour but d'aboutir à la définition de solutions jusqu'à la conception d'une maquette 4G. Pour cela, il devait proposer une réponse innovante et économiquement viable pour l'accès large-bande de 4<sup>e</sup> génération des systèmes terrestres multi-cellulaires, fournissant *QoS* et haut-débit en environnement *indoor* et *outdoor*. Le projet européen IST-4MORE [32], faisant partie du FP6, a débuté en 2004 pour mettre en valeur les derniers résultats obtenus dans MATRICE en ajoutant ces algorithmes avancés jusqu'au niveau matériel, afin d'aboutir à un démonstrateur optimisé et reconfigurable. Les imperfections additionnelles de la partie radio-fréquence y sont donc étudiées. Le projet IST-MATRICE regroupe, en sus de l'IETR/INSA, des partenaires reconnus en Europe dont voici la liste :

- Commissariat à l'Energie Atomique (CEA-Leti, Grenoble),
- ST-Microelectronics (STM, Suisse),
- France Télécom (FT R&D, France),
- Mitsubishi Electric ITE (ITE-TCL, Rennes),
- Nokia (Bochum, Allemagne),
- Universidad Politecnica de Madrid (UPM, Espagne),
- Instituto de Telecomunicações (IT Aveiro, Portugal),
- University of Surrey (UniS, Angleterre).

Pour 4MORE, deux partenaires supplémentaires ont été retenus dans le consortium :

- Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt E.V. (DLR, Allemagne),
- Acorde (Espagne).

**Couche physique** ▷ Ces projets sont découpés en groupes de travail (WP : *WorkPackages*), et j'ai principalement contribué au WP3 de IST-MATRICE, dédié à la couche physique. Les travaux réalisés sur cette couche 1 du modèle OSI considèrent un accès large-bande à travers un système multi-porteuses, avec de l'étalement de spectre additionnel, principalement de type MC-CDMA (*Multi-Carrier Code-Division Multiple-Access*) pour la voie descendante (DL : *downlink*). Les avantages du MC-CDMA ne sont plus à démontrer, en particulier dans un système multi-cellulaire, et un rapide rappel des caractéristiques principales d'un tel système avec un étalement généralisé en deux dimensions est fourni dans la partie suivante, section 4.1. Précisons simplement que cette technique combine les intérêts de l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*), tels que l'efficacité spectrale et la robustesse face au canal multi-trajet tout en gardant une complexité raisonnable au récepteur, aux avantages du CDMA (*Code-Division Multiple-Access*) en matière de flexibilité et de bonnes propriétés face aux interférences des systèmes cellulaires. L'aspect multi-antennes MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) est également considéré, en supposant une station de base (BS : *Base-Station*) pouvant avoir jusqu'à 4 antennes, et des terminaux mobiles (MT : *Mobile Terminal*) ayant jusqu'à 2 antennes. Les gains possibles en termes de capacité sont théoriquement importants, et seront rappelés dans la section 5.1. En outre, leur combinaison à un système multi-porteuses facilite grandement le décodage dans la majorité des cas.

**Autres aspects** ▷ L'aspect multi-cellulaire n'est qu'assez peu considéré, les interférences des autres cellules pouvant être supposées comme contribuant à l'élévation d'un bruit blanc gaussien (AWGN : *Additive White Gaussian Noise*) [19, 33]. Par ailleurs, ce rapport de thèse insistera peu sur les aspects radio-fréquence une fois le modèle posé, et fera l'impasse sur de nombreux points liés aux couches hautes et à l'implémentation matérielle, se concentrant sur la couche physique. Toutefois, des simulations plus réalistes considérant de nombreuses imperfections ont été menées. Des résultats intégrant les couches plus hautes, déduits de ceux obtenus en couche physique, peuvent être obtenus à travers les livrables des projets [17, 32], en particulier MATRICE D4.4, D4.5, et D4.6. Ces derniers considèrent des algorithmes plus ou moins avancés de gestion des ressources (*Dynamic Resource Allocation*, ...) [34] afin d'optimiser les différents flux offerts par la couche physique. Des optimisations supplémentaires en considérant conjointement les couches 1 et 2 (*Cross-layer design* [35, 36]) sont étudiées au sein des WP4 de MATRICE et WP2 de 4MORE.

**Motivations** ▷ Les motivations du projet partent du constat que la 3G est une bonne évolution des communications traditionnelles vers le multimédia mobile, mais que les capacités envisagées, avec la rapide croissance des services Internet et l'attrait pour les appareils mobiles, risquent de limiter les possibilités de croissance. Les débits attendus, principalement en voie descendante où de nombreux services de téléchargement et diffusion sont espérés, sont plus de 10 fois supérieurs à ceux offerts par la 3G. Le premier but de MATRICE<sup>(1)</sup> est donc d'atteindre des débits allant jusqu'à 20 Mbit/s dans un environnement véhiculaire, et jusqu'à 100 Mbit/s en *indoor*, utilisant une bande allouée de l'ordre de 50 MHz. A cet effet, de nombreuses techniques sont étudiées : différents accès multiples, techniques de diversité et codage, égalisation et détection multi-utilisateurs, adaptation du débit aux conditions et à l'environnement, utilisation de la dimension spatiale ...

**Principaux paramètres** ▷ Les premières réflexions au sein des projets ont permis de figer certains paramètres qui sont rappelés ici pour mieux cibler l'étude du canal qui va suivre. Plus de détails sont donnés dans les documents MATRICE D1.x et 4MORE D1.1, ainsi que dans le chapitre 3 :

- Concernant les fréquences, MATRICE a mené des simulations autour de 5 GHz alors que 4MORE a opté pour une porteuse de 5.2 GHz. Dans tous les cas, il a été décidé d'opter pour l'inter-opérabilité avec l'UMTS, jusqu'à définir une fréquence d'échantillonnage multiple de 3.84 MHz. Ceci permet entre autres de faciliter le *handover* entre ces deux systèmes complémentaires, en particulier dans les zones moins denses où la 4G ne pourra être totalement déployée. De plus, pour des questions de coût, différents terminaux avec différentes fréquences d'échantillonnage pourraient être envisagés. La complexité étant souvent proportionnelle à la bande, des échantillonnages de 3.84 à plus de 50 MHz sont possibles. Cependant, les projets se focalisent sur les cas extrêmes large-bande, à savoir  $15 \times 3.84 = 57.6$  MHz pour MATRICE et  $16 \times 3.84 = 61.44$  MHz pour 4MORE.

---

<sup>(1)</sup>Par la suite, nous ferons souvent référence au nom MATRICE pour englober le travail effectué au sein des projets IST-MATRICE et IST-4MORE, la chaîne de simulation de base étant la même [37].

- La définition des cellules et des bilans de liaison attendus a précédé le dimensionnement. Les premières estimations en *outdoor* urbain semblent favoriser des distances entre BS et MT inférieures à 500m. Le déploiement serait alors limité aux zones les plus denses dans un premier temps. La répartition hexagonale avec des stations de base tri-secteur, chacun émettant sur  $120^\circ$  comme décrit sur la figure 1.3, permet d'optimiser la distance entre BS tout en augmentant la capacité.
- Le partage (*duplex*) entre les flux descendants (BS vers MT) et montants (MT vers BS) doit répondre aux contraintes du trafic multi-cellulaire et aux besoins algorithmiques. Ainsi, c'est donc le mode TDD (*Time-Division Duplex*) qui est préconisé, autorisant une certaine flexibilité pour faire face à un trafic variable et asymétrique. Cette utilisation de la même bande fréquentielle pour les voies montante et descendante simplifie également les algorithmes nécessitant une connaissance du canal aux deux extrémités, en utilisant la réciprocité à faible vitesse. En particulier, le contrôle de puissance et les systèmes adaptatifs — que ce soit au niveau de la pré-égalisation MC-CDMA, de l'algorithme multi-antennes, du *water-filling* en modulation/puissance, etc — peuvent tirer partie du TDD. Concernant les contraintes, alors que le mode FDD requiert une attention particulière sur les bandes de garde et l'ajout d'un duplexeur au niveau de la partie RF (radio-fréquence), le TDD nécessite principalement de s'attarder sur l'intervalle de garde entre les *slots* de la voie descendante et ceux de la voie montante. Ces temps sont calculés sur les délais maximum de transmission et sont donc proportionnels aux tailles des cellules. A cette fin, le système de mise en trame choisi, respectant les contraintes ci-dessus et proche du choix 4MORE, est décrit à la section 3.1. Permettant de réduire la partie RF, le TDD est particulièrement intéressant en MIMO, au prix d'une synchronisation plus complexe. A noter que le problème d'interférence multi-cellulaire est accru en TDD, et peut nécessiter la synchronisation des stations de base, un codage spécifique à chaque cellule, et des algorithmes au niveau des couches plus hautes pour diminuer les éventuelles interférences entre les deux voies. Par ailleurs, un code de *scrambling* est ajouté pour blanchir le signal émis dans le canal. Cependant, le choix de ce mode *duplex* a peu d'influence sur le reste du rapport, et nous considérerons généralement la voie descendante, supposerons souvent aucune connaissance du canal à l'émetteur, et ne détaillerons pas l'aspect multi-cellulaire. En particulier, nous traiterons l'estimation de canal au récepteur mobile en DL, celle-ci étant la plus critique au niveau des besoins en débit.

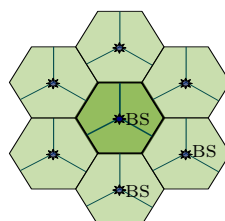


FIG. 1.3 – Organisation multi-cellulaire et tri-secteur des stations de base

**Modélisation et codage en SystemC** ▷ Pour répondre à ces scénarios et entamer l'étude de la couche physique sur une base commune, une chaîne de simulation de référence a été développée en SystemC [38]. Les avantages de SystemC en tant que « librairie additionnelle » au C++ ne seront pas rappelés dans ce rapport, mais citons son intérêt dans un travail de groupe par son implicite utilisation systématique des classes pour chaque module, avec des entrées/sorties bien définies, et une tentative de convergence du langage vers l'implémentation de type VHDL. Cette séparation des processus, au delà de faciliter le travail simultané, offre un aspect modulaire sans avoir à se soucier des connexions entre modules (*scheduling* automatique gérant les *buffer* de type FIFO entre chaque module. . .) lorsque l'étude est menée uniquement à haut niveau (*software*), et permet un raffinement progressif vers l'implémentation *hardware* (types et représentation des valeurs transmises en virgule fixe, gestion synchrone du *scheduler* et des signaux, architecture proche du matériel facilitant par la suite un placement et routage des fonctions dans les composants. . .). Comme le montre brièvement la figure 1.4, cette chaîne labellisée V0 modélise un système de transmission MC-CDMA SISO (*Single-Input Single-Output*), et est dorénavant disponible au téléchargement sur le Web [37]. De nombreuses contributions, en particulier au niveau de la réalisation de cette chaîne de simulation en SystemC, ont abouti à la réalisation d'un papier commun [20]. Cette chaîne a également servi de base à 4MORE et son utilisation est envisagée dans d'autres projets. Par la suite, pour le besoin de cette thèse et pour étendre l'étude dans le cadre du projet en ajoutant la dimension spatiale, un canal MIMO a été inséré avec du codage espace-temps, afin d'obtenir quelques résultats complémentaires fournis avec la version V1 de la chaîne de simulation ; citons les livrables MATRICE D3.1a, D3.2a, D3.1b, D3.2b. Les observations les plus intéressantes sur ces versions V1 et V2 ont fait l'objet de contributions et présentations en conférences [11, 12]. Chaque partenaire a également fourni des versions V1 et V2 en implantant un algorithme avancé dans un ou plusieurs des modules de la chaîne de départ, aboutissant à des livrables comparatifs [19]. Notre contribution aux livrables n'étant pas rappelée dans la suite de ce rapport, des résultats complémentaires (ou pré-études. . .) peuvent se trouver dans les documents pré-cités. Par concision, nous préférons renvoyer vers le site Web MATRICE [17] où la liste des publications faisant suite à ces études est également disponible. Enfin, plus de détails sur la chaîne personnelle étendue, labellisée V5 et réalisée pour présenter les résultats de ce rapport, sont donnés dans les chapitres 4 et 5.

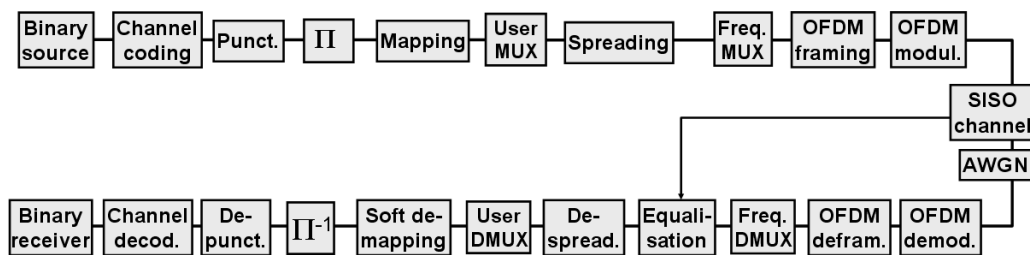


FIG. 1.4 – Chaîne de simulation de base V0 considérée pour MATRICE

### 1.2.2 Autres projets

**Divers projets intégrés** ▷ La plupart des projets considère des traitements de signaux de plus en plus complexes, des systèmes MIMO et des algorithmes de codage et modulation évolués, des technologies *software-radio* avec un système reconfigurable, etc. Cependant la combinaison de tous ces aspects dans un système complet et réaliste n'est que très récemment envisagée. Des projets intégrés tels que IST-WINNER (*Wireless World Initiative New Radio*) [39] se donnent pour objectif de considérer l'accès radio dans sa globalité, en faisant le tour des technologies émergentes pour la 4G. Au niveau européen, nous pouvons encore citer les projets FITNESS, ROMANTIK, STRIKE, ARROWS, BROADWAY...

**Réseaux d'excellence et NEWCOM** ▷ Parallèlement, des réseaux d'excellence se sont formés pour fédérer les forces s'exerçant souvent de manière cloisonnée dans les différents projets. Le réseau d'excellence NEWCOM (*Network of Excellence in Wireless COMMUNICATIONS*) [40] en fait partie, et se donne pour objectif d'explorer les nombreux verrous subsistant dans les systèmes de transmission sans fil. Ce réseau très large, intégré au FP6 et regroupant des centaines de partenaires, s'est mis en place de mars 2004 à août 2006. Ces contacts entre chercheurs ont permis de fructueux échanges, et j'ai ainsi pu passer 6 semaines au centre aérospatial allemand (DLR, Munich, Allemagne), dans le cadre de NEWCOM, afin de proposer des solutions d'estimation de canal MIMO dans un contexte MC-CDMA. Afin de garder un fil conducteur à cette thèse, ma chaîne de simulation V5, qui reste compatible MATRICE et 4MORE, a été prise comme point de départ, facilitant la comparaison des résultats au cours de l'évolution des simulations et des différents chapitres du rapport. Des contributions aux présentations et aux livrables NEWCOM [21, 41] sont disponibles sur le site Web [40].

**Autres contrats** ▷ Enfin, le laboratoire IETR noue de nombreuses relations dans le cadre de projets nationaux RNRT et régionaux tels que Palmyre, et certaines recherches font l'objet de contrats au niveau local, avec des entreprises comme France Télécom. Certaines contributions sur le codage espace-temps et sur l'association des techniques MIMO et du MC-CDMA ont été fournies à France Télécom à travers ces partenariats.

*En résumé, le futur environnement sans-fil risque d'être dense et hétérogène mais devra permettre à l'utilisateur d'accéder à de nombreux services de manière transparente, avec des terminaux intégrant plusieurs standards de coût et de complexité raisonnables. Les débits requis par la 4G imposent d'allouer une bande minimale d'environ 40 MHz conjointement à une puissance d'émission suffisante, mais nécessitent surtout une étude algorithmique en contexte réaliste pour exploiter de manière optimale cette capacité offerte. Pourront-ils approcher les limites théoriques au niveau de l'efficacité spectrale de la couche physique ? Dans un système mobile large-bande multi-antennes et multicellulaire, ceci implique des algorithmes pouvant s'adapter à tout type d'environnement et de canal de transmission ; la mobilité est donc un paramètre important qu'il convient de traiter de manière adaptée dès la couche physique. Ce sont ces canaux mobile large-bande MIMO que nous allons voir maintenant.*

**Sommaire**

---

<b>2.1</b>	<b>Généralités sur le canal de propagation . . . . .</b>	<b>16</b>
<b>2.2</b>	<b>Représentation « système » du canal MIMO . . . . .</b>	<b>21</b>
<b>2.3</b>	<b>Modèles de canaux de transmission existants . . . . .</b>	<b>28</b>
2.3.1	Modèles stochastiques . . . . .	28
2.3.2	Modèles déterministes géométriques . . . . .	31
2.3.3	Modèles hybrides . . . . .	32
<b>2.4</b>	<b>Modèle de canal de transmission considéré . . . . .</b>	<b>34</b>

---

## 2.1 Généralités sur le canal de propagation

Le canal où se propage l'onde électromagnétique est modélisé de nombreuses façons dans la littérature. Dans cette première section, nous rappellerons les conséquences des différents phénomènes physiques, à savoir les variations « vues » par la chaîne de transmission et souvent considérées en temps et espace. Ces variations sont généralement séparées suivant leur échelle, comme le montre la figure 2.1 provenant de l'ouvrage de Philippe Guguen [42] et aboutissent à des notions de dispersion et sélectivité. Des hypothèses et statistiques permettront ensuite d'envisager la validité des modèles, que ce soit au niveau lien ou au niveau système. Pour ne pas alourdir le rapport, nous ne présentons que ce qui semble essentiel à la compréhension des chapitres suivants, plus proches du système, mais il est possible de consulter les références sur le canal de propagation pour de plus amples informations (en particulier [43] et les références qu'il contient).

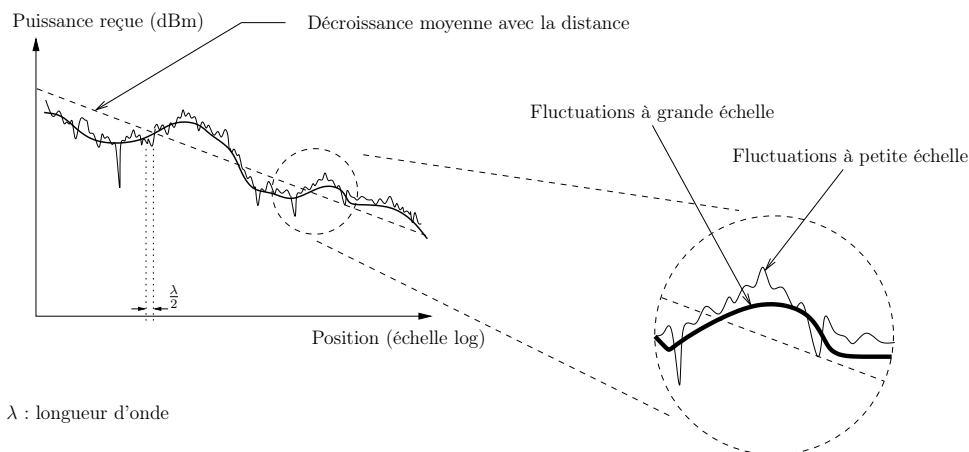


FIG. 2.1 – Variations produites par la transmission dans un canal hertzien

**Pertes moyennes en distance... (*path-loss*)**  $\triangleright$  L'atténuation moyenne de l'onde électromagnétique en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, due aux pertes en espace libre et divers effets de réfraction/réflexion/diffraction, n'est pas considérée directement dans notre étude. En effet, cette perte combinée avec le contrôle de puissance à l'émission aboutit, au niveau du récepteur, à un niveau moyen de puissance. Par ailleurs, ce même récepteur souffre d'un certain niveau de bruit, terme regroupant les interférents gaussiens du canal et surtout les imperfections de la chaîne de réception avec une somme de bruits physiques inhérents aux composants. Ceci conduira à la considération d'un rapport signal-à-bruit (SNR : *Signal-to-Noise Ratio*) au niveau du récepteur, seule mesure de tous ces effets combinés.



**Variations à grande échelle (*shadowing*)** ▷ Ces variations lentes qui peuvent être traquées par le récepteur, et à ce titre compensées ou vues comme les pertes précédentes à travers le SNR, seront considérées uniquement au niveau système. En particulier, elles seraient intéressantes lors de l'utilisation des résultats de la couche physique au niveau lien instantané (courbes de taux d'erreurs en fonction du SNR) pour les simulations systèmes prenant en compte les couches supérieures.

**Variations à petite échelle (*fast-fading*)** ▷ L'aspect multi-trajet de la propagation radioélectrique implique la réception d'un signal variant rapidement, suite aux combinaisons en phase ou non de ces trajets. A haute fréquence, et d'autant plus dans un contexte mobile, ces évanouissements ne peuvent être évités ou considérés par les couches supérieures, mais doivent être pris en compte dès le départ dans les simulations au niveau lien de la couche physique. Ce sont donc ces variations que nous considérons principalement comme cause des dispersions, et des notions de diversité et de sélectivité temporelle ou fréquentielle qui en découlent. L'ajout de plusieurs antennes et la prise en compte des angles de départ et d'arrivée des différents trajets permettent d'étendre cette notion de diversité au domaine spatial. Nous généralisons donc ci-après ces termes dans les trois dimensions, et serons généralement amenés à modéliser ce *fast-fading* de manière statistique.

**Hypothèses classiques** ▷ Alors que les variations lentes, simplement vues comme aboutissant à une puissance moyenne (ordre 1) sur la durée de nos simulations, ne seront pas prises en compte dans la recherche d'algorithmes et de codages à l'intérieur d'un *slot*, les évanouissements du *fast-fading* seront pleinement représentés par la somme de sous-rayons introduisant, entre autres, une variance au niveau de la puissance (ordre 2). Dans l'environnement considéré, avec une bande des signaux étroite par rapport à la fréquence porteuse, nous rappelons quelques hypothèses souvent admises pour caractériser le canal de manière statistique. En effet, en raison des nombreuses variations aux origines souvent complexes ou inconnues, il n'est pas judicieux de caractériser les canaux de façon purement déterministe. Une partie statistique est alors souvent introduite dans le modèle pour caractériser l'évolution aléatoire. Dans un environnement suffisamment riche, à bande et puissance limitées, les hypothèses courantes conduisent à employer le théorème de la limite centrale sur un grand nombre de sous-rayons; ceci implique généralement des lois gaussiennes comme nous verrons dans les modèles en bande de base de la section 2.3. La « rapidité » de variation, dans les dimensions temps / fréquence / espace (t/f/s), dépend du contexte et de la mobilité; rappelons qu'un déplacement d'une demi-longueur d'onde est suffisant pour vérifier cette variation, et que la montée en fréquence amplifie donc ces effets. Pour valider l'étude à l'ordre 2, nous posons les hypothèses suivantes :

- On suppose le canal ergodique, *i.e.* les moments statistiques sont équivalents aux moments calculés par rapport aux variables physiques t/f/s. En pratique, ce sont sur ces dernières variables que sont calculées les moyennes lors de simulations d'une durée suffisante pour obtenir un résultat fiable sur de nombreux évanouissements.
- On suppose que le canal peut être représenté par des processus stationnaires au sens large (wss : *Wide-Sense Stationary*), c'est-à-dire que les moments d'ordre 1, 2 et les matrices de corrélation de ces processus dans l'un des domaines t/f/s ne varient pas

lorsque le canal évolue dans les autres domaines. Pour cela, on suppose également la non-corrélation des diffuseurs générant les multiples trajets dans le canal (US : *Uncorrelated Scatterers*) aboutissant par exemple à la décorrélation des variables temps et retard de trajet.

**Corrélation, dispersion et sélectivité** ▷ L'étude à l'ordre 2 des fonctions de corrélation 2D et de leurs équivalents par transformées de Fourier a été menée par Bello dans le cas SISO [44]. L'extension spatiale ajoutée à l'hypothèse WSSUS conduit à définir une fonction d'autocorrélation<sup>(1)</sup> globale du canal ne dépendant plus que des écarts entre échantillons,

$$\mathcal{R}_h(\Delta t, \Delta f, \Delta \vec{r}) \triangleq \mathbb{E}_h [h(t, f, \vec{r})h^*(t + \Delta t, f + \Delta f, \vec{r} + \Delta \vec{r})] \quad (2.1)$$

où  $\Delta t$ ,  $\Delta f$ , et  $\Delta \vec{r}$  représentent respectivement les écarts en temps, fréquence, et espace,  $h(t, f, \vec{r})$  est la fonction de transfert du canal, et  $(\cdot)^*$  est le complexe-conjugué. Par un jeu de transformations de Fourier suivant ces 3 variables, on peut définir plusieurs équivalents, comme cette fonction de diffusion Doppler-retard-pulsation (*scattering function*),

$$\begin{aligned} \mathcal{S}_h(\varphi, \tau, \vec{k}) &= \text{FT}_{\Delta t \rightarrow \varphi, \tau \leftarrow \Delta f, \Delta \vec{r} \rightarrow \vec{k}}(\mathcal{R}_h(\Delta t, \Delta f, \Delta \vec{r})) \\ &= \iiint_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{R}_h(\Delta t, \Delta f, \Delta \vec{r}) \exp(j[-2\pi\varphi\Delta t + 2\pi\tau\Delta f - \vec{k}\Delta \vec{r}]) d\Delta t d\Delta f d\Delta \vec{r} \\ &= \mathbb{E} \left[ |H(\varphi, \tau, \vec{k})|^2 \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

où  $\varphi$ ,  $\tau$ , et  $\vec{k}$  représentent respectivement les étalements Doppler, retard, et pulsation. Ces transformations supposent un système linéaire et localement invariant en temps sur le bloc considéré pour la transformée de Fourier. Ces transformations peuvent être projetées ou réalisées sur une seule variable pour permettre de passer d'une fonction d'autocorrélation montrant une cohérence dans un domaine, à un spectre de diffusion montrant la dispersion dans le domaine dual. Ainsi, en enlevant la dimension spatiale, nous obtenons les statistiques usuelles au second ordre du canal WSSUS SISO, que l'on peut représenter par sa fonction de diffusion  $\mathcal{S}_h(\varphi, \tau)$  ou — en utilisant la réponse impulsionnelle du canal  $h'(t, \tau)$  — par son équivalente

$$\Phi_h(\Delta t, \tau) = \text{IFT}_{\varphi \rightarrow \Delta t}(\mathcal{S}_h(\varphi, \tau)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{S}_h(\varphi, \tau) \exp(j2\pi\varphi\Delta t) d\varphi \quad (2.3)$$

à partir de laquelle nous utiliserons abondamment le profil d'étalement des retards (APDP : *Average Power-Delay-Profile*) moyenné à partir du spectre de puissance donné dans (2.4), et la fonction d'autocorrélation temporelle déduite de l'équation (2.5).

$$\mathcal{S}_h(\tau) = \Phi_h(\Delta t, \tau) |_{\Delta t=0} = \int \mathcal{S}_h(\varphi, \tau) d\varphi \quad (2.4)$$

$$\mathcal{R}_h(\Delta t) = \mathcal{R}_h(\Delta t, \Delta f) |_{\Delta f=0} = \int \Phi_h(\Delta t, \tau) d\tau. \quad (2.5)$$

<sup>(1)</sup>pour le canal modélisé sous forme complexe, un facteur 1/2 est généralement introduit [45], mais n'a que peu d'importance ici vu que nous normaliserons les densités de probabilité.

Dans un contexte radio-mobile multi-trajet, considérant une bande de fréquences et une durée suffisamment grandes, ces corrélations aboutissent à des considérations de sélectivité. Si la cohérence dans une dimension est grande, autrement dit si la fonction d'autocorrélation est étalée, alors le canal change assez peu suivant cette dimension et présente alors une sélectivité faible si on le considère localement ; autrement dit pour le système, le canal connaît alors peu d'évanouissements et montre une dispersion assez faible dans le domaine dual. Le [tableau 2.1](#) résume les notations employées dans ce rapport pour définir statistiquement le canal en temps / fréquence / espace. Pour une forme du spectre de diffusion donnée, ou par dualité une fonction d'autocorrélation donnée (par exemple un spectre rectangulaire auquel correspond une autocorrélation en sinus cardinal), la mesure de dispersion est inversement proportionnelle à la mesure de cohérence, puisqu'il y a dualité par transformée de Fourier. Notons enfin que nous avons utilisé un formalisme pour ramener les effets de la dimension spatiale sous une forme proche de celle utilisée pour les autres dimensions, et nous avons abusivement utilisé la notation d'intégration vectorielle pour éviter d'alourdir la représentation dans les trois dimensions spatiales. Par ailleurs, au niveau du système multi-antennes considéré, ceci se simplifiera en effectuant des produits scalaires entre les fronts d'onde et le réseau d'antennes. Notons également que ceci s'applique alors au niveau de l'émetteur (TX) et du récepteur (RX), même si nous avons simplifié la représentation en ne mentionnant qu'un vecteur spatial  $\vec{r}$ . Nous aurons donc en réalité, en plus du temps de cohérence et de la bande de cohérence, une distance de cohérence  $(\Delta r_{\text{TX}})_c$  à l'émission, et une distance de cohérence  $(\Delta r_{\text{RX}})_c$  à la réception.

**Outils et mesures pour caractériser le canal** ▷ En se limitant au second ordre, le canal peut être caractérisé à l'aide des moyennes et des mesures de dispersion mentionnées ci-avant. Considérant une approche système, nous abandonnons la nature vectorielle des champs et de l'espace, et supposons l'effet des antennes dans le modèle de canal, comme nous le verrons plus loin. Cependant, précisons que les mesures de cohérence spatiale n'ont un sens qu'en ne considérant des hypothèses particulières, telles qu'un réseau d'antennes linéaire, alors que le système final pourrait être conçu autrement (utilisant la diversité de polarisation... ). Avec ces simplifications, nous pouvons ainsi facilement caractériser le canal de la même manière dans les 3 dimensions t/f/s. Toutefois, sans ces hypothèses, l'extension n'est pas gênante pour le système puisque ce dernier ne considérera généralement pas une distance de corrélation mais directement la matrice de canal pour caractériser la corrélation spatiale. La notion d'espace sera alors intégrée à travers deux paramètres d'antenne d'émission et d'antenne de réception dans la réponse impulsionnelle du canal. Pour caractériser le canal dans une dimension  $v \in \{\varphi, \tau, k\}$ , l'équation (2.6) pose une densité de

TAB. 2.1 – Dimensions utilisées pour caractériser le canal

<i>Domaine</i>	<b>temporel</b> $t$	<b>fréquentiel</b> $f$	<b>spatial</b> $\vec{r}$
<i>Mesure de cohérence</i>	$(\Delta t)_c$	$(\Delta f)_c$	$(\Delta \vec{r})_c$
<i>Spectre dual</i>	Doppler $\varphi$	retard $\tau$	pulsation $\vec{k}$
<i>Mesure de dispersion</i>	$\sigma_\varphi$	$\sigma_\tau$	$\sigma_{\vec{k}}$

probabilité comme étant la version normalisée du spectre de puissance ; nous la noterons DSP (densité spectrale de puissance [46]). A partir de là, la caractérisation d'ordre 1 peut être définie par la moyenne sur ce profil de dispersion (équation (2.7)) et la caractérisation d'ordre 2 (équation (2.8)) par l'écart-type de dispersion (RMS : *Root Mean Square*).

$$p_v(v) \triangleq \frac{\mathcal{S}_h(v)}{\int \mathcal{S}_h(v) dv} \quad (2.6)$$

$$\mathbb{E}[v] \triangleq \int v p_v(v) dv \quad (2.7)$$

$$\sigma_v \triangleq \left( \int (v - \mathbb{E}[v])^2 p_v(v) dv \right)^{1/2}. \quad (2.8)$$

Des exemples de valeurs de dispersion Doppler (*Doppler-spread*) et de dispersion des retards (*delay-spread*) représentatifs sont donnés dans la section 3.3.1. De la même façon, on peut caractériser le canal dans le domaine dual  $u \in \{t, f, r\}$  par des valeurs de cohérence. Là encore on pourrait employer l'écart-type sur des dimensions finies, mais il est plus judicieux de définir une cohérence à  $x\%$ . Nous choisirons donc généralement la mesure de cohérence (bilatérale) à 50% lorsque cela n'est pas précisé :

$$\tilde{\mathcal{R}}_h(\Delta u) \triangleq \frac{\mathcal{R}_h(\Delta u)}{\mathcal{R}_h(0)} \quad (2.9)$$

$$(\Delta u)_c = (\Delta u)_c^{50\%} = 2 \arg \min_{|\Delta u|} (|\tilde{\mathcal{R}}_h(\Delta u)| \leq 0.5). \quad (2.10)$$

**Relation avec le système** ▷ Les variations du canal peuvent avoir un effet important sur les performances du système si ce dernier est mal dimensionné. Nous appelons *chip* un élément localisé en temps / fréquence / espace. Une fois le système correctement dimensionné, supposant une invariance sur chaque *chip*, le canal introduit un facteur de puissance par *chip* ; lorsque cette puissance est négligeable, on parle d'évanouissement et l'information ne pourra pas être reçue de manière fiable en ce point localisé. Alors, suivant les données à sa disposition, le système pourra soit s'adapter au canal, soit tenter de moyenniser l'effet en étalant et codant l'information sur les dimensions dont il dispose. Traitant ainsi la diversité, il pourra assurer au mieux la *QoS* demandée. Il convient également de noter que certaines hypothèses ont été mentionnées ci-dessus et utilisées pour dimensionner le système ou déduire certains algorithmes, alors que le modèle de canal plus général utilisé dans les simulations n'y répond pas forcément. Ceci est justifié par les outils mathématiques disponibles uniquement dans le cadre de ces hypothèses (WSSUS, évanouissements de Rayleigh. . .) alors que le contexte général d'environnement 4G impose un modèle à base de rayons pour tenir compte des corrélations entre les dimensions, et ainsi autoriser la comparaison de nombreux algorithmes ayant des approches différentes (tels que *beamforming* et *space-time-coding*). Nous reviendrons sur ces subtilités en exposant les différents modèles dans les sections suivantes. Enfin, pour obtenir des résultats fiables, le système devra considérer des temps de simulation minimaux de plusieurs dizaines de temps de cohérence, mais également effectuer une moyenne sur plusieurs réalisations spatiales pour réellement représenter une statistique d'environnement.

## 2.2 Représentation « système » du canal MIMO

D'une manière générale, le signal reçu à travers un environnement multi-trajet est la superposition de différentes répliques du signal émis (atténuées, déphasées...) qui s'additionnent de manière constructive ou destructive. Cependant, pour simuler des systèmes de communications numériques, il est souvent nécessaire de passer d'une réalité continue à la représentation quantifiée et bornée d'un modèle, afin de répondre à un ensemble de scénarios regroupés sous des termes statistiques, et ainsi obtenir des résultats fiables avec les moyens informatiques actuels. En particulier, nous allons considérer un canal de transmission dont la représentation est adaptée au système, regroupant, en sus des effets du milieu de propagation, les effets des antennes et filtres d'émission et de réception et d'une partie RF, comme nous le verrons plus loin.

### Représentation discrète équivalente en bande de base du canal de transmission

▷ La liaison entre un réseau d'antennes d'émission  $m = 1, \dots, M$  et un réseau d'antennes de réception  $n = 1, \dots, N$  peut être modélisée en bande de base comme sur la figure 2.2, en considérant un coefficient de canal  $h_{n,m}(t, f)$  entre chaque antenne, à chaque instant  $t$  et pour chaque fréquence  $f$ . Sans aucune hypothèse de stationnarité sur le canal, chaque coefficient peut être différent. De cette manière, le signal  $y_n(t, f)$  reçu sur l'antenne  $n$  est fonction des signaux  $x$  émis et des coefficients complexes de canal entre chaque antenne d'émission et l'antenne  $n$ , comme décrit dans l'équation (2.11) où  $\nu_n(t, f)$  est le bruit sur le *chip* considéré. Le signal reçu à l'instant  $t$  est la somme de ces signaux sur toutes les fréquences, considérant une bande limitée  $F_s$ . De façon équivalente, par dualité entre  $f$  et  $\tau$ , le canal peut être décrit temporellement comme un filtre  $h'$  par l'équation (2.12), où l'on procède alors à une convolution pour un signal large-bande, car la réponse impulsionnelle du canal s'étale temporellement sur plusieurs *chips*. Cela peut se voir comme une description plus fine en temps et moins fine en fréquence si on considère l'équivalence par transformation de Fourier. Notons que nous avons discrétisé les trajets en remplaçant l'intégrale par une somme, car le système ne verra que ce que les filtres de réception laissent passer, et il est inutile de modéliser ici le canal plus finement que la fréquence

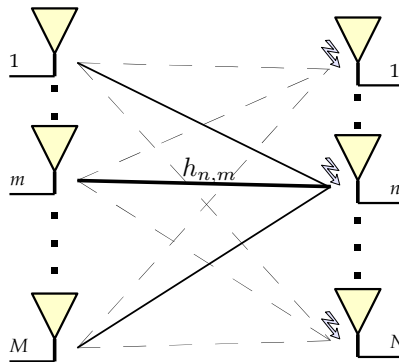


FIG. 2.2 – Instantané d'un canal MIMO

d'échantillonnage du récepteur ; de même, nous avons considéré la réponse impulsionnelle du canal finie en prenant un nombre maximal de trajets  $P$ .

$$y_n(t, f) = \sum_{m=1}^M (h_{n,m}(t, f)x_m(t, f)) + \nu_n(t, f) \quad (2.11)$$

$$y_n(t) = \int_{F_s} y_n(t, f) df$$

$$y_n(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{p=0}^{P-1} (h'_{n,m}(t, \tau_p)x_m(t - \tau_p)) + \nu_n(t) \quad (2.12)$$

L'équivalence entre les deux représentations est immédiate :

$$h_{n,m}(t, f) = \sum_{p=0}^{P-1} (h'_{n,m}(t, \tau_p)e^{-j2\pi f\tau_p}) \quad (2.13)$$

Nous avons ainsi modélisé le canal par un ensemble de nombres complexes  $h = \alpha e^{j\theta}$ , représentant l'atténuation et le déphasage apportés en fonction des 4 variables que sont l'antenne d'émission  $m$ , l'antenne de réception  $n$ , l'instant  $t$ , et la fréquence  $f$ . On suppose alors la discrétisation en temps et fréquence suffisamment fine pour que ce modèle soit valide. Dans nos simulations systèmes, seul l'instant d'échantillonnage importera, relâchant ainsi la contrainte ; nous admettons cependant une réponse plate sur la sous-bande  $f$  considérée et la durée  $t$  du symbole, permettant la simple multiplication entre  $h$  et  $x$  dans l'équation (2.11). Nous posons alors les indices discrétisés de temps  $l$  et de fréquence  $k$  et remplaçons  $h_{n,m}(t, f)$  par  $h_{n,m}(l, k)$ . Le détail sur les variations des coefficients  $h$  et leur génération fait l'objet de la section 2.3, mais nous allons auparavant simplifier les notations en employant un formalisme matriciel pour représenter le canal dans le domaine fréquentiel.

**Représentations mathématiques matricielles et simplifiées** ▷ Par la difficulté à représenter et manipuler des matrices quadri-dimensionnelles, nous définissons des matrices extraites de la matrice de canal en fixant un ou deux paramètres, et définissons des matrices « vectorisées » en alignant les dimensions. Ainsi, dans les premiers articles sur les systèmes dits MIMO, la matrice de canal est essentiellement représentée en espace, supposant le système statique et bande étroite (donc *flat-fading*) pour ne pas considérer les variables  $l$  et  $k$  :

$$\mathbf{H} := \mathbf{H}(l, k) \in \mathbb{C}^{N \times M}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & \cdots & \cdots & h_{1,M} \\ \vdots & \ddots & h_{n,m} & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & \cdots & \cdots & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

où  $h_{n,m}$  est le nombre complexe représentant l'effet instantané du canal entre l'antenne d'émission  $m$  et l'antenne de réception  $n$ . De cette manière, on peut remplacer l'équation (2.11) par sa version linéaire matricielle, à instant et fréquence fixés, où  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^N$  est le vecteur reçu à partir du vecteur émis  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^M$  auquel s'ajoute le bruit  $\boldsymbol{\nu} \in \mathbb{C}^N$  :

$$\mathbf{y}(l, k) = \mathbf{H}(l, k) \mathbf{x}(l, k) + \boldsymbol{\nu}(l, k) \quad (2.15)$$

Pour étendre l'équation précédente à la dimension temporelle sur une durée de  $L$  blocs, mais en omettant  $k$  fixé, on pose

$$\mathbf{y}^f = \mathbf{H}^f \mathbf{x}^f + \mathbf{v}^f, \quad \text{avec } \mathbf{y}^f \text{ et } \mathbf{v}^f \in \mathbb{C}^{LN \times 1}, \mathbf{H}^f \in \mathbb{C}^{LN \times LM}, \mathbf{x}^f \in \mathbb{C}^{LM \times 1} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{y}^f = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{(1)} \\ \mathbf{y}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}^f = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{H}^{(2)} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{H}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}^f = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^{(1)} \\ \mathbf{x}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{x}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}^f = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^{(1)} \\ \mathbf{v}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{v}^{(L)} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

La notation bloc utilise les matrices de l'équation (2.15) avec uniquement l'index temporel  $l = 1 \dots L$  entre parenthèses. La matrice  $\mathbf{H}^f$  est diagonale par blocs car on a supposé un système bande étroite (où on peut alors remplacer bloc par symbole dans la discussion suivante) sans interférence entre blocs (IBI : *Inter-Block Interference*), *i.e.* un bloc reçu à l'instant  $l$  ne dépend que du bloc émis à cet instant mais pas des blocs précédents. L'extension aux systèmes large-bande multi-porteuses de type OFDM sera alors aisée car chaque sous-porteuse sera considérée comme un système à bande étroite, ajoutant la dimension fréquentielle de manière indépendante des autres dimensions.

De manière équivalente, on peut considérer une matrice  $\mathbf{H}^t$  à un instant donné pour un système large-bande dans lequel on prend en compte la dimension fréquentielle sur chaque sous-porteuse  $k = 1, \dots, N_c$ , en posant  $\mathbf{y}^t = \mathbf{H}^t \mathbf{x}^t + \mathbf{v}^t$ . Là encore, la matrice  $\mathbf{H}^t$  est diagonale par blocs car on a supposé un système dont les variations temporelles sur un bloc étaient suffisamment lentes pour ne pas considérer d'interférences entre sous-porteuses (ICI : *Inter-Carrier Interference*).

Enfin, on considère le cas général large-bande sur  $N_c$  sous-porteuses et  $L$  blocs temporels à travers la matrice  $\mathbf{H}$  dans l'équation (2.18). L'absence d'IBI et d'ICI est conditionnée par le bon dimensionnement du système, *i.e.* une "finesse" fréquentielle et temporelle suffisante de la représentation par rapport aux réelles variations du canal, rendant la matrice de canal diagonale par blocs.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{v}, \quad \text{avec } \mathbf{y} \text{ et } \mathbf{v} \in \mathbb{C}^{LN_c N \times 1}, \mathbf{H} \in \mathbb{C}^{LN_c N \times LN_c M}, \mathbf{x} \in \mathbb{C}^{LN_c M \times 1} \quad (2.18)$$

Ainsi, nous gardons l'hypothèse de linéarité pour représenter le canal. Nous dimensionnerons le système de manière à ce que cette approche soit valide (« localement *flat-fading* »), principalement en s'assurant de l'orthogonalité entre sous-porteuses et l'indépendance entre blocs, afin de simplifier le travail du récepteur et les notations introduites. Par ailleurs, le canal est supposé normalisé en puissance moyenne, à savoir  $\mathbb{E}[|h_{n,m}(l,k)|^2] = 1$ . Des simulations suffisamment longues seront nécessaires pour confirmer cette tendance limite. Pour alléger les notations, nous choisirons une représentation matricielle du système prenant en compte les 4 paramètres  $l, k, m, n$  uniquement lorsque nécessaire, et utiliserons préférentiellement les représentations introduites, à savoir  $\mathbf{H}$  ne considérant que les 2 paramètres spatiaux, ou  $\mathbf{H}^f$  et  $\mathbf{H}^t$  ne considérant que 3 paramètres simultanément.



**Mesure de la corrélation spatiale** ▷ Après avoir présenté des mesures de corrélation temporelle et fréquentielle, dont nous utiliserons maintenant les représentations discrétisées  $\tilde{\mathcal{R}}_h^t(\Delta l)$  et  $\tilde{\mathcal{R}}_h^f(\Delta k)$ , nous présentons une mesure de la corrélation entre antennes vue par le système. A partir de la matrice  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$  introduite, la corrélation entre antennes peut être mesurée comme dans l'équation (2.19), l'espérance étant effectuée sur les matrices  $\mathbf{H}$  dans l'ensemble de ce paragraphe. Ces corrélations dépendent des distributions angulaires des trajets et de l'espacement des antennes ; nous reviendrons sur la fonction azimutale (PAS : *Power Azimuth Spectrum*) lors de la description des modèles. De manière matricielle, on peut regrouper tous ces termes entre chaque combinaison d'antennes dans l'équation (2.20), où la notation  $\mathbf{H}_{:,m}$  représente la colonne  $m$  de  $\mathbf{H}$ .

$$\rho_{n_1, n_2, m_1, m_2} = \mathbb{E} [h_{n_1, m_1} h_{n_2, m_2}^*] \quad (2.19)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = \mathbb{E} [\text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H], \quad (2.20)$$

$$\text{avec } \text{vec}(\mathbf{H}) = [(\mathbf{H}_{:,1})^T \cdots (\mathbf{H}_{:,M})^T]^T.$$

En prenant l'hypothèse d'une indépendance de ces corrélations à l'émission et à la réception, nous pouvons séparer l'étude de la corrélation spatiale à l'émetteur et au récepteur ; la corrélation présentée en (2.19) est alors le produit des corrélations à l'émission et à la réception, sous certaines hypothèses qui seront discutées dans la section suivante. Cette approche a notamment été choisie dans le cadre du projet IST-METRA [47, 48]. Nous définissons la corrélation entre deux variables comme dans l'équation (2.21), en supposant pour la première égalité des variables aléatoires centrées (on pourra toujours s'y ramener en enlevant leur valeur moyenne), et pour la deuxième égalité des variables de variance unité, ce qui sera le cas pour notre canal. Nous pouvons considérer trois mesures différentes de la corrélation : complexe, d'enveloppe, ou de puissance, suivant que l'on prenne les coefficients de canal  $h$ , leur module  $|h|$  ou leur puissance  $|h|^2$ . Pour donner une mesure représentative, la corrélation complexe, bien que la plus complète, n'est pas nécessaire, et nous pouvons nous limiter à l'utilisation du module des corrélations d'enveloppe. Sous certaines hypothèses, il a été démontré [49] que les corrélations d'enveloppe et de puissance sont proches et représentent environ le carré du module de la corrélation complexe.

$$\rho_{r_1, r_2} \stackrel{(1)}{=} \frac{\mathbb{E} [r_1 r_2^*]}{\sqrt{\mathbb{E} [|r_1|^2] \mathbb{E} [|r_2|^2]}} \stackrel{(2)}{=} \mathbb{E} [r_1 r_2^*] \quad (2.21)$$

A partir de là, nous pouvons donner les matrices de corrélation en émission et en réception décrites en (2.22). Ces matrices sont hermitiennes, voire symétriques et réelles lorsqu'on considère l'enveloppe ou la puissance, et le cas décorréolé optimal correspond à des matrices identité, alors que le cas corrélé correspond à des matrices remplies de 1. Une notation matricielle équivalente pour les calculer est donnée en (2.23) et (2.24), où l'on voit bien l'indépendance des variables d'émission  $m$  et de réception  $n$ . Avec ces notations, nous pouvons vérifier la relation (2.25), où  $\otimes$  est le produit matriciel de Kronecker.



$$\mathbf{R}_H^{\text{TX}} = \begin{bmatrix} \rho_{1,1}^{\text{TX}} & \rho_{1,2}^{\text{TX}} & \cdots & \rho_{1,M}^{\text{TX}} \\ \rho_{2,1}^{\text{TX}} & \rho_{2,2}^{\text{TX}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \rho_{M,1}^{\text{TX}} & \cdots & \cdots & \rho_{M,M}^{\text{TX}} \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{R}_H^{\text{RX}} = \begin{bmatrix} \rho_{1,1}^{\text{RX}} & \rho_{1,2}^{\text{RX}} & \cdots & \rho_{1,N}^{\text{RX}} \\ \rho_{2,1}^{\text{RX}} & \rho_{2,2}^{\text{RX}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \rho_{N,1}^{\text{RX}} & \cdots & \cdots & \rho_{N,N}^{\text{RX}} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\mathbf{R}_H^{\text{TX}} = \mathbb{E} [(\mathbf{H}_{n,:}^H \mathbf{H}_{n,:})^T] \quad \forall n = 1, \dots, N \quad (2.23)$$

$$\mathbf{R}_H^{\text{RX}} = \mathbb{E} [\mathbf{H}_{:,m} \mathbf{H}_{:,m}^H] \quad \forall m = 1, \dots, M \quad (2.24)$$

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_H^{\text{RX}} \otimes \mathbf{R}_H^{\text{TX}}. \quad (2.25)$$

Pour réduire davantage le nombre de paramètres représentatifs d'un état de corrélation général, nous pouvons définir une corrélation moyenne où seule la distance entre antennes compte, de la même manière que nous avons défini les corrélations temporelles et fréquentielles avec l'hypothèse WSSUS, et ainsi aboutir à des matrices de corrélation de forme Toeplitz. L'information portée par les matrices précédentes se réduit donc à deux vecteurs de taille  $M$  et  $N$  respectivement ; nous pouvons également obtenir une valeur de corrélation moyenne indicative en fonction de l'espacement entre antennes, comme présenté sur les figures 3.8 et 3.9 page 58. Une représentation encore plus compacte avec une unique valeur de corrélation à l'émission et une valeur à la réception, en ne fournissant que la valeur moyenne de corrélation entre deux antennes adjacentes, a été introduite dans la littérature [50] et présentée comme suffisamment significative. Ces mesures simplifiées de corrélation ont principalement pour but de rapprocher les différents modèles de canaux que nous introduirons dans la section suivante, et ainsi de donner plus de sens aux résultats présentés par la suite. Certes, le modèle semi-géométrique utilisé (à base de rayons) sera plus complet que cette simple mesure de corrélation, prenant en compte différents effets ne rentrant pas dans les hypothèses précédentes, mais les valeurs indicatives de corrélation spatiale permettront de se raccrocher aux résultats existants sur des modèles de canaux stochastiques à des fins de comparaison. La validité du rapprochement a par ailleurs été discutée dans la littérature [51, 52], mais ce qui nous intéresse ici est plus la possibilité de fournir des résultats dans un canal représentatif d'un certain environnement, ainsi que des bornes de « pires cas » et « meilleurs cas ». Nous ajouterons ces mesures à l'ordre 2, plus simples à comprendre qu'une liste de rayons, en tant qu'indications pouvant aider à la comparaison. Par ailleurs, ces mesures de corrélation serviront à estimer la diversité offerte par le canal.

**Décomposition matricielle et rang de canal**  $\triangleright$  Une autre mesure spatiale très importante du canal MIMO, qui servira par la suite à estimer sa capacité, est la valeur du rang de sa représentation matricielle, déduite de la décomposition en valeurs propres. Pour apprécier les effets (négatifs) de la corrélation, la matrice  $\mathbf{H}$  représentant le canal MIMO peut être décomposée en utilisant la SVD (*Singular Value Decomposition*). Partant de l'équation (2.15) et nous focalisant sur l'aspect spatial (*i.e.*  $l$  et  $k$  fixés), nous obtenons l'équation (2.26) où  $\mathbf{D}_H$  est une matrice de même taille que  $\mathbf{H}$  ( $N \times M$ ), nulle en dehors de sa

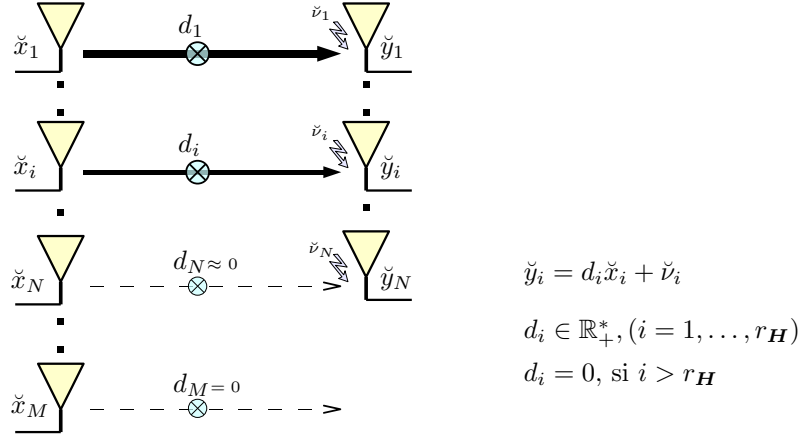


FIG. 2.3 – Instantané d'un canal MIMO : modèle équivalent après SVD

diagonale et contenant les valeurs singulières de  $\mathbf{H}$  ;  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont des matrices unitaires formées des vecteurs propres de sortie et d'entrée, *i.e.*  $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_N$  et  $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}_M$ . Le rang spatial instantané  $r_{\mathbf{H}} = \text{rang}(\mathbf{H}) \leq \min(M, N)$  est donné par le nombre de valeurs singulières (qui rappelons-le sont non-négatives) non nulles contenues dans la matrice  $\mathbf{D}_{\mathbf{H}}$ , *i.e.*  $\text{diag}(\mathbf{D}_{\mathbf{H}}) = \{d_1, \dots, d_{r_{\mathbf{H}}}, 0 \dots 0\}$ . En appliquant  $\mathbf{U}^H$  au signal reçu, on vérifie le système linéaire simplifié de l'équation (2.27) tout en conservant les propriétés statistiques des signaux, la multiplication par une matrice unitaire gardant en particulier la distribution du bruit.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\nu} = \mathbf{U}\mathbf{D}_{\mathbf{H}}\mathbf{V}^H\mathbf{x} + \boldsymbol{\nu}. \quad (2.26)$$

$$\mathbf{U}^H\mathbf{y} = \check{\mathbf{y}} = \mathbf{D}_{\mathbf{H}}\check{\mathbf{x}} + \check{\boldsymbol{\nu}}, \quad \text{avec } \check{\mathbf{x}} = \mathbf{V}^H\mathbf{x}. \quad (2.27)$$

On peut ainsi « diagonaliser » le canal vu par le système, en appliquant une première projection à travers une matrice unitaire à l'émission, puis en rétablissant la projection à travers une autre matrice unitaire en réception. Outre le fait de présenter le canal sous un autre angle, cela souligne le fait qu'une connaissance du canal aux deux extrémités permet de formater le signal de manière optimale pour transmettre l'information sur les modes propres. Le système (2.27) est équivalent à  $r_{\mathbf{H}}$  systèmes linéaires SISO avec un gain en puissance de chaque sous-canal SISO donnée par  $|d_i|^2$ , ( $i = 1, \dots, r_{\mathbf{H}}$ ), comme montré sur la figure 2.3. Cette dernière présente un système avec  $M > N$  antennes d'émission, et symbolise la distribution de puissance par l'épaisseur des traits pour des valeurs singulières rangées par ordre décroissant<sup>(2)</sup>.

<sup>(2)</sup> Notons que nous parlons parfois indistinctement de valeurs singulières ou de valeurs propres, même si la stricte équivalence mathématique n'est valide que pour des matrices hermitiennes semi-définies positives, car ces valeurs peuvent être déduites de la SVD de  $\mathbf{H}$  ou de l'EVD (*EigenValue Decomposition*) de  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  :

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{H}}\mathbf{U}^H = \mathbf{U}\mathbf{D}_{\mathbf{H}}\mathbf{V}^H \cdot \mathbf{V}\mathbf{D}_{\mathbf{H}}^H\mathbf{U}^H = \mathbf{U}(\mathbf{D}_{\mathbf{H}}\mathbf{D}_{\mathbf{H}}^H)\mathbf{U}^H.$$

Suivant la possibilité du système de s'adapter en temps-réel aux variations du canal ou non, ou suivant le type de capacité recherchée (instantanée, moyenne ergodique, ...), il convient parfois de moyenniser sur de nombreuses réalisations du canal. Toutefois, ne connaître qu'un rang spatial moyen du canal, tel qu'en prenant  $\mathbb{E}_{\mathbf{H}}[r_{\mathbf{H}}]$  sur de nombreux évanouissements ou moyennant en temps et en fréquence si nous n'avons pas de connaissance a priori du canal entre émetteur et récepteur, n'apporte pas beaucoup d'information ; pour évaluer la capacité ou pour optimiser les algorithmes, la connaissance de la distribution ou encore plus simplement de bornes limites ou de quelques valeurs de coupure seront plus utiles. Ainsi, considérer  $\mathbf{\Gamma} = \mathbb{E}[\mathbf{H}\mathbf{H}^H]$  à la place de la matrice de corrélation instantanée  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  permet plutôt d'estimer la corrélation à l'origine de la perte en capacité et la puissance moyenne ; après EVD,  $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$  facilite cette vérification à travers la répartition de ses valeurs propres  $\lambda_i^2$ , avec  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1^2, \dots, \lambda_r^2, 0 \dots, 0\}$ . La contrainte de puissance moyenne totale du canal se retrouve dans ces valeurs singulières moyennes :

$$\text{tr}(\mathbb{E}[\mathbf{H}\mathbf{H}^H]) = \sum \lambda_i^2 = MN, \quad (2.28)$$

où la trace et l'espérance peuvent commuter en tant qu'opérateurs linéaires. Si le système est totalement décorréolé,  $r = \min(M, N)$  et les valeurs propres moyennes sont égales, *i.e.* la puissance est statistiquement uniformément répartie sur les différents modes, ce qui est intuitif si les sous-canaux SISO équivalents sont *i.i.d.* et donc la matrice de corrélation est diagonale. Enfin, ce qui est susceptible de nous intéresser dans un contexte radio-mobile est ce que nous appellerons le rang de coupure, qui consiste à définir le rang que l'on peut espérer atteindre sans dépasser celui du canal. Ainsi,  $r_s^{5\%}$  est défini tel que

$$\mathbb{P}(r_s^{5\%} > r_{\mathbf{H}}) = 5\%.$$

Cela signifie que 5% du temps, le réel rang  $r_{\mathbf{H}}$  est inférieur à cette valeur de coupure, et que le système (2.26) ne pourrait être inversé de manière fiable si  $\mathbf{x}$  contenait  $r_s^{5\%}$  inconnues. Nous introduisons donc cette approche qui sera pratique pour résoudre des systèmes MIMO.

Toutefois, parler uniquement de rang en tant que rang de la matrice  $\mathbf{H}$  est réducteur, ne contenant pas toute l'information de la décomposition en valeurs propres. Par contre, les matrices de corrélation du canal  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  et de l'équation (2.20), ou de manière équivalente les distributions de leurs valeurs propres, contiennent l'information nécessaire pour évaluer les propriétés offertes par le canal. Nous nous en servons aux chapitres 5 et 6 pour estimer la capacité offerte par le canal, mais également pour obtenir des renseignements sur la diversité maximale disponible en étendant cette étude dans les 3 dimensions t/f/s. La matrice de corrélation contient en plus l'information « directionnelle », fournie également dans les vecteurs de  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$ , qui permet de connaître *comment* exploiter ces propriétés et optimiser la capacité du système complet. Leur connaissance à l'émetteur et/ou au récepteur conditionnera les limites de performance.

## 2.3 Modèles de canaux de transmission existants

Pour modéliser le plus fidèlement possible l'effet du canal sur le système, différentes approches ont été souvent considérées, voire parfois opposées. C'est le cas de l'approche déterministe basée sur des sommes de nombreux sous-rayons, générant ainsi les variations et décorrélations, ou de l'approche stochastique non-directionnelle qui se base sur une distribution aléatoire, et réintroduit a posteriori la corrélation. Enfin, pour représenter au mieux les différents environnements avec une complexité raisonnable, des modèles hybrides sont considérés. On scinde ainsi les modèles en trois grands groupes, le troisième étant plus précisément décrit dans la section 2.4, car nous emploierons un modèle hybride général dans le reste du rapport.

### 2.3.1 Modèles stochastiques

Les modèles stochastiques basés sur les fonctions et matrices de corrélation introduites précédemment, traitent le canal comme un ensemble de valeurs aléatoires respectant une certaine distribution statistique, généralement à l'ordre 2. La génération de ces coefficients statistiques est liée à l'environnement par d'extensives campagnes de mesures, afin d'obtenir des valeurs de corrélation moyennes représentatives. Cependant, ces modèles ne peuvent généralement transcrire tous les effets du canal. Leur description simplifiée à partir d'un jeu limité de paramètres est pratique et il est aisé, contrairement à un modèle purement géométrique, de représenter un ensemble d'environnements de manière assez générale, mais il est plus difficile de valider la comparaison de différents algorithmes sur ces modèles. En particulier, les hypothèses d'indépendance des dimensions temps, fréquence, corrélation à l'émission et à la réception ne sont pas toujours justifiées et gênent la comparaison d'algorithmes tels que formation de faisceau (*beamforming* souvent étudié avec des modèles géométriques) et codage espace-temps (*space-time-coding* souvent étudié avec des modèles purement statistiques). L'approche généralement considérée, dans des modèles tels que METRA, est de séparer la génération des sous-canaux SISO entre chaque antenne d'émission et de réception, puis de multiplier cette matrice de canal aléatoire a posteriori par des matrices de corrélation spatiale.

**Modèles SISO courants** ▷ Les modèles de canaux stochastiques MIMO sont généralement basés sur une extension des modèles SISO en bande de base. Ces derniers prennent alors comme paramètres un profil moyen de réponse du canal (APDP) et un spectre Doppler, ainsi que le type d'environnement permettant de générer le processus aléatoire d'évanouissement. Dans ce paragraphe, nous allons exposer le modèle de canal de Rayleigh multi-trajet avec Doppler, typique d'un environnement NLOS, mais un *fast-fading* suivant une statistique plus générale de Rice ou Nakagami est également couramment utilisé [45].

Ainsi, suivant la prise en compte d'un trajet direct (LOS) ou non, on peut modéliser des canaux dont le module  $\alpha$  varie suivant les lois de Rice ou de Rayleigh. Cette dernière distribution, qui n'est autre qu'une distribution complexe-gaussienne des évanouissements,

provient de l'application du théorème de la limite centrale sur de nombreux sous-rayons équi-répartis sur  $2\pi$ . Autrement dit, le spectre de puissance angulaire (PAS) est supposé uniforme. Les distributions gaussiennes et de Rayleigh sont rappelées en (2.29) et (2.30), où  $\sigma^2 = \sigma_h^2/2$  est la variance par voie dans le cas complexe ; ainsi si  $h_r$  et  $h_i$  suivent une loi réelle gaussienne centrée  $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ , alors  $h = (h_r + j \cdot h_i)$  a un module qui suit une loi de Rayleigh et une phase uniforme sur  $\theta = [0; 2\pi[$ . La puissance des évanouissements  $|h|^2$  suit donc une loi du  $\chi^2$  à 2 degrés de liberté, d'espérance  $\sigma_h^2$  que nous choisirons unitaire.

$$p(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(a - \mathbb{E}[a])^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.29)$$

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \text{ si } \alpha \geq 0, 0 \text{ sinon.} \quad (2.30)$$

Ensuite dans un contexte large-bande, pour modéliser l'aspect retard multi-trajet du canal, introduit avec la variable  $\tau$  lors de la présentation, un filtre contenant la ligne à retard pondérée par les valeurs moyennes par trajet est ajouté (*tapped-delay line model* prenant comme paramètre l'APDP), comme indiqué sur la figure 2.4. On suppose une indépendance entre les trajets, et une invariance en temps de la statistique. Dans un modèle de Rayleigh, la loi d'évanouissement de la figure est une source complexe-gaussienne. Les facteurs multiplicatifs  $h'_{\tau_p} = \mathbb{E}[h'(t, \tau_p)]$  proviennent d'un APDP fixé constitué de  $P$  retards discernables.

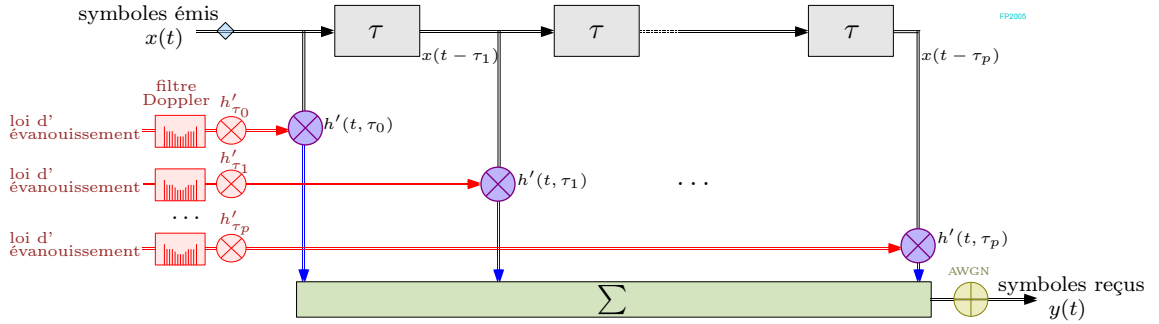


FIG. 2.4 – Modèle de canal SISO stochastique, multi-trajet avec Doppler

Enfin dans un contexte mobile, la variation du canal dans le temps, introduite avec la variable  $t$  lors de la présentation, est généralement considérée de deux manières dans la littérature : constant par bloc (*block-fading*) ou variant suivant une loi définie par un filtre Doppler. Si nous faisons la même hypothèse que précédemment d'environnement NLOS riche en sous-rayons équi-répartis sur  $2\pi$  (dans un plan 2D), alors nous pouvons calculer la forme de ce spectre. Le paramètre fréquence Doppler maximale  $\varphi_D$ , calculé à partir de la vitesse de déplacement relative à fréquence porteuse donnée, définira alors l'étendue de ce spectre en fréquence. L'équation (2.31) pose cette fréquence Doppler, où  $v$  est la vitesse du MT et  $c$  la célérité de la lumière. L'équation (2.32) définit le résultat du calcul de spectre

Doppler avec l'hypothèse pré-citée (PAS uniforme et pas de gain d'antenne), appelé spectre de Jakes [53], en forme de « U ». Ceci correspond à une autocorrélation temporelle obéissant à une fonction de Bessel de premier type d'ordre 0, comme détaillé en (2.33). Un spectre Doppler uniforme sur  $[-\varphi_D; \varphi_D]$  correspondrait à une autocorrélation temporelle de forme sinc. Dans un contexte tridimensionnel à mobilité moyenne, les spectres généralement constatés se situent entre ces deux formes.

$$\varphi_D \triangleq f_c \cdot v/c ; \quad \varphi_d = \varphi_D \cdot \cos \theta \quad (2.31)$$

$$\mathcal{S}_h(\varphi) = 1 / \left( \pi \varphi_D \sqrt{1 - (\varphi/\varphi_D)^2} \right), \quad |\varphi| < \varphi_D \quad (2.32)$$

$$\mathcal{R}_h(\Delta t) = \text{IFT}_{\varphi \rightarrow \Delta t}(\mathcal{S}_h(\varphi)) = J_0(2\pi \varphi_D \Delta t). \quad (2.33)$$

Nous avons présenté le modèle très classique de canal de Rayleigh multi-trajet avec Doppler, pour définir la valeur du coefficient d'évanouissement  $h$  entre une antenne d'émission et une antenne de réception, indépendamment des autres antennes.

**Corrélation spatiale et modèles MIMO non-directionnels** ▷ L'extension aux canaux MIMO des modèles précédents n'est généralement qu'un ensemble de canaux SISO indépendants entre chaque couple d'antennes, sur lequel on introduit une corrélation spatiale a posteriori, parfois difficile à évaluer [54]. La corrélation entre les sous-canaux SISO est alors ajoutée à l'émetteur et au récepteur par des matrices de corrélation telles que celles présentées en 2.2 [47, 55, 56, 51]. Ainsi, si  $\mathbf{H}_{dec}$  est la matrice de canal MIMO décorrélée en espace, par exemple constituée d'éléments *i.i.d.*  $\mathcal{CN}(0, 1)$  si elle est générée à partir des sous-canaux SISO de Rayleigh précédents, la matrice de canal finale est décrite par

$$\mathbf{H} = (\mathbf{R}_H^{\text{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{H}_{dec} \cdot ((\mathbf{R}_H^{\text{TX}})^{1/2})^H. \quad (2.34)$$

Nous appellerons ce modèle METRA, en référence au projet [48] qui se base sur ce principe pour définir un canal MIMO sans tenir compte des angles de départ (AoD) ni des angles d'arrivées (AoA) des rayons. Signalons que l'utilisation directe de la factorisation de Cholesky de la matrice de corrélation  $\mathbf{R}_H$  est également possible lors de l'implémentation.

Concernant l'évaluation de la corrélation spatiale, nous pouvons procéder de la même façon que précédemment où nous avons décrit les évanouissements, ainsi que la corrélation temporelle comme une fonction de Bessel et la corrélation fréquentielle comme la transformée de Fourier de l'APDP. Pour cela, nous reprenons encore une fois l'hypothèse de PAS uniforme. Entre deux antennes espacées d'une distance  $d$  faible par rapport aux longueurs des rayons, le coefficient de corrélation complexe introduit par un sous-rayon d'incidence  $\theta$  est  $\exp(-j2\pi d \sin \theta / \lambda)$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde (cf. 2.3.2). Equi-répartis sur  $2\pi$ , nous vérifions l'égalité (2) dans l'équation de corrélation spatiale suivante :

$$\mathcal{R}_h(d) = \int_{2\pi} \exp\left(-j \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda}\right) p(\theta) d\theta \stackrel{(2)}{=} J_0(2\pi d / \lambda). \quad (2.35)$$

Un espacement d'antennes  $d = \lambda/2$  permet alors d'annuler théoriquement la corrélation spatiale. Signalons que cette hypothèse sur le PAS n'est pas applicable à une BS ; nous le

vérifions à la section 3.3.1, avec les mesures sur notre modèle de canal hybride 3GPP-MATRICE correctement configuré.

**Limites du modèle** ▷ Ce modèle étant répandu, et permettant si besoin une évaluation des performances d'un système indépendamment d'une description précise d'un environnement de propagation particulier, il sera utile pour valider et calibrer la chaîne de transmission. Cependant, les corrélations temporelles et spatiales sont introduites séparément et ces approches supposent que les PAS à l'émission et à la réception de chaque trajet sont décorrélés, ce qui n'est pas toujours valide [57, 58]. En particulier, ce modèle n'est pas adapté à des systèmes basés sur des constructions géométriques tels que le *beamforming*. Le modèle présenté à travers l'équation (2.34) ne suppose qu'une seule interaction de l'onde avec l'environnement, mais des modèles plus complets, permettant de considérer les effets de goulot d'étranglement (*pin-hole* ou *keyhole*) en considérant deux interactions par exemple, ont été présentés dans la littérature [59].

### 2.3.2 Modèles déterministes géométriques

Les modèles déterministes géométriques sont généralement basés sur la somme de nombreux rayons partant et arrivant à chaque antenne, à chaque instant, et avec des délais variables. L'hypothèse spéculaire de la propagation de l'onde ajoutée à une description très précise de l'environnement permettent de construire ces bases de données de rayons. Ces dernières peuvent être obtenues suite à un sondage à la fois spatial et temporel de l'environnement considéré, ou suite à des simulations de « lancer de rayons ».

#### Exemple du modèle géométrique généralement considéré pour le *beamforming*

▷ Un modèle géométrique idéal, purement LOS avec un seul trajet et donc une corrélation totale en puissance, est souvent considéré pour étudier les algorithmes « géométriques » cherchant à diriger le signal par formation de faisceau. Ceci est lié à l'appellation d'« antennes intelligentes », et consiste dans ce cas en l'exploitation de la connaissance de l'angle de départ ou d'arrivée du rayon pour optimiser un paramètre tel que le SNR. Ce modèle de canal mono-trajet n'est qu'une approximation d'une corrélation spatiale très forte dans le cas où les antennes considérées sont proches et l'angle d'ouverture des rayons négligeable (PAS concentré). La figure 2.5 montre cette construction géométrique, et l'équation (2.36) donne la corrélation complexe correspondante, où  $\theta$  est l'angle d'incidence (correspondant à l'AoD ou AoA suivant qu'il s'agisse des antennes d'émission ou de réception), et où l'égalité (2) de l'équation (2.36) est vérifiée en supposant deux rayons provenant d'une distance grande par rapport à l'écart entre antennes  $d$ . La corrélation en puissance est bien totale, et seul un déphasage fonction du rapport distance entre antennes sur longueur d'onde et de l'angle d'incidence différencie les deux signaux. Si ce déphasage est connu et annulé par le système, alors un gain d'antenne de 3 dB est possible, correspondant au gain en SNR.

$$\rho_{n_1, n_2}^c = \mathbb{E} \left[ \exp \left( -j2\pi \frac{d_1 - d_2}{\lambda} \right) \right] \stackrel{(2)}{=} \exp \left( -j2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda} \right). \quad (2.36)$$

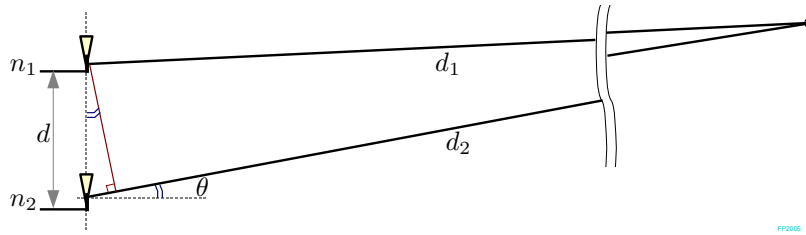


FIG. 2.5 – Modèle géométrique purement LOS

**Limites du modèle**  $\triangleright$  Ces modèles généralement très complets peuvent représenter de nombreux effets du canal, mais au prix d'une grande complexité pour modéliser les très nombreux rayons, et surtout pour estimer ces rayons à partir d'un environnement donné. La base de rayons utilisée est spécifique à un seul environnement, et il est alors difficile de prédire au niveau système l'effet dans d'autres environnements sans reconsidérer de très nombreuses simulations. Contrairement aux modèles stochastiques, la restriction n'est plus sur l'évaluation de différents algorithmes du système, mais sur la diversité des définitions d'environnements, chaque configuration étant très spécifique. Certes, la définition déterministe de l'environnement (position des obstacles et diffuseurs...) offre une interprétation physico-géométrique évidente en supposant une propagation spéculaire de l'onde, mais manque de flexibilité et présente une difficulté dans le choix des paramètres. Par ailleurs, la description déterministe des interactions, pouvant se baser sur la théorie uniforme de la diffraction, est contestable, et rend le modèle peu adapté à des environnements riches. Pour avoir une description générale au niveau système tout en gardant une signification assez large au niveau environnement, des modèles hybrides sont alors proposés.

### 2.3.3 Modèles hybrides

**Combinaison des deux approches précédentes**  $\triangleright$  Pour modéliser un canal ayant de nombreux trajets indirects et 1 trajet direct, plutôt que de considérer une loi de Rice, nous pouvons combiner les deux modèles de canaux précédents, stochastiques et géométriques, afin de garder une signification directionnelle au trajet direct adaptée au modèle MIMO. Ainsi l'équation (2.37) montre un exemple pour générer une matrice de canal MIMO de taille  $2 \times 2$ , *i.e.* avec 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception. Le canal est alors la somme de deux termes pondérés pour garder une puissance moyenne unitaire, où  $K$  est le facteur de Rice. Le premier terme considère une matrice de canal générée par le modèle stochastique, à savoir constituée de variables aléatoires complexe-gaussiennes; ces variables sont *i.i.d.*  $\mathcal{CN}(0, 1)$  si le canal est spatialement décorrélé, ou calculées comme dans l'équation (2.34). Le second terme considère une matrice de canal générée par le modèle géométrique, où chaque élément n'est qu'un déphasage correspondant à la différence de distance parcourue par le trajet direct pour chaque couple d'antennes, comme montré dans



l'équation (2.36).

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{11}} & e^{j\Phi_{12}} \\ e^{j\Phi_{21}} & e^{j\Phi_{22}} \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

**Modèles hybrides directionnels** ▷ Les modèles hybrides, que nous appellerons encore stochastiques-géométriques ou semi-géométriques, décrivent de manière statistique un environnement géométrique. Plus précisément, l'emplacement des diffuseurs, les angles et les puissances peuvent ainsi être générés à partir de statistiques prédéfinies. L'aspect géométrique est ainsi conservé par la somme de sous-rayons, permettant de modéliser les différents effets du canal, tout en assurant une définition simplifiée de l'environnement qui n'est plus limitée à une mesure déterministe. On combine alors l'approche orientée système et algorithmique des modèles stochastiques et l'approche orientée environnement physique des modèles géométriques.

**Modèles récemment proposés** ▷ Différents modèles ont été proposés pour répondre à des séries de mesures ou à des configurations spécifiques. Ainsi on trouve les modèles à un anneau [51] ou à deux anneaux [60] suivant que l'une ou les deux extrémités de la transmission soient entourées de diffuseurs. Gesbert a proposé le modèle à diffuseurs distribués [59], plutôt adapté à des environnements *outdoor*. Yu [61, 62] s'est penché sur la modélisation MIMO en *indoor*. Les travaux de Molisch [63, 64] sont également très riches, avec des propositions proches du modèle 3GPP, réutilisées dans le cadre du COST273. Après quelques comparaisons [65, 66], de nombreux projets et organismes de normalisation se penchent aujourd'hui sur cet aspect canal, aboutissant à plusieurs dérivés. Citons les projets IST-SATURN [67] et IST-FITNESS, l'implémentation du modèle 3GPP étendu dans IST-WINNER [39], les activités du COST (259/251/273/... [68]), ou encore les nombreuses propositions IEEE 802.X [2]. Enfin, nous allons rapidement rappeler le modèle de Saleh-Valenzuela [69] étendu en MIMO [70, 52], qui tente de lier les mesures à un modèle semi-géométrique en groupant les sous-rayons par paquets (*clusters* de diffuseurs).

**Modèle de Saleh-Valenzuela étendu en MIMO** ▷ Le modèle initialement proposé par Saleh et Valenzuela considère assez simplement le canal conformément à l'équation (2.12), dans laquelle les retards sont variables (suivent généralement une loi de Poisson), la phase est supposée *i.i.d.* et uniformément répartie sur  $[0; 2\pi[$ , et l'amplitude des trajets suit une certaine loi. La principale nouveauté est que cette dernière loi est calculée en deux phases, chaque sous-rayon provenant d'un *cluster* lié au retard par une autre loi décroissante. C'est en étendant ce principe en MIMO que la notion de *cluster* prend tout son sens; un sous-rayon provient alors d'un de ces groupes appelé *cluster* et qui possède un retard propre et une position (valeur moyenne d'angle), à partir duquel il est « ré-émis » en subissant éventuellement un déphasage et un léger étalement angulaire. Les aspects retard et distribution spatiale sont donc étroitement liés. Le modèle 3GPP, que nous avons choisi dans MATRICE et que nous utilisons dans cette thèse et détaillons dans la section suivante, obéit à ce principe.

## 2.4 Modèle de canal de transmission considéré

Les deux principaux modèles de canaux MIMO utilisés que nous avons mentionnés ci-dessus sont les modèles stochastiques, tels que IEEE 802.11n et iMETRA, et les modèles hybrides directionnels basés sur des sommes de sous-rayons, tels que le modèle 3GPP-SCM (*Spatial Channel Model*). Nous allons détailler le modèle hybride développé dans le cadre du projet MATRICE, basé sur le 3GPP/3GPP2-SCM AHG [71], et utilisé pour fournir les principaux résultats de ce rapport. Quelques informations complémentaires sur ce modèle de niveau lien sont données dans les documents MATRICE et les références [19, 12, 72]. La configuration des paramètres est exposée à la section 3.3.1.

**Modèle 3GPP-MATRICE : principe général** ▷ Le modèle à base de *clusters* de diffuseurs développé dans MATRICE est schématisé par la figure 2.7 pour un *cluster*  $p$ , où le terme de trajet est associé à un *cluster*, regroupant des diffuseurs auxquels sont associés des sous-rayons. Ce modèle préserve les statistiques jointes en temps, fréquence et espace, pour générer les matrices de canal quadri-dimensionnelles présentées (comme dans l'équation (2.12) où le canal dépend de l'échantillon temporel, des composantes multi-trajets, et des antennes d'émission et de réception). Chaque entrée de la matrice provient de la superposition d'un nombre suffisant de sous-rayons pour répondre aux statistiques d'évanouissements. Chaque sous-rayon, pour produire les effets attendus sur le système, possède un retard, une amplitude, une phase, un AoD et un AoA. La réponse impulsionnelle résultante entre une antenne  $m$  et une antenne  $n$ , pour le retard  $\tau_p$  et à l'instant  $t$ , dépend de l'APDP et du PAS, comme montré dans l'équation (2.38) sur laquelle nous reviendrons. Auparavant, il est utile de rappeler que ce canal est généré en deux étapes, comme détaillé sur la figure 2.6 : la première étape consiste à délivrer les paramètres à grande échelle, supposés constants durant la réalisation d'une simulation lien (de l'ordre de la seconde pour à la fois respecter l'hypothèse de quasi-stationnarité et produire un résultat fiable), et la deuxième étape génère la réponse du canal à partir de ces paramètres.

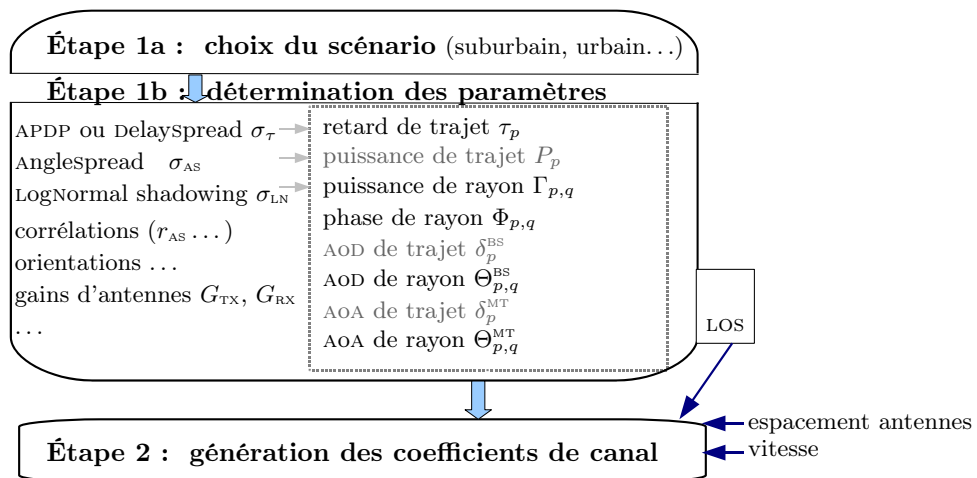


FIG. 2.6 – Processus de génération des paramètres du canal 3GPP-MATRICE

$$h'_{n,m}(t, \tau_p) = \underbrace{\sqrt{P_p}}_{\text{APDP}} \sum_{q=1}^Q \sqrt{\Delta P_q} e^{j\Phi_{p,q}} \underbrace{\sqrt{G_{\text{TX}}(\vec{k}_{\text{TX},q})} \sqrt{P_{\text{TX},p}(\vec{k}_{\text{TX},q}) e^{j\vec{k}_{\text{TX},q} \cdot \vec{d}_m}}_{\text{PAS de l'AOD}} \quad (2.38)$$

$$\times \underbrace{\sqrt{G_{\text{RX}}(\vec{k}_{\text{RX},q})} \sqrt{P_{\text{RX},p}(\vec{k}_{\text{RX},q}) e^{j\vec{k}_{\text{RX},q} \cdot \vec{d}_n(t)}}_{\text{PAS de l'AOA}}$$

$$h'_{n,m}(t, \tau_p) = \sum_{q=1}^Q \underbrace{\left[ \sqrt{\Gamma_{p,q}} e^{jkd_m \sin \Theta_{p,q}^{\text{BS}}} e^{j\Phi_{p,q}} e^{jkd_n \sin \Theta_{p,q}^{\text{MT}}} \right]}_{\text{config. spatiale (diffuseurs)}} \cdot \underbrace{e^{jkv \cos(\Theta_{p,q}^{\text{MT}} - \theta_v^{\text{MT}})t}}_{\text{var. temporelle (déplacement)}} \quad (2.39)$$

$$h_{n,m}^{\text{LOS}'}(t, \tau_0) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} h'_{n,m}(t, \tau_0) + \underbrace{\sqrt{\frac{K}{K+1}} \sqrt{\Gamma} e^{jkd_m \sin \Theta^{\text{BS}}} e^{j\Phi} e^{jkd_n \sin \Theta^{\text{MT}}} e^{jkv \cos(\Theta^{\text{MT}} - \theta_v^{\text{MT}})t}}_{\text{ajout du trajet direct}} \quad (2.40)$$

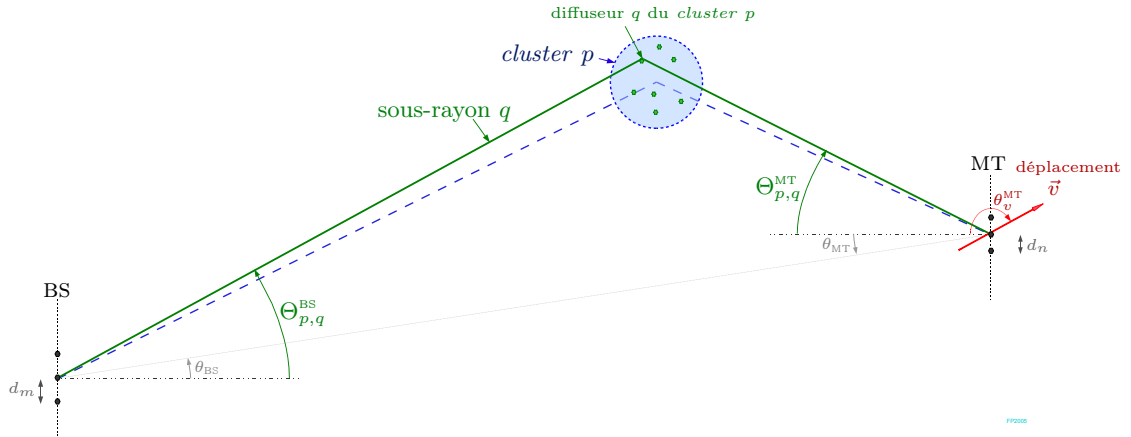


FIG. 2.7 – Modèle de canal hybride 3GPP-MATRICE

**Modèle 3GPP-MATRICE : première étape** ▷ Dans le modèle développé, la première étape est réalisée en dehors de la simulation. Plus précisément, quelques paramètres statistiques représentatifs vont aboutir à la création d'une liste de sous-rayons, décrivant de manière « déterministe » une réalisation spatiale du canal. Plusieurs listes contenant plusieurs tirages obéissant aux mêmes statistiques sont créées pour autoriser l'évolution vers un modèle système plus représentatif du type d'environnement et du scénario considérés (une moyenne sera alors effectuée a posteriori). Les paramètres d'entrée sont généralement ceux donnés par la figure 2.6, détaillés dans [71, 72, 73] et dont les valeurs utilisées sont exposées à la section 3.3.1. Pour résumer, nous retrouvons l'APDP, la distribution spatiale des rayons (ainsi que leur lien avec la distribution des retards) et la loi d'étalement angulaire des sous-rayons à l'émission et à la réception, ou des paramètres permettant de les générer.

**Modèle 3GPP-MATRICE : deuxième étape** ▷ Cette étape permet de générer le *fast-fading* et les variations aboutissant à la matrice de canal de notre modèle. Pour cela, elle prend les paramètres de la première étape, en y ajoutant des informations de vitesse de déplacement  $v$  du MT et de distances entre antennes, et les introduit dans l'équation (2.38) ou (2.39) ; ces fonctions de transfert à l'instant  $t$  reprennent les notations des figures 2.6 et 2.7. La description générale de l'équation (2.38) reste conforme aux propositions du COST273 [74]. Négligeant les gains d'antennes  $G_{\text{TX}}$  et  $G_{\text{RX}}$ , remplaçant les produits scalaires par les angles correspondants, et regroupant les termes de puissance  $P$  sous un unique facteur de puissance par sous-rayon  $\Gamma_{p,q}$ , nous aboutissons à l'équation (2.39). Les paramètres utilisés de la première étape sont, en sus du vecteur des retards considérés  $\boldsymbol{\tau} = [\tau_0 \dots \tau_{P-1}]$ , au nombre de quatre par sous-rayon : la puissance  $\Gamma_{p,q}$ , la phase correspondante  $\Phi_{p,q}$ , l'angle de départ  $\Theta_{p,q}^{\text{BS}}$  et l'angle d'arrivée  $\Theta_{p,q}^{\text{MT}}$ . Les notations  $p$  et  $q$  sont respectivement les indices de trajet et de sous-rayon, alors que  $d_m$  et  $d_n$  sont les distances relatives des antennes d'émission et de réception. Le déplacement relatif du mobile est supposé linéaire et constant, généralement avec un angle  $\theta_v^{\text{MT}}$  nul. La distribution spatiale des antennes d'émission et de réception est supposée linéaire. Dans le cas d'une configuration LOS, un trajet direct est ajouté en considérant l'équation (2.40) où  $K$  est le facteur de Rice. Nous utiliserons  $Q = 20$  sous-rayons par trajet pour modéliser l'étalement angulaire voulu et ainsi générer les évanouissements. La partie entre crochets de (2.39) peut être pré-calculée, car constante sur la simulation, l'évolution du canal n'étant due qu'au déplacement symbolisé par la dernière exponentielle complexe qui ajoute un déphasage. La distribution aléatoire de la phase aboutit à une combinaison non-cohérente des sous-rayons, entraînant les évanouissements de Rayleigh par trajet. Les corrélations spatiales et Doppler sont implicitement déduites de ces ensembles de rayons. Étant en voie descendante, nous avons présenté le modèle au niveau lien entre une BS et un MT ; la validité des résultats sera assurée par une moyenne des mesures, à la fois en temps (sur plusieurs temps de cohérence) et sur la représentation spatiale de plusieurs environnements respectant les mêmes probabilités (*i.e.* sur plusieurs listes générées par la première étape).

**Principales caractéristiques du modèle développé** ▷ L'implémentation est conforme au modèle 3GPP TR 25.996 décrit à la section 5 de [71] si l'on excepte les options et

les interférences multi-cellulaires des sections 5.5 et 5.7. Afin d'employer des APDP couramment simulés, les paramètres d'entrée ont été modifiés en conséquence, comme nous le verrons à la section 3.3.1. Le passage du niveau lien, d'un réseau d'antennes à l'autre, à une caractérisation système se fera en moyennant les résultats sur plusieurs réalisations du canal. Le modèle actuel supporte des configurations linéaires de réseaux d'antennes avec n'importe quel diagramme de rayonnement, l'effet des antennes étant inclus dans la première étape. Enfin, il est possible de considérer des environnements LOS et de raffiner le modèle au besoin.

*En résumé, le canal de propagation a été rapidement présenté avec ses caractérisations à l'ordre 2, puis l'effet du canal de transmission sur le système a été modélisé et représenté matriciellement en utilisant 4 dimensions (antenne d'émission  $m$ , antenne de réception  $n$ , et par exemple temps  $t$  et fréquence  $f$ ). Les dualités ( $t \leftrightarrow \varphi$ ,  $\tau \leftrightarrow f$ ) autorisent plusieurs représentations d'un même canal. Afin de générer ces matrices  $4D$ , des modèles ont été présentés pour s'approcher des caractérisations à l'ordre 2 dans des environnements spécifiques. Pour ne pas négliger les corrélations croisées dans les différentes dimensions et les aspects directionnels, le modèle hybride développé dans MATRICE et que nous avons utilisé dans cette thèse, basé sur des sommes de sous-rayons, est présenté. En effet, la plupart des études connues en MIMO, en particulier avec du codage espace-temps, supposent une séparation des dimensions temporelles et spatiales du canal. Cependant, continuer dans cette direction priverait notre étude d'une comparaison équitable de différents algorithmes MIMO. Par ailleurs, des bornes de corrélations spatiales, à savoir corrélation totale lors de l'étude de la formation de voie et décorrélation totale lors de l'étude du codage espace-temps sont souvent considérées. Nous envisageons dans ce rapport une approche commune avec la même corrélation intermédiaire, afin de donner des résultats dans des environnements les plus réalistes possibles. Tout ceci va permettre de dimensionner notre système et de le configurer afin de modéliser au mieux les effets observés.*



---

# Spécifications du système de communication et scénarios envisagés

## Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Choix généraux pour l'étude système 4G</b>	<b>40</b>
<b>3.2</b>	<b>Spécifications radio et chaîne de communication numérique</b>	<b>43</b>
3.2.1	Spécifications générales et radio-fréquences du système	43
3.2.2	Modèle numérique envisagé	46
3.2.3	Notions et mesures importantes	49
<b>3.3</b>	<b>Scénarios envisagés</b>	<b>54</b>
3.3.1	Configuration des canaux MIMO	54
3.3.2	Scénarios typiques et paramètres	59

---

Nous rappelons dans ce chapitre les choix principaux découlant des projets dans lesquels nous avons contribué, puis fixons certains paramètres afin de cadrer et faciliter l'étude déjà large de ce système 4G. Les différentes notations des systèmes seront détaillées par la suite. Par ailleurs, nous revenons rapidement sur les spécifications radio et les hypothèses considérées dans les modèles pour les justifier. Enfin, nous posons les scénarios envisagés qui constituent la base de comparaison des résultats obtenus.

### 3.1 Choix généraux pour l'étude système 4G

**Architecture générale** ▷ Le système multi-cellulaire 4G envisagé devra, malgré des contraintes d'allocation spectrale, de complexité et de coût, répondre à des attentes émergentes en termes de services. La négociation de ces services afin d'obtenir une connexion transparente, malgré la mobilité et la multitude de technologies, implique une gestion complexe du *handover* et de la sécurité. Le transfert des technologies informatiques, démocratisées par l'Internet large-bande filaire, vers le mobile, nous amène à mentionner deux axes qui devraient assurer l'interactivité et les services qui feront l'attrait de la 4G. Le premier axe concerne l'accès à travers la couche physique hertzienne large-bande. Le deuxième axe concerne l'utilisation des technologies informatiques au niveau des couches supérieures et du réseau, qui supportent déjà des systèmes distribués. Cette approche devrait faciliter le système, que ce soit au niveau du déploiement, de la flexibilité et du coût. Associé à une architecture client-serveur et des terminaux formés de composants reprogrammables, ce schéma permettrait une reconfigurabilité face à l'évolution rapide des technologies, tout en assurant une certaine flexibilité et sécurité au niveau de la transmission des données. Cette approche permet une gestion de la *QoS*, mais le portage des technologies informatiques vers le mobile transfère également les problèmes de sécurité et de programmes malveillants. Ces aspects mis de côté, nous limitons l'étude au premier axe, à savoir la couche physique, et fixons ici les paramètres principaux que les projets ont suggérés.

TAB. 3.1 – Principaux paramètres du système

$F_s$	Fréquence d'échantillonnage = Bande de fréquence totale.	61.44 MHz
$f_c$	Fréquence porteuse.	5.2 GHz
$N_{fft}$	Taille de FFT.	1024
$N_d$	Nombre de sous-porteuses allouées aux données.	768 ; $N_d \leq N_{fft}$
$\Delta$	Durée de l'intervalle de garde OFDM.	$4.166 \mu s \equiv 256/F_s$
$T_x$	Durée totale d'un bloc-OFDM.	$(16.667 + 4.166) \mu s$
$N_{bt} ; N_{bd}$	Nombre de bloc-OFDM par slot ; utilisés pour les données.	32 ; 24
$S_f$	Facteur d'étalement (longueur du code CDMA).	généralement 32
$N_u$	Nombre d'utilisateurs simultanés en partage par code CDMA.	$1 \leq N_u \leq S_f$
$\chi$	Constellation (avec <i>mapping</i> de Gray si non-précisé).	{QPSK, 16QAM, ... }
$M ; N$	Nombre d'antennes d'émission ; et d'antennes de réception.	entre 1 et 4



**Choix du système et principales considérations** ▷ Le [tableau 3.1](#) résume le choix des principaux paramètres, pour un accès radio 4G occupant une bande de l'ordre de 50 MHz. Plus précisément, nous essaierons de garder la fréquence d'échantillonnage de 4MORE, à savoir 61.44 MHz, pour le reste de ce rapport. Par ailleurs, nous optons d'emblée pour un système multi-porteuses avec des sous-porteuses nulles aux fréquences extrêmes afin de faciliter le filtrage. Ainsi la bande réellement occupée est d'environ  $770/1024 \times 61.44 \approx 46.2$  MHz. Concernant le réseau de stations de base, nous prenons la topologie définie dans MATRICE, avec des BS découpées en trois secteurs de  $120^\circ$ , nous focalisant maintenant sur la liaison entre l'un de ces secteurs et les terminaux. Les différents scénarios envisagés au niveau environnement, mobilité et services, ont été définis dans MATRICE et étendent ceux déjà considérés pour la 3G. Nous allons surtout porter notre attention sur les cas les plus difficiles, à savoir en *outdoor* avec une mobilité de moyenne à forte, et avec des mobiles ayant des contraintes de complexité et de flexibilité. Nous considérons 4 antennes du côté des BS, et jusqu'à 3 antennes au niveau des MT. Nous essaierons de tirer partie des antennes multiples à l'émission comme à la réception, pour atteindre les capacités requises, tout en assurant une compatibilité avec des MT de plus faible capacité n'ayant qu'une seule antenne. La fréquence porteuse retenue dans les résultats présentés est celle de 4MORE, à savoir 5.2 GHz, entraînant des fréquences Doppler pouvant atteindre 1450 Hz à 300 km/h.

**Détails au niveau des algorithmes et paramètres** ▷ Notre chaîne de base comprendra au moins les éléments de la [figure 1.4](#); plus de détails sur les options de configuration de chacun des sous-modules sont donnés aux chapitres 4 et 5. De nombreux algorithmes ont été traités. A notre niveau, nous avons d'abord travaillé sur le bloc d'égalisation avec de la détection mono- et multi-utilisateurs, le traitement du signal multi-antennes avec les systèmes MIMO, testé et optimisé les effets de la diversité et de l'étalement sur le *slot*, implémenté l'estimation de canal... Nous porterons surtout notre attention sur la voie descendante qui requiert le débit le plus élevé. Sur le choix des algorithmes de base, nous resterons conformes aux conclusions apportées dans le livrable MATRICE D3.5 où nous avons choisi en particulier du MC-CDMA en voie descendante et du SS-MC-MA en voie montante. Nous justifierons ces choix de façon plus approfondie au chapitre 4. D'ores et déjà, nous pouvons dire qu'en voie montante, chaque signal subit un canal différent pour arriver à la station de base, favorisant un retour à un accès multiple plus simple (typiquement en fréquence) plutôt qu'en code, pour conserver l'orthogonalité. Cela a généralement pour conséquence que la BS ne peut avoir une connaissance parfaite du canal sur toute la bande, voire aucune connaissance instantanée fiable utilisable en DL en TDD, raison pour laquelle nous insisterons sur le codage espace-temps. L'étalement se fera au moyen de codes orthogonaux de type Walsh-Hadamard, généralement de longueur 32. La non-linéarité de certains processus, et en particulier l'inter-dépendance des traitements de la diversité, nous contraint à considérer des simulations sur une chaîne complète intégrant, entre autre, du codage-canal; ce codage sera combiné avec un entrelacement aléatoire sur le *slot*, et une conversion binaire à symbole de type QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Les dérivations analytiques sont alors d'intérêt plus limité dans ce contexte réaliste, nous obligeant à lancer de longues simulations de type Monte-Carlo.

**Choix de la structure de trame** ▷ La durée de trame radio est dérivée des normes UMTS en Wideband-TDD. Ainsi, on considère une multi-trame de 10 millisecondes, constituée de 15 *slots* pouvant transporter des paquets IP ou leurs équivalents en contexte mobile. Dans un contexte TDD, le premier *slot* est dédié à la voie descendante, alors que les quatorze suivants peuvent être attribués dynamiquement pour s'adapter à la non-symétrie du trafic. La figure 3.1 présente cette configuration, anticipant légèrement le modèle multi-porteuses. Chaque *slot* a donc une durée de 0.666 ms, intervalle de garde permettant l'éventuel passage DL/UL compris. Pour apporter une souplesse ou optimiser la capacité, certains *slots* peuvent être éventuellement vides ou regroupés en utilisant alors l'intervalle de garde comme temps de transmission de données. Nous allons considérer une structure de *slot* assez proche de celle de 4MORE. Toutefois, le nombre de porteuses utiles a été étendu à  $N_d = 768$  pour plus de souplesse, mais le nombre de bloc-OFDM constituant un *slot* reste égal à 32. Nous appellerons bloc-OFDM un bloc de *chips* de taille  $(N_{fft} + N_\Delta)$ , où *chip* est un échantillon localisé de ce *slot*, représenté par un nombre complexe. Concernant le système multi-porteuses basé sur l'OFDM, la taille de la FFT a été fixée à 1024, et le schéma présenté suppose une porteuse centrale (DC) nulle. L'intervalle de garde de chaque bloc-OFDM a été choisi à 256 échantillons pour absorber tous les échos envisagés. La durée totale d'un bloc-OFDM est alors de  $16.667 + 4.166 = 20.833 \mu s$ , correspondant à  $1024 + 256$  échantillons. Chaque *slot* contient, dans le temps, un premier bloc-OFDM de synchronisation (S), 24 bloc-OFDM de données (D) et 6 pilotes (P) répartis comme indiqué sur la figure 3.1, et enfin 1 intervalle de garde TDD (G). Nous avons alors  $N_{is} = 24 \times 768 = 18432$  *chips* utiles de données par *slot*. Les symboles non-utilisés pour les données peuvent être utilisés pour les différentes estimations au récepteur. En particulier, nous exploiterons les pilotes pour l'estimation de canal. Ces derniers ont été placés par groupes de 2 bloc-OFDM succes-

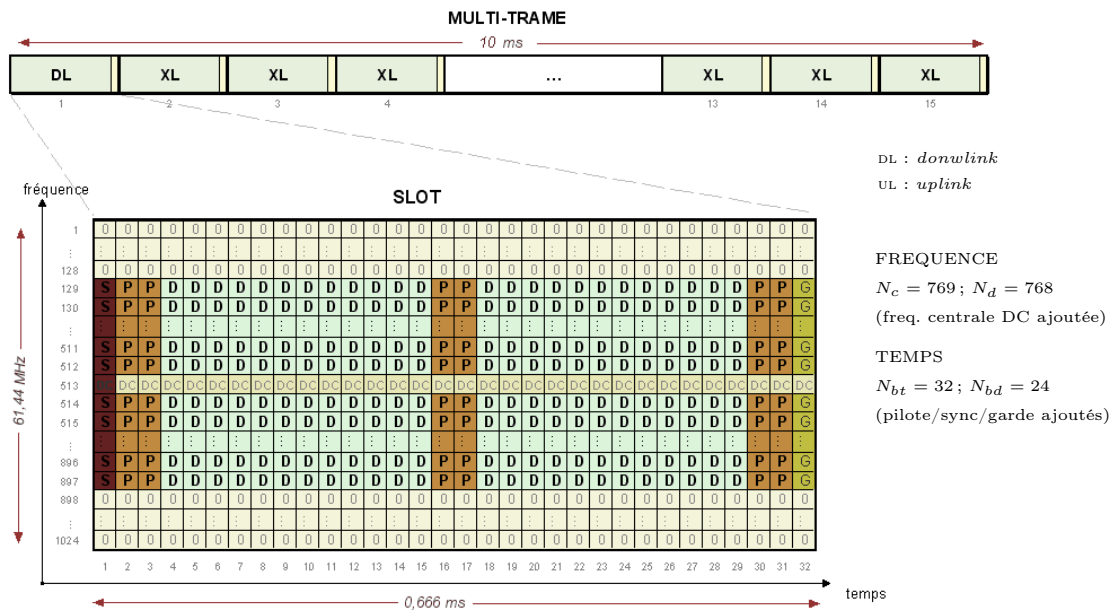


FIG. 3.1 – Structure de trame considérée dans ce rapport

sifs afin d'autoriser un codage des pilotes, non seulement en fréquence-espace, mais aussi dans le temps pour l'estimation des différentes antennes dans un contexte MIMO. Cette même structure de *slot* est utilisée sur les différentes antennes d'émission. La séquence de synchronisation est basée sur l'UMTS. Les pilotes seront décrits plus précisément dans le chapitre 8. Enfin, la durée de l'intervalle de garde TDD est choisie égale à celle d'un bloc-OFDM par souplesse. On vérifie bien que cette durée est supérieure au temps maximum d'aller-retour des trajets  $2R/c = 10 \mu\text{s}$  dans le pire cas d'une cellule de rayon  $R = 1500 \text{ m}$ .

**Aspects supplémentaires liés aux imperfections radio-fréquences** ▷ Les premiers chapitres de ce rapport ne considéreront pas de défauts au niveau RF, comme précisé dans la section suivante. En particulier, nous ne modéliserons pas, dans un premier temps, les non-linéarités des amplificateurs et du récepteur, les dérives de phase, les décalages des fréquences porteuses, les bruits de phase... Toutefois, des imperfections au niveau de la connaissance du canal [13] ou des parties RF [75] ont été évaluées dans certaines contributions. Par ailleurs, les synchronisations des trames et des couches supérieures ne nous intéressent pas ici, et sont donc considérées effectuées correctement.

## 3.2 Spécifications radio et chaîne de communication numérique

### 3.2.1 Spécifications générales et radio-fréquences du système

Avant d'aboutir au modèle numérique en bande de base sur lequel le reste du rapport sera basé, nous revenons rapidement sur les constituants d'un système de communication, depuis la partie analogique radio-fréquence jusqu'à la conversion numérique, afin de valider l'approche. Toutefois, admettant le modèle présenté sans entrer dans les détails et hypothèses qui y ont abouti, il est possible de passer directement à la section 3.2.3. La figure 3.2 représente succinctement ce qui encadre ces parties numériques en bande de base, avec les 3 éléments principaux que sont l'émetteur (TX), le canal (CH), et le récepteur (RX). Nous avons choisi d'employer les acronymes anglais plus souvent utilisés, ces derniers étant traduits dans la partie *Notations* page xiii. D'une manière générale, le récepteur tente de restituer le message transmis, à partir d'un signal reçu perturbé par le canal de transmission. Nous vérifions ici les hypothèses considérées, et préciserons en 3.2.2 le dimensionnement du système, les relations du modèle et les notations introduites.

**Effets des filtrages** ▷ Dans notre cas de système multi-porteuses [76], il s'agit principalement d'assurer une réponse plate des filtres sur la bande réellement utilisée pour transmettre les données. Lorsque le filtre est réalisé numériquement, comme ce sera le cas lors de la conversion numérique de la fréquence intermédiaire (IF) vers la bande de base (BB), ceci est facilité en ajoutant des sous-porteuses nulles sur les bords du spectre. Nous supposons alors que les non-linéarités introduites par le filtrage n'apparaissent qu'en dehors de la bande utile, et pouvons dimensionner le rapport bande totale sur bande utile de manière à ce que le filtre numérique puisse répondre aux besoins en termes de pente de

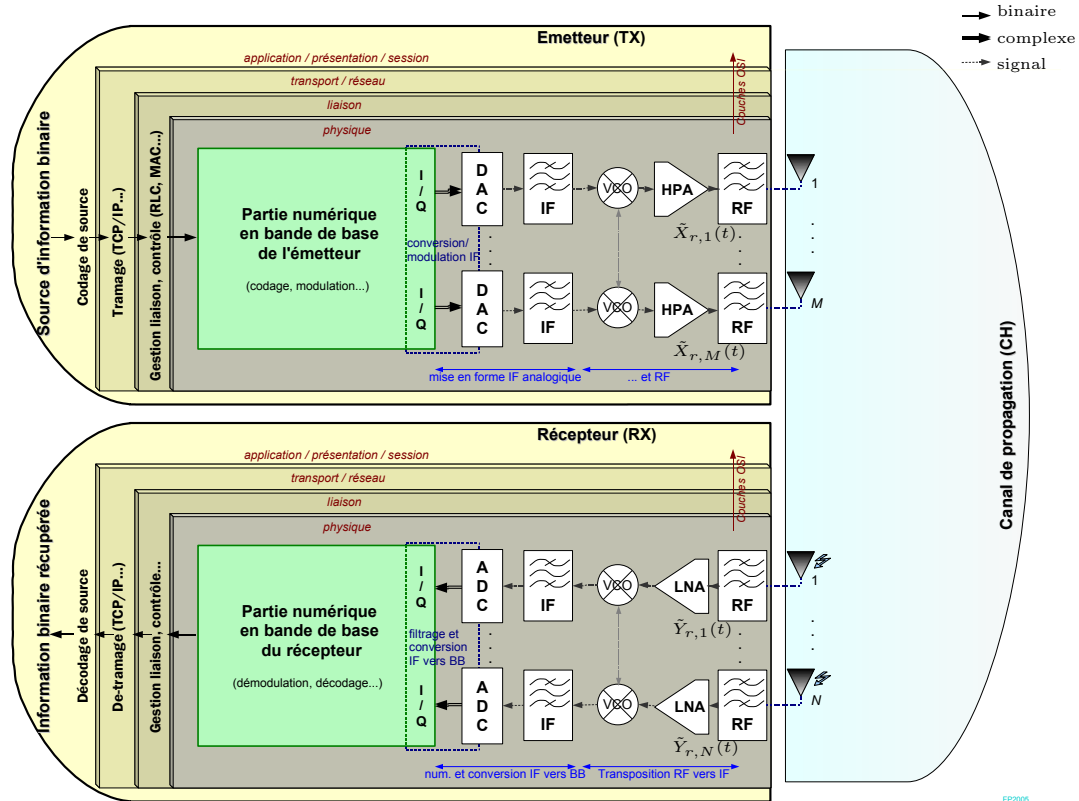


FIG. 3.2 – Recul sur le système de radio-communication complet

coupure. Cette hypothèse pour éviter les effets de bord est tout à fait concevable, et le projet MATRICE considère un filtre IF/BB à phase linéaire, pour le démonstrateur matériel, utilisant une trentaine de coefficients de manière à introduire une distorsion d'amplitude inférieure à 0.1 dB et une bonne réjection.

**Validité du modèle de canal de transmission** ▷ Par canal de transmission, nous entendons à la fois le milieu de propagation, les effets des filtrages spatio-fréquentiels des antennes et des filtres RF d'émission et de réception, auxquels s'ajoutera le bruit par antenne de réception. Nous avons vu que dans la bande de transmission de données, on pouvait supposer les filtres parfaitement plats pour pouvoir les ignorer, et nous ferons de même pour les antennes, la bande occupée étant relativement modeste par rapport à la fréquence porteuse. Spatialement, on supposera les antennes comme décrites dans les scénarios MIMO, à savoir isotropes ou en secteurs de  $120^\circ$ . L'effet du canal reste alors linéaire et se résume aux descriptions matricielles introduites à la section 2.2. Concernant le bruit ajouté sur chaque branche de réception, nous le supposons *i.i.d.* (indépendant et identiquement distribué) en espace, fréquence et temps, centré et de distribution gaussienne. Autrement dit, il s'agit d'un processus aléatoire stationnaire décorrélé en t/f/s, dont nous définissons la densité spectrale de puissance bilatérale par  $N_0/2$ . Ces approches sont valides tant que l'on ne considère pas de fort couplage entre les différentes antennes ou un bruit extérieur non gaussien.

**Hypothèses radio-fréquences** ▷ De nombreux effets dus aux imperfections de la partie analogique apparaissent lors de l'implémentation finale d'un système de communication. En première étape d'étude, ces effets peuvent être négligés, puis simulés, à condition de bien comprendre leurs actions dans le modèle initial. Outre les antennes, nous pouvons considérer 3 composants à l'origine des principaux défauts : les oscillateurs, les convertisseurs analogique/numérique, et les amplificateurs. Nous allons considérer les hypothèses suivantes pour poser notre modèle dans un premier temps :

- Les oscillateurs sont supposés parfaits, assurant une synchronisation parfaite sur la fréquence porteuse, et un échantillonnage parfait. En pratique, l'imperfection des VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) entraîne une dérive en fréquence et un étalement fréquentiel du signal reçu. Alors que la dérive peut être aisément compensée par l'utilisation des pilotes et par l'égalisation avec une bonne estimation de canal, l'étalement fréquentiel, similairement à l'étalement Doppler, résulte en un bruit de phase introduisant de l'ICI. Des dérives de l'oscillateur peuvent également causer des problèmes d'échantillonnage, mais nous allons considérer un asservissement parfait comme si une horloge unique existait entre émetteur et récepteur.
- Les convertisseurs numérique/analogique (DAC : *Digital to Analog Converter*) et analogique/numérique (ADC : *Analog to Digital Converter*) ainsi que la modulation sont supposés parfaits. Pour la modulation en quadrature (I/Q), on cherche aujourd'hui à s'affranchir des problèmes de distorsion et d'asymétrie sur les 2 voies en réalisant l'opération en numérique plutôt qu'en analogique [77]. Nous partons sur ce principe de radio logicielle restreinte (*software defined radio*) pour éviter les distorsions sur les systèmes multi-porteuses sensibles à haute fréquence, en supposant conversion BB/IF et filtrage numériques à l'émetteur comme au récepteur. Notons que ce traitement numérique nécessite un suréchantillonnage, et que notre système est alors à la limite des technologies actuelles avec sa bande d'environ 60 MHz. Un compromis entre fréquence d'échantillonnage, résolution, consommation et coût sera nécessaire. C'est alors que les conversions analogique/numérique apportent un bruit de quantification ; cependant, ce dernier est similaire à un bruit gaussien, entraînant juste un décalage des courbes de performance en fonction du SNR, d'autant plus important que la résolution numérique est faible. Une pré-amplification du signal avant l'ADC permet d'optimiser le niveau du signal sur la plage de conversion.
- Les amplificateurs sont supposés parfaits. En particulier, la linéarité de l'amplificateur de puissance (HPA : *High Power Amplifier*) est soumise à une contrainte forte en multi-porteuses où les variations de puissance émise (PAPR : *Peak to Average Power Ratio*) peuvent être élevées [78]. La non-linéarité induite par les contraintes de coût entraîne l'apparition d'ICI si aucun traitement n'est effectué pour y pallier. Toutefois, la contrainte de coût est réduite en voie descendante au niveau de la BS, où nous supposerons une plage de linéarité suffisante (*back-off* élevé).

Supposant également une non-variation temporelle de ces composants, nous pouvons dire qu'ils n'introduisent pas d'ICI supplémentaire dans le modèle avec les hypothèses présentées. Seul le canal de transmission contient alors tous les effets considérés.

### 3.2.2 Modèle numérique envisagé

A partir des hypothèses introduites, nous pouvons définir plus précisément le modèle numérique en bande de base, ce qui nous permettra de détailler dans les chapitres suivants les deux « boîtes vertes » de la figure 3.2. Nous déplaçons donc notre attention sur le traitement numérique du système en considérant maintenant la figure 3.3, où la partie RF précédente est simplement remplacée par une fonction de mise en forme  $\psi^{\text{TX}}(t)$  et  $\psi^{\text{RX}}(t)$ .

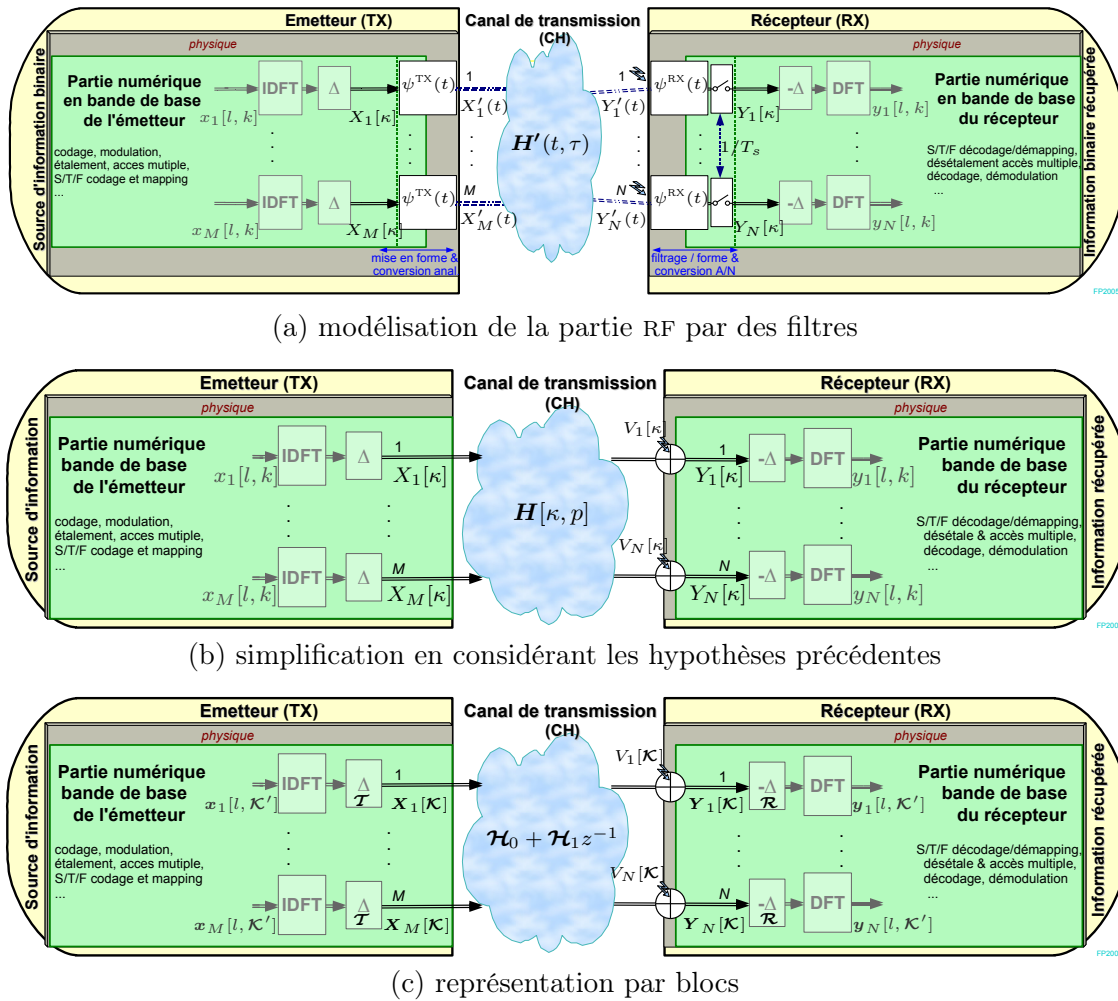


FIG. 3.3 – Représentation en bande de base du système large-bande envisagé

**Représentation complexe en bande de base**  $\triangleright$  La figure 3.3 pose les simplifications progressives<sup>(1)</sup>. Dans un premier temps (a), la partie RF et le canal sont représentés par 3 filtres qui relient les parties numériques de l'émetteur et du récepteur, correspondant

<sup>(1)</sup> Le passage du modèle complet sur onde porteuse vers le modèle équivalent en bande de base à temps discret, où les signaux sont représentés par des suites de nombres complexes, est aisément décrit mathématiquement et massivement utilisé en traitement du signal. Ainsi le signal réel continu sur onde porteuse  $f_c$ , avant filtrage et émission par une antenne peut être décrit par  $\tilde{X}_r(t) \triangleq \Re(X(t) \exp(j2\pi f_c t))$ , où  $\Re$  représente la partie réelle, et  $X(t)$  est l'enveloppe complexe qui modélise l'équivalent en bande de base.

à l'équation (3.1), où  $X'$  et  $Y'$  sont les vecteurs des signaux émis et reçus, de taille  $M$  et  $N$  respectivement en MIMO, et  $V$  représente le bruit total après échantillonnage. Nous avons implicitement considéré l'échantillonnage de fréquence  $1/T_s$  à travers l'utilisation des crochets  $[\cdot]$ , mais en dehors de ce paragraphe nous gardons souvent la notation parenthèse tout en sous-entendant cette relation temps-indice. La partie amont du récepteur est donc modélisée par un échantillonnage spatial, suivi d'un filtrage sur chaque antenne, puis d'un échantillonnage temporel supposé parfait. Tous ces filtres peuvent être regroupés sous un seul filtre équivalent; nous aboutissons au schéma équivalent (b) à temps discret, et à la relation (3.2) pour une antenne de réception  $n$  donnée (qui n'est autre que la version discrète de l'équation (2.12) où  $P$  représente l'étalement maximal des délais du canal).

$$X'_m(t) = \sum_{\kappa} X_m[\kappa] \psi^{\text{TX}}(t - \kappa T_s), \quad \text{et} \quad Y_n[\kappa] = \int \psi^{\text{RX}}(\tau) Y'_n(\kappa T_s - \tau) d\tau + V_n[\kappa] \quad (3.1)$$

$$Y_n[\kappa] = \sum_{m=1}^M \sum_{p=0}^{P-1} H_{n,m}[\kappa, p] X_m[\kappa - p] + V_n[\kappa]. \quad (3.2)$$

**Modèle par blocs et validité des représentations de canal introduites**  $\triangleright$  Afin de mieux comprendre l'approche OFDM comme un cas particulier d'une approche bloc sans IBI, le modèle équivalent par blocs de symboles est présenté sur la figure 3.3(c). En effet, la dispersion temporelle du canal a été montrée comme introduisant de l'interférence entre les *chips* dans un contexte large-bande, ou de manière équivalente une sélectivité fréquentielle. Pour traiter assez simplement cette dispersion, il est utile de regrouper les *chips* par blocs de taille  $N_{\text{fft}} \gg P$ , comme sur la figure qui utilise la notation  $\mathcal{K}' = (1, \dots, N_{\text{fft}})$  pour simplifier l'écriture. Nous supposons la réponse impulsionnelle du canal invariante sur la durée du bloc, afin de simplifier la présentation en réduisant  $\mathbf{H}[\kappa, p]$  à  $\mathbf{H}[p]$ . Nous obtenons alors la relation (3.3) pour un bloc  $l$  donné, en reprenant une notation matricielle étendue (comme introduit lors de la description du canal) avec cette fois-ci de l'interférence; l'absence d'orthogonalité suivant la dimension additionnelle, ici temporelle, empêche la matrice de canal d'être diagonale par blocs, comme présenté en (3.4). Par conséquent, la dispersion temporelle du canal entraîne, pour un bloc reçu  $\mathcal{Y}[l]$ , une dépendance du bloc émis  $\mathcal{X}[l]$  ainsi que du bloc précédent  $\mathcal{X}[l-1]$ , effet que nous avons appelé IBI.

$$\mathcal{Y}[l] = \mathcal{H}_1 \mathcal{X}[l-1] + \mathcal{H}_0 \mathcal{X}[l] + \mathcal{V}[l] \quad (3.3)$$

$$\text{avec } \mathcal{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \mathbf{H}[P] & \dots & \mathbf{H}[1] \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & & \ddots & & \mathbf{H}[P] \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathcal{H}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[0] & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \mathbf{H}[0] & 0 & \ddots & 0 \\ \mathbf{H}[P] & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \mathbf{H}[P] & \dots & \mathbf{H}[0] \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Afin de pouvoir traiter chaque bloc indépendamment, il est utile de supprimer cette double dépendance. La manière la plus simple est d'introduire un intervalle de garde  $\Delta$  supérieur à l'étalement des retards du canal; ainsi  $N_x = (N_{\text{fft}} + N_{\Delta})$  *chips* sont envoyés dans le canal sur  $N_{\text{fft}}$  « utiles », comme indiqué sur le schéma où  $\mathcal{K} = (1, \dots, N_x)$ . Ceci revient à remplacer  $\mathcal{X}$



par  $\mathcal{TX}$  et  $\mathcal{Y}$  par  $\mathcal{RY}$  dans les notations précédentes<sup>(2)</sup>, où  $\mathcal{T} = [\mathbf{I}_{N_{\text{fft}}M} \mathbf{0}]^T \in \mathbb{R}^{N_x M \times N_{\text{fft}}M}$  et  $\mathcal{R} = [\mathbf{I}_{N_{\text{fft}}N} \mathbf{I}] \in \mathbb{R}^{N_{\text{fft}}N \times N_x N}$ . Ce formalisme matriciel permet, dans (3.3), d'annuler  $\mathcal{H}_1$  (car  $\mathcal{R}\mathcal{H}_1\mathcal{T} = \mathbf{0}$ ) et de remplacer la matrice de canal  $\mathcal{H}_0$  par sa version circulante (*i.e.*  $\mathcal{H}_c = \mathcal{R}\mathcal{H}_0\mathcal{T} = \mathcal{H}_1 + \mathcal{H}_0$ ).

Par ailleurs, pour observer l'effet des délais du canal dans le domaine dual, il suffit de procéder à une transformation de Fourier numérique sur le bloc considéré (DFT : *Digital Fourier Transform*). Cette petite digression précède la description détaillée du chapitre suivant. Conservant l'hypothèse d'un système linéaire invariant en temps sur la durée d'un bloc de  $N_x$  *chips*, la pré- et post-multiplication de la matrice de canal circulante par des matrices IDFT et DFT comme présenté sur la figure conduit à une matrice de canal équivalente diagonale en temps et fréquence [80]. Ceci aboutit aux représentations matricielles du chapitre 2, où nous avons considéré  $N_c$  fréquences utiles sur les  $N_{\text{fft}}$  :  $\mathcal{Y}^t[l] = \mathcal{H}^t[l]\mathcal{X}^t[l] + \mathcal{V}^t[l]$ . Cette observation entraîne deux remarques intéressantes : la première est que la transformation de Fourier correspond dans ce cas à une décomposition en valeurs propres de la matrice de canal équivalente ; la seconde concerne la complexité de détection. En effet, lorsque le canal est décrit de manière temporelle par un filtre ou une matrice non diagonale, inverser ses effets au récepteur implique l'inversion d'une large matrice (taille du bloc). Le passage en fréquentiel permet de s'affranchir d'une telle complexité au prix de deux transformations IDFT et DFT. Ces opérations, représentées en grisé sur la figure, peuvent également être effectuées toutes deux au récepteur, y reportant la complexité. Le choix, en voie descendante, de réduire la complexité du MT justifie la figure 3.3(c). C'est ce qui se retrouve souvent sous l'appellation « représentation fréquentielle » du canal et que nous détaillerons au chapitre 4 en insistant sur les conséquentes simplifications de l'égalisation au récepteur. La détection cohérente nécessitera alors la connaissance de la réponse échantillonnée du canal en temps et fréquence  $\mathbf{H}[l, k]$ . Nous avons ainsi tenté de faire le lien entre les différentes notations utilisées dans la littérature et celles du rapport. Cette notation bloc est également utilisée en mono-porteuse [81, 82, 83], mais son application plus complexe de la détection nous intéressera moins dans un contexte voie descendante. Le canal de propagation avec les différents filtres et fonctions d'émission/réception, l'ajout d'un intervalle de garde et de transformées de Fourier de part et d'autre du canal permet de modéliser ce dernier en une matrice de nombres complexes en temps, fréquence et espace, validant les équations de la section 2.2.

**Conséquences de la représentation en bande de base** ▷ Pour simplifier les notions de puissance et de densité spectrale, une mise à l'échelle par *chip* est introduite, aboutissant à définir une variance de bruit complexe de valeur  $N_0$  par *chip*, *i.e.*  $N_0/2$  par voie réelle ou imaginaire :  $\mathbb{E} [|\nu_n(l, k)|^2] = N_0$ . La même mise à l'échelle est effectuée sur le signal reçu, en considérant un canal normalisé,  $\mathbb{E} [|h_{n,m}(l, k)|^2] = 1$ , et un signal émis de puissance moyenne totale répartie sur les antennes d'émission,  $\mathbb{E} \left[ \sum_{m=1}^M |x_m(l, k)|^2 \right] = P_T$ .

<sup>(2)</sup>Ce principe peut aussi bien s'appliquer par la suite en mono-porteuse qu'en multi-porteuses. Notons qu'au lieu de rajouter un intervalle de garde vide (*ZP* : *Zero-Padding* [79]) sur la durée  $\Delta$ , l'approche OFDM présentée au chapitre 4 considérera un préfixe cyclique (CP) ; dans ce cas,  $\mathcal{T} = [\mathbf{I} \mathbf{I}_{N_{\text{fft}}M}]^T$  et  $\mathcal{R} = [\mathbf{0} \mathbf{I}_{N_{\text{fft}}N}]$  où  $\mathbf{0}$  et  $\mathbf{I}$  représentent respectivement des matrices nulle et identité tronquées.



**Bref dimensionnement du système** ▷ Le système présenté supposait un canal plat par *chip* et non-sélectif en temps sur un bloc  $T_x$  :  $\sigma_\tau \ll T_x \ll (\Delta t)_c$ , avec  $T_x = (N_{fft} + N_\Delta)T_s$ . Pour résumer, dans le contexte de modèle bloc introduit ci-dessus, la variation du canal sur la durée d'un bloc est supposée négligeable de manière à ne pas considérer d'ICI, et les effets de l'étalement des délais du canal sont limités par deux traitements : l'interférence inter-blocs (IBI) est supprimée par l'introduction d'un intervalle de garde, et l'interférence intra-bloc entre les *chips* peut être représentée plus simplement par une lente variation fréquentielle de la réponse du canal en procédant à des transformées de Fourier suffisamment fines de part et d'autre du canal. Dans le domaine spatial, le choix de l'espacement entre antennes dépend de l'application visée. Si l'on cherche plutôt à exploiter la diversité à travers des canaux les plus décorrélés possibles, ce qui est le cas en codage espace-temps, on choisira un espacement entre antennes important. Si par contre on vise des systèmes à formation de faisceaux, un espacement faible permettra d'obtenir une corrélation suffisante.

### 3.2.3 Notions et mesures importantes

**Notion d'efficacité spectrale** ▷ L'efficacité spectrale est une mesure du rendement d'un système, donnant généralement le rapport du débit total sur la bande passante utilisée. Il faut alors être vigilant quant aux définitions, que ce soit au niveau des processus entrant dans la mesure du débit, de la mesure de la bande fréquentielle réellement utilisée, ou encore des simplifications propres aux systèmes. Nous ne prendrons jamais en compte l'*overhead* des couches supérieures dans le calcul de débit, limitant l'étude à l'efficacité au niveau de la couche physique d'une transmission permanente en voie descendante à pleine-charge pour un secteur de cellule. La première mesure d'efficacité spectrale théorique est donnée par l'équation (3.5), où  $R_c$ ,  $R_{STC}$  et  $R_\chi$  sont respectivement les rendements du codage-canal, du codage espace-temps, et de la modulation. Cette première définition, couramment employée, est un rendement asymptotique ne prenant en compte ni la perte due au système OFDM introduisant des intervalles de garde, ni la mise en *slots* et la perte due aux pilotes ou aux sous-porteuses nulles, ni les multiples effets de bord tels que les filtres pouvant entrer dans la définition de la bande utilisée, ni même le fait que les données reçues puissent être erronées et renvoyées. Cependant, les différentes pertes généralement envisagées n'introduisent qu'un facteur aisément mesurable, ce qui permettra de faire le lien avec d'autres définitions d'efficacité spectrale. Ainsi, la perte en efficacité spectrale du préfixe cyclique de durée  $\Delta$  est présentée en (3.6). De même, la perte en efficacité spectrale due à l'insertion de *chips* non utilisés pour les données est présentée en (3.7), où  $(N_c N_{bt})$  est le nombre total de *chips* par *slot* (intervalle de garde et sous-porteuses nulles de garde exceptés) et  $N_{is}$  est le nombre de *chips* utiles transmettant des données par *slot*. Notons que si nous ne définissons pas l'efficacité spectrale sur un système à pleine-charge, il convient de rajouter la perte de charge présentée en (3.8). Enfin, la bande occupée est généralement calculée sur le nombre de sous-porteuses utilisées pour le *slot* ; ce raccourci est convenable si le nombre de sous-porteuses est grand et le filtrage correctement effectué,

et permet de s'affranchir du rapport débit sur bande ; nous aboutissons finalement à la formule (3.9). A la limite, en appelant  $T$  la durée totale considérée et  $B$  la bande utilisée, on rejoint alors la formule générale (3.10) si on prend  $D$  comme le nombre total de bits de données transmis pendant la durée  $T$ . Si l'on veut considérer les erreurs dans le débit réel, on peut définir une autre valeur d'efficacité  $\eta_{\varphi,bit}$  en prenant  $D$  comme le nombre de bits correctement reçus, ou encore  $\eta_{\varphi,slot}$  en prenant le nombre de bits reçus de *slots* sans erreurs. C'est cette dernière définition  $\eta_{\varphi,slot} \leq \eta_{\varphi,bit} \leq \eta_{\varphi} \leq \eta_{th}$  que nous considérerons dans la présentation des résultats de débit total, supposant un service en mode paquets où seuls les *slots* entièrement corrects sont comptés. Dans un contexte où le taux d'erreur est faible, c'est également une bonne approximation de la réelle efficacité spectrale avec un algorithme ARQ qui renvoie simplement les paquets faux.

$$\eta_{th} = R_c \cdot R_{STC} \cdot R_{\chi} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} \varpi_{\Delta} = \Delta/T_x & (3.6) \\ \varpi_o = (N_c N_{bt} - N_{is})/(N_c N_{bt}) & (3.7) \\ \varpi_c = 1 - N_u/S_f & (3.8) \end{cases}$$

$$\eta = \eta_{th} \cdot (1 - \varpi_{\Delta}) \cdot (1 - \varpi_o) \cdot (1 - \varpi_c) \quad (3.9)$$

$$\eta_{\varphi} = D/(TB) \quad [\text{bit/s/Hz/secteur}] \quad (3.10)$$

**Notion de rapport signal-à-bruit (SNR)** ▷ Comparant différents algorithmes (avec d'éventuels gains d'antennes, étalements...), il est important de clarifier cette notion qui semble triviale. Avec la puissance par *chip* introduite précédemment et nos notations, en particulier celles de l'équation (2.15), nous rappelons de manière matricielle les relations entre les variances des signaux, en (3.11) et (3.12). Considérant un certain rapport signal-à-bruit au niveau du récepteur, paramètre principal pour les mesures de performances, nous avons ainsi adopté une convention pour normaliser les nombres complexes générés pour représenter canal, bruit, et signaux. Ainsi le bruit est complexe-gaussien, *i.i.d.* (indépendance et distribution spatiale uniforme montrées dans l'équation (3.11) par les égalités (1) et (2) respectivement) de moyenne nulle et de variance totale  $\sigma_{\nu}^2$ , ce qui est noté  $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\nu}^2)$ . Prenant pour convention un canal normalisé en puissance, nous vérifions l'égalité (3). Enfin, supposant une puissance émise  $P_T$  répartie sur les antennes d'émission<sup>(3)</sup>, nous vérifions l'égalité (4).

$$\mathbf{R}_{\nu\nu} \triangleq \mathbb{E}[\boldsymbol{\nu}\boldsymbol{\nu}^H] \stackrel{(1)}{=} \text{diag}\{\sigma_{\nu,1}^2, \dots, \sigma_{\nu,N}^2\} \stackrel{(2)}{=} \sigma_{\nu}^2 \mathbf{I}_N = N_0 \mathbf{I}_N, \quad (3.11)$$

$$\mathbb{E}[\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)] \stackrel{(3)}{=} NM, \text{ et } \mathbb{E}[\mathbf{x}^H \mathbf{x}] \triangleq \mathbb{E}[\text{tr}(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)] = M\sigma_x^2 \stackrel{(4)}{=} P_T. \quad (3.12)$$

Nous pouvons alors définir le SNR sur ces *chips* comme le rapport signal-à-bruit moyen par antenne de réception  $n$  ; nous noterons également ce SNR moyen par *chip*

$$\gamma_c \triangleq (\mathbb{E}[\mathbf{y}^H \mathbf{y}] - \mathbb{E}[\boldsymbol{\nu}^H \boldsymbol{\nu}]) / \mathbb{E}[\boldsymbol{\nu}^H \boldsymbol{\nu}]. \quad (3.13)$$

<sup>(3)</sup>Pour simplifier la présentation dans les chapitres suivants, nous garderons à pleine-charge une puissance totale unitaire tout au long de la chaîne d'émission, et donc  $P_T = 1$  ; le bruit  $N_0$  est ajusté en conséquence.

Cette définition du SNR est celle moyenne, valable sur une simulation « longue durée » afin d'absorber les variations à petite-échelle du canal, par opposition au SNR plus local  $\gamma_{local}$  (comme sur un *slot*) qui ferait intervenir le canal instantané. Gardant la validité de l'espérance sur  $x$  et  $\nu$  (moyenne sur suffisamment de *chips*), nous pourrions nous y ramener en employant l'équation (3.14). Signalons que la distribution du SNR sur un sous-canal SISO de Rayleigh, noté  $\gamma_{lsr}$ , peut également être déduite de la distribution de Rayleigh de l'équation (2.30) pour aboutir à (3.15). Cependant cette dernière n'est utile que pour calculer des probabilités d'erreur théoriques sur un système assez simple.

$$\gamma_{local} = \gamma_c \cdot \|\mathbf{H}\|_F^2 / NM \quad (3.14)$$

$$p(\gamma_{lsr}) = \frac{1}{\gamma_c} \exp\left(-\frac{\gamma_{lsr}}{\gamma_c}\right) \quad (3.15)$$

Ayant supposé un signal émis constitué de symboles provenant de constellations normalisées, comme nous le verrons dans le chapitre suivant, nous pouvons aisément définir les relations avec les dénominations usuelles. Dans un contexte multi-utilisateurs en voie descendante, nous supposons l'énergie spectrale conservée lors de l'étalement si le système est à pleine-charge. Autrement dit,  $\gamma_s \triangleq \gamma_c \cdot S_f / N_u = \gamma_c$  si  $N_u = S_f$ . Ainsi, si le SNR  $\gamma_c$  correspond à l'appellation usuelle  $E_s / N_0$  de rapport de l'énergie symbole sur la densité spectrale du bruit en réception, alors l'appellation usuelle  $E_b / N_0$  peut en être déduite par :

$$(E_b / N_0)_{dB} = (E_s / N_0)_{dB} - 10 \cdot \log_{10}(\eta_{th} N_u / S_f). \quad (3.16)$$

Ce rapport d'énergie par bit utile sur la densité spectrale du bruit, que nous noterons également  $\gamma_b$ , prend en compte les rendements de modulation et codage, ainsi que la charge<sup>(4)</sup>. L'intérêt de chaque notation dépend du système considéré et des paramètres sur lesquels on joue. L'utilisation de  $E_b / N_0$  est utile pour comparer un système à différentes charges ou différents rendements ; dans les autres cas,  $E_s / N_0$  est préféré. Enfin, ces rapports de puissance au récepteur sont parfois peu représentatifs ou peu adaptés au système ; par exemple, dans un contexte multi-antennes, on connaît généralement la puissance émise, mais pas forcément la puissance reçue (exemple du *beamforming* et des gains d'antenne). Le lien entre les deux dépendant étroitement des algorithmes considérés, et dans un contexte de canal réaliste, il est plus judicieux de comparer des systèmes à puissance totale émise identique. Aussi, nous préférons la définition  $E_{st} / N_0$ , rapport de puissance totale transmise sur la densité spectrale du bruit, avec les hypothèses de canal normalisé vues précédemment :

$$(\gamma_x)_{dB} := (E_{st} / N_0)_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left( \mathbb{E} [\mathbf{x}^H \mathbf{x}] / N_0 \right) \Big|_{\mathbb{E}[\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)] = NM}. \quad (3.17)$$

$$(E_{bt} / N_0)_{dB} = (E_{st} / N_0)_{dB} - 10 \cdot \log_{10}(\eta_{th} N_u / S_f). \quad (3.18)$$

<sup>(4)</sup>Notons que les pertes dues au préfixe cyclique et la mise en *slots* sont rarement prises en compte dans la littérature et nous simplifierons la comparaison en faisant de même, incluant en revanche ces pertes dans l'efficacité spectrale, cf. (3.6) et (3.7). Ceci se justifie : cette définition correspond au SNR par *chip* de données, qui est égal au SNR global sur le *slot* si les autres *chips* émettent avec la même puissance moyenne ; dans le cas contraire (intervalles nuls, pilotes plus puissantes...), cela doit être mentionné. Ces pertes, tout comme cela a été fait pour l'efficacité spectrale, peuvent être aisément calculées pour se réduire à des décalages de SNR.

**Notion de diversité** ▷ Les taux d’erreurs sont déterminés par la probabilité que le SINR instantané soit faible lors de la détection, ce qui est le cas lorsque le canal subit un évanouissement profond. La diversité consiste à transmettre l’information en l’étalant sur des réalisations décorréliées du canal, afin que la probabilité de mauvaise détection soit réduite. Ce qui nous intéresse dans un premier temps est l’évaluation de la diversité disponible sur un *slot*, et plus précisément la diversité moyenne sur un *slot* si l’on suppose que l’émetteur n’a pas de connaissance instantanée du canal.

En partant des mesures de cohérence du canal de la section 2.1, il est tout d’abord possible d’établir une borne supérieure de la diversité de canal. Pour une dimension donnée, on la mesure grossièrement comme le rapport de la dimension totale disponible pour notre algorithme sur la mesure de cohérence dans cette dimension. Les dimensions étant supposées orthogonales pour le modèle de canal WSSUS, on peut définir la diversité maximale de canal disponible sur un *slot* comme étant le produit des diversités dans chaque dimension t/f/s. En supposant des réseaux d’antennes linéaires avec une indépendance de la corrélation spatiale à l’émission et à la réception, elle peut se formuler :

$$\Omega_{slot}^{c,max} = \Omega_t^{c,max} \times \Omega_f^{c,max} \times \Omega_s^{c,max} \propto [1 + \frac{T_t}{(\Delta t)_c}] [1 + \frac{B_o}{(\Delta f)_c}] [1 + \frac{L_{sTX}}{(\Delta r_{TX})_c}] [1 + \frac{L_{sRX}}{(\Delta r_{RX})_c}] \quad (3.19)$$

où  $\Omega_t^{c,max}$ ,  $\Omega_f^{c,max}$ ,  $\Omega_s^{c,max}$  représentent les bornes supérieures de diversité en temps, fréquence, espace, et  $T_t$ ,  $B_o$ ,  $L_{sTX}$  et  $L_{sRX}$  sont respectivement la durée d’un *slot*, la bande de fréquence utilisée, et les tailles des réseaux d’antennes à l’émission et à la réception. Ainsi,  $\Omega^{c,max} \in [1; +\infty[$  vaut 1 s’il n’y a pas de diversité de canal.

D’un point de vue système, cette relation peut être quantifiée puisque le canal est perçu à travers ses effets sur chaque *chip* du *slot* défini à la figure 3.1. En supposant le système dimensionné de manière à ce qu’il n’y ait pas de sélectivité temporelle ni fréquentielle sur chaque *chip*, ce canal n’introduit qu’une phase et une puissance différente par *chip*. Cette discrétisation sera la base des algorithmes numériques présentés dans ce rapport. Notons également que par dualité ( $f \leftrightarrow \tau$ ),  $\Omega_f^{c,max}$  ne peut être supérieur au nombre de trajets considérés  $P$ . La diversité « numérique » maximale d’un système ayant  $M$  antennes d’émission et  $N$  antennes de réception décorréliées devient alors  $\Omega_{slot}^{c,max} \propto \min(N_{bd}, \Omega_t^{c,max}) \times \min(N_d, P, \Omega_f^{c,max}) \times (M \times N)$ , où  $N_{bd}$  et  $N_d$  sont le nombre de bloc-OFDM et le nombre de sous-fréquences utilisés pour transmettre des données utiles sur un *slot*. Rappelons que cette diversité maximale n’est qu’une borne supérieure non représentative des algorithmes employés<sup>(5)</sup>.

Dans la littérature, outre l’approche canal grossière définie précédemment, la mesure de diversité a également été calculée « a posteriori », *i.e.* à partir des résultats obtenus en termes de taux d’erreur, généralement dans des contextes théoriques [84, 45, 85]. La diversité est ainsi souvent évaluée par la pente limite de la courbe de probabilité d’erreur en fonction du SNR, représentative également du nombre de degrés de liberté de la fonction  $\chi^2$  modélisant des canaux théoriques. La pente de la courbe de capacité de coupure (*outage*

<sup>(5)</sup>Elle ne tient pas compte de la réelle mise en trames, ni des corrélations croisées ou de la non-indépendance des dimensions. Par exemple, la diversité maximale du système devrait être calculée en effectuant une corrélation non plus sur le canal mais sur l’ensemble des *chips* utiles de la trame. De plus, la corrélation spatiale n’est pas considérée dans la précédente formule.

*capacity*) en fonction du SNR est également une bonne indication de la diversité. Cependant, ces définitions sont dépendantes des algorithmes mis en oeuvre, et assez éloignées de la première définition sur le canal. Nous définirons donc des mesures intermédiaires par la suite, et proposerons des définitions plus appropriées ou plus proches du système dans la section 6.1, en particulier à partir des matrices de corrélation sur les *chips* de données.

Suivant la façon d'appliquer les algorithmes traitant la diversité, un seuillage par dimension ou sur le *slot* peut être appliqué. Pour éviter une perte par dimension, le meilleur moyen reste d'étaler l'information au maximum, tel qu'en employant un entrelacement-bit combiné à un bon codage-canal sur tout le *slot*. En effet, cette diversité temporelle, fréquentielle et spatiale, même si elle est disponible au niveau du canal, n'est pas nécessairement exploitée par le système qui parfois met en oeuvre un algorithme de sélection ou de combinaison simplifié. Un compromis sera nécessaire entre l'exploitation de la diversité et la complexité, mais également entre l'exploitation de la capacité et de la diversité, c'est-à-dire l'augmentation des débits par multiplexage au détriment de la redondance.

**Mesures de performance** ▷ La notion de performance est non seulement dépendante de l'environnement et des scénarios que nous verrons dans la section suivante, mais elle est aussi relative au système mesuré. Nous pouvons donc définir plusieurs niveaux de performance et de capacité. La littérature considère généralement le niveau le plus bas sur la couche physique [45], montrant par exemple la relation entre le taux d'erreur binaire (BER : *Bit Error Ratio*) et le SNR, ou encore des mesures de haut-niveau sur les protocoles réseau ou les calculs de trafic (probabilité de blocage ou de transmission réussie, temps de connexion et délai, erreurs et débits de bout en bout...)[86]. Nous concentrant sur la couche physique, nous délivrerons des mesures de bas niveau, en y ajoutant une mesure intermédiaire qui nous semble plus représentative au niveau des systèmes comparés : le débit total moyen en fonction de la puissance totale émise, pour un environnement donné. Ceci équivaut à décrire  $\eta_{\varphi,slot}$  en fonction de  $E_{st}/N_0$ . Pour cela nous supposons la mise en trame avec un système de renvoi type ARQ (*automatic-repeat-request*), permettant d'évaluer ce débit à partir du taux d'erreur *slot* (FER : *Frame Error Ratio*). Ce débit total pourra par la suite être aisément distribué entre les utilisateurs, que ce soit par le code, ou combiné avec du partage en temps et fréquence sur le *slot*. Des résultats plus précis au niveau système sont possibles, à partir des tables de performance (LUT : *Look-Up Table*) obtenues, en utilisant une interface spécifique. Ainsi, les mesures au niveau lien (BER ou FER en fonction du SNR ou SINR) ont été utilisées pour des évaluations au niveau système dans MATRICE et 4MORE, à travers une interface prenant en compte les valeurs moyennes de la couche physique [87], et les couches supérieures [17, 36]. Les performances système doivent en effet considérer des phénomènes à plus grande échelle, tels que le *near-far effect* ou l'interférence inter-cellulaire, une gestion des ressources radio entre plusieurs BS et MT, auxquels pourront éventuellement s'ajouter des aspects dynamiques d'allocation pour donner des moyennes représentatives. Notons qu'une approche dynamique se baserait sur des mesures au niveau lien à court-terme et qu'une approche statique moyenne plus classique prend en compte les résultats à long-terme présentés, *i.e.* les FER sur une durée de simulation suffisante pour avoir des valeurs moyennes sur de nombreux évanouissements.

### 3.3 Scénarios envisagés

#### 3.3.1 Configuration des canaux MIMO

En plus des canaux théoriques fréquemment utilisés dans la littérature, nous présentons ici la configuration du modèle de canal hybride doublement directionnel 3GPP-MATRICE qui répondra aux scénarios les plus difficiles envisagés. Par canaux théoriques, nous entendons ceux qui permettent de donner des bornes et résultats limites, tels que le canal dit *Gaussien* ou AWGN (*i.e.* canal plat où chaque élément de la matrice  $h(t, f)$  vaut 1), ou encore le canal de *Rayleigh-i.i.d.* totalement décorréolé en temps / fréquence / espace (*i.e.* chaque élément de la matrice  $h_{n,m}(t, f) \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  est *i.i.d.*). Pour approcher un peu plus la réalité, nous rappelons rapidement les configurations SISO utilisées et leurs profils de retards, qui seront ensuite réutilisés pour paramétrer le modèle MIMO, avant de donner des mesures sur ce canal 3GPP-MATRICE correctement configuré pour modéliser un contexte urbain typique.

**Profils d'étalement des retards (APDP) couramment utilisés en SISO** ▷ Dans un contexte mono-antenne, on a l'habitude de représenter le canal comme décrit en 2.3.1, à la manière d'un filtre. L'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute* [88]) a ainsi normalisé certains canaux dits BRAN (*Broadband Radio Access Network* [89]), définis initialement pour les WLAN de norme HYPERLAN2. Prévus pour des systèmes utilisant une bande de 20 MHz autour de 5.2 GHz, les APDP BRAN sont constitués de 18 trajets et échantillonnés à 100 MHz. Cinq profils ont été définis, comme présenté dans le [tableau 3.2](#). Afin d'adapter ces profils à notre système, ils ont été ré-échantillonnés à 61.44 MHz, c'est-à-dire avec des retards multiples de 16.276 ns. Le [tableau 3.3](#) présente l'APDP BRANÉ ainsi obtenu, constitué de 17 trajets. Le canal MIMO développé, configuré en SISO, pourra se ramener à un modèle de ce genre (*tapped delay line*), caractérisé à l'ordre 2 et avec un profil similaire aux BRAN présentés.

TAB. 3.2 – Principales caractéristiques des canaux BRAN

Canal	Étalement moyen des retards $\sigma_\tau$	LOS/NLOS	Type d'environnement
A	50 ns	NLOS (Rayleigh)	intérieur, zone fermée, type bureau
B	100 ns	NLOS (Rayleigh)	intérieur, zone ouverte
C	150 ns	NLOS (Rayleigh)	intérieur, zone ouverte
D	140 ns	LOS (Rice)	intérieur, zone ouverte, LOS
E	250 ns	NLOS (Rayleigh)	Zone ouverte étendue

TAB. 3.3 – APDP du canal BRANÉ ré-échantillonné (17 trajets utilisés dans notre système)

Retard (ns)	0.0	16.276	32.552	65.104	97.656	146.484	195.313	244.141	325.521
Amplitude (dB)	-4.90	-2.94	-0.68	-1.21	-2.01	-0.41	-1.29	-1.96	-0.08
Retard (ns)	423.177	553.385	716.146	878.906	1074.219	1285.807	1513.672	1757.813	
Amplitude (dB)	-1.86	-2.71	-5.46	-7.29	-10.64	-13.47	-17.44	-20.91	

**Configuration du canal MIMO 3GPP-MATRICE** ▷ Après avoir présenté l'idée générale du modèle en 2.4, nous allons plus précisément configurer le canal pour répondre aux scénarios. Le canal 3GPP-MATRICE peut être configuré à travers une liste de sous-rayons au niveau lien, ou des valeurs de paramètres. Évidemment, la lourdeur de la première caractérisation nous interdit de présenter les listes ici ; nous présentons donc les paramètres généraux conformément aux références MATRICE et 3GPP [72, 71], et mesurons ce canal à l'ordre 2 dans le paragraphe suivant, pour faire le lien avec les modèles stochastiques. Sauf si explicitement mentionné, et même si des simulations ont été effectuées dans d'autres contextes [13], les résultats de ce rapport proviendront principalement d'une configuration de canal typique d'un environnement *outdoor* urbain NLOS, et que nous appellerons BRANE<sub>120</sub>. Par concision, c'est donc cette configuration que nous détaillons dans le [tableau 3.4](#), avec des paramètres adaptés par France Télécom à la fréquence porteuse de 5 GHz. Le profil des retards est fixé par l'APDP BRANE détaillé dans le [tableau 3.3](#), et chaque retard correspond à un trajet et un *cluster*. Chaque trajet possède 20 sous-rayons d'égales amplitudes et de phases initiales fixées aléatoirement, avec un étalement angulaire Laplacien de 5° à la BS et 35° au MT, conformément au modèle 3GPP. Les mesures de dispersion temporelle et spatiale en résultant sont données dans le [tableau 3.5](#) : l'écart-type moyen des retards est de 250 ns, et les dispersions angulaires moyennes globales sont de 21.4° à la BS et 68° au MT. L'espacement entre les antennes de la BS est choisi égal à 10 fois la longueur d'onde, alors que le MT utilisera des antennes espacées d'une demi-longueur d'onde, *i.e.* distantes de 3 cm. Par ailleurs, nous considérerons des vitesses du MT allant jusqu'à 300 km/h, correspondant à une fréquence Doppler maximale de 1450 Hz à 5.2 GHz.

TAB. 3.4 – Configuration du canal 3GPP-MATRICE en *outdoor* urbain (BRANE<sub>120</sub>)

APDP	$\mu_{AS}$	$r_{AS} = \frac{\sigma_{AOD}}{\sigma_{AS}^{BS}}$	$\epsilon_{AS}$	$\mu_{DS}$	$r_{DS}$	$\epsilon_{DS}$	$\gamma_n$
BRANE	1.3	1.3	0.261	-6.89	2.258	0.765	0.217

TAB. 3.5 – Mesures des étalements en *outdoor* urbain (BRANE<sub>120</sub>) et espacements

$\mathbb{E}[\sigma_\tau]$	$\mathbb{E}[\sigma_{AS}^{BS}]$	$\mathbb{E}[\sigma_{AS}^{MT}]$	espacement antennes BS	espacement antennes MT
250 ns	21.4°	68°	10 $\lambda$	0.5 $\lambda$

Pour chaque configuration, la position du MT est choisie aléatoirement dans un angle de 120° correspondant au secteur d'antenne considéré par la BS. L'orientation du mobile est choisie aléatoirement car ce dernier reçoit des rayons provenant de toutes les directions dans cet environnement NLOS, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant. Nous ne supposons pas directement de gain d'antenne, et le MT possède des antennes omnidirectionnelles. Le nombre d'antennes considéré dans les résultats présentés variera de 1 à 4, que ce soit au niveau de la BS ou du MT, mais nous insisterons particulièrement sur le cas le plus réaliste d'une BS ayant 2 ou 4 antennes, et d'un MT en ayant moins (souvent de 1 à 3).



### Caractérisation temps/fréquence de la configuration urbaine typique BRANE<sub>120</sub>

▷ Les simulations *outdoor* présentées utiliseront généralement la même base de canal MIMO BRANE<sub>120</sub>, qui correspond à une configuration typique NLOS pour un secteur de cellule de 120° avec un APDP de type BRANE. Considérations spatiales mises à part, la figure 3.4 présente une réalisation de ce canal dans les 2 dimensions restantes, avec les différentes dualités possibles. Les mesures effectuées en temps et fréquence ont pour but de rapprocher le modèle de canal hybride des modèles stochastiques en présentant des caractéristiques à l'ordre 2. La comparaison des mesures, telles que les corrélations 2D de la figure 3.5, et de la théorie valide la configuration présentée. Ainsi, prenant le profil BRANE, dont nous vérifions une dispersion des retards  $\sigma_\tau = 249.3$  ns en employant l'équation (2.8) sur l'APDP détaillé dans le tableau 3.3, nous pouvons retrouver la corrélation fréquentielle théorique par transformation de Fourier, comme présenté sur la figure 3.6. La bande de cohérence, telle que définie dans l'équation (2.10), est alors proche de 1.5 MHz. Des mesures de cohérence fréquentielle sur le canal simulé à des instants différents montrent l'adéquation avec la valeur moyenne du profil. La corrélation temporelle dépend de la vitesse du MT

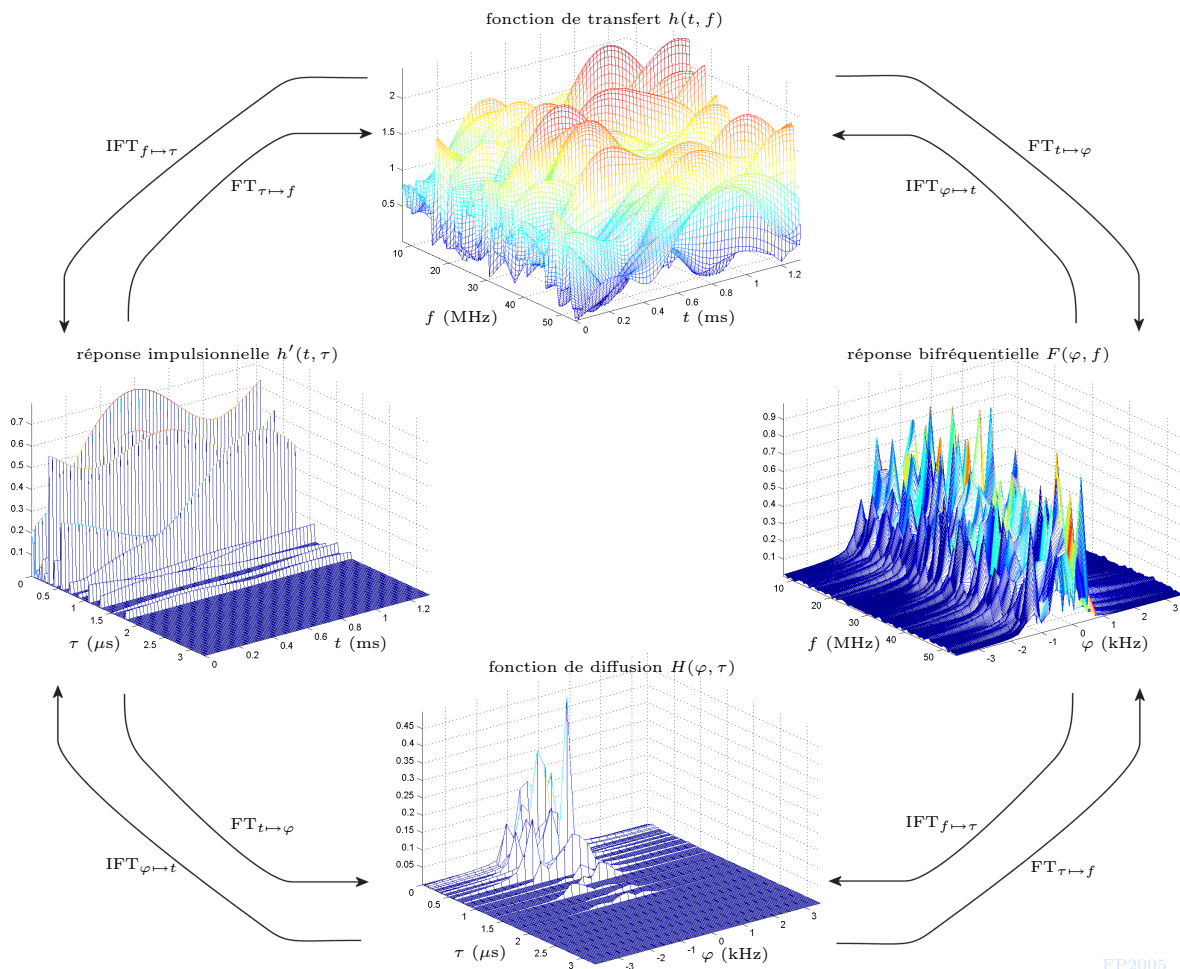


FIG. 3.4 – Mesures 2D temps/fréquence sur un canal configuré en BRANE<sub>120</sub>



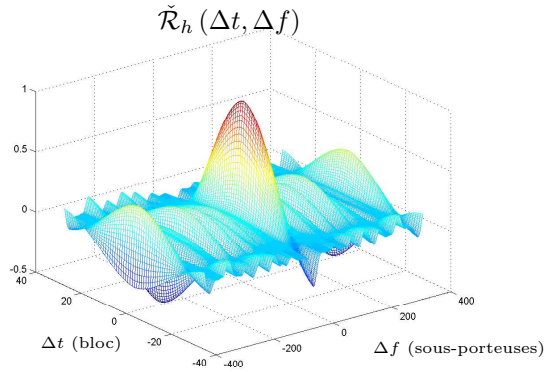


FIG. 3.5 – Mesures BRANE<sub>120</sub> 180 km/h à l'ordre 2, *i.e.* corrélations en temps et fréquence, sur 2 slots

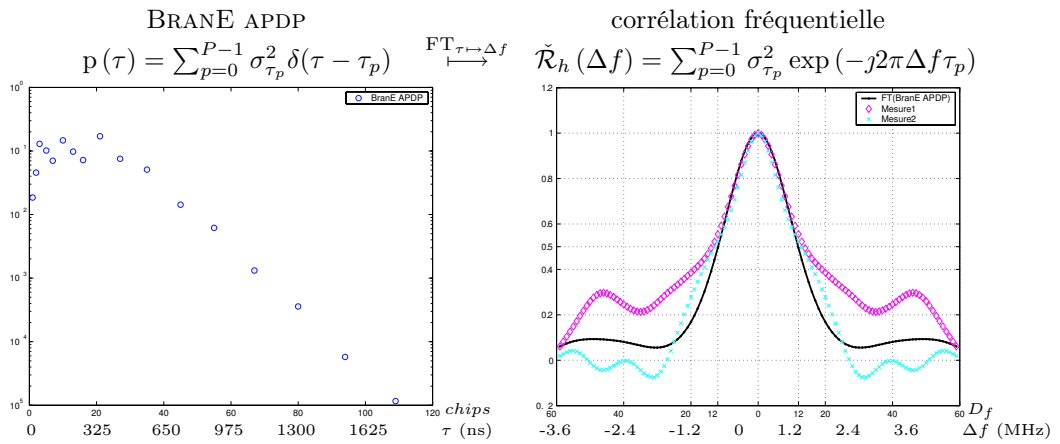


FIG. 3.6 – Mesures BRANE<sub>120</sub> à l'ordre 2, projetées en délai-fréquence ( $\tau \leftrightarrow \Delta f$ )

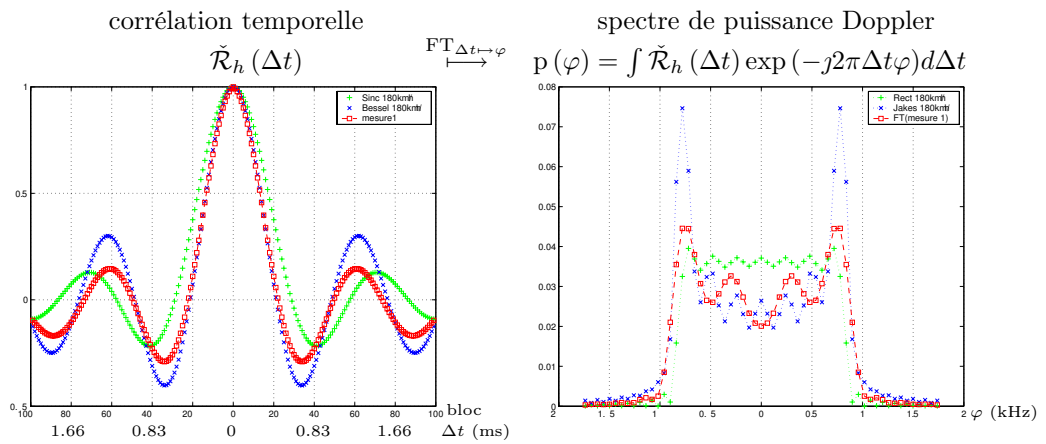


FIG. 3.7 – Mesures à 180 km/h à l'ordre 2, projetées en temps-Doppler ( $\Delta t \leftrightarrow \varphi$ )

et nous choisissons donc de présenter les figures pour une vitesse de 180 km/h, *i.e.* une fréquence Doppler de 867 Hz. Dans ce cas, comme nous le vérifions sur la figure 3.7, le temps de cohérence est de l'ordre du *slot* qui, rappelons-le, a une durée de 0.666 ms.

**Caractérisation spatiale de la configuration urbaine typique BRANE<sub>120</sub>** ▷ De la même façon, nous pouvons caractériser spatialement le canal en effectuant des mesures sur la distribution des rayons à la BS et au MT. Les figures suivantes présentent les distributions angulaires de puissance des sous-rayons sur les cercles, et les corrélations spatiales résultantes en fonction de l'espacement des antennes à la BS et au MT. Les valeurs de corrélation sont calculées comme dans l'équation (2.35), mais cette fois-ci l'égalité (2) n'est pas vérifiée car la puissance n'est généralement pas équi-répartie sur  $2\pi$  ; ceci justifie que l'on ne retrouve pas la fonction de Bessel si l'environnement n'est pas assez riche en diffuseurs, voire que l'on tend vers une corrélation totale si l'angle d'ouverture est étroit, où l'on retrouve alors l'équation (2.36). Ainsi la figure 3.8 montre les mesures à la BS sur un canal configuré en BRANE<sub>120</sub>, tout d'abord pour les 32 réalisations de canal correspondant aux 32 listes de configuration des sous-rayons, puis pour une réalisation donnée correspondant à une courte simulation lien ; enfin nous présentons la valeur moyenne de corrélation spatiale établie sur ces 32 réalisations. La figure 3.9 montre les mêmes mesures au MT. On observe ainsi que la corrélation spatiale est inférieure à 0.1 pour un espacement d'antennes de  $10\lambda$ , mais qu'elle varie beaucoup entre la BS et la MT pour de plus faibles distances.

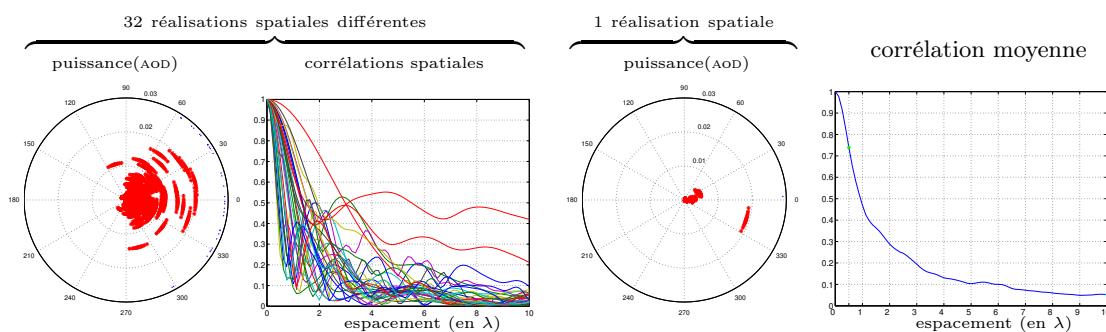


FIG. 3.8 – Mesures spatiales à la BS sur un canal configuré en BRANE<sub>120</sub>

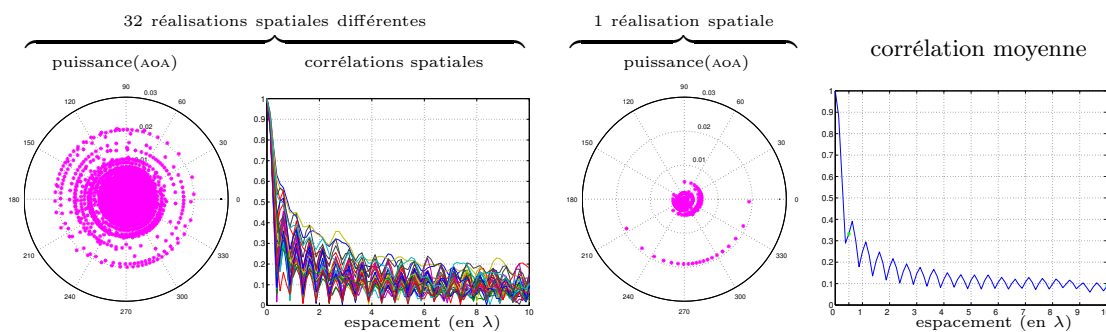


FIG. 3.9 – Mesures spatiales au MT sur un canal configuré en BRANE<sub>120</sub>

A la BS, l'angle d'ouverture des rayons étant plus étroit, la corrélation est plus forte, et présente une valeur moyenne de 0.74 pour un espacement de  $0.5\lambda$ . Au MT, la distribution des sous-rayons étant proche d'une distribution uniforme sur  $360^\circ$ , la courbe de corrélation approche la fonction de Bessel de l'équation (2.35), permettant d'avoir une valeur moyenne plus faible d'environ 0.33 pour un espacement de  $0.5\lambda$ . Lorsque nous chercherons à exploiter la décorrélation spatiale du canal tout en respectant les contraintes, ce qui sera le cas en codage espace-temps, nous prendrons des distances entre antennes de  $10\lambda$  à la BS et  $0.5\lambda$  au MT.

### 3.3.2 Scénarios typiques et paramètres

Les scénarios envisagés sont conformes à la base définie dans les projets MATRICE et 4MORE, et nous nous focaliserons sur la configuration de canal qui nous semble la plus utile, voire la plus difficile pour le système, à savoir la BRANE<sub>120</sub> décrite dans la section précédente, typique d'un environnement *outdoor* NLOS, avec une mobilité assez forte (de 60 à 300 km/h). En effet, l'optimisation du débit et de la *QoS* en voie descendante devra être complémentaire aux WLAN déjà déployés en environnement *indoor*. Notons que dans un contexte multi-utilisateurs, nous avons supposé que tous les utilisateurs subissent la même statistique de canal, en particulier présentant la même puissance (néglige le *near-far effect*) et les mêmes statistiques à l'ordre 2. Autrement dit, nous nous focaliserons généralement sur un lien particulier (*i.e.* lié à un utilisateur), l'interface lien-système permettant d'étendre les résultats par la suite [87]. Nous supposons la transmission de données pour des services temps-réel en mode paquet de la taille d'un *slot* mais les résultats présentés permettront de tirer des conclusions pour de nombreux autres services.

Concernant le système, la liste des paramètres est donnée dans la partie *Notations*, avec les valeurs généralement utilisées. Nous insistons ici sur les paramètres principaux jouant sur le débit des scénarios, en détaillant dans le tableau 3.6 les principales configurations simulées, et la correspondance entre le rendement asymptotique et le débit effectif global après mise en *slot* dans le tableau 3.7. Les valeurs de rendement asymptotique  $\eta_{th}$  sont déduites du rendement de codage-canal  $R_c$ , du rendement de conversion binaire à symbole  $R_\chi$ , et du rendement de codage espace-temps  $R_{STC}$ . La description plus détaillée de ces paramètres est effectuée lors de la description de la chaîne de communication dans la partie suivante. Nous pouvons rappeler que le codage-canal utilisé sera convolutif avec éventuellement un processus turbo équivalent aux propositions UMTS, combiné à un poinçonnage et un entrelacement ayant lieu sur l'ensemble du *slot* pour chaque utilisateur. La constellation utilisée pour la conversion binaire à symbole appartiendra à une modulation d'amplitude en quadrature QAM. Le codage espace-temps-fréquence utilisé appartiendra à une généralisation du codage en bloc. Les puissances maximales d'émission sont rapportées au domaine d'étude du SNR que nous considérerons généralement entre 0 et 20 dB. Sauf si explicitement mentionné, nous nous placerons principalement dans le cas pleine-charge, en utilisant tous les codes d'étalement car c'est ce qui optimise le plus souvent le débit global comme nous le verrons plus loin. Toutefois, des bornes de performances en mono-utilisateur

seront également traitées pour connaître les gains possibles en supprimant les interférences d'accès multiple. Le débit qui nous intéresse est le débit global multi-utilisateurs, la répartition entre les différentes classes de terminaux se faisant généralement à un niveau supérieur, même si le terme *débit par utilisateur* désignera abusivement le débit pour un code d'étalement. Pour limiter le nombre de résultats présentés, un facteur d'étalement de 32, autorisant un maximum de 32 utilisateurs simultanés en partage par code, a généralement été adopté.

TAB. 3.6 – Scénarios envisagés en termes de rendement

$mapping, R_\chi$	QPSK, 2					16QAM, 4					64QAM, 6				
$R_c$	1/2			3/4		1/2		3/4			1/2			3/4	
$R_{STC}$	1	1.5	2	1	2	1	1.5	1	1.5	2	1	1.5	2	1	2
$\eta_{th}$	1	1.5	2	1.5	3	2	3	3	4.5	6	3	4.5	6	4.5	9

TAB. 3.7 – Correspondance entre rendement asymptotique et débit réellement obtenu sur la couche physique

rendement asymptotique $\eta_{th}$	1	1.5	2	3	4	4.5	6	9
débit effectif [Mbit/s/secteur] $D_T = \eta B_o = \eta_{th} N_{is} / T_t$	27.65	41.5	55.3	83.0	110.6	124.4	166	249
débit effectif [Mbit/s/code] par utilisateur	0.86	1.30	1.73	2.59	3.46	3.89	5.18	7.78

*En résumé, nous avons présenté ici la configuration générale qui sera utilisée dans le rapport tout en validant le modèle ; pour cela, nous avons entre autres fait un rapide retour sur les hypothèses qui ont abouti à ce modèle numérique, rappelé les notions les plus utiles par la suite, puis nous avons posé les scénarios, en particulier en caractérisant le canal. Bien que nous ayons mené des simulations sous une configuration légèrement différente dans le cadre de MATRICE [19, 20, 11, 12, 13] avec une fréquence d'échantillonnage de 57.6 MHz, nous ne présentons et n'utiliserons, par consistance, que les paramètres de canal précédemment définis, plus proches de la solution 4MORE. Cela ne remet pas en cause les conclusions des contributions, au fur et à mesure de l'évolution des projets, mais facilite la comparaison des résultats présentés ci-après. Le cadre étant posé et validé, nous allons maintenant nous attacher aux principaux algorithmes utilisés à l'émetteur et au récepteur, et détailler la chaîne de communication numérique complète en bande de base.*

## Deuxième partie

# Systeme multi-porteuses et multi-antennes

CETTE PARTIE a pour vocation de détailler le modèle de communication numérique en bande de base, à temps discret, proposé. Nous nous placerons dans un contexte voie descendante synchrone, où le récepteur connaît le canal pour retrouver les données émises. Le chapitre 4 rappelle rapidement les fondements des systèmes **multi-porteuses** et de l'**étalement de spectre**, puis détaille le **systeme mono-antenne complet**, insistant en particulier sur les algorithmes d'égalisation les plus courants. Le chapitre 5 introduit la **dimension spatiale**; outre les algorithmes nécessitant ou non la connaissance du canal à l'émission et à la réception, nous nous attardons sur un modèle de codage espace-temps en bloc générique, et considérons le cas particulier très simple des codes orthogonaux en tant que référence. La chaîne de simulation générique ainsi constituée pour représenter un **systeme de communication numérique complet** est alors établie. Les solutions multi-porteuses multi-antennes et multi-utilisateurs à complexité raisonnable devront être évaluées. Pour cela, chaque fin de chapitre donne quelques performances obtenues et des résultats sur canaux théoriques en référence.



---

# Modèle et algorithmes principaux du système mono-antenne

---

## Sommaire

<b>4.1 Utilisation des dimensions temporelle et fréquentielle dans un système MC-SS générique . . . . .</b>	<b>64</b>
4.1.1 Systèmes multi-porteuses (MC) . . . . .	64
4.1.2 Étalement de spectre (SS) . . . . .	70
4.1.3 Accès multiple (MA) . . . . .	73
4.1.4 Systèmes multi-utilisateurs multi-porteuses à étalement de spectre . . . . .	75
4.1.5 Techniques de détection en OFDM-CDMA . . . . .	80
4.1.6 Conclusion sur les systèmes MC-SS . . . . .	88
<b>4.2 Système de communication SISO complet . . . . .</b>	<b>90</b>
4.2.1 L'émetteur . . . . .	91
4.2.2 Le récepteur . . . . .	95
<b>4.3 Performances de référence SISO . . . . .</b>	<b>98</b>
4.3.1 Performances sur canaux théoriques sans codage-canal . . . . .	98
4.3.2 Performances sur canaux théoriques avec codage-canal . . . . .	100
4.3.3 Performances de référence sur canal BRANÉ à 60 km/h . . . . .	100

---

## 4.1 Utilisation des dimensions temporelle et fréquentielle dans un système MC-SS générique

Un système large-bande transmettant des données sur un canal variant dans le temps et sélectif en fréquence peut combattre l'effet de ces variations (en étalant l'information et utilisant la diversité), voire en tirer parti pour peu qu'elles soient connues (en adaptant le signal en temps-réel). La souplesse, la diminution de complexité de détection au récepteur et l'efficacité spectrale des systèmes multi-porteuses basés sur la technique OFDM en font de sérieux candidats pour les systèmes large-bande de 4<sup>e</sup> génération. Ensuite, pour profiter de la diversité offerte par ce canal qui n'est connu qu'au récepteur, l'étalement est un moyen simple et efficace. Ce dernier offre par ailleurs des avantages dans un contexte multi-utilisateurs et multi-cellulaire. Leur combinaison est donc à la base du système considéré.

### 4.1.1 Systèmes multi-porteuses (MC)

Le partage du spectre fréquentiel en sous-bandes n'interférant pas n'est pas nouveau, et constitue même le principe de base de la coexistence d'un bon nombre de systèmes hertziens. Toutefois, l'utilisation de plusieurs sous-porteuses pour une même communication a fait l'objet d'un regain d'intérêt dans les années 80 avec un traitement du signal adapté et une complexité raisonnable à travers les systèmes OFDM. Après un bref rappel historique, la modulation OFDM est présentée, ainsi que les principes qui en font un système attrayant dans un canal sélectif.

#### 4.1.1.1 Idée générale et historique

**Idée de flux bas-débit émis en parallèle** ▷ Le principe des modulations multi-porteuses est basé sur le multiplexage fréquentiel (FDM : *Frequency Division Multiplexing*) de plusieurs flux, chaque flux étant modulé sur une sous-porteuse différente. A débit total identique, un système multi-porteuses répartit l'information sur  $N_c$  sous-porteuses de débit  $N_c$  fois plus faible que lors de l'émission d'un flux unique mono-porteuse. L'intérêt principal

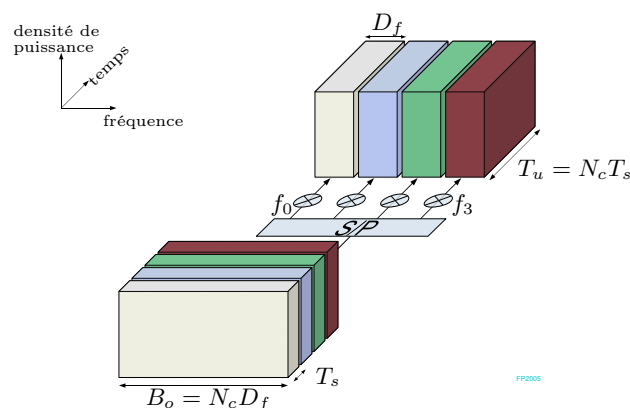


FIG. 4.1 – Concept de modulation multi-porteuses (exemple avec  $N_c = 4$  sous-porteuses)



est de pouvoir ainsi traiter des sous-porteuses à débit suffisamment bas pour que le canal puisse être considéré comme non-sélectif en fréquence sur chacune d'entre elles, comme schématisé sur la figure 4.1. Afin que les flux n'interfèrent pas entre eux tout en conservant une haute efficacité spectrale et une complexité raisonnable, les techniques employées ont évolué, comme nous allons le rappeler.

**Du multiplexage fréquentiel à l'OFDM** ▷ Les premiers systèmes que l'on pourrait qualifier de multi-porteuses ont été introduits il y a 50 ans par Doeltz *et.al.* [90], se basant sur un complexe filtrage analogique de chaque flux occupant un spectre disjoint. Pour remédier à la perte d'efficacité spectrale induite, un recouvrement partiel des spectres a été imaginé. Ce principe fut présenté mathématiquement en 1966 par Chang [4] qui définit les conditions d'orthogonalité entre les sous-porteuses, bases de l'OFDM. La possibilité de traitement numérique et la réduction de complexité ne sont apparues que dans les années 70 [91, 92], avec la génération des signaux par transformation de Fourier rapide (FFT). Les applications vont ensuite rapidement suivre, à commencer par la proposition de Alard *et.al.* [76] pour la diffusion sonore DAB en combinant codage-canal et OFDM (COFDM). Aujourd'hui l'OFDM est omniprésent dans les derniers systèmes (cf. tableau 1.2), qu'ils soient de diffusion (DAB, DVB-T...), d'accès radio aux réseaux locaux (WLAN WiFi) ou d'accès à la boucle locale radio (WiMAX), ou encore dans les moyens d'accès filaires à l'information (technologies xDSL et PLC). Enfin, la combinaison de l'OFDM avec de l'étalement, en particulier le CDMA, a fait l'objet de nombreuses études depuis 1993 [93, 94, 95], ce que nous détaillerons en 4.1.4.

**Différentes formes d'ondes** ▷ Afin de respecter la notion d'orthogonalité introduite, tout en ayant une bonne localisation en temps et en fréquence des *chips* générés, diverses formes d'onde ont été proposées. Plusieurs termes ont été introduits pour représenter cette mise en forme (OFDM *pulse-shaping* [96, 97]). Citons la dénomination BFDM (*biorthogonal frequency division multiplexing*) proposée pour améliorer la robustesse face aux dispersions temps-fréquence dans des canaux mobiles. Toutefois, la génération de tels signaux s'avère plus complexe qu'une simple FFT de taille correspondant au nombre de sous-porteuses. Ainsi, nous allons limiter la présentation à l'OFDM « classique », qui possède une bonne localisation temporelle mais par dualité un étalement fréquentiel théoriquement « infini » de chaque sous-porteuse, car faisant appel à la fonction *porte* en temporel. Il est donc à noter que cette fonction de mise en forme temporelle peut être optimisée pour diminuer la sensibilité de l'OFDM à des dérives fréquentielles par exemple.

#### 4.1.1.2 OFDM : principe, signal émis et notations

**Émission de signaux « orthogonaux »** ▷ La contrainte d'orthogonalité, à la fois temporelle et fréquentielle, des *chips* émis s'exprime par la modulation sur une base de signaux  $\psi_{l,k}(t)$  respectant la condition suivante :

$$\langle \psi_{l,k}, \psi_{l',k'} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{l,k}(t) \psi_{l',k'}^*(t) dt = 0 \text{ si } l \neq l' \text{ ou } k \neq k'. \quad (4.1)$$

La base peut être choisie parmi les fonctions  $\psi_{l,k}(t) = \zeta(t-lT) \exp(j2\pi f_k t)$  où  $\zeta(t)$  est une fonction généralement définie sur  $[0, T[$  et  $f_k$  est la fréquence associée à la sous-porteuse  $k$ . De nombreuses fonctions  $\zeta(t)$  ont été proposées [98] pour garantir l'orthogonalité temporelle tout en ayant des transitions moins franches (*i.e.* meilleure localisation en fréquence) que la fonction porte  $\Pi(t)$ ;  $\Pi(t)$  correspond à l'OFDM « classique » qui sera utilisé dans l'ensemble de ce rapport. Citons les fonctions de Hanning, de cosinus surélevé, et IOTA, cette dernière tentant de localiser le signal émis aussi bien en temps qu'en fréquence.

**Le signal OFDM** ▷ Le choix de la fonction de mise en forme porte, plus simple à mettre en œuvre, conduit à un fenêtrage temporel rectangulaire de durée  $T_u$  correspondant à un spectre en sinus cardinal pour chaque sous-porteuse, comme le montre la figure 4.2. L'espacement optimal entre sous-porteuses adjacentes garantissant l'orthogonalité fréquentielle est alors  $D_f = 1/T_u$ ; ainsi  $f_k = f_0 + kD_f$  permet de vérifier l'équation (4.1). Le signal OFDM  $\tilde{X}_r(t)$  généré sur  $N_{\text{fft}}$  sous-porteuses de fréquences  $f_k$  ( $k = 0, \dots, N_{\text{fft}} - 1$ ) à partir des symboles complexes d'entrée  $x_k$  s'écrit alors durant l'intervalle  $[0, T_u[$  :

$$\tilde{X}_r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{fft}}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{fft}}-1} \Re(x_k \Pi(t) e^{j2\pi f_k t}) \quad (4.2)$$

où le facteur de normalisation  $1/\sqrt{N_{\text{fft}}}$  assure la conservation de l'énergie lors de l'opération linéaire de modulation OFDM. En posant  $f_c = f_0 + N_{\text{fft}}/2T_u$  la fréquence centrale du signal, on obtient l'équation (4.3); on peut alors y faire apparaître l'enveloppe complexe en bande de base du signal avant fenêtrage par la fonction porte. Cette enveloppe complexe  $X(t)$  ayant un spectre limité à  $[-N_{\text{fft}}/2T_u, N_{\text{fft}}/2T_u]$ , elle peut être échantillonnée à la fréquence  $F_s = N_{\text{fft}}/T_u$  sans repliement de spectre ni perte d'information, comme précisé en (4.4).

$$\tilde{X}_r(t) = \Re \left( \Pi(t) e^{j2\pi f_c t} \underbrace{\sum_{k=0}^{N_{\text{fft}}-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_{\text{fft}}}} e^{j2\pi(k-N_{\text{fft}}/2)t/T_u}}_{X(t)} \right). \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} X_\kappa := X(\kappa T_u / N_{\text{fft}}) &= \sum_{k=0}^{N_{\text{fft}}-1} \left( \frac{x_k}{\sqrt{N_{\text{fft}}}} e^{j2\pi(k-\frac{N_{\text{fft}}}{2})\frac{\kappa}{N_{\text{fft}}}} \right) \\ &= (-1)^\kappa \underbrace{\sum_{k=0}^{N_{\text{fft}}-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_{\text{fft}}}} e^{j2\pi\frac{k\kappa}{N_{\text{fft}}}}}_{\text{IDFT}}, \quad \kappa = 0 \dots N_{\text{fft}} - 1. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Cette dernière expression révèle que les échantillons obtenus peuvent être facilement générés par transformation de Fourier discrète inverse (IDFT). En réception, avec les hypothèses introduites à la section 3.2, une transformée de Fourier (DFT) des échantillons reçus permettra de revenir aux symboles complexes émis.

Ces opérations numériques linéaires peuvent être représentées matriciellement en introduisant la matrice unitaire de Fourier de taille  $N_{\text{fft}} \times N_{\text{fft}}$  définie par l'équation (4.5), *i.e.*

$\{\mathbf{U}_F\}_{l,c} = \alpha^{lc} / \sqrt{N_{fft}}$ , avec  $\alpha = e^{-j2\pi/N_{fft}}$ . Cette matrice étant unitaire et symétrique, nous obtenons alors les relations (4.6) où  $\mathbf{X} = [X_0, \dots, X_{N_{fft}-1}]^T$  est le vecteur d'échantillons temporels du bloc-OFDM et  $\mathbf{x} = [x_0, \dots, x_{N_{fft}-1}]^T$  est le vecteur des symboles d'entrée émis sur chaque sous-porteuse.

$$\mathbf{U}_F = \frac{1}{\sqrt{N_{fft}}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/N_{fft}} & \dots & e^{-j2\pi(N_{fft}-1)/N_{fft}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N_{fft}-1)/N_{fft}} & \dots & e^{-j2\pi(N_{fft}-1)^2/N_{fft}} \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}_F^{-1} \mathbf{x} = \mathbf{U}_F^H \mathbf{x} = \mathbf{U}_F^* \mathbf{x}. \quad (4.6)$$

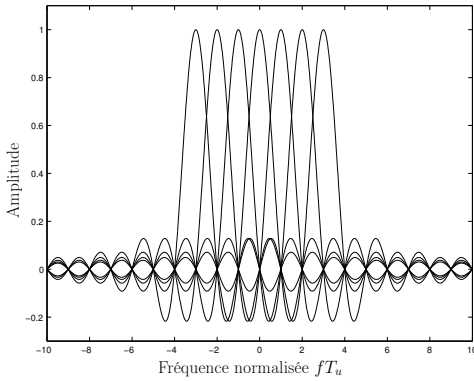


FIG. 4.2 – Spectre des sous-porteuses générées pour l'OFDM (exemple avec  $N_c = 7$ )

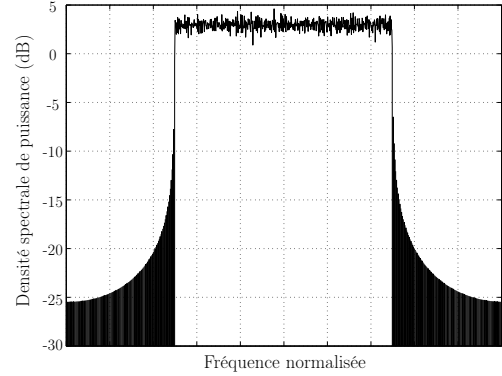


FIG. 4.3 – Spectre OFDM global avec  $N_c = 768$  sous-porteuses

**Spectre correspondant**  $\triangleright$  Le signal OFDM étant constitué de  $N_{fft}$  sous-porteuses modulées indépendamment, sa densité spectrale de puissance est la somme des DSP des  $N_{fft}$  sous-porteuses, comme montré sur la figure 4.3 (qui suppose des symboles d'entrée  $x_k$  de même puissance) et dans l'équation :

$$|\mathcal{S}_X(f)|^2 = \frac{1}{N_{fft}} \sum_{k=0}^{N_{fft}-1} \left| x_k \frac{\sin(\pi(f - f_k)T_u)}{\pi(f - f_k)} \right|^2. \quad (4.7)$$

Pour un grand nombre de sous-porteuses, le spectre OFDM approche celui d'une modulation avec filtrage de Nyquist idéal. La grande efficacité spectrale de l'OFDM provient de cette DSP rectangulaire presque parfaite, quasiment plate dans la bande et dont les effets de bord sont principalement provoqués par les lobes secondaires des sous-porteuses extrêmes. Bien qu'à bande infinie à cause de la fonction porte, le spectre décroît rapidement sur les bords, simplifiant ainsi le filtrage pour répondre au gabarit imposé. Afin de limiter les distorsions des sous-porteuses extrêmes et simplifier le filtrage, une solution est d'annuler ces sous-porteuses extrêmes. On pourra alors assimiler la bande occupée à  $(N_c + 1)/T_s$  où  $N_c$  est le nombre de sous-porteuses non-éteintes.

**Astuces d'implémentation**  $\triangleright$  L'intérêt de l'OFDM réside également dans la réduction de complexité introduite, que ce soit pour la génération ou pour l'égalisation. En effet, les algorithmes de transformation de Fourier rapide (FFT radix2 ou radix4) permettent d'envisager le traitement d'un grand nombre de sous-porteuses de manière réaliste. Un compromis avec la durée du bloc-OFDM est alors recherché. Par ailleurs, le signal peut ainsi être généré directement en fréquence intermédiaire, tel qu'en augmentant la taille de FFT (d'un facteur supérieur ou égal à 2), et en adaptant les symboles d'entrée de manière appropriée. Notons que le facteur  $(-1)^k$  dans l'équation (4.4) correspond justement à un centrage du spectre sur la fréquence nulle, et sera donc inutile avec une telle génération à plus haute fréquence.

#### 4.1.1.3 OFDM : considérations dans un canal à évanouissements

**Interférences et solution**  $\triangleright$  Au récepteur, l'orthogonalité du signal OFDM est perturbée par le canal de transmission. Les trajets multiples ont introduit de l'IBI qui ne peut être simplement éliminée en réception, à moins d'introduire un intervalle de garde entre bloc-OFDM. En effet  $T_u$  ne peut être indéfiniment augmenté pour des raisons de complexité et de temps de cohérence du canal ; et une égalisation entre blocs introduirait à nouveau la complexité que l'on cherchait à diminuer au récepteur. L'intervalle de garde est choisi de durée  $\Delta$  supérieure aux retards des trajets conformément au chapitre 3, et sera éliminé en réception. Il a pour effet, dans le canal, de conserver un espacement entre sous-porteuses de  $1/T_u$  mais d'augmenter la durée d'un bloc-OFDM à  $T_x = T_u + \Delta$  (entraînant une perte d'orthogonalité fréquentielle). Par ailleurs, afin d'assurer l'orthogonalité entre sous-porteuses au récepteur, *i.e.* l'absence d'ICI, il convient que ce dernier reçoive un nombre entier de périodes de chaque flux sinusoïdal. Le choix d'un intervalle de garde en début de

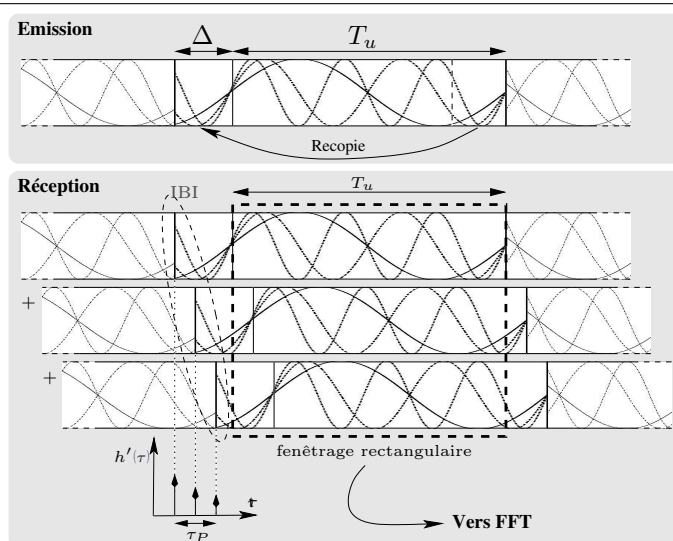


FIG. 4.4 – Ajout d'un préfixe cyclique comme intervalle de garde [99]

bloc comme étant la recopie de la fin du bloc-OFDM (CP : *Cyclic Prefix*) résout ce problème, comme illustré sur la figure 4.4. Le préfixe cyclique garantit l'absence d'IBI et d'ICI au prix d'une perte d'efficacité spectrale, puisque l'énergie ainsi dépensée est redondante, mais ce prix reste inférieur aux pertes qu'occasionneraient les interférences à complexité de détection égale. Par ailleurs cette redondance pourra être utile en réception pour estimer certains paramètres en complément des pilotes (niveaux de puissance, synchronisation...).

#### 4.1.1.4 OFDM : intérêts et limites du modèle

**Avantages et inconvénients de l'OFDM** ▷ La modulation OFDM présente de nombreux avantages résumés ci-après :

- Intérêt théorique d'exploitation de la capacité : un système OFDM autorise une grande efficacité spectrale à complexité raisonnable grâce à l'optimisation du principe d'orthogonalité entre sous-porteuses, aboutissant à un spectre presque rectangulaire lorsque le nombre de sous-porteuse augmente. Par ailleurs, il permet une certaine souplesse d'optimisation dans un contexte large-bande, offrant des possibilités d'adaptation au canal par sous-porteuse (répartition de la puissance et de la quantité d'information suivant l'état du canal, *i.e. water-filling*, modulation adaptative, pré-égalisation...).
- Complexité réduite au récepteur, et partiellement déportée du MT vers la BS : la FFT permet une implémentation efficace, et l'utilisation d'un préfixe cyclique relâche certaines contraintes (pas d'IBI ni d'ICI, positionnement de la fenêtre FFT plus simple...). L'égalisation au récepteur est alors grandement simplifiée (simple multiplication par sous-porteuse).

Par ailleurs, ce découpage en bandes étroites rapprochées introduit quelques inconvénients :

- Problèmes RF : la grande variation en puissance du signal généré (*i.e. PAPR* élevé) augmente la contrainte sur certains composants tels que l'amplificateur (HPA).
- Sensibilité accrue aux dérives fréquentielles (qu'elles proviennent de variations des oscillateurs, du canal, de problèmes de synchronisation...) due à une mauvaise localisation fréquentielle de l'OFDM (fonction porte) et des sous-porteuses étroites.

**Modèle équivalent et diversité** ▷ Un avantage pour l'étude théorique de l'OFDM réside dans la simplicité du modèle équivalent, constitué d'une diversité de bandes étroites qui ne présentent donc pas de sélectivité fréquentielle, comme le montre la figure 4.5. On retrouve

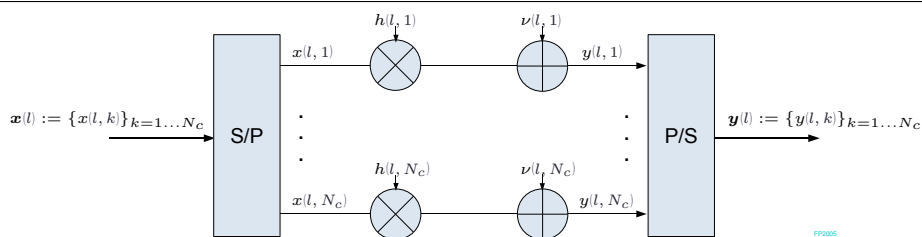


FIG. 4.5 – OFDM : modèle simplifié et canal fréquentiel équivalent

alors les notations bloc et matricielles sans interférences de la première partie (cf. section 2.2) dans le cas particulier SISO où  $M = N = 1$ . Le calcul des bornes de performances, dérivant des modèles gaussiens à bande étroite, est simplifié. De plus, supposant le cas limite d'une corrélation fréquentielle faible et d'un entrelacement suffisant, chaque *chip* du canal subit un gain suivant une loi de Rayleigh indépendante (canal de *Rayleigh-i.i.d.*, i.e.  $h(l,k) \sim \mathcal{CN}(0,1)$  i.i.d.), ce qui permet de définir certaines limites optimales [45]. La contrepartie d'un système bande-étroite est que de fortes atténuations locales peuvent se produire. À défaut de diversité "*intra-chip*", il est donc nécessaire d'exploiter la diversité *entre les chips* (entrelacement avec étalement ou codage...) pour éviter les évanouissements et ainsi améliorer les performances. Nous allons donc voir rapidement les principes d'étalement pour les appliquer ensuite aux systèmes multi-porteuses.

#### 4.1.2 Étalement de spectre (SS)

L'étalement de spectre est une astuce d'origine militaire consistant à augmenter la bande du signal émis afin d'en réduire la puissance jusqu'à la confondre avec du bruit. Toutefois, dans notre contexte multi-porteuses, il ne s'agira pas à proprement parler d'étalement de spectre, mais plutôt d'étalement de l'information pour bénéficier de la diversité offerte par le canal. On retrouve ce principe généralement sous les termes d'étalement de spectre (SS : *Spread Spectrum*) ou de précodage linéaire (LP : *Linear Precoding*) sans connaissance du canal à l'émetteur. Nous allons rapidement détailler l'historique et les différentes méthodes d'étalement, avant de l'associer à l'OFDM dans la section 4.1.4.

##### 4.1.2.1 Idée générale et historique

**Evolution et théorie de l'information** ▷ Suite aux travaux de Wiener et Shannon dans les années 1940, l'étalement a successivement ouvert la voie aux communications militaires camouflées, au radio-positionnement, aux communications bas-débit en contexte fortement bruité, puis à partir des années 1990 aux systèmes grand-public. Les standards de communication cellulaires tels que l'IS-95 ou la 3G (UMTS...) l'ont adopté. L'idée des systèmes large-bande dérive de la relation de Shannon [1] qui exprime la quantité maximale d'information  $C$  qu'il est théoriquement possible de transmettre sans erreur dans un canal AWGN, en fonction du rapport signal-à-bruit sur la bande  $B$  récupérée :

$$C = B \cdot \log_2(1 + \text{SNR}) \quad [\text{bit/s, cf. chapitre 5}] \quad (4.8)$$

On voit alors qu'un système pourra transmettre la même quantité d'information avec une puissance d'autant plus faible que la bande sera large. Cette relation variant linéairement avec la bande mais logarithmiquement avec la puissance, l'élargissement de bande du signal utile permet avantageusement de réduire la DSP. Cependant, l'étalement de spectre "classique", qui n'a pas connaissance des interférences ni des variations de SNR sur la bande, ne profite pas pleinement de cette capacité ; la "redondance fréquentielle" apportée permet toutefois de transmettre de manière fiable, même en dessous du niveau de bruit.

### 4.1.2.2 Techniques d'étalement

**Balayage ou séquences pseudo-aléatoires** ▷ Plusieurs techniques d'étalement peuvent être employées, à commencer par des procédés de balayage fréquentiel. Toutefois, les méthodes nous intéressant sont celles qui pourront se combiner avec la trame OFDM, plutôt basées sur l'utilisation de séquences pseudo-aléatoires, à savoir :

- le saut en fréquence et/ou en temps, respectivement nommés FH-SS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) et TH-SS (*Time Hopping Spread Spectrum*). Des sauts discrets pseudo-aléatoires des positions de transmission sont réalisés périodiquement, de durée inférieure ou supérieure à la durée symbole initiale suivant l'effet recherché. L'optimisation des différentes positions offertes pourra être combinée avec de l'accès multiple.
- l'étalement par séquence directe DS-SS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), où l'information à transmettre est multipliée par une séquence pseudo-aléatoire de débit plus élevé. Dans un système d'étalement de spectre classique, une suite de symboles de durée  $T$  (*i.e.* de bande  $B = 1/T$ ) est multipliée par une séquence de longueur  $S_f$  constituée de *chips* de durée  $T_c = T/S_f$  (*i.e.* de bande  $B_c$ ) de telle manière qu'il y ait un gain d'étalement  $G = B_c/B = T/T_c = S_f$ . La DSP du signal est réduite de ce même facteur  $G$ . En réception, une opération de corrélation synchrone entre le signal et la séquence d'étalement permettra de restituer le message original. Nous allons développer cet étalement de manière plus générique dans la section suivante.

### 4.1.2.3 Etalement par séquence directe et précodage linéaire

**Codes d'étalement** ▷ Suivant les propriétés recherchées (autocorrélation/intercorrrelation synchrone/asynchrone faible/élevée...), différents choix de séquences dominant. Dans notre cas de liaison synchrone en voie descendante, des codes orthogonaux (*i.e.* d'intercorrrelation nulle) permettent d'envisager une séparation de l'information dans le domaine des codes. Nous pouvons citer par exemple les codes OVSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*) ou WH (Walsh-Hadamard). Les propriétés du canal, les interférences, le PAPR sont d'autres critères de sélection qui peuvent favoriser des codes non orthogonaux. Différents critères et codes sont proposés dans [78]. Nous allons voir qu'avec des séquences d'étalement orthogonales il est aisé de superposer plusieurs symboles sur plusieurs *chips*. Cette idée est à l'origine de l'accès multiple par le code et du précodage linéaire par matrice unitaire.

**Le précodage linéaire** ▷ Afin de profiter de la diversité disponible sans perdre en débit, ou d'étaler l'information d'un *slot* pour que chaque symbole subisse à peu près le même niveau de bruit, il peut être judicieux d'étaler ces symboles en distribuant (linéairement) la puissance de chacun sur le *slot*. L'idée de base de ce genre d'étalement peut encore une fois se retrouver dans la théorie de l'information, où l'on sait que la DSP optimale du signal émis est conforme à une distribution gaussienne [1, 100]. Nous reviendrons sur ces notions de capacité au chapitre 5, en l'étendant en MIMO. Enfin, lorsque l'on ne dispose pas d'information sur l'état du canal à l'émetteur mais que l'on suppose que les *chips* envoyés



subissent des évanouissements complexe-gaussiens, il est également possible d'optimiser la modulation en choisissant des constellations adaptées à l'algorithme de réception ; si ce dernier procède par recherche exhaustive des symboles émis (ML), on essaiera de maximiser la distance entre chaque séquence possible en faisant les rotations de constellation nécessaires [101, 102, 103]. Cependant, ce dernier point nous intéressera moins puisque nous allons principalement recourir aux détections linéaires par la suite. Nous présentons donc quelques matrices unitaires d'étalement qui permettent à la fois un accès multiple par le code et une répartition de l'information satisfaisante au sens de la distribution de puissance émise. Rappelons qu'ici, il n'y a plus d'élargissement de bande.

La représentation matricielle entre le vecteur de symboles d'entrée  $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{S_f}]^T$  et le vecteur de symboles après étalement  $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_{S_f}]^T$  est directe en considérant une matrice d'étalement unitaire  $\mathbf{U}$  de taille  $S_f \times S_f$  :

$$\mathbf{d} = \mathbf{U}\mathbf{s}. \quad (4.9)$$

Le fait que la matrice soit unitaire, *i.e.*  $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}$ , ne modifie pas la puissance moyenne d'émission, ni le nombre de *chips* requis. Nous avons déjà vu une matrice unitaire possible à travers la matrice de Fourier  $\mathbf{U}_F$ , et nous présentons maintenant 3 autres matrices d'étalement courantes :

- La matrice de Vandermonde :

$$\mathbf{U}_V := \mathbf{U}_V(S_f) = \frac{1}{\sqrt{S_f}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \phi_1^1 & \dots & \phi_{S_f-1}^1 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 1 & \phi_1^{S_f-1} & \dots & \phi_{S_f-1}^{S_f-1} \end{bmatrix}, \text{ avec } \phi_c^l = e^{j(\alpha l + 2\pi c/S_f)}. \quad (4.10)$$

- La matrice de Hadamard complexe, de paramètres  $\alpha = e^{j\theta_1}$  et  $\beta = e^{j\theta_2}$  :

$$\mathbf{U}_{HC} := \mathbf{U}_{HC}(S_f) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +\mathbf{U}_{HC}(S_f/2) & +\mathbf{U}_{HC}(S_f/2) \\ +\mathbf{U}_{HC}(S_f/2) & -\mathbf{U}_{HC}(S_f/2) \end{bmatrix}, \text{ avec } \mathbf{U}_{HC}(2) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +\alpha & +\beta \\ +\beta^* & -\alpha^* \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

- La matrice  $\mathbf{U}_{WH}$  de Walsh-Hadamard (WH), cas particulier de (4.11) avec  $\alpha = \beta = 1$ .

La distribution des symboles après étalement tend vers une distribution complexe-gaussienne lorsque la longueur d'étalement augmente. Dans le cas particulier WH réel, les valeurs de sorties possibles sont limitées ; ainsi, plusieurs vecteurs de symboles d'entrée peuvent produire la même séquence de sortie, ce qui dégrade les performances d'un algorithme de détection ML. En particulier, la probabilité d'avoir un symbole de sortie égal à 0 est élevée, surtout lorsque l'étalement est faible, comme nous pouvons le voir sur la figure 4.6(b). Ceci sera gênant dans notre système avec algorithme d'estimation de canal itérative présenté au chapitre 8 et nous introduirons alors des solutions adaptées. La figure 4.6 présente la distribution de puissance de sortie pour différents étalements, confirmant les précédents propos. Par la suite, on se limitera au choix de séquences d'étalement orthogonales de type Walsh-Hadamard, binaires et faciles à implémenter sous forme rapide FHT (*Fast Hadamard Transform*) en DL, et nous rappelons les avantages de l'étalement de type CDMA dans la section suivante.



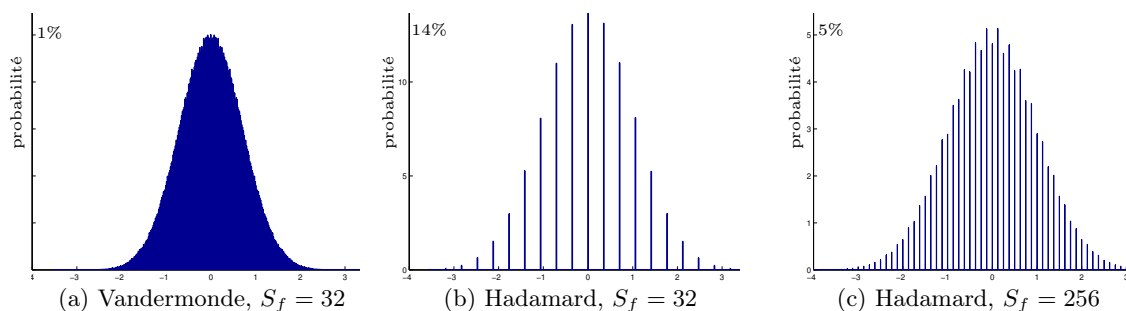


FIG. 4.6 – Distribution des symboles après étalement (symboles d’entrée QPSK, affichage d’une voie)

### 4.1.3 Accès multiple (MA)

L’accès simultané à la ressource radio de nombreuses communications, que nous appellerons utilisateurs, nécessite une réflexion particulière dès la couche physique pour assurer une cohabitation efficace. De nombreux paramètres entrent en compte, tels que l’aspect synchrone ou non des utilisateurs, le type de ressource et de canal disponibles, les délais autorisés, le type d’application. . . On peut distinguer deux grandes catégories d’accès multiple pour éviter les conflits entre utilisateurs sur un canal sans-fil partagé : les accès *aléatoires* où les utilisateurs n’ont ni connaissance des autres ni de ressources allouées spécifiquement, et les accès *coordonnés* où les règles de transmissions sont définies avant l’émission de chacun. La première catégorie est très utilisée dans les réseaux locaux et intéressante lorsqu’il n’est pas possible de centraliser la gestion de la ressource ; des mécanismes de détection de collision ou d’évitement sont alors nécessaires (CSMA : *Carrier Sense Multiple Access*). Dans notre cas d’émission centralisée et synchrone depuis une BS, la deuxième catégorie est plus avantageuse ; elle permet de définir qui émet sur quels *chips* afin de séparer clairement les utilisateurs de manière optimale. Au sein de cette deuxième catégorie, nous distinguons les systèmes de partage sans interférences, et les systèmes d’accès par code d’étalement. Les premiers systèmes procèdent à un découpage temporel (TDMA), fréquentiel (FDMA), ou mixant les deux (FTDMA, équivalent à du saut FH-SS) ; les seconds systèmes assignent une *signature* différente à chaque utilisateur afin qu’ils puissent émettre simultanément sans générer trop d’interférences (DS-SS-CDMA que nous nommerons CDMA). La figure 4.7 schématise ces différents accès.

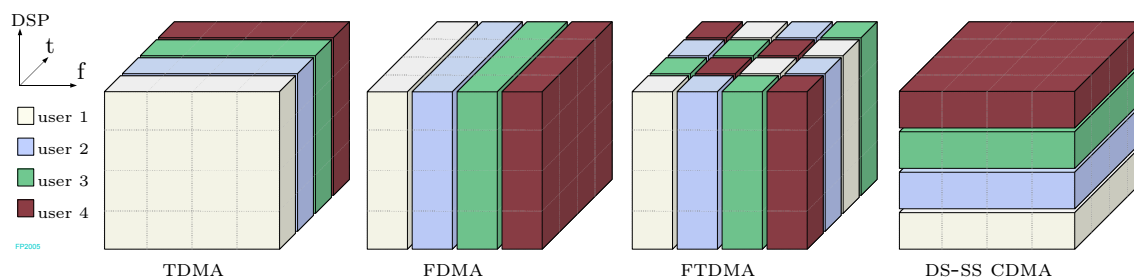


FIG. 4.7 – Différents accès multiples pour la voie descendante d’un réseau cellulaire

### 4.1.3.1 Partage temporel (TDMA) et/ou fréquentiel (FDMA)

L'accès temporel TDMA attribue à chaque utilisateur un intervalle de temps pendant lequel il peut accéder au canal. La synchronisation n'étant pas un problème en voie descendante, cette technique est assez simple et efficace, mais peut limiter le nombre d'utilisateurs possibles. L'accès fréquentiel FDMA attribue à chaque utilisateur une bande sur laquelle il peut émettre, ou de manière plus générale un certain nombre de sous-porteuses en OFDM. La combinaison TDMA et FDMA est également envisageable, et l'attribution des *chips* dans le *slot* doit être optimisée afin que chaque utilisateur profite des corrélations ou des diversités offertes par le canal. Nous verrons ainsi différents *chip-mapping* par la suite, tout en étendant ce principe en espace dans les systèmes MIMO. Le saut en temps et fréquence (TH-SS et FH-SS utilisés pour l'accès multiple) pourra être vu comme une combinaison du TDMA et du FDMA à partir du moment où il n'y a pas d'interférences d'accès multiple (MAI : *Multiple-Access Interference*), chaque utilisateur se voyant attribué des *chips* spécifiques sur le *slot*, comme le montre la figure 4.7(c) sous le terme FTDMA.

### 4.1.3.2 Partage par le code (CDMA)

L'accès multiple par étalement de type CDMA s'effectue en séparant chaque utilisateur par une signature spécifique présentant peu de corrélation avec les autres signatures. Ainsi, avec des codes utilisateurs orthogonaux, chacun peut occuper toute la bande en permanence. Pour pouvoir les dissocier en réception, il faut que ces propriétés de faible corrélation persistent ; or, l'étalement se faisant sur des *chips* subissant des atténuations différentes dans le canal, de la MAI apparaît. Cette dernière est toutefois diminuée en choisissant une allocation de codes correcte à charge réduite [104] ou un *chip-mapping* adapté. Jusqu'à présent, les systèmes proposés favorisaient l'utilisation de la diversité en étalant sur des *chips* décorrélés (*i.e.* le plus espacés possible), mais nous verrons au chapitre 6 que ce choix n'est pas toujours optimal, surtout dans un contexte MIMO. L'étalement utilisé en tant qu'accès CDMA présente plusieurs avantages :

- Propriétés de l'étalement et du précodage, à savoir l'inhérent traitement de la diversité. Suivant le *chip-mapping* choisi et la longueur des codes, chaque symbole est étalé de manière à diminuer la probabilité d'évanouissement.
- Confidentialité accrue et probabilité d'interception réduite dès la couche physique, due à la faible DSP de chaque utilisateur et l'aspect pseudo-aléatoire des codes.
- Robustesse face aux brouilleurs à bande étroite et réjection des interférences par simple procédure de désétalement. Cet étalement des interférences évite un coûteux traitement additionnel au prix d'une perte d'optimalité.
- Adéquation avec les contraintes des réseaux multi-cellulaires. Le signal CDMA des autres cellules s'apparentant à du bruit, il est possible de ré-utiliser les mêmes *chips* entre cellules adjacentes, *i.e.* d'envisager un facteur de réutilisabilité de 1 [105, 106]. Des codes de *scrambling* additionnels pourront réduire l'interférence inter-cellulaire.

- Flexibilité dans l'utilisation et le partage de la ressource radio. La faible corrélation entre utilisateurs autorise un accès multiple par le code et une souplesse d'allocation.

Le CDMA apporte en contrepartie quelques désagréments :

- Interférences. Le passage dans le canal détruit l'orthogonalité et introduit de la MAI, nécessitant parfois l'adaptation de l'égalisation et de la détection au récepteur.
- Complexité additionnelle de l'étalement et du désétalement, surtout si l'on envisage un récepteur itératif ou cherchant à traiter les interférences.

#### 4.1.4 Systèmes multi-utilisateurs multi-porteuses à étalement de spectre

Nous allons considérer maintenant un système combinant les techniques précédentes, en nous limitant à l'OFDM comme modulation multi-porteuses, sur lequel est ajouté de l'étalement (DS-SS ou CDMA sur un unique code, *i.e.* étalement en temps et fréquence) et un accès multiple. Afin de préserver l'approche orthogonale de l'OFDM qui permet de présenter le canal en fréquentiel comme un ensemble de *chips* n'interférant pas, l'étalement des données est réalisé avant la FFT. Ainsi le système combinant l'étalement après la FFT de l'OFDM, présenté dans [107] sous le nom de MT-CDMA, est exclu de nos schémas. L'approche MT-CDMA s'apparente plus au CDMA classique en termes de complexité de traitement des interférences, les sous-porteuses n'étant plus orthogonales entre elles, et ne nous intéresse donc pas en voie descendante (DL). Nous supposons un système quasi-synchrone (l'aspect synchrone des utilisateurs est immédiat en diffusion ou DL) réalisant une détection cohérente en réception (*i.e.* le récepteur aura une connaissance du canal).

##### 4.1.4.1 Systèmes réalisant l'étalement avant l'OFDM à l'émission

**Historique** ▷ Plusieurs combinaisons sont possibles, et de nombreuses dénominations ont vu le jour dans la littérature, opposant souvent les étalements dans le domaine temporel et fréquentiel ; Nous emploierons le terme générique MC-SS<sup>(1)</sup>. Ainsi, en 1993, sont apparues les techniques MC-CDMA [93, 109, 110] et MC-DS-CDMA [111, 112], où les différents utilisateurs en accès étalé par le code occupent tous les *chips* simultanément. Le MC-CDMA procède à un étalement dans le domaine fréquentiel, chaque symbole-utilisateur étant multiplié par son code d'étalement avant d'être transmis directement sur les différentes sous-porteuses d'un même bloc-OFDM. Le MC-DS-CDMA étale dans le domaine temporel en transmettant les symboles-étalés par sous-porteuse. A partir de 1997, des systèmes avec étalement des données d'un même utilisateur apparaissent, tel que le SS-MC-MA [113] qui n'est qu'un cas particulier du précodage linéaire combiné à l'OFDM. Le SS-MC-MA procédait alors à un étalement dans le domaine fréquentiel associé à un accès multiple de type FDMA. Ces différentes approches peuvent aisément être regroupées sous un même principe et représentées par des opérations linéaires et du *chip-mapping*. Nous allons détailler ces traitements dans les paragraphes suivants, en différenciant l'étalement utilisé pour un même utilisateur (SS ou précodage linéaire) de celui utilisé pour l'accès multiple (CDMA).

<sup>(1)</sup> *Multi-Carrier Spread Spectrum*, en référence à S. Kaiser [108] et au *Workshop* correspondant.

### Systèmes avec étalement pour un même utilisateur (ss ou précodage linéaire) ▷

L'étalement des symboles de données sur un *slot* peut se faire en temps ou/et en fréquence pour chaque utilisateur, l'accès multiple ayant également lieu par partage des *chips* en temps ou/et fréquence, comme l'illustre la figure 4.8. Afin de simplifier la présentation, ces figures montrent quelques exemples de *chip-mapping* d'accès multiple et d'étalement dans le cas particulier d'un *mini-slot* de taille  $N_d = 4$  sous-porteuses par  $N_{bd} = 4$  bloc-OFDM, sur lequel sont répartis les symboles-étales de longueur  $S_f = 4$  de  $N_u = 4$  utilisateurs. L'étalement ayant lieu sur les données d'un même utilisateur lors de la multiplication par une matrice de précodage, il n'y aura pas de MAI au récepteur, mais plutôt de l'interférence "intra-utilisateur" entre les symboles-étales. Le SS-MC-MA correspondrait au cas particulier de combinaison OFDM et précodage linéaire fréquentiel pour un même utilisateur, avec un accès multiple FDMA (non représenté). Nous nommerons le cas général (c) OFTDMA-SS.

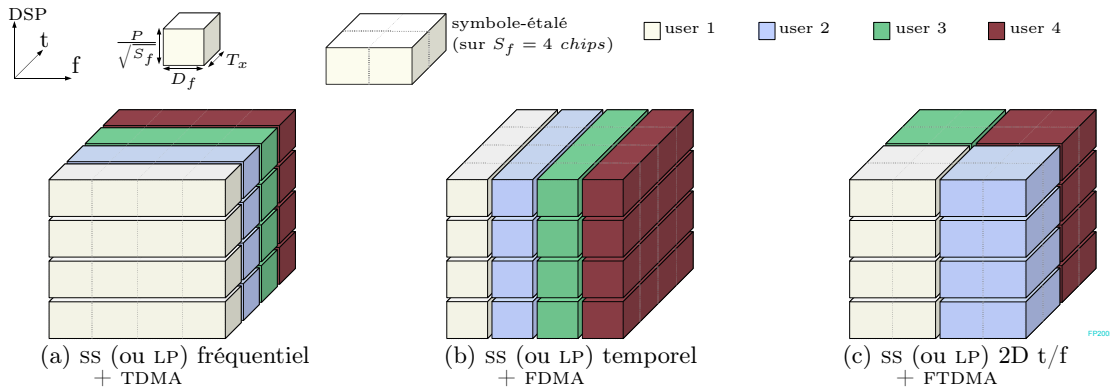


FIG. 4.8 – Exemple de systèmes combinant OFDM et étalement pour un même utilisateur

### Systèmes avec étalement utilisé en accès multiple (CDMA) ▷

Chaque utilisateur se voit attribué un unique code permettant de le différencier lors de l'accès multiple par étalement. La figure 4.9 illustre ce principe, que l'étalement se fasse en temps ou/et fréquence, en reprenant les notations du paragraphe précédent pour le *mini-slot*. L'étalement purement fréquentiel correspond au cas particulier du MC-CDMA alors que l'étalement temporel correspond au MC-DS-CDMA. Nous nommerons le cas général (c) OFDM-CDMA.

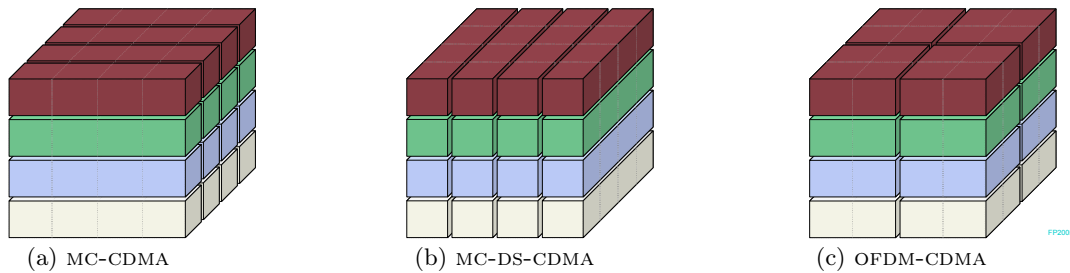


FIG. 4.9 – Exemple de systèmes combinant OFDM et étalement d'accès multiple (CDMA)

**Systèmes hybrides** ▷ Toute combinaison des systèmes précédents est envisageable et l'étude système finale pourra définir précisément un *chip-mapping* plus complexe. Par ailleurs, ce modèle autorise une grande souplesse dans la combinaison de différents accès et étalements, afin d'optimiser l'allocation et la répartition de l'information suivant la charge ou les besoins d'exploitation de la diversité. L'OFDM n'est qu'un cas particulier de ce modèle avec un étalement réduit à 1. On pourra y ajouter l'accès multiple en considérant les schémas de la figure 4.7, aboutissant à l'OFDM-TDMA, l'OFDM-FDMA, et l'OFDM-FTDMA. Ce dernier est équivalent aux approches de saut rapide en temps et fréquence (FH-SS-TH-SS-OFDM) ou Flash-OFDM [114].

**Représentation matricielle du système d'émission** ▷ La figure 4.10 illustre la chaîne d'émission générique correspondant aux schémas présentés. La relation entre les symboles complexes de sortie  $X(\kappa)$  (émis temporellement dans le canal en bande de base) et les symboles d'entrée  $s_j(i)$  des utilisateurs  $j$  ( $j = 1, \dots, N_u$ ) peut être formulée matriciellement par l'équation (4.12).

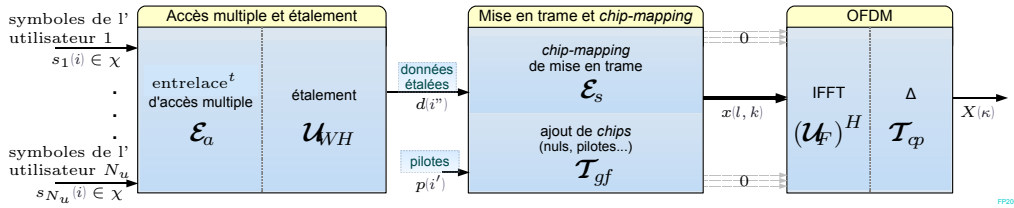


FIG. 4.10 – Émetteur MC-SS générique réalisant l'étalement avant l'OFDM

$$\mathbf{X} = \mathbf{T}_{cp} \cdot (\mathbf{U}_F)^H \cdot \mathbf{T}_{gf} \cdot \mathbf{E}_s \cdot \mathbf{U}_{WH} \cdot \mathbf{E}_a \cdot \mathbf{S}. \quad (4.12)$$

Matrice	Description	Taille sur un <i>slot</i>	Taille sur 1 bloc-OFDM
$\mathbf{X}$	Vecteur des symboles complexes émis en bande de base $\{X(\kappa)\}$	$(N_x N_{bt}) \times 1$	$N_x \times 1$
<i>modulation OFDM (IFFT et intervalle de garde)</i>			
$\mathbf{T}_{cp}$	Ajout du préfixe cyclique de taille $N_\Delta$ ( $N_x = N_{fft} + N_\Delta$ )	$(N_x N_{bt}) \times (N_{fft} N_{bt})$	$N_x \times N_{fft}$
$\mathbf{U}_F$	Matrice unitaire de Fourier, étendue	$(N_{fft} N_{bt}) \times (N_{fft} N_{bt})$	$N_{fft} \times N_{fft}$
<i>mise en trame et chip-mapping</i>			
$\mathbf{T}_{gf}$	Ajout de sous-porteuses nulles ou pilotes	$(N_{fft} N_{bt}) \times (N_d N_{bd})$	$N_{fft} \times N_d$
$\mathbf{E}_s$	Matrice de <i>chip-mapping</i> de mise en trame	$(N_d N_{bd}) \times (N_d N_{bd})$	$N_d \times N_d$
<i>accès multiple et étalement</i>			
$\mathbf{U}_{WH}$	Matrice d'étalement (WH), étendue	$(N_d N_{bd}) \times (N_d N_{bd})$	$N_d \times N_d$
$\mathbf{E}_a$	Matrice d'entrelacement d'accès multiple	$(N_d N_{bd}) \times (N_d N_{bd})$	$N_d \times N_d$
$\mathbf{S}$	Vecteur des données d'entrée des différents utilisateurs $\{s_j(i)\}$	$(N_d N_{bd}) \times 1$	$N_d \times 1$

Pour simplifier la présentation matricielle, nous considérons le système à pleine-charge, les données d'entrée  $s_j(i)$  valant 0 si l'utilisateur  $j$  est inactif. Ceci permet de garder des matrices  $\mathbf{E}_a$  et  $\mathbf{S}$  de tailles multiples de  $N_d$  au lieu de  $N_d N_u / S_f$ . Les deux dernières colonnes du tableau présentent les tailles des matrices en considérant le traitement sur un *slot* complet (ce qui est la solution générale implémentée) ou en considérant un traitement par bloc-OFDM (ce qui limite le *chip-mapping* en supprimant la possibilité d'étalement 2D). Suivant la taille indiquée, les matrices sont étendues si besoin sur leur diagonale ; par exemple,  $\mathbf{U}_{WH} = \text{diag}\{\mathbf{U}_{WH}, \dots, \mathbf{U}_{WH}\}$  est formée de  $N_d / S_f$  matrices  $\mathbf{U}_{WH}$  de taille  $S_f$  si on traite par bloc-OFDM. La matrice de préfixe cyclique sur un bloc-OFDM est  $\mathbf{T}_{cp} = [\mathbf{I} \mathbf{I}_{N_{fft}}]^T$  (cf. figure 4.4 et section 3.2.2).

#### 4.1.4.2 Système préconisé en DL : l'OFDM-CDMA

En voie descendante, nous allons porter notre attention sur l'OFDM-CDMA. Ce système permet de tirer parti de la haute efficacité spectrale et de la faible complexité de réception de l'OFDM ainsi que la flexibilité d'accès multiple voire la récupération de diversité du CDMA. Un étalement 2D généralisé en temps/fréquence sur tout le *slot* permet de jouer sur le compromis diversité/orthogonalité entre symboles-étales; c'est ce que nous allons voir en détaillant la fonction de *chip-mapping*. Par la suite, l'application d'un codage-canal sera nécessaire pour récupérer la diversité supplémentaire sur le *slot*.

**Détails sur la notion de *chip-mapping***  $\triangleright$  Le canal fréquentiel équivalent présenté par le système OFDM permet de modéliser ce canal comme un simple ensemble de branches plus ou moins indépendantes, la diversité dépendant des corrélations en temps et fréquence. Dans un contexte réaliste où la diversité peut aussi bien être exploitée dans ces deux dimensions, les différenciations et anciennes dénominations opposant l'étalement en temps et en fréquence n'ont plus lieu d'être. Nous parlons donc de diversité sur le *slot* et d'entrelacement/*chip-mapping*. L'optimisation des algorithmes en favorisant l'orthogonalité ou la diversité suivant le *chip-mapping* choisi fera l'objet de discussions aux chapitres 6 et 7 en l'étendant en MIMO. Nous allons toutefois détailler ici les principes des *chip-mapping* utilisés en SISO. Pour réaliser de manière flexible les différents schémas présentés, deux re-arrangements, représentés par les matrices  $\mathcal{E}_a$  et  $\mathcal{E}_s$ , ont été nécessaires : un premier entrelacement d'entrée avant l'étalement, et un *chip-mapping* de sortie après étalement. Nous appellerons le premier « entrelacement d'accès multiple » puisqu'il arrange l'ordre d'arrivée des données des différents utilisateurs afin de choisir entre un étalement SS (cf. figure 4.8) ou CDMA (cf. figure 4.9). Nous appellerons le second « *chip-mapping* de mise en trame » puisqu'il définira l'emplacement des *chips* utilisés pour un symbole-étalé donné afin d'accéder au canal. Le premier ayant déjà été discuté, nous proposons quelques exemples de « *chip-mapping* de mise en trame » sur la figure 4.11. Pour simplifier la présentation, nous ne représentons plus la dimension des codes puisque nous supposons un accès CDMA où tous les utilisateurs ont le même *chip-mapping* en t/f, mais juste un code

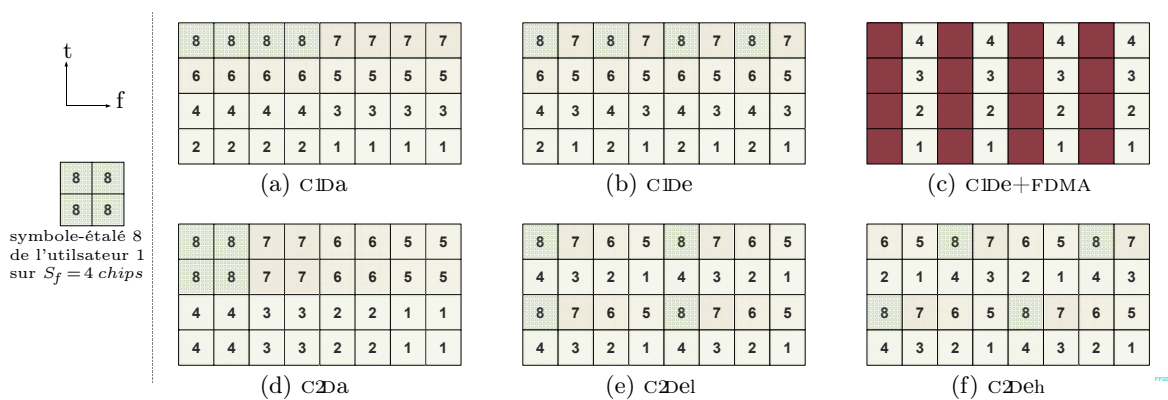


FIG. 4.11 – Exemples de « *chip-mapping* de mise en trame » utilisés

différent. Par rapport aux figures précédentes, le nombre de sous-porteuses illustrées est doublé, *i.e.*  $N_d = 8$ , pour  $N_{bd} = 4$  bloc-OFDM, chaque utilisateur transmettant alors 8 symboles-étalés par *slot* (numérotés de 1 à 8 sur la figure). Cette répartition des symboles-étalés sur le *slot* est effectuée en 1 ou 2 dimensions (*i.e.* traitement par bloc-OFDM ou sur tout le *slot*) et de manière à favoriser la diversité ou l'orthogonalité entre symboles-étalés (*i.e.* en proposant un accès CDMA sur des *chips* éloignés ou bien des *chips* proches et donc corrélés). Nous obtenons alors 4 combinaisons typiques :

- C1Da : L'étalement est purement fréquentiel, et les symboles sont étalés sur des sous-porteuses adjacentes, comme en MC-CDMA sans entrelacement fréquentiel.
- C1De : L'étalement est purement fréquentiel, et les symboles sont étalés sur des sous-porteuses éloignées, comme en MC-CDMA avec un entrelacement fréquentiel linéaire.
- C2Da : L'étalement est bidimensionnel (de taille  $S_f = S_{ff}S_{ft}$ , avec  $S_{ff} = 2$  en fréquence et  $S_{ft} = 2$  en temps sur la figure), et les symboles sont étalés sur des *chips* adjacents, de manière à favoriser l'orthogonalité entre utilisateurs.
- C2De : L'étalement est bidimensionnel (de taille  $S_f = S_{ff}S_{ft}$ ), et les symboles sont étalés sur des *chips* éloignés, de manière à favoriser la diversité au sein d'un symbole-étalé. L'entrelacement peut être linéaire-rectangulaire (C2De1), hexagonal (C2Deh), décalé, aléatoire. . .

La figure 4.11(c) est un exemple pour montrer la souplesse du système combinant le CDMA avec du FDMA en attribuant la moitié des sous-porteuses à d'autres utilisateurs, ce qui permet de passer d'un maximum de 4 utilisateurs à 8 tout en conservant la diversité si les sous-porteuses adjacentes sont très corrélées (ce qui est le cas en pratique). Cette présentation uniformisée sera utile par la suite pour garder une représentation matricielle simple et globale tout en ayant un système large et parfois complexe pouvant étaler l'information de nombreuses façons sur tout un *slot*, en particulier si la taille d'étalement  $S_f$  est petite devant le nombre de *chips* par bloc-OFDM ( $N_d$ ) ou par *slot* ( $N_d N_{bd}$ ).

**Simplification de la représentation matricielle** ▷ Bien que la chaîne de simulation réalisée autorise la solution la plus complète traitant par *slot*, nous pouvons simplifier la présentation du signal émis de l'équation (4.12) en prenant les hypothèses suivantes :

- On considère l'émission/réception de l'intervalle "utile" uniquement, ne prenant pas en compte l'intervalle de garde de  $\mathcal{T}_\varphi$  (synchronisation correcte et  $\tau_P < \Delta$ ).
- On ne considère pas la mise en trame des *chips* non-utilisés pour les données dans les équations. En effet, les sous-porteuses de garde n'apportent rien au système et l'ajout des pilotes n'est pas utile à ce niveau de compréhension. Nous les réintroduirons au chapitre 8 avec l'estimation de canal, mais négligeons  $\mathcal{T}_{gf}$  ici.
- On ne considérera généralement dans les équations qu'un traitement par bloc-OFDM en limitant les tailles de matrices à celles de la dernière colonne du tableau, correspondant au cas particulier MC-CDMA. Par ailleurs, la corrélation des *chips* du canal ne changeant pas les équations générales du signal reçu, et remarquant que le *chip-mapping* de mise en trame subira l'opération inverse au récepteur, nous ne mentionnerons plus  $\mathcal{E}_s$  en réception.



- En remarquant que l’opération d’entrelacement d’accès multiple est inutile en CDMA si le vecteur d’entrée  $\mathbf{S}$  correspond aux symboles des différents utilisateurs correctement ordonné, alors  $\mathbf{E}_a$  correspond à la matrice identité.

L’équation (4.12) se simplifie alors :

$$\mathbf{U}_F \cdot \mathbf{X} = \mathbf{E}_s \cdot \mathbf{U}_{WH} \cdot \mathbf{S}. \quad (4.13)$$

Pour l’étalement des données, on pourra utiliser par la suite indifféremment les matrices  $\mathbf{U}_{WH}$  ou  $\mathbf{C}$ , identiques à pleine-charge. La notation  $\mathbf{U}_{WH}$  permet de conserver une matrice unitaire carrée à condition que le vecteur de données d’entrée soit de même taille (on prend alors  $s_j(i) = 0$  si l’utilisateur  $j$  est inactif). La notation  $\mathbf{C}$  considère une matrice réduite lorsque la charge diminue, de taille  $S_f \times N_u$  extraite des  $N_u$  premières colonnes de  $\mathbf{U}_{WH}$ . Par ailleurs, la matrice résultante de la multiplication des deux matrices unitaires  $\mathbf{U}_{WH}\mathbf{U}_F$  est également unitaire et peut donc être précalculée. Une optimisation du traitement est alors envisageable [115]. Enfin, pour simplifier la présentation des algorithmes de réception en ne considérant que la partie MC-SS introduite jusqu’à présent, il est utile de remarquer que la détection ne s’effectue que par blocs de symboles-étales de taille  $S_f$ . Ceci est valable tant que nous pouvons dissocier ce traitement MC-SS du traitement additionnel ayant lieu sur tout le *slot* que nous verrons dans la section 4.2 (*i.e.* l’entrelacement-bit sur le *slot* associé au codage-canal qui sont les seuls algorithmes de décodage à utiliser l’information de plusieurs symboles-étales simultanément).

#### 4.1.5 Techniques de détection en OFDM-CDMA

##### 4.1.5.1 Modèle du système de transmission

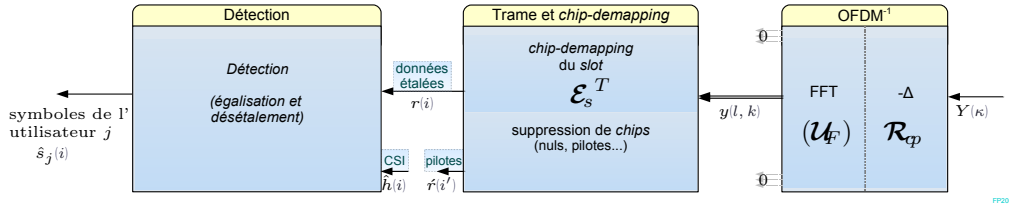
**Représentation matricielle du signal reçu**  $\triangleright$  Le canal va maintenant être réintroduit pour modéliser le signal reçu en fonction du signal émis, et ainsi permettre d’étudier des algorithmes de réception adaptés. Partant de l’équation (3.3) et remplaçant le canal temporel  $\mathcal{H}_0$  par son équivalent fréquentiel  $\mathcal{H} = \mathbf{U}_F(\mathcal{R}_\varphi)\mathcal{H}_0\mathcal{T}_\varphi(\mathbf{U}_F)^H$ , nous obtenons le signal reçu  $\mathbf{Y}$  dans le domaine fréquentiel (*i.e.* après démodulation OFDM et suppression des *chips* non utilisés pour les données) à partir du signal émis en fréquentiel  $\mathbf{X}$  (*i.e.* avant ajout des *chips* non utilisés pour les données et modulation OFDM) :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}_F(\mathcal{R}_\varphi)\mathbf{Y} = \mathcal{H}\mathbf{X} + \mathbf{V} = \mathcal{H}(\mathbf{E}_s\mathbf{U}_{WH}\mathbf{S}) + \mathbf{V} \quad (4.14)$$

où  $\mathbf{V}$  est le bruit équivalent en fréquentiel (AWGN, la DSP n’étant pas affectée par l’opération de transformation de Fourier). Nous avons repris les notations de la figure 4.10 auxquelles nous ajoutons celles de la figure 4.12. Autrement dit, en appelant  $\mathcal{D}$  l’ensemble des *chips* utilisés pour les données,  $y(l, k) = h(l, k) x(l, k) + \nu(l, k)$ , avec  $\{l, k\} \in \mathcal{D}$ . La détection MC-SS s’effectuant par symbole-étalé (blocs de taille  $S_f$ ) de manière indépendante, nous allons considérer la relation matricielle simplifiée après *chip-demapping* :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{U}_{WH}\mathbf{s}_0 + \mathbf{v} \quad (4.15)$$




 FIG. 4.12 – Récepteur MC-SS générique de l'utilisateur  $j$ 

où  $\mathbf{r} = [r_1(i), \dots, r_{S_f}(i)]^T$  est le vecteur du symbole-étalé  $i$  reçu (de taille  $S_f$ ) extrait de la matrice de réception  $\mathcal{E}_s^T \mathcal{Y}$  après *chip-demapping*,  $\mathbf{s}_0 = [s_1(i), \dots, s_{S_f}(i)]^T$  est le vecteur regroupant un symbole de donnée émis pour chaque utilisateur  $j$  ( $j = 1, \dots, S_f$ ),  $\mathbf{H}$  est la matrice diagonale de canal ( $S_f \times S_f$ ) sur les *chips* considérés pour ce symbole-étalé, et  $\boldsymbol{\nu}$  est le vecteur de bruit AWGN. Comme indiqué dans la section précédente, il est parfois plus intéressant de considérer l'équation équivalente  $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{s} + \boldsymbol{\nu}$ , où  $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{S_f \times N_u}$  et  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$  sont les versions tronquées de  $\mathbf{U}_{WH}$  et  $\mathbf{s}_0$  lorsque le système n'est pas à pleine-charge.

**Stratégies de réception**  $\triangleright$  Pour retrouver le signal émis  $s_j(i)$  de l'utilisateur  $j$ , le récepteur peut mettre en œuvre des techniques de détection plus ou moins complexes. Tout d'abord, l'information contenue dans les symboles émis peut être codée de manière différentielle ou bien par *mapping* direct. Le premier cas fait appel à des techniques de détection différentielle permettant généralement de se passer d'information sur l'état du canal, alors que le deuxième cas requiert des techniques de détection cohérente à partir d'une connaissance du canal (CSI : *Channel State Information*). Les performances limites des détections cohérentes étant supérieures, nous allons nous pencher sur le deuxième cas et étudierons des manières de récupérer la CSI par estimation de canal au chapitre 8.

Partant d'un symbole-étalé reçu  $\mathbf{r}$ , nous présentons plusieurs algorithmes de détection pour estimer  $\hat{s}_j$ ; Ces techniques sont souvent distinguées par leur aspect optimal/non-optimal, linéaire/non-linéaire, mono-utilisateur/multi-utilisateurs... Nous les regroupons en 4 grandes catégories que sont les détections de séquences optimales, les détections linéaires MUD (*Multi-User Detection*) ou SUD (*Single-User Detection*), et les techniques de suppression d'interférences (IC : *Interference Cancellation*). Nous simplifions la présentation en considérant le même canal pour tous les utilisateurs, *i.e.* des équations adaptées à la voie descendante (bien qu'ayant aussi contribué à l'égalisation en voie montante), qui est celle que nous allons chercher à optimiser en débit tout en respectant de fortes contraintes au récepteur. La comparaison des performances de différents détecteurs d'une chaîne MC-CDMA a fait l'objet d'une contribution [20] dans le cadre du projet MATRICE.

#### 4.1.5.2 Détection optimale par recherche exhaustive de séquence (MLSE)

**Critère de vraisemblance et détection**  $\triangleright$  L'algorithme optimal [45] au sens du maximum de vraisemblance (ML) compare la séquence (*i.e.* le symbole-étalé)  $\mathbf{r}$  reçu avec l'en-

semble des séquences possibles afin de déterminer la plus probable (MLSE : *Maximum Likelihood Sequence Estimation*). Ainsi, minimiser la probabilité d'erreur de séquence revient à maximiser la probabilité conditionnelle  $P(\mathbf{s}|\mathbf{r})$ . Lorsqu'on ne possède pas d'information *a priori* sur les séquences, on les suppose équiprobables en utilisant le critère ML comme le critère MAP (*Maximum a posteriori*); on vérifie alors l'égalité (2) dans l'équation (4.16). On choisit donc  $\hat{\mathbf{s}}$  parmi les séquences  $\mathbf{s}_\iota$  conformément à l'équation (4.17) où l'égalité (3) provient des hypothèses des chapitres précédents concernant le bruit (AWGN centré et *i.i.d.*).

$$P(\mathbf{r}|\mathbf{s}) \triangleq P(\mathbf{s}|\mathbf{r})P(\mathbf{r})/P(\mathbf{s}) \stackrel{(2)}{=} P(\mathbf{s}|\mathbf{r}). \quad (4.16)$$

$$\hat{\mathbf{s}} \triangleq \arg \max_{\mathbf{s}_\iota} P(\mathbf{r}|\mathbf{s}_\iota) \stackrel{(3)}{=} \arg \min_{\mathbf{s}_\iota} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{s}_\iota\|^2, \quad \iota = 1, \dots, |\chi|^{N_u}. \quad (4.17)$$

**Complexité**  $\triangleright$  La recherche de la distance euclidienne la plus faible parmi les  $|\chi|^{N_u}$  séquences possibles devient très complexe pour le récepteur dès que la taille de modulation  $\chi$  ou que le nombre d'utilisateurs en accès CDMA augmentent. Toutefois, de nombreuses études délivrent des algorithmes pour réduire la liste des séquences à comparer; citons le décodage par sphère [116, 117, 118] qui limite les séquences  $\mathbf{s}_\iota$  aux plus proches de celle reçue dans une hypersphère, tout en gardant des performances proches du ML.

**Discussion sur les symboles délivrés**  $\triangleright$  Cette technique peut être qualifiée de multi-utilisateurs car elle détecte les symboles de l'ensemble des utilisateurs actifs; on récupère ensuite le symbole intéressant l'utilisateur  $j$  parmi cette séquence :  $\hat{s}_j = \boldsymbol{\delta}_j^T \hat{\mathbf{s}}$  où  $\boldsymbol{\delta}_j^T$  est le vecteur ligne presque-nul de taille  $S_f$  contenant un 1 en position  $j$  afin de récupérer la ligne  $j$  de  $\hat{\mathbf{s}}$ . Notons que cette détection délivre les symboles décidés de manière dure (*hard*). Or, l'insertion dans le reste de la chaîne de réception pourrait tirer parti d'une information souple (*soft*), *i.e.* d'une fiabilité de la détection qui pourrait correspondre ici à des combinaisons de distances euclidiennes. Des détections optimales par symbole (et non par séquence) encore plus complexes permettent de délivrer un symbole souple [108]. Cependant, dans un contexte réaliste où nous cherchons à faire cohabiter un grand nombre d'utilisateurs à haut-débit, nous préférons axer les détections sur des traitements linéaires qui délivreront une information souple à moindre complexité.

#### 4.1.5.3 Détection linéaire conjointe avec le désétalement (MUD)

**Détection linéaire**  $\triangleright$  Le traitement linéaire consiste à estimer les symboles  $\hat{\mathbf{s}}$  en appliquant une combinaison linéaire sur le symbole-étalé reçu  $\mathbf{r}$ , ce que l'on modélise matriciellement :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{r} = \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{s} + \mathbf{W}\boldsymbol{\nu}. \quad (4.18)$$

Ainsi cette détection par symbole-étalé prend en compte conjointement le canal et l'étalement, la qualifiant de multi-utilisateurs (MUD : *Multi-User Detection*) puisque la multiplication par la matrice  $\mathbf{W}$  réalisera à la fois l'égalisation des distorsions du canal et le désétalement de tous les utilisateurs. On récupère ensuite le symbole intéressant l'utilisateur  $j$  comme étant l'entrée  $j$  du vecteur  $\hat{\mathbf{s}}$  :  $\hat{s}_j = \boldsymbol{\delta}_j^T \hat{\mathbf{s}}$ . Il reste à déterminer la matrice  $\mathbf{W}$

de taille  $(S_f \times S_f)$  afin de répondre au critère que l'on cherche à optimiser. Nous allons voir le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne MMSE (*Minimum Mean Square Error*) et le critère de restauration d'orthogonalité entre utilisateurs ZF (*Zero-Forcing*).

**MMSE-MUD** ▷ Appliquant le critère MMSE sur le symbole de l'utilisateur  $j$ , la détection MMSE-MUD, présentée dans [119] sous le nom GMMSE, réalise un compromis entre la minimisation de la MAI et la maximisation du SNR. Afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne (l'espérance s'effectuant sur  $\mathbf{s}$  et  $\boldsymbol{\nu}$ )

$$\mathbb{E} \left[ |\hat{s}_j - s_j|^2 \right] = \mathbb{E} \left[ (\boldsymbol{\delta}_j^T \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{s} + \boldsymbol{\nu}) - s_j) (\boldsymbol{\delta}_j^T \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{s} + \boldsymbol{\nu}) - s_j)^H \right], \quad (4.19)$$

il convient d'annuler le gradient de cette expression par rapport à  $\mathbf{w}_j^T = \boldsymbol{\delta}_j^T \mathbf{W}$ ; cela aboutit à l'équation (4.20) du filtrage de Wiener optimal, multipliant le vecteur d'intercorrélacion  $\boldsymbol{\Gamma}_{s_j, \mathbf{r}}$  entre le symbole  $s_j$  et le symbole-étalé reçu par l'inverse de la matrice d'autocorrélacion  $\boldsymbol{\Gamma}_{\mathbf{r}, \mathbf{r}}$  du symbole-étalé reçu :

$$\mathbf{w}_j^T = \boldsymbol{\delta}_j^T \mathbf{W} = \boldsymbol{\Gamma}_{s_j, \mathbf{r}} \boldsymbol{\Gamma}_{\mathbf{r}, \mathbf{r}}^{-1} \quad (4.20)$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_{s_j, \mathbf{r}} = \mathbb{E} [s_j, \mathbf{r}^H] = \sigma_{s_j}^2 \cdot \boldsymbol{\delta}_j^T (\mathbf{H} \mathbf{C})^H \quad (4.21)$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathbf{r}, \mathbf{r}} = \mathbb{E} [\mathbf{r} \mathbf{r}^H] = (\mathbf{H} \mathbf{C}) \cdot \mathbb{E} [\mathbf{s} \mathbf{s}^H] \cdot (\mathbf{H} \mathbf{C})^H + \mathbb{E} [\boldsymbol{\nu} \boldsymbol{\nu}^H] \quad (4.22)$$

$$\Rightarrow \mathbf{w}_j^T = \sigma_{s_j}^2 \cdot \boldsymbol{\delta}_j^T (\mathbf{H} \mathbf{C})^H \cdot \left( (\mathbf{H} \mathbf{C}) \mathbb{E} [\mathbf{s} \mathbf{s}^H] (\mathbf{H} \mathbf{C})^H + \mathbb{E} [\boldsymbol{\nu} \boldsymbol{\nu}^H] \right)^{-1} \quad (4.23)$$

Rappelons que  $\mathbf{H}$  est diagonale donc égale à sa transposée et que  $\mathbf{C}$  est réelle (si on utilise des codes WH) donc égale à sa conjuguée. En conservant les hypothèses de décorrélation du bruit (AWGN *i.i.d.*) et des symboles des utilisateurs qui sont indépendants et de même puissance, *i.e.*  $\mathbb{E} [\boldsymbol{\nu} \boldsymbol{\nu}^H] = \sigma_{\boldsymbol{\nu}}^2 \mathbf{I}$  et  $\mathbb{E} [\mathbf{s} \mathbf{s}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}$ , on obtient l'équation (4.24) où  $\gamma_s = \sigma_s^2 / \sigma_{\boldsymbol{\nu}}^2 = \gamma_x S_f / N_u$  est le SNR par symbole-utilisateur. Le facteur de normalisation  $\rho$  permet d'obtenir un symbole détecté non biaisé (*i.e.* dont l'espérance est égale à celle de  $s_j$ ) pour assurer le seuillage (*demapping*) des constellations  $\chi$  d'ordre élevé (non PSK) par la suite. De manière équivalente, on peut chercher  $\mathbf{w}'_j^T$  répondant au critère MMSE en appliquant d'abord le filtre adapté au signal reçu, *i.e.*  $s_j = \mathbf{w}_j^T \mathbf{r} = \mathbf{w}'_j^T \mathbf{H}^H \mathbf{r}$ . On obtient alors l'équation (4.25) qui propose un résultat théoriquement équivalent à (4.24), mais demande l'inversion d'une matrice de taille  $(N_u \times N_u)$  au lieu de  $(S_f \times S_f)$ .

$$\mathbf{w}_j^T = \boldsymbol{\delta}_j^T (\mathbf{H} \mathbf{C})^H \cdot \left( (\mathbf{H} \mathbf{C}) (\mathbf{H} \mathbf{C})^H + \frac{1}{\gamma_s} \mathbf{I} \right)^{-1} \cdot \rho \quad (4.24)$$

$$\mathbf{w}_j^T = \boldsymbol{\delta}_j^T \left( \mathbf{C}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{C} + \frac{1}{\gamma_s} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{H}^H \cdot \rho \quad (4.25)$$

$$\rho = \boldsymbol{\delta}_j^T \text{diag} \left( \left( (\mathbf{H} \mathbf{C})^H (\mathbf{H} \mathbf{C}) + \frac{1}{\gamma_s} \mathbf{I} \right)^{-1} (\mathbf{H} \mathbf{C})^H (\mathbf{H} \mathbf{C}) \right) \quad (4.26)$$

**ZF** ▷ L'application du critère ZF sur le symbole de l'utilisateur  $j$  correspond au cas MMSE en posant  $\frac{1}{\gamma_s} = 0$ . Son intérêt réside dans sa grande simplicité en SUD comme nous le verrons dans la section suivante.

**Complexité**  $\triangleright$  La complexité des détections linéaires MUD provient principalement de l'inversion de matrice nécessaire. Toutefois, la matrice à inverser étant hermitienne définie-positive, il est possible d'optimiser le traitement tant au niveau complexité que stabilité. On peut ainsi employer la décomposition de Cholesky qui décompose cette matrice en deux triangulaires (inférieure  $\mathbf{T}_l$  et supérieure  $\mathbf{T}_l^H$ ), et appliquer l'inversion simplifiée "LU" :

$$(\mathbf{C}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{C} + \frac{1}{\gamma_s} \mathbf{I}) = (\mathbf{T}_l \mathbf{T}_l^H) \Rightarrow \hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{T}_l^H)^{-1} \cdot (\mathbf{T}_l)^{-1} \cdot \mathbf{C}^H \mathbf{H}^H \cdot \rho \cdot \mathbf{r}. \quad (4.27)$$

Par ailleurs, il est possible de remplacer l'inversion par une expansion polynomiale [120, 121], en remarquant l'égalité suivante (où l'on remplacera par une somme finie) :

$$(\mathbf{I} + \mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{H}^H)^{-1} = \sum_{i=0}^{+\infty} \alpha_i (\mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{H}^H)^i \quad (4.28)$$

Ces deux solutions ont été implémentées et testées dans la contribution [20], montrant les limites de la dernière approximation.

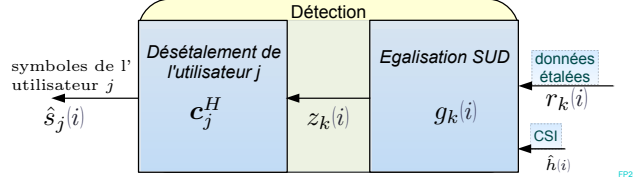
**Traitement des interférences**  $\triangleright$  L'intérêt de cette détection MUD n'apparaît que si l'on cherche à traiter une partie de la MAI dans un cas non pleine-charge ( $N_u < S_f$ ). En effet,  $\mathbf{C} = \mathbf{U}_{WH}$  étant hermitienne à pleine-charge, la matrice à inverser devient diagonale et on en revient aux détections SUD présentées dans la section suivante. Dans le cas général, en repartant de (4.18) et en notant  $\mathbf{X} \circ \mathbf{I}$  l'opération qui consiste à ne garder que les termes de la diagonale de la matrice  $\mathbf{X}$ , on peut aider à la compréhension du compromis entre réduction des interférences et minimisation du bruit en réorganisant l'équation :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{s} + \mathbf{W} \boldsymbol{\nu} = \underbrace{(\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{C}) \circ \mathbf{I}}_{\text{signal utile}} \cdot \mathbf{s} + \underbrace{((\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{C}) - (\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{C}) \circ \mathbf{I})}_{\text{MAI}} \cdot \mathbf{s} + \underbrace{\mathbf{W} \boldsymbol{\nu}}_{\text{bruit}}, \quad (4.29)$$

ou de manière équivalente en ne considérant que l'utilisateur  $j$  :

$$\hat{s}_j = \underbrace{(\mathbf{w}_j^T \mathbf{H} \mathbf{C})_j}_{\text{signal utile}} \cdot s_j + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq j}^{N_u} (\mathbf{w}_j^T \mathbf{H} \mathbf{C})_i}_{\text{MAI}} \cdot s_i + \underbrace{\mathbf{w}_j^T \boldsymbol{\nu}}_{\text{bruit}}. \quad (4.30)$$

La contribution des interférences des autres utilisateurs apparaît alors clairement dans le deuxième terme (MAI) correspondant aux éléments non diagonaux de la matrice  $(\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{C})$ . Il convient donc de minimiser ce terme tout en gardant un niveau de bruit correct. La détection ZF annule ce terme de MAI puisque  $(\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{C}) = \mathbf{I}$ , mais au prix d'une matrice  $\mathbf{W}$  quelconque qui peut fortement augmenter le niveau de bruit initial. De même, si l'étalement est réalisé sur des *chips* totalement corrélés, *i.e.*  $\mathbf{H} = \alpha \mathbf{I}$ , les signaux des différents utilisateurs restent orthogonaux et le terme de MAI est nul même en MMSE. Dans les autres cas, la détection MMSE-MUD réalise le compromis linéaire optimal entre la réduction des termes non diagonaux de  $(\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{C})$  et la maximisation du SNR. Toutefois, visant des applications haut-débit, nous supposons que tous les codes sont constamment attribués et présentons alors des techniques SUD plus simples et atteignant les mêmes performances à pleine-charge.

4.1.5.4 Détection linéaire simplifiée par *chip* (SUD)FIG. 4.13 – Détection linéaire SUD de l'utilisateur  $j$ 

La simplification extrême de la détection linéaire consiste à traiter de manière disjointe l'égalisation fréquentielle et le désétalement. Ainsi, l'OFDM ayant transformé un canal sélectif en fréquence en plusieurs canaux non sélectifs, il est possible d'égaliser simplement par un facteur multiplicatif (valeur complexe  $g_k$ ) par *chip* afin de corriger la réponse fréquentielle du canal (*i.e.* la phase et l'amplitude de chaque *chip*). La récupération du symbole se fait ensuite par un désétalement qui consiste en une simple corrélation entre les  $S_f$  *chips* égalisés du symbole-étalé et le code  $\mathbf{c}_j$  de l'utilisateur concerné. La figure 4.13 illustre cette détection linéaire SUD (*Single-User Detection*), représentée par l'équation suivante où  $\mathbf{G}$  est maintenant diagonale :

$$\hat{s}_j = \mathbf{w}_j^T \mathbf{r} = \mathbf{c}_j^H \mathbf{G} \mathbf{r}, \quad \text{avec } \mathbf{G} = \text{diag} \{g_1, \dots, g_{S_f}\}. \quad (4.31)$$

En développant afin de faire apparaître la MAI et le bruit, on obtient :

$$\hat{s}_j = \underbrace{\sum_{k=1}^{S_f} (g_k h_k) |c_{j,k}|^2 s_j}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq j}^{N_u} \sum_{k=1}^{S_f} (g_k h_k) (c_{j,k}^* c_{i,k}) s_i}_{\text{MAI}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{S_f} c_{j,k}^* g_k \nu_k}_{\text{bruit}}. \quad (4.32)$$

Le détecteur délivre ainsi un symbole souple qui a bénéficié de la diversité d'étalement sur des *chips* différents, sans pour autant avoir la complexité d'une détection MUD. Ne traitant pas conjointement les différents codes, les contributions des autres utilisateurs (MAI) sont assimilées à un bruit supplémentaire; les performances en SUD seront alors réduites par rapport au MUD, sauf à pleine-charge, l'étalement étant effectué par matrice unitaire. De plus, en supposant la décorrélation des *chips* et des symboles-utilisateurs  $s_i$ , l'application du théorème de la limite centrale avec des valeurs de  $S_f$  et  $N_u$  élevées conduit à considérer la MAI comme une variable gaussienne [122]. Nous vérifierons donc que le MMSE-SUD, que nous appellerons généralement MMSE par la suite, atteint alors les performances optimales de la détection linéaire lorsque  $N_u = S_f$ ; mais auparavant nous rappelons 3 autres égalisations courantes. Les deux premières (MRC et EGC) ne tentent pas de restaurer le signal d'origine et donc ne sont *a priori* pas adaptées à un signal multi-utilisateurs avec une modulation d'ordre élevé; la troisième (ZF) inverse l'effet du canal sans tenir compte du bruit.

**MRC** ▷ La combinaison à gain maximal (MRC : *Maximum Ratio Combining*) tente de maximiser le SNR sans tenir compte des interférences des autres utilisateurs. Elle est donc optimale uniquement dans le cas où la même information est portée par les différents *chips* (ce qui revient aux mêmes symboles-utilisateurs ou lorsqu'un seul utilisateur est actif), *i.e.* lorsque le terme de MAI n'existe pas (diversité de canaux sans interférences avec bruit AWGN). Dans le cas contraire, l'orthogonalité entre utilisateurs n'est pas restaurée mais au contraire la MAI est décuplée. Le facteur d'égalisation  $g_k$  se réduit au conjugué du canal

$$g_k = h_k^* \rho, \quad (4.33)$$

où la normalisation  $\rho = S_f / \sum_{k=1}^{S_f} |h_k|^2$  permet d'obtenir un symbole non biaisé. L'égalisation MRC en mono-utilisateur fournissant les performances optimales d'un système à diversité, nous l'utiliserons pour fournir une limite inférieure de probabilité d'erreur. Cette limite est souvent désignée sous l'acronyme anglais SUB (*Single-User Bound*) ou MFB (*Matched-Filter Bound*). En combinant (4.32) et (4.33), le symbole détecté devient

$$\text{(SUB = MRC, 1 utilisateur) : } \frac{1}{\rho} \hat{s}_j = \underbrace{\sum_{k=1}^{S_f} |h_k|^2 |c_{j,k}|^2 s_j}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{S_f} c_{j,k}^* h_k^* \nu_k}_{\text{bruit}}. \quad (4.34)$$

**EGC** ▷ La combinaison à gain égal (EGC : *Equal Gain Combining*) restaure uniquement la phase du signal émis. Le facteur d'égalisation  $g_k$  est alors d'amplitude unitaire :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|} \rho, \quad \text{avec } \rho = \frac{S_f}{\sum_{k=1}^{S_f} |h_k|} \quad (4.35)$$

**ZF** ▷ La combinaison à restauration d'orthogonalité (ZF : *Zero Forcing*) inverse les effets du canal. Le facteur d'égalisation  $g_k$  est alors :

$$g_k = \frac{1}{h_k} = \frac{h_k^*}{|h_k|^2} \quad (4.36)$$

De cette manière, le terme de MAI est annulé puisque les utilisateurs sont orthogonaux après égalisation, mais le terme de bruit est fortement augmenté si le coefficient de canal  $h_k$  est très faible. De plus, la diversité apportée par l'étalement n'est pas réellement traitée. En combinant (4.32) et (4.36), le symbole détecté devient

$$\hat{s}_j = \underbrace{\sum_{k=1}^{S_f} |c_{j,k}|^2 s_j}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{S_f} c_{j,k}^* \frac{\nu_k}{h_k}}_{\text{bruit}}. \quad (4.37)$$

Les performances seront donc indépendantes de la charge, et l'étalement n'a que peu d'intérêt. En effet, le terme de bruit après égalisation s'apparente à une somme de distributions de Cauchy (dont les moments sont indéterminés) ; Des simulations Monte-Carlo ont alors vérifié l'absence d'intérêt de l'étalement en ZF [122]. Afin de limiter cette amplification du bruit, nous allons maintenant présenter quelques techniques intermédiaires.

**MMSE** ▷ L'application du critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) par *chip* au système  $z_k = g_k h_k x_k + g_k \nu_k$  conduit à un facteur d'égalisation  $g_k$  :

$$g_k = \frac{h_k^* \mathbb{E}[|x_k|^2]}{|h_k|^2 \mathbb{E}[|x_k|^2] + \mathbb{E}[|\nu_k|^2]} \cdot \rho = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + 1/\gamma_x} \cdot \rho \quad (4.38)$$

$$\rho = S_f / \sum_{k=1}^{S_f} \frac{|h_k|^2}{|h_k|^2 + 1/\gamma_x} \quad (4.39)$$

où  $\gamma_x = \frac{\mathbb{E}[|x_k|^2]}{\mathbb{E}[|\nu_k|^2]}$  est égal au SNR par *chip*  $\gamma_c$  en supposant un canal normalisé en puissance, et  $\rho$  est un facteur de normalisation permettant d'obtenir un symbole détecté non biaisé pour des constellations d'ordre élevé. Pour certaines charges intermédiaires et dans le cas où les distorsions du canal ne sont pas totalement restaurées (*i.e.* en MMSE-SUD sur des *chips* subissant des atténuations différentes), la valeur de  $\gamma_x$  peut être légèrement réduite pour y inclure l'effet de la MAI, le SNR s'apparentant plus au SINR puisque les interférences sont vues comme un bruit supplémentaire en SUD. De tels résultats sont fournis dans [122].

**MMSEso** ▷ Afin de limiter l'augmentation du bruit que produit une inversion du canal (ZF), sans nécessiter la connaissance du rapport signal-à-bruit comme en MMSE, différentes techniques peuvent être proposées. Une solution de détection intermédiaire, que nous appelons par abus de langage MMSEso ("MMSE sous-optimal"), consiste alors à fixer cette valeur de SNR afin que la détection soit optimale uniquement à un certain point de fonctionnement. Cela conduit à un facteur d'égalisation

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + 1/\gamma_0} \cdot \rho \quad (4.40)$$

où  $\gamma_0$  est choisi pour que la transmission soit possible jusqu'au "pire-cas" du point de fonctionnement optimal [123]. Notons également que l'implantation sur des composants avec une résolution de représentation des nombres limitée (en particulier si on fonctionne à virgule fixe) devrait réduire les différences de performances entre ZF, MMSE, et MMSEso, et il pourra alors être judicieux de correctement seuiller et arrondir (au supérieur ou à l'inférieur) lors des traitements et divisions; par défaut, le récepteur fonctionnera donc avec une égalisation MMSE sous-optimale.

#### 4.1.5.5 Techniques de suppression des interférences d'accès multiple (IC)

Des techniques de suppression d'interférences peuvent se greffer sur les détections précédentes. Elles fonctionnent de manière itérative en estimant la MAI des différents utilisateurs pour la soustraire du signal reçu afin de détecter le signal utile dans les meilleures conditions possibles. Plusieurs étages successifs de détection et suppression peuvent être utilisés. Enfin, on peut distinguer deux types de techniques, à savoir la suppression parallèle d'interférences (PIC : *Parallel Interference Cancellation*) et la suppression série d'interférences (SIC : *Successive Interference Cancellation*). Alors que le PIC estime et retranche l'ensemble

des interférences simultanément à chaque itération, le SIC peut être vu comme un cas particulier du PIC ne supprimant qu'une seule des interférences à chaque étage. Par ailleurs, chaque étage est généralement constitué d'une des détections linéaires vues précédemment, mais le système itératif global peut être qualifié de non-linéaire et multi-utilisateurs.

**PIC** ▷ A partir du signal reçu  $\mathbf{r}$ , le premier étage du détecteur PIC estime simultanément les  $N_u - 1$  signaux interférents, à l'aide d'une détection MMSE par exemple. Ces symboles estimés servent à reconstruire le signal MC-CDMA des interférents émis, puis reçu en utilisant la connaissance du canal  $\mathbf{H}$ . La MAI estimée qui en résulte est ensuite retranchée du signal  $\mathbf{r}$  afin d'obtenir un signal avec théoriquement moins d'interférences pour détecter l'utilisateur  $j$ . Plusieurs étages réalisant ce même algorithme peuvent se succéder pour diminuer progressivement la MAI, comme illustré par l'équation qui présente le symbole estimé de l'utilisateur  $j$  en sortie de l'étage  $e$  en fonction des symboles estimés de l'étage précédent  $\hat{s}_i^{(e-1)}$  :

$$\hat{s}_j^{(e)} = \mathbf{w}_j^T(e) \left( \mathbf{r} - \mathbf{H} \sum_{i=1, i \neq j}^{N_u} \mathbf{c}_i \hat{s}_i^{(e-1)} \right), \quad \text{avec } \hat{s}_i^{(0)} = \mathbf{w}_i^T(0) \cdot \mathbf{r} \quad (4.41)$$

**SIC** ▷ Le SIC ne supprime que le signal interférent de l'utilisateur restant le plus puissant à chaque itération. Cet algorithme présente un intérêt lorsque la puissance de certains utilisateurs est supérieure aux autres puisque les signaux les plus puissants sont généralement détectés de manière plus fiable. Toutefois le SIC nécessite plusieurs itérations afin de supprimer les différents interférents et donc entraîne une augmentation du délai de traitement. La figure suivante illustre ce principe :

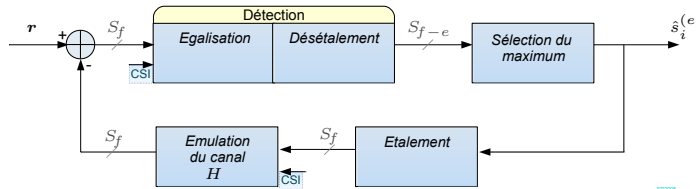


FIG. 4.14 – Détection de l'utilisateur  $j$  par algorithme SIC : étage  $e$

#### 4.1.6 Conclusion sur les systèmes MC-SS

Le système MC-SS considéré peut être qualifié d'orthogonal en fréquence et en temps dans le sens où ni les sous-porteuses ni les bloc-OFDM n'interfèrent, ce qui se résume par une absence d'interférences entre *chips*. Toutefois, le choix d'un système OFDM-CDMA en voie descendante avec partage des utilisateurs par le code (CDMA) introduit de l'interférence entre utilisateurs (MAI) lors du passage sur un canal multi-trajets avec Doppler. Différentes techniques de détection sont alors proposées pour atteindre le compromis idéal entre réduction de la MAI, maximisation du SNR, et complexité.



**Système préconisé en voie montante** ▷ Les systèmes OFDM-CDMA montrent leurs limites en voie montante où les utilisateurs subissent des évanouissements différents et la MAI prédomine. L'estimation de canal à base de pilotes sur tous les *chips* pour l'ensemble des utilisateurs ne serait pas efficace. Nous supposons donc l'utilisation d'un accès multiple plus simple (de type FTDMA) en UL, justifiant une fois de plus que la BS n'ait pas de connaissance complète des canaux (ce qui limite les algorithmes possibles en DL). Par ailleurs, des techniques de décodage optimales sont possibles à la BS puisque la contrainte de complexité y est moins forte<sup>(2)</sup>. Enfin, l'IFFT de l'émetteur peut être déportée au récepteur, se ramenant à un système mono-porteuse. Le MT reste alors un émetteur assez simple (SS, *chip-mapping*, codage convolutif) et la BS assume la plupart des traitements complexes (boucle itérative incluant détection et décodage avec suppression des interférences et échange souple d'information). L'UL n'étant pas l'axe développé dans ce rapport, nous avons limité les simulations à l'OFDM-CDMA avec turbo-codage et des détections linéaires SUD dans le cadre du projet MATRICE, mais les résultats présentent peu d'intérêt et ne seront donc pas mentionnés.

**Système préconisé en voie descendante** ▷ Le système repose sur les techniques multi-porteuses. L'ajout de l'étalement, dans la mesure où la complexité de réception du MT est limitée, est plus discutable<sup>(3)</sup>. Le choix peut résulter d'une succession de compromis entre les méthodes d'allocation des différents utilisateurs, les algorithmes de détection et de diversité, et les interférences résultantes, sans oublier le contexte multi-cellulaire. Nous partons sur un système OFDM-CDMA par la simplicité d'allocation de l'accès multiple et les bonnes propriétés en contexte multi-cellulaire du MC-CDMA vantées dans la littérature. Par ailleurs nous pourrions jouer sur ce compromis entre MAI et diversité grâce à la souplesse du *chip-mapping* dans un contexte réaliste de canal corrélé. De plus, l'étalement peut simplifier le problème du décodage souple en diminuant le besoin de codage-canal ou la sensibilité au calcul de fiabilité entre le système MC-SS et le décodeur-canal ; en effet, la diversité récupérée rend le canal équivalent perçu plus *Gaussien*, au prix d'une possible perte d'optimalité s'il n'y a pas de traitement des interférences propres à l'étalement.

La comparaison des performances en fonction de la charge nous intéressera peu dans ce rapport, et a déjà fait l'objet de nombreuses études [122, 124]. Nous y avons également contribué au début du projet MATRICE [19, 20]. Cependant, dans un contexte 4G haut-débit, nous préférons assurer une pleine-charge distribuant tous les codes entre les utilisateurs actifs, facilitant par là-même la comparaison des performances<sup>(4)</sup> tout en optimisant l'efficacité spectrale. Par ailleurs nous avons discuté l'éventuel recours à des accès multiples supplémentaires pour résoudre le compromis débit sur répartition de charge.

---

<sup>(2)</sup>Il est également possible d'envisager l'étalement des données d'un même utilisateur (OFTDMA-SS), ce qui pourra être avantageux dans le cas d'une réception itérative à la BS pour supprimer les interférences d'étalement et profiter d'un effet turbo.

<sup>(3)</sup>Nous parlons ici d'un étalement fixé et identique pour les différents utilisateurs, et il n'y a pas de procédure d'allocation dynamique rapide des ressources ni de pré-égalisation puisque nous avons mentionné dans le paragraphe précédent que la BS n'avait pas de connaissance instantanée des différents canaux.

<sup>(4)</sup>La pleine-charge présente le "pire-cas" en taux d'erreur, et les détections MMSE-SUD et MMSE-MUD sont alors équivalentes. Ainsi, le MMSE-MUD sera mis de côté dans les résultats des chapitres suivants.

Rappelons que la connaissance instantanée du canal sera possible au récepteur (cf. chap. 8) mais pas à l'émetteur vu le choix du système UL et la variation rapide du canal. Enfin, le système multi-porteuses considéré, ayant une contrainte de bande ( $\approx 50$  MHz), doit maximiser l'efficacité spectrale en récupérant un maximum de diversité. On utilisera donc, pour avoir une comparaison honnête des performances d'un système 4G, une chaîne de transmission complète avec tous les algorithmes de codage nécessaires à la récupération de cette diversité au niveau de chaque *slot* transmis. En effet, l'étalement et le codage interagissent, et les détections et décodages seront fortement liés avec des possibilités d'échange d'information souple. La discussion dérive alors sur le rapport performance/complexité des traitements mis en œuvre. Ainsi, les détections linéaires choisies (ZF et MMSE) délivrent des symboles souples qui seront utilisés lors du *demapping* afin de délivrer une fiabilité à l'entrée du décodeur de Viterbi. Nous préférons d'abord explorer l'axe des détections linéaires à complexité réduite afin d'en évaluer les performances par rapport aux bornes et éventuellement autoriser leur association à un récepteur itératif<sup>(5)</sup>.

## 4.2 Système de communication SISO complet

Un système de communication est traditionnellement constitué d'émetteurs, de canaux de transmissions, et de récepteurs. La voie descendante d'un réseau radio-mobile s'apparente à un système de diffusion (point-multipoint de la BS vers les différents MT) synchrone. Dans ce contexte d'échange d'information entre l'antenne de la BS et l'antenne d'un terminal donné, la théorie de l'information [1] affirme qu'il est possible d'établir une transmission sans erreurs dès que l'entropie de la source est inférieure à la capacité du canal. Cette borne (au sens théorie de l'information) suppose de considérer des blocs de données de

<sup>(5)</sup> Les techniques de suppression d'interférences ne seront donc pas utilisées telles que présentées ci-avant puisque nous devons auparavant considérer le reste de la chaîne. Les PIC et SIC présentés au niveau local de la détection ne profitent en effet pas de la réduction d'erreur que pourrait offrir le codage-canal et peuvent alors propager les erreurs de détection. La boucle itérative devra donc être étendue au prix d'une plus grande complexité si nécessaire.

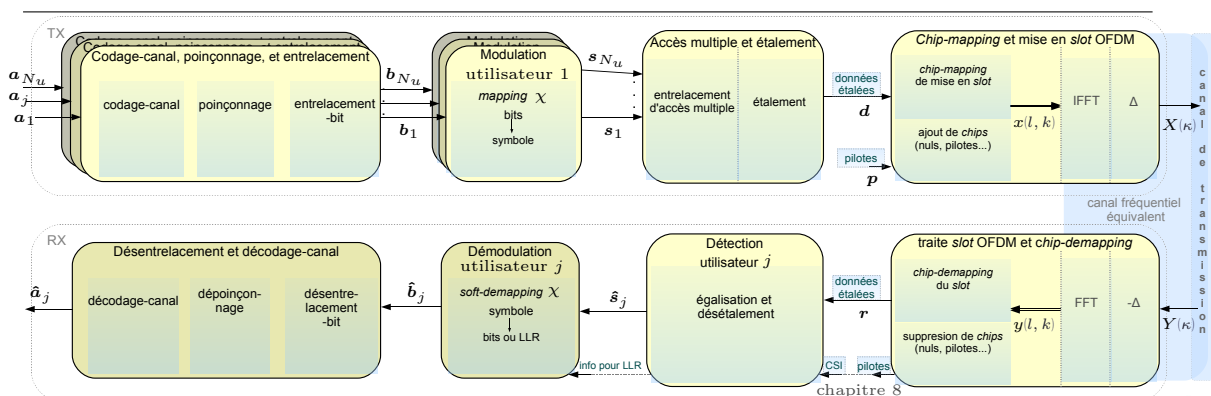


FIG. 4.15 – Schéma de la chaîne de transmission SISO en bande de base

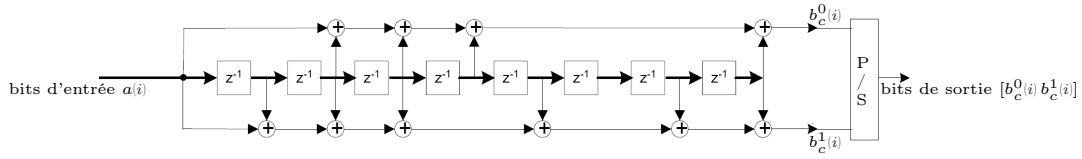
taille infinie avec le traitement adéquat (codage idéal de complexité infinie). Cependant, nous fonctionnons en mode paquet, plus précisément par *slot*, supposant des applications dont les délais sont limités, ce qui amène à poser le système de communication suivant, afin d'autoriser une flexibilité et de maximiser la capacité tout en gardant une complexité raisonnable. La figure 4.15 schématise, en bande de base, cette chaîne de transmission mono-antenne (SISO : *Single-Input Single-Output*).

## 4.2.1 L'émetteur

### 4.2.1.1 Codage-canal, poinçonnage et entrelacement

**Principe général**  $\triangleright$  Les sources d'informations proviennent des  $N_u$  utilisateurs actifs qui émettent des données binaires supposées inconnues et *i.i.d.*. Suivant l'application qui a précédé la génération de ces données binaires, elles peuvent avoir subi différents traitements tels qu'une compression (codage de source) afin d'en optimiser la représentation sur le minimum de bits possible. Ensuite, ces données doivent être différemment protégées pour être reçues de manière plus ou moins fiable au récepteur. C'est là qu'interviennent les codes correcteurs d'erreurs, pour fiabiliser la transmission de chaque utilisateur indépendamment. Une redondance et un certain étalement de l'information est ainsi ajouté pour combattre les effets du bruit et des variations du canal (évanouissements). Cette redondance d'information, utilisée au récepteur pour détecter et surtout corriger le maximum d'erreurs, améliore de façon significative les performances quel que soit le canal ; Le codage est donc incontournable pour approcher les limites théoriques de la capacité sur canal AWGN et également tirer parti de la diversité du canal dans les systèmes à diversité. Leur intérêt en est donc que plus grand dans les systèmes OFDM constitués de nombreuses branches subissant des évanouissements de Rayleigh. Par ailleurs, sur canaux réalistes avec une certaine corrélation en temps et fréquence, il est utile de s'assurer que l'information est codée sur des *chips* les plus décorrélés possibles afin de profiter au maximum de cette diversité. La taille des systèmes de codage étant limitée par la complexité de traitement, il est alors plus judicieux de lier le codage à de l'entrelacement-bit pour maximiser la diversité avec un codage/décodage raisonnable. Plusieurs types de codage-canal sont couramment utilisés, et on sépare généralement les codes en blocs des codes convolutifs [125]. Les premiers considèrent un bloc d'information de taille  $L_a$  qu'ils multiplient par une matrice de codage de taille  $(L_b \times L_a)$  pour délivrer  $L_b$  bits codés. Le rendement de l'opération est alors  $R_c = L_a/L_b$ . Les seconds procèdent à une convolution des bits d'entrée par plusieurs "filtres-codes", et sont généralement poinçonnés par la suite pour en augmenter le rendement, comme nous allons le voir rapidement. Le bloc de bits d'entrée de l'utilisateur  $j$  est noté  $\mathbf{a}_j = [a_j(1), \dots, a_j(N_{ia})]^T$  et le bloc de sortie  $\mathbf{b}_j = [b_j(1), \dots, b_j(N_{ib})]^T$ , avec  $N_{ia} = N_{is}/S_f \times \eta_{th}$  correspondant au nombre de bits émis par un utilisateur sur un *slot* et  $N_{ib} = N_{ia}/R_c$  le nombre de bits codés correspondant.

**Codage-canal convolutif**  $\triangleright$  L'existence d'un décodage optimal ML de complexité raisonnable et pouvant être à entrées et sorties souples rend les codes convolutifs attractifs. Ils

FIG. 4.16 – Principe du codeur convolutif utilisé (CCC-UMTS,  $R_c = 1/2$ ,  $K = 9$ )

sont par ailleurs très adaptés aux erreurs apparaissant de manière éparpillées ce qui sera le cas en supposant un entrelacement suffisant. Ainsi, le bit codé  $b_c^l(i)$  dépend de l'entrée  $i$  mais également des  $(K - 1)$  entrées précédentes à la manière d'un filtre comme présenté sur la figure 4.16 et dans l'équation suivante où l'addition s'effectue modulo 2 :

$$b_c^l(i) = \sum_{k=1}^K g^l(k) a(i - k), \quad g^l(k) \in \{0, 1\}, \quad i = 1 \dots N_{ia} + K - 1 \quad (4.42)$$

Dans les résultats présentés avec codage-canal convolutif (CCC), nous utiliserons un code mère de rendement  $R_{cc} = 1/2$  constitué des deux vecteurs polynomiaux suivants :

$$g^0(k) = [101110001] \equiv (561)_{\text{octal}} \quad (4.43)$$

$$g^1(k) = [111101011] \equiv (753)_{\text{octal}} \quad (4.44)$$

Il s'agit du code convolutif de longueur de contrainte  $K = 9$  utilisé pour l'IS-95 et l'UMTS [126]. Plus précisément, le nombre  $N_{ib}$  de bits émis par *slot* sera de  $2(N_{ia} + K - 1)$  à cause des effets de bord du filtrage en supposant un retour à l'état initial; le poinçonnage qui suivra rétablira le rendement voulu. La possibilité d'entrées et sorties souples au décodage autorise également la concaténation avec d'autres codes, et en particulier la concaténation de deux codes convolutifs séparés par un entrelaceur et échangeant des informations souples. C'est le principe du Turbo-décodage [5] dont les performances approchent les limites théoriques. Nous utiliserons aussi ce schéma de codage en nous basant sur le turbo-code proposé dans les normes UMTS [126]. Il s'agit de la concaténation parallèle de 2 codes convolutifs de longueur de contrainte  $K = 4$ . On ajoute de manière systématique les bits d'entrée à la sortie, ce qui aboutit à un rendement proche de  $1/3$ ; dans ce cas,  $N_{ib} = 3(N_{ia} + K - 1) = 3N_{ia} + 12$ . France Télécom a fourni les fichiers nécessaires au fonctionnement du Turbo-codeur conformément à la norme. Nous noterons par la suite CCC-UMTS et TCC-UMTS respectivement les codages convolutif et turbo. Un autre schéma de codage intéressant est basé sur les codes LDPC (*Low-Density Parity Check*). Par concision, nous ne donnerons cependant pas de résultats avec ce codage dont les performances sont assez proches des Turbo-codes [127].

**Poinçonnage**  $\triangleright$  Le rendement du codage, lié à la quantité de redondance introduite, conditionnera directement les performances de la correction d'erreur. Une manière simple et souple de modifier le rendement du codage-canal initial est de le poinçonner [128]. Cette opération consiste à supprimer de manière périodique certains des bits codés pour en augmenter le débit; il a été montré que les performances obtenues peuvent être proches d'un codage non poinçonné de rendement équivalent. Ainsi, en notant  $R_c = R_{cc}R_{cp}$  le rendement

global de l'opération codage et poinçonnage, le bloc de bits  $\mathbf{b}_c = [b_c(1), \dots, b_c(R_{cc}N_{ia})]^T$  est multiplié par une matrice de poinçonnage pour aboutir au bloc  $\mathbf{b}_p = [b_p(1), \dots, b_p(R_c N_{ia})]^T$ . En jouant sur le poinçonnage, nous utiliserons plusieurs valeurs de rendement  $R_c = N_{ib}/N_{ia}$  afin d'adapter la quantité de codage aux besoins et au canal, comme précisé dans les scénarios page 60.

**Entrelacement-bit** ▷ Afin d'optimiser les performances du codage-canal, on utilise des techniques d'entrelacement-désentrelacement qui ont pour but de casser les paquets d'erreurs introduits par le canal. Les bits de sortie  $\mathbf{b} = [b(1), \dots, b(N_{ib})]^T$  ne sont autres qu'un réarrangement de l'ordre des bits d'entrée  $b_p(i)$ . La permutation de bits utilisée s'apparente à une redistribution aléatoire sur l'ensemble du *slot*. Signalons que les opérations de poinçonnage et d'entrelacement peuvent être réalisées conjointement lors de l'implémentation.

Avec la structure de *slot* considérée ( $N_{bd} = 24$ ;  $N_d/S_f = 24$ ), *i.e.*  $N_{ib}/R_\chi = 576$  *chips* de donnée par *slot*, les valeurs  $N_{ia}$  et  $N_{ib}$  sont données dans le tableau :

rendement global $\eta_{th}$ ; codage $R_c$	$\eta_{th}=1$ ; $R_c=\frac{1}{2}$	$\eta_{th}=1.5$ ; $R_c=\frac{3}{4}$	$\eta_{th}=2$ ; $R_c=\frac{1}{2}$	$\eta_{th}=3$ ; $R_c=\frac{3}{4}$	$\eta_{th}=3$ ; $R_c=\frac{1}{2}$	$\eta_{th}=4.5$ ; $R_c=\frac{3}{4}$
bits de donnée d'entrée $N_{ia}$ [bit/ <i>slot</i> ]	576	864	1152	1728	1728	2592
bits codés $N_{ib}$ = taille entrelaceur [bit/ <i>slot</i> ]	1152	1152	2304	2304	3456	3456

#### 4.2.1.2 Conversion binaire-à-symbole

**Principe** ▷ Les bits d'information codés et entrelacés de l'opération précédente sont regroupés et convertis en symboles de données, suivant une certaine règle que l'on retrouve souvent sous le nom de modulation, *mapping* ou conversion binaire-à-symbole. On distingue plusieurs manières de réaliser cette conversion en symboles représentés par des nombres complexes parmi un alphabet discret (appelé constellation). Les modulations différentielles, qui choisissent le symbole de sortie en fonction des bits d'entrée mais également du symbole précédent, ne nous intéresseront pas dans ce rapport. Elles peuvent cependant éviter une estimation de canal au récepteur et donc être intéressantes dans un contexte radio-mobile à haute vitesse où l'estimation est rendue difficile. Le *mapping* direct que nous employons consiste à regrouper  $R_\chi = \log_2(|\chi|)$  bits, pour les associer au symbole  $s$  correspondant parmi les  $|\chi|$  symboles d'une constellation de type QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Le bloc de symboles de sortie sur un *slot* pour l'utilisateur  $j$  est noté  $\mathbf{s}_j = [s_j(1), \dots, s_j(N_{ib}/R_\chi)]^T$ .

**QAM avec *mapping* de Gray** ▷ Ces constellations sont normalisées en puissance, *i.e.*  $\mathbb{E}[|s|^2] = 1$ . Nous utilisons des constellations carrées avec un *mapping* de Gray (*i.e.* deux symboles voisins de la constellation ne diffèrent que d'un bit) pour faire la relation entre les bits d'entrée  $b$  et le symbole de sortie  $s$ ; La figure 4.17 illustre la QPSK (ou 4QAM) et la 16QAM. Lors de l'implémentation, signalons que la normalisation peut être réalisée plus tard dans la chaîne afin de travailler avec des entiers.

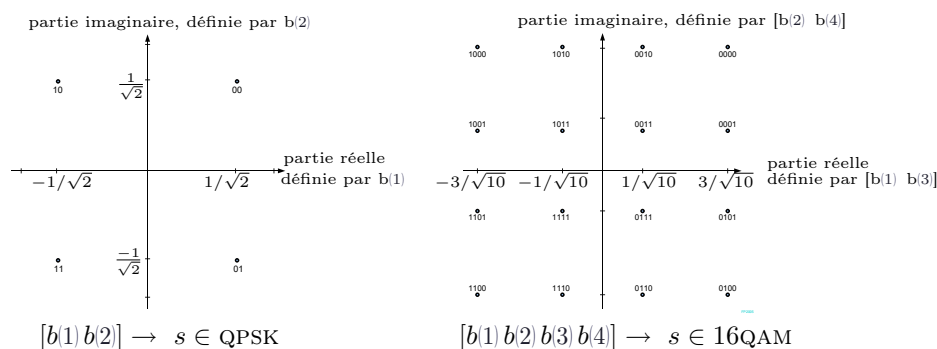


FIG. 4.17 – Constellations  $|\chi|$ -QAM utilisées : QPSK et 16QAM avec *mapping* de Gray

### 4.2.1.3 Accès multiple et étalement

Les symboles de chaque utilisateur sont ensuite regroupés et éventuellement étalés conformément aux schémas présentés dans la section 4.1.4. L'accès multiple peut procéder à une allocation différente des codes et des puissances suivant les utilisateurs. Ceci ne nous intéresse pas ici, et seule la connaissance du multiplexage des informations et de l'étalement sera utilisée au récepteur pour la détection. Dans un système multi-cellulaire, notons qu'une opération supplémentaire de *scrambling* est effectuée en multipliant la séquence obtenue après étalement par un code d'embrouillage propre à chaque cellule, afin de "blanchir" et réduire les interférences entre cellules adjacentes. Notons également que nous n'avons pas choisi d'optimiser l'ordre d'allocation des séquences d'étalement CDMA dans un cas non pleine-charge. Avec l'étalement de WH, le nombre de codes possible est une puissance de 2, et nous choisirons généralement de le fixer à 32 afin d'autoriser jusqu'à 32 utilisateurs en CDMA. Le bloc de symboles multi-utilisateurs de sortie sur un *slot* est noté  $\mathbf{d} = [d(1), \dots, d(N_{is})]^T$  avec  $N_{is} = S_f N_{ib} / R_\chi$  le nombre de *chips* de données par *slot*.

### 4.2.1.4 Chip-mapping et mise en slot OFDM

Les symboles-étalés provenant de l'opération précédente sont ensuite placés dans le *slot* suivant une règle de *chip-mapping* adaptée au canal, et insérés parmi d'autres symboles de mise en trame (*framing*) tels que des symboles pilotes ou de synchronisation conformément au *slot* du chapitre 3 (cf. figure 3.1). La modulation OFDM permet ensuite l'accès au canal afin de le représenter en fréquentiel comme nous l'avons vu précédemment en émettant  $x(l, k)$ . Les méthodes de *chip-mapping* ont déjà été présentées à la section 4.1.4 et la modulation OFDM consiste en l'opération d>IDFT suivi de l'ajout de l'intervalle de garde. Le signal obtenu est ensuite transposé en haute fréquence comme précisé en section 3.2, et d'éventuels défauts RF peuvent être ajoutés avant l'envoi dans le canal de propagation.

## 4.2.2 Le récepteur

En plus de la chaîne de réception présentée sur la figure 4.15, le récepteur sera constitué de modules permettant l'acquisition ou l'estimation de certains paramètres, tels que le SNR ou les variations du canal. Nous supposons pour l'instant que le MT connaît parfaitement ces paramètres, et nous verrons dans le chapitre 8 des techniques d'estimation de canal réalistes. Puisqu'il n'y a pas de traitement itératif dans un premier temps, la réception en bande de base peut se résumer aux 4 principaux modules successifs détaillés ci-dessous.

### 4.2.2.1 Traitement du slot OFDM et *chip-demapping*

Le signal OFDM est démodulé afin de récupérer les *chips*  $y(l, k)$  conformément à la figure 4.5. Les fonctions duales des opérations de *framing* et *chip-mapping* de l'émetteur permettent de dissocier les données utiles en les regroupant dans l'ordre adéquat pour les traitements qui vont suivre. Laissant les pilotes de côté pour l'instant, on obtient donc les *chips* de données  $\mathbf{r} = [r(1), \dots, r(N_{is})]^T$ , que nous utilisons par groupes de taille  $S_f$  correspondant à un symbole-étalé pour la détection.

### 4.2.2.2 Détection (égalisation et désétalement)

Les algorithmes de détection tentent de compenser les distorsions du canal et de traiter la diversité apportée par l'étalement. Leur choix influence généralement la manière d'étalement l'information dans les autres modules, et donc la complexité. Le but étant de récupérer de manière la plus fiable possible l'information de l'utilisateur  $j$  parmi le signal  $\mathbf{r}$ , nous emploierons les méthodes proposées en 4.1.5, nous focalisant prioritairement sur les SUD. On obtient ainsi des estimations souples des symboles émis, notées  $\hat{\mathbf{s}}_j = [\hat{s}_j(1), \dots, \hat{s}_j(N_{ib}/R_\chi)]^T$ . La procédure de détection contient également de l'information supplémentaire qui est la fiabilité des estimées. Cette fiabilité dépend du canal sur les *chips* utilisés, et de paramètres tels que le SNR ou les algorithmes employés. Cette fiabilité peut être transmise au *demapping* puis au décodage qui va suivre afin d'améliorer les performances en gardant toute l'information souple disponible aussi loin que possible. Nous verrons ces possibles optimisations au chapitre 6 en les étendant au MIMO, puis au chapitre 8 en les joignant aux problématiques d'estimation de canal. En attendant, nous allons dissocier détection, *demapping* et décodage, et supposer le canal parfaitement connu au récepteur.

### 4.2.2.3 Conversion symbole-à-binaire ou symbole-à-LLR

**Principe**  $\triangleright$  Cette conversion, encore appelée démodulation ou *demapping*, a le rôle inverse du *mapping* réalisé à l'émission. Toutefois, on peut distinguer deux stratégies suivant que la prise de décision binaire est effectuée ici ou dans le module de décodage qui suivra. Dans le premier cas, on peut parler de conversion symbole-à-binaire puisque la prise de décision dure délivre le bit le plus probable en comparant l'entrée à des seuils prédéfinis



par la constellation  $\chi$ . Dans le second cas, on peut parler de conversion symbole-à-LLR (*Log Likelihood Ratio*) puisqu'une information souple est rendue en fonction de la fiabilité du *demapping* pour chacun des bits. Cette information souple, qui dépend des distances aux seuils et éventuellement d'informations sur l'état du canal en provenance du module de détection, est transférée au décodeur-canal à entrée souple. L'idée première du *demapping* souple sous forme de LLR est de représenter l'information et sa fiabilité sous un même nombre réel ; ceci est possible lorsque l'information est binaire, et on choisit de définir le LLR d'un bit comme dans l'équation (4.45), où l'on cherche à estimer  $\hat{b}^{(i)}$  connaissant le symbole d'entrée  $\hat{s}$ . Le signe du LLR déterminerait alors la valeur dure correspondante (0 si positif, 1 si négatif) et sa valeur absolue contient l'information de fiabilité. Le dépoissonnage qui suivra pourra alors aisément ré-introduire les bits poinçonnés en leur donnant une fiabilité nulle, *i.e.* un LLR égal à 0. Nous allons décrire deux exemples de *demapping* souple correspondant aux constellations QPSK et 16QAM utilisées et présentées sur la figure 4.17 ; partant de constellations QAM, nous fonctionnons indépendamment par voie et présentons le calcul sur la voie réelle. Les sorties sous forme de LLR sont adaptées à l'entrée du décodeur qui suivra, et seront utilisées pour leurs meilleures performances face aux sorties dures.

$$(\text{LLR}) : \quad \hat{b}^{(i)} \triangleq \ln \frac{\text{P}(b^{(i)} = 0 | \hat{s})}{\text{P}(b^{(i)} = 1 | \hat{s})}. \quad (4.45)$$

**Demapping souple utilisé en QPSK**  $\triangleright$  Conformément au *mapping* QPSK de la figure 4.17, nous allons chercher à estimer  $\hat{b}^{(1)}$  dont l'information est contenue par la voie réelle du symbole  $\hat{s} = \hat{s}_R + j\hat{s}_I$ . Le même traitement sur la voie imaginaire permettra d'estimer  $\hat{b}^{(2)}$ . Supposant une distribution gaussienne ( $\mathcal{CN}(0, 2\sigma^2)$ ) de l'erreur sur le symbole d'entrée  $\hat{s}$ , les probabilités de l'équation (4.45) dépendent exponentiellement de la distance euclidienne au carré entre ce symbole et ceux de la constellation recherchée. Cette hypothèse, uniquement valide sur canal AWGN sans interférences, sera relâchée au chapitre 6 pour améliorer les performances sur canal de *Rayleigh-i.i.d.*. Par ailleurs, nous pouvons simplifier en prenant uniquement les probabilités sur les symboles les plus proches ; ici, le calcul est alors équivalent à celui d'une modulation d'amplitude à 2 états (BPSK) et nous obtenons :

$$\hat{b}^{(1)} \propto \ln \left( \beta \exp \left( \frac{-1}{2\sigma^2} (\hat{s}_R - 1)^2 \right) \right) - \ln \left( \beta \exp \left( \frac{-1}{2\sigma^2} (\hat{s}_R + 1)^2 \right) \right) \propto \frac{4}{2\sigma^2} \hat{s}_R. \quad (4.46)$$

Ce qui importe étant le rapport de vraisemblance, il ne s'agit que d'une valeur proportionnelle dont le facteur multiplicatif peut être enlevé ; une post-normalisation de ces métriques à l'entrée du décodeur de Viterbi est donc possible. Nous obtenons alors l'estimée  $\hat{b}^{(1)}$  égale à la partie réelle  $\hat{s}_R$  et  $\hat{b}^{(2)}$  égale à la partie imaginaire  $\hat{s}_I$  pour la QPSK.

**Demapping souple utilisé en 16QAM**  $\triangleright$  Conformément au *mapping* 16QAM de la figure 4.17, un symbole contient  $R_\chi = 4$  bits d'information. Nous allons chercher à estimer  $\hat{b}^{(1)}$  et  $\hat{b}^{(3)}$  dont l'information est contenue par la voie réelle du symbole  $\hat{s}$ . Le même traitement sur la voie imaginaire permettra d'estimer  $\hat{b}^{(2)}$  et  $\hat{b}^{(4)}$ . Reprenant une approche similaire à la précédente, il faut toutefois noter que le calcul exact pour une modulation d'amplitude à 4 états souligne que les différents bits n'ont pas la même fiabilité. En effet la



figure met en évidence que les bits 1 et 2 sont en moyenne moins sensibles au bruit que les bits 3 et 4 qui ont deux seuils de transition en  $-2/\sqrt{10}$  et  $2/\sqrt{10}$ . Après simplification en ne considérant que les symboles les plus proches pouvant induire en erreur (cf. l'hypothèse "Max-log" :  $\ln \sum \exp(\alpha_n) \approx \max(\alpha_n)$ ), on obtient la bonne approximation suivante :

$$\hat{b}(1) \propto \frac{4}{2\sigma^2\sqrt{10}}\hat{s}_R ; \quad \hat{b}(3) \propto \frac{4}{2\sigma^2\sqrt{10}}(|\hat{s}_R| - \frac{2}{\sqrt{10}}). \quad (4.47)$$

Comme en QPSK, le facteur multiplicatif peut être enlevé et on obtient la même chose sur la partie imaginaire, à savoir  $\hat{b}(2) \propto \hat{s}_I$ , et  $\hat{b}(4) \propto (|\hat{s}_I| - \frac{2}{\sqrt{10}})$ .

#### 4.2.2.4 Désentrelacement et décodage-canal

**Principe général** ▷ A partir des estimations souples des bits codés disponibles pour l'utilisateur  $j$ , le but est de fournir la séquence de bits la plus proche possible de celle émise. Il s'agit donc de corriger les erreurs de détection et de prendre une décision finale pour fournir  $\hat{\mathbf{a}}_j = [\hat{a}_j(1), \dots, \hat{a}_j(N_{ia})]^T$  à partir de  $\hat{\mathbf{b}}_j = [\hat{b}_j(1), \dots, \hat{b}_j(N_{ib})]^T$ .

**Désentrelacement-bit** ▷ L'opération duale de l'entrelacement est réalisée pour réarranger l'ordre des estimations  $\hat{b}(i)$  et ainsi casser les paquets d'erreurs.

**Dépoissonnage** ▷ L'opération duale du poinçonnage consiste à réintroduire des "bits-souples" aux emplacements poinçonnés en leur donnant une fiabilité nulle. Autrement dit, en insérant des 0 conformément à la matrice de poinçonnage, on obtient le bloc de bits  $\hat{\mathbf{b}}_c = [\hat{b}_c(1), \dots, \hat{b}_c(R_{cc}N_{ia})]^T$  qui est utilisé par le décodeur à entrée souple qui suit.

**Décodage-canal convolutif** ▷ Le décodage utilisé est basé sur l'algorithme de Viterbi à entrées souples, *i.e.* prenant des LLR en entrée. Le rendement de l'opération est l'inverse du rendement de codage, permettant de délivrer une information plus fiable en sortie. Le parcours du treillis permet efficacement d'approcher le maximum de vraisemblance<sup>(6)</sup>. Des contraintes d'implémentation conduisent à réduire le nombre de métriques gardées en mémoire à chaque étape  $i$ , sans pour autant influencer sur les performances. Suivant les signes des décisions souples, des décisions dures finales sont prises pour délivrer les bits de données à l'utilisateur.

**Turbo-décodage** ▷ Lorsque nous simulerons avec le TCC-UMTS, nous utiliserons le module de turbo-décodage équivalent. Son fonctionnement n'est pas détaillé ici, chacun des deux codes convolutifs récurrents systématiques étant décodé par l'algorithme Max-Log APP [129]. L'entrelaceur utilisé entre les deux décodeurs est de la taille du *slot*, et le nombre d'itérations est de 6, pour bénéficier de nombreux échanges d'informations souples entre les deux décodeurs avec une complexité raisonnable.

<sup>(6)</sup>Le décodeur maximise la métrique suivante (la séquence  $\mathbf{b}_c$  recherchée est ici constituée d'éléments  $\in \{+1; -1\}$  au lieu des  $\{0; 1\}$  correspondant à la séquence binaire) :

$$\max_{\mathbf{b}_c} \ln p(\hat{\mathbf{b}}_c | \mathbf{b}_c) = \max_{\mathbf{b}_c} \sum_{i=1}^{N_{ia}+K-1} \sum_{l=0}^1 \hat{b}_c(2i+l) b_c(2i+l).$$

### 4.3 Performances de référence SISO

Les performances de la chaîne de simulation présentée sont tout d'abord vérifiées sur canaux théoriques, *i.e.* sur canal AWGN et sur canal de *Rayleigh-i.i.d.* avec une diversité allant jusqu'à 32. Certaines courbes constitueront ainsi des limites inférieures en termes de taux d'erreur binaire pour un tel système SISO. Le canal de *Rayleigh-i.i.d.* avec une diversité de 32 inclus par exemple le cas d'un canal de Rayleigh multi-trajet avec Doppler sur lequel on pratique un étalement de taille  $S_f = 32$  dans le cas extrême d'une décorrélation parfaite des *chips* (*i.e.* un entrelacement idéal sur de grands blocs). Sur ces canaux théoriques, l'étude du *chip-mapping* est donc inutile et les différents systèmes d'étalement proposés sur les figures 4.9 et 4.11 donneront les mêmes performances. La validation pourra être effectuée par comparaison aux dérivations analytiques et aux systèmes MC-CDMA avec étalement fréquentiel qui ont été largement étudiés dans [108, 122, 124]. Les résultats sont présentés sans codage-canal puis avec les deux systèmes de codage CCC-UMTS et TCC-UMTS. Enfin, quelques résultats de simulations en OFDM-CDMA sur canal BRANÉ à 60 km/h sont donnés comme base de départ dans un contexte plus réaliste.

#### 4.3.1 Performances sur canaux théoriques sans codage-canal

**Performances limites sans interférences** ▷ Les probabilités d'erreur sans codage-canal peuvent se calculer analytiquement, que ce soit sur canal AWGN ou sur canal de *Rayleigh-i.i.d.* sans MAI (SUB). Le calcul sur canal AWGN est assez immédiat pour la QPSK en repartant de la distribution gaussienne de l'erreur. Ainsi, en appelant  $2d$  la distance entre deux symboles de la constellation dont le seuil de décision se situera au milieu, on obtient la probabilité d'erreur binaire

$$P_{eb} = \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma_v^2}} \int_0^\infty e^{-\frac{(y+d)^2}{\sigma_v^2}} dy = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d}{\sigma_v} \right) \quad (4.48)$$

En considérant la QPSK de la figure 4.17 où l'énergie symbole vaut  $2d^2$ , on obtient

$$P_{eb} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\gamma_c/2} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\gamma_b} \right) \quad (4.49)$$

L'extension à d'autres modulations se trouve dans [45]. De même, le calcul sur canal de *Rayleigh-i.i.d.* avec égalisation MRC parfaite (cf. SUB équation (4.34) page 86) fournit la limite du filtre adapté de l'équation (4.50) pour la QPSK, correspondant aux courbes de la figure 4.18(a). Plus la diversité  $\Omega$  est exploitée, plus le canal équivalent après égalisation approche le canal plat AWGN. En effet, la distribution du signal égalisé correspond à celle d'une variable de loi  $\chi^2$  à  $2\Omega$  degrés de liberté, comme vérifié dans (4.34) avec  $S_f = \Omega$ . A l'inverse, le cas  $\Omega = 1$  correspond à l'OFDM sans exploitation de diversité (typiquement sans étalement ni codage, ou avec des *chips* totalement corrélés). Dans ce cas, les égalisations de la section 4.1.5.4 sont équivalentes à une normalisation près, et l'on retrouve les modestes performances ZF. La figure 4.18(b) présente la probabilité d'erreur en 16QAM.

$$P_{eb} = \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma_b}{\Omega + \gamma_b}} \right)^\Omega \cdot \sum_{k=0}^{\Omega-1} C_{\Omega-1+k}^k \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma_b}{\Omega + \gamma_b}} \right)^k \quad (4.50)$$

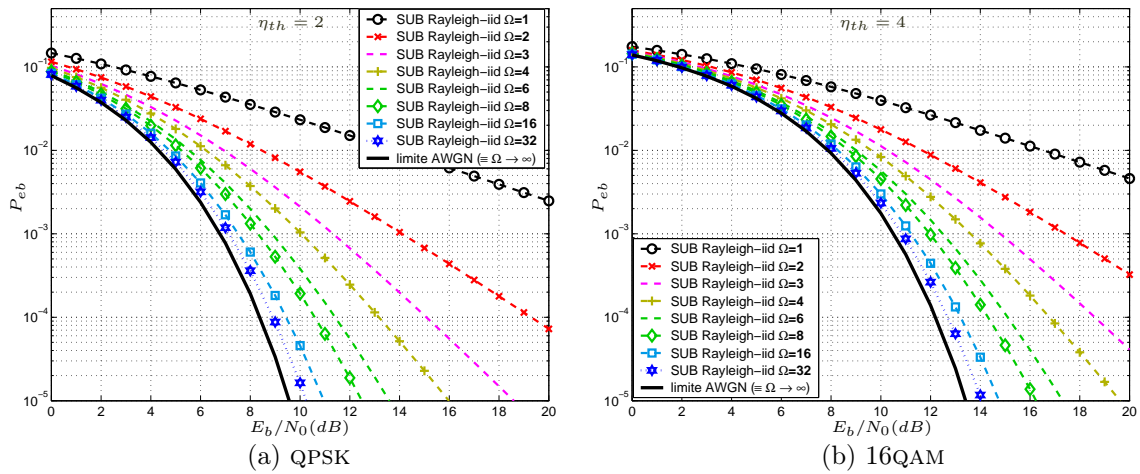


FIG. 4.18 – Probabilité d’erreur en OFDM-CDMA sans codage-canal : limites AWGN et SUB sur canal théorique (*Rayleigh-i.i.d.*) pour différentes diversités  $\Omega$

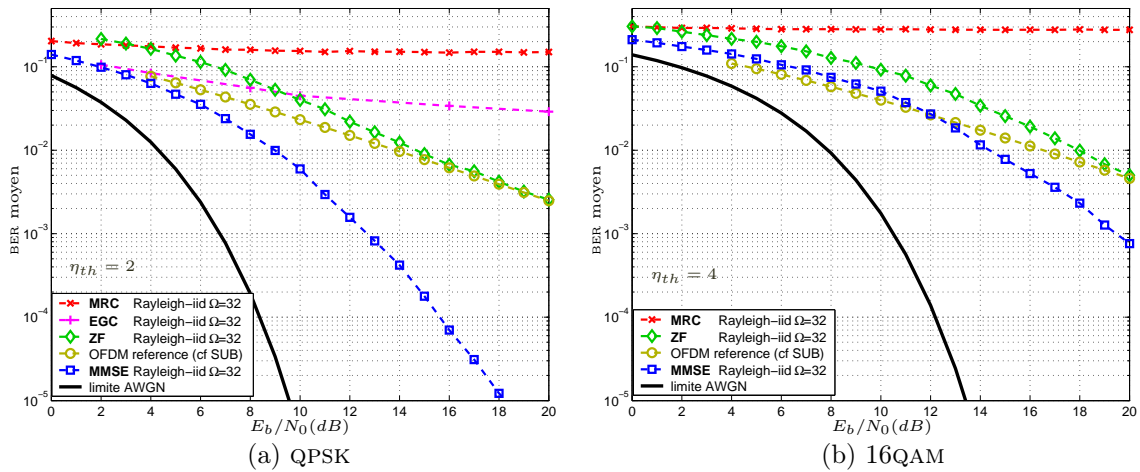


FIG. 4.19 – Performances en OFDM-CDMA sans codage-canal : résultats à pleine-charge sur canal théorique (*Rayleigh-i.i.d.*) avec une diversité  $\Omega = S_f = 32$

**Performances des systèmes OFDM-CDMA à pleine-charge**  $\triangleright$  La figure 4.19 présente les résultats obtenus en simulations OFDM-CDMA avec un accès multiple par codes WH de taille 32 et 32 utilisateurs actifs, sur canal théorique *Rayleigh-i.i.d.*. Les performances dépendent alors du choix de l’égalisation qui réalise un compromis entre la réduction de MAI et la maximisation de SNR. Basée sur le critère du compromis idéal au sens de l’erreur quadratique, l’égalisation MMSE présente les meilleures performances de détection linéaire quelles que soient la charge et la diversité. A pleine-charge, MMSE-SUD et MMSE-MUD sont équivalents. Remarquons que le doublement du nombre de bits par symbole s’accompagne d’une perte supérieure à 3 dB, et que la diversité entre symboles-étalés n’est pas exploitée tant qu’aucun codage extérieur n’est mis en œuvre ; approcher la capacité de Shannon nécessite alors du codage-canal.

### 4.3.2 Performances sur canaux théoriques avec codage-canal

Conformément au système complet avec décodage souple présenté précédemment, le codage-canal s'effectue sur tout le *slot*. La figure 4.20 illustre quelques exemples pour différents codages. Tout d'abord, avec une modulation QPSK et un rendement  $\eta_{th} = 1$  (codage convolutif ou turbo-convolutif de rendement  $R_c = 0.5$ ) et ensuite avec une 16QAM et un rendement  $\eta_{th} = 2$  ou  $\eta_{th} = 3$  (*i.e.* codage de rendement  $R_c = 0.5$  ou  $R_c = 0.75$ ). L'exploitation de la diversité extérieure à l'étalement entraîne un rapprochement des performances des différents systèmes suivant la diversité du *slot* et la qualité du codage. La diversité du *slot* concernant les coefficients de canal est totale sur canal de *Rayleigh-i.i.d.*, *i.e.* égale au nombre de *chips*, et les courbes SUB et AWGN restent proches. Ces probabilités d'erreurs constitueront des limites inférieures de BER pour les systèmes SISO à diversité utilisés. L'évaluation dans un contexte plus réaliste est nécessaire, et entraînera la mise en œuvre d'algorithmes de *chip-mapping* supplémentaires pour espérer approcher ces limites.

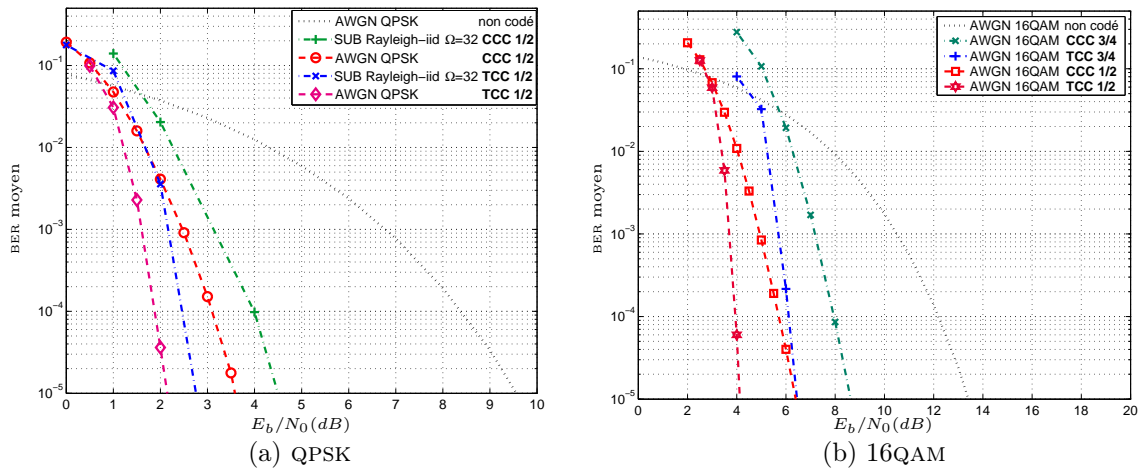


FIG. 4.20 – Performances en OFDM-CDMA avec codage-canal : limites AWGN et SUB sur canal théorique

### 4.3.3 Performances de référence sur canal BRANE à 60 km/h

Les résultats précédents ont montré ce qu'on pouvait attendre comme limites de performances dans des cas totalement corrélés ou totalement décorrélés. Nous allons maintenant présenter les résultats dans un contexte plus réaliste en considérant une corrélation fréquentielle déterminée par l'APDP BRANE et une corrélation temporelle dépendant de l'effet Doppler du mobile qui se déplace à 60 km/h. On se place donc dans les scénarios urbains typiques définis précédemment en section 3.3 où le schéma d'étalement démontre toute son importance. Nous présentons ici quelques résultats avec un étalement de 32 aussi bien dans le domaine fréquentiel (MC-CDMA) qu'en 2D (OFDM-CDMA), sur des *chips* adjacents (*chip-mapping* C1Da et C2Da) ou avec un entrelacement fréquentiel linéaire ou 2D optimal (*chip-mapping* C1De et C2Deo). Ce dernier *chip-mapping* est optimal au sens de la diversité de canal qu'il permet d'exploiter et repose sur une répartition proche du C2Deh de la fi-

gure 4.11 afin d'étaler sur des sous-porteuses différentes et suffisamment éloignées ainsi que sur les différents bloc-OFDM du *slot*. Pour le *chip-mapping* C2Da, nous étalons sur  $S_{ft} = 8$  bloc-OFDM et donc  $S_{ff} = 4$  sous-porteuses adjacentes.

**Performances des systèmes OFDM-CDMA sans codage-canal** ▷ La figure 4.21 présente les résultats obtenus sur canal réaliste BRANE à 60 km/h sans codage-canal, avec deux exemples de modulation. Afin d'alléger le nombre de courbes, seuls les résultats avec *chip-mapping* 2D sont donnés en QPSK et ceux avec *chip-mapping* 1D en 16QAM (car les comportements sont les mêmes quelle que soit la modulation). Les conclusions sont identiques en QPSK et 16QAM, et la tendance est similaire en étalement 1D ou 2D, à savoir que les *chip-mapping* d'entrelacement optimisés pour bénéficier de la diversité lors de l'étalement (C1De et C2De) apportent les meilleures performances lorsqu'ils sont combinés avec une égalisation MMSE ou MMSEso (l'acronyme MMSEso désigne le MMSE sous-optimal où nous avons fixé  $\gamma_0 = 20$  dans l'équation (4.40)). Comme vérifié sur la courbe, MMSEso n'est optimal que lorsque  $E_b/N_0 = 10$  dB, ce qui correspond bien à un SNR de 20 en QPSK. Nous avons également la confirmation que l'égalisation ZF ne tire pas parti de l'étalement. Enfin, avec un *chip-mapping* C2Da, on tend logiquement vers les performances obtenues en OFDM, *i.e.* sans diversité d'étalement ; autrement dit, les résultats C2Da dépendent peu de la charge (MAI réduite) ou du choix d'égalisation. Avant d'émettre davantage de conclusions, nous devons y associer un codage-canal.

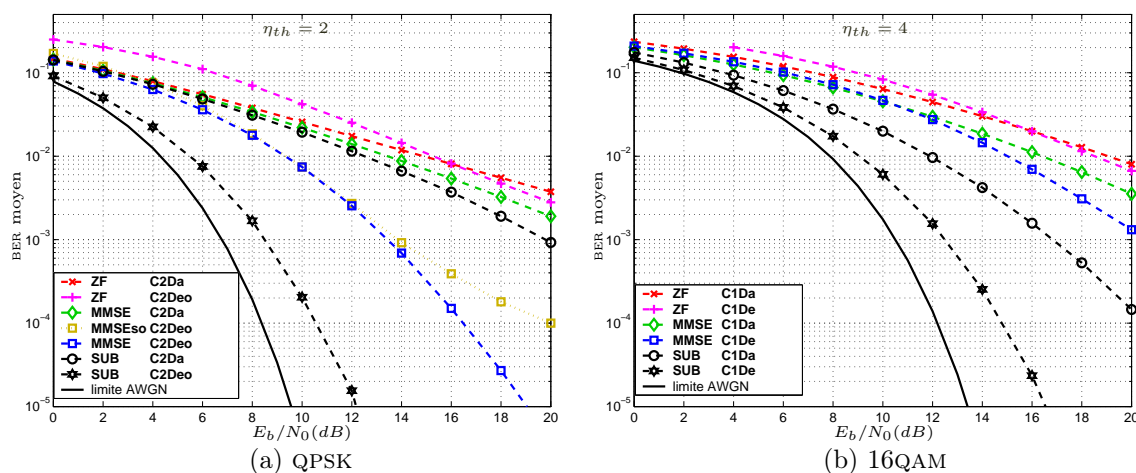


FIG. 4.21 – Performance des systèmes OFDM-CDMA avec étalement de 32 (sans codage-canal à pleine-charge ; canal BRANE à 60 km/h)

**Performances des systèmes OFDM-CDMA avec codage-canal** ▷ Les figures suivantes présentent quelques résultats obtenus avec le turbo-codage UMTS de rendement 1/2. La figure 4.22 illustre tout d'abord les résultats en QPSK avec *chip-mapping* 1D ou 2D adjacents ou entrelacés, afin de valider l'effet de la diversité<sup>(7)</sup>. Les conclusions précédemment obtenues sans codage-canal sont préservées ; en particulier, l'intérêt des *chip-mapping* d'entre-

<sup>(7)</sup>Notons que les LLR générés par le *demapping* souple à l'entrée du décodeur-canal sont adaptés à un canal AWGN et ne prennent pas en compte la détection, ce qui limite les performances lorsque la diversité d'étalement est réduite ; les résultats avec *chip-mapping* adjacent pourront en particulier être optimisés.

lacement est vérifié en SUB, et dans une moindre mesure en MMSE ou MMSESO (mais pas en ZF qui préfère évidemment C2Da). De plus à 60 km/h, les performances avec *chip-mapping* 1D ou 2D sont assez proches, surtout avec un entrelacement correct et à pleine-charge; nous simplifierons donc les présentations de résultats par la suite en ne considérant qu'un étalement 1D. L'effet du canal sur les performances a également été étudié. En particulier, si le canal possède un trajet direct, alors les performances se rapprochent de la courbe AWGN. La courbe BRANE-ter correspond ainsi à un canal LOS avec un facteur de Rice  $K = 100$ . Nous nous focaliserons donc sur les canaux plus difficiles sans trajet direct. La figure 4.23 présente des résultats équivalents en 16QAM. Le signal reçu étant plus sensible à la MAI lorsque la taille de la constellation augmente, les performances en MMSE à pleine-charge se rapprochent pour les différents *chip-mapping*.

Enfin, la figure 4.24 présente quelques résultats avec les autres détections MUD et un *chip-mapping* C1De. Elle indique la puissance nécessaire pour obtenir un taux d'erreur binaire de  $10^{-4}$  à différentes charges. Alors que les systèmes à annulation d'interférences

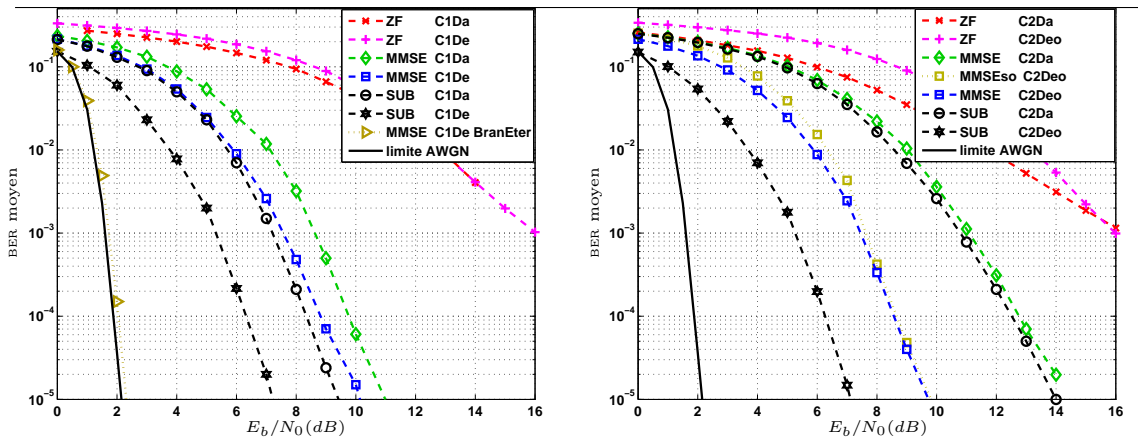


FIG. 4.22 – Performance des systèmes OFDM-CDMA avec étalement de 32 (QPSK et codage-canal TCC1/2 à pleine-charge,  $\eta_{th} = 1$ ; canal BRANE à 60 km/h)

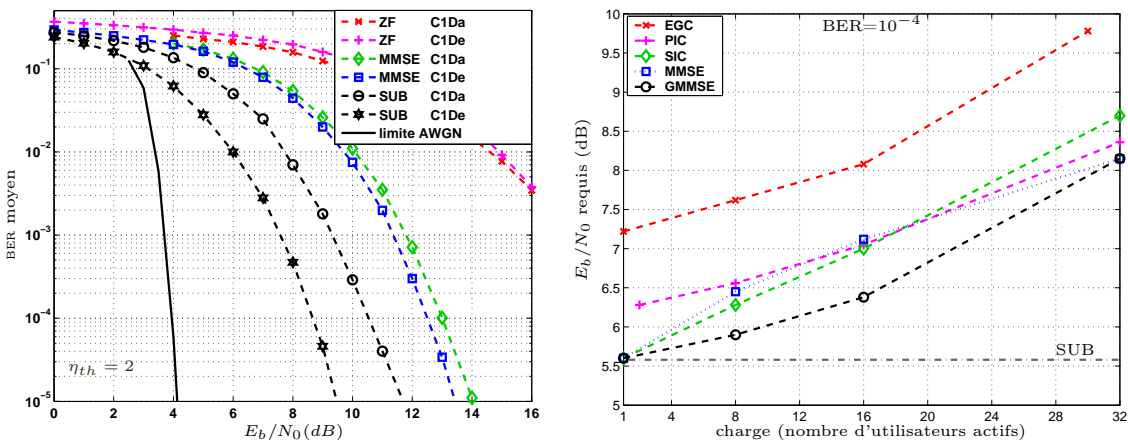


FIG. 4.23 – Performance des systèmes MC-CDMA avec étalement fréquentiel de 32 (16QAM et codage-canal à pleine-charge)

FIG. 4.24 – Performance des systèmes MC-CDMA avec étalement fréquentiel de 32 (QPSK et codage-canal)

permettent de gagner environ 2 dB à pleine-charge sans codage-canal, ce n'est plus le cas avec codage si nous ne considérons pas le décodage-canal dans la boucle itérative ; la propagation d'erreurs peut alors dégrader les performances. Nous avons fortement contribué à ces problèmes d'égalisation et d'étalement en MC-CDMA au début du projet MATRICE. Ce travail a donné lieu à de nombreux résultats, l'apport de conclusions dans le livrable D3.5 [19], un papier commun [20], et a permis de vérifier l'intérêt des détections basées sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

Pour conclure, l'égalisation linéaire MMSE-MUD présente les meilleures performances quelle que soit la charge, mais le MMSE (SUD) s'en approche à charge élevée pour une complexité réduite. Les égalisations MMSE et MMSEso permettent également de profiter de la diversité apportée par l'étalement et les résultats démontrent que la contrainte sur la connaissance du SNR en réception est relativement faible. Nous partons donc sur ce choix. Par ailleurs, les résultats en MUD, ou en UL, ne seront pas abordés par la suite. Des résultats complémentaires en UL ont été obtenus par ITE dans [130], en OFDM-CDMA C<sub>2</sub>a avec une configuration similaire (QPSK, étalement de 32, même canal).

*En résumé, nous avons présenté les différentes briques du système de communication SISO (i.e. avec une antenne d'émission et une antenne de réception) en soulignant l'aspect générique et paramétrable de la chaîne de simulation ainsi réalisée. Les principaux algorithmes détaillés combinent OFDM, étalement, et moyens d'accès multiple. Ils reposent principalement sur des systèmes linéaires, y compris au niveau du chip-mapping et de la détection, afin de réduire et d'évaluer simplement la complexité quelle que soit la configuration choisie. La comparaison de différentes techniques de détection en voie descendante sur canaux réalistes BRANÉ à 60 km/h donne l'avantage aux techniques MMSE lorsqu'elles sont combinées avec du codage-canal. Nous allons donc partir sur cette approche, en particulier en SUD à pleine-charge, dans les chapitres suivants. Dans le cas d'un tel récepteur linéaire, l'optimisation de la matrice d'étalement (WH ici) par rotation de constellations importe peu car seule la diversité du canal compte. L'utilisation de l'OFDM comme technique de modulation du signal permet une "orthogonalisation" des chips émis (i.e. pas d'interférences ni en temps ni en fréquence) et une détection simplifiée au récepteur. La diversité disponible sur un slot peut alors être récupérée par l'intermédiaire d'un compromis entre étalement et codage-canal. Concernant le chip-mapping sur le slot, les méthodes d'entrelacement (C<sub>1</sub>D<sub>e</sub> et C<sub>2</sub>D<sub>e</sub>o) ont montré leur potentiel supérieur en DL, validant l'intérêt de bénéficier de la diversité dès le désétalement. Le gain apporté par un étalement 2D par rapport au 1D étant assez faible à une vitesse inférieure à 100 km/h, nous présenterons majoritairement des résultats en 1D, i.e. en MC-CDMA, par la suite.*

*Cette étude doit maintenant être étendue en espace et combinée avec des systèmes multi-antennes avant d'envisager davantage d'optimisations. Ainsi, en MIMO avec une diversité spatiale et à plus haute vitesse avec une diversité temporelle accrue, l'étude des chip-mapping et des égalisations offrira un regain d'intérêt et aboutira à des conclusions différentes.*





---

# Modèle et algorithmes principaux du système multi-antennes

---

## Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Utilisation de la dimension spatiale dans un système MIMO</b>	<b>106</b>
5.1.1	Généralités sur les techniques multi-antennes	107
5.1.2	Notion de capacité en MIMO	110
5.1.3	Systèmes avec connaissance du canal au récepteur et à l'émetteur	115
5.1.4	Systèmes ne nécessitant pas de connaissance du canal	116
5.1.5	Systèmes avec une connaissance du canal seulement au récepteur	117
5.1.6	Conclusions et choix	130
<b>5.2</b>	<b>Système de communication MIMO large-bande complet</b>	<b>133</b>
5.2.1	Chaîne complète combinant STFLDC, OFDM-CDMA et codage-canal	133
5.2.2	Chaîne « orthogonale » de référence avec OSTBC	134
<b>5.3</b>	<b>Performances de référence MIMO</b>	<b>137</b>
5.3.1	Performances du codage espace-temps sur canal théorique bande-étroite	137
5.3.2	Performances de la chaîne « orthogonale » de référence	139

---

## 5.1 Utilisation de la dimension spatiale dans un système MIMO

Alors que les systèmes mono-antenne ne font généralement que subir les effets des trajets multiples, aboutissant à un rapport signal-à-bruit en fonction des recombinaisons au niveau de l'antenne de réception, les systèmes multi-antennes augmentent les possibilités d'« accès » ou d'influence sur ces différents trajets. En fonction de la connaissance du canal (CSI : *Channel State Information*) et de la configuration (qui se traduit par des corrélations entre sous-canaux symbolisant les liens entre les réseaux d'émission et de réception), l'exploitation de la sélectivité causée par ces trajets peut s'effectuer de plusieurs manières :

- **Gain de réseau d'antennes lié à l'aspect directionnel.** La possibilité de concentrer spatialement l'énergie sur les trajets voulus peut se traduire par un gain en SNR au niveau du récepteur. Pour comparer équitablement différents algorithmes multi-antennes, il convient de ne pas négliger ou repousser ce gain au niveau du bilan de liaison, même si le *beamforming* est souvent perçu comme un système SISO avec seulement un gain d'antenne à l'une des extrémités de la liaison. Par ailleurs, cet aspect directionnel permet également de réduire les interférences en contexte multi-utilisateurs, et d'envisager des accès multiples supplémentaires en espace (SDMA : *Spatial Division Multiple-Access*). Dans notre contexte cellulaire, cela pourra aboutir à un gain de capacité cellulaire globale.
- **Gain de diversité.** Similairement à l'étalement vu au chapitre précédent, il est possible d'étaler l'information en espace sur les différents sous-canaux pour profiter de la diversité spatiale additionnelle. Par analogie avec les méthodes d'étalement et de pré-codage présentées, cette technique est souvent sous-optimale en termes de capacité lorsqu'il y a connaissance du canal aux deux extrémités. En effet, la diversité d'étalement cherche plus à combattre les évanouissements que profiter des trajets multiples si la capacité augmente. Les techniques de diversité ont cependant pour avantages la simplicité, la souplesse, et la robustesse face à des variations de l'environnement ou de brusques changements au niveau de la configuration des utilisateurs.
- **Gain de multiplexage.** La présence simultanée de réseaux d'antennes en émission et en réception permet d'accroître les limites théoriques en termes de capacité. Les systèmes MIMO ouvrent donc une nouvelle voie vers l'augmentation des débits au même titre que la dimension fréquentielle. Nous reviendrons sur cet aspect clé de la capacité MIMO pour tenter ensuite de s'en approcher avec des systèmes réalistes.

Lors du choix du système, de nombreux paramètres peuvent jouer en faveur de l'un ou l'autre de ces aspects, afin d'optimiser un ou plusieurs critères (SNR, MAI, SINR, diversité, capacité...) en répartissant l'information de manière adaptée en temps / fréquence / espace. La configuration des réseaux d'antennes et l'environnement conditionnent la corrélation des sous-canaux et donc la possibilité de tirer parti plutôt d'une diversité ou d'un gain de réseau d'antennes. Le rang du canal, lui-même dépendant du nombre d'antennes de chaque côté et de l'environnement, définit le gain de multiplexage optimal. La connaissance du canal (CSI) disponible à l'émission et/ou la réception limite les algorithmes possibles pour optimiser les traitements. Enfin, les contraintes habituelles de complexité s'y ajoutent.

Notons qu'au niveau de la BS, une certaine souplesse dans le nombre, la polarisation et l'écartement des antennes permettra de s'adapter aux algorithmes employés.

Nous allons d'abord présenter brièvement les techniques multi-antennes envisageables. Afin de comparer équitablement ces différents systèmes, nous devons ajouter aux notions habituelles de SNR et de capacités moyennes, des notions de puissance totale émise, de SNR instantané ou par bloc, ou encore de capacité de coupure. Nous rappellerons donc rapidement la capacité d'un canal MIMO pour quelques configurations de CSI et de systèmes. Ensuite nous ne proposerons qu'un survol rapide de ces techniques en fonction de la CSI à l'émetteur et au récepteur, renvoyant vers la contribution [13] pour plus de détails sur 3 systèmes typiques. Cette contribution est également fournie en annexe A, et nous nous attacherons ici plus aux conclusions afin de proposer une solution simple s'adaptant à l'environnement.

### 5.1.1 Généralités sur les techniques multi-antennes

#### 5.1.1.1 Intérêt des réseaux d'antennes

L'existence d'un réseau d'antennes en émission ou en réception procure un avantage certain pour améliorer la liaison, quel que soit le canal, et en particulier quelle que soit la corrélation de la matrice de canal. Nous rappelons un cas d'école avec 2 antennes de réception. Dans le cas où elles sont totalement décorréelées, nous présentons de simples techniques de diversité, et dans le cas corrélé, nous montrons le gain de réseau d'antennes du *beamforming*.

**Réseau spatialement décorrélé** ▷ Afin de présenter l'intérêt, dans un canal à évanouissements de Rayleigh, de la diversité spatiale introduite, la [figure 5.1](#) montre 2 réalisations de sous-canaux SISO bande-étroite décorrélés, chacun ayant un gain moyen unitaire et une fréquence Doppler de 1500 Hz ; les évanouissements différents peuvent être utilisés par le système multi-antennes. En effet, si on suppose que ces 2 réalisations correspondent aux signaux reçus sur 2 antennes différentes, le récepteur peut par exemple faire une sélection du signal le plus fort (en noir sur la figure), une combinaison à gain maximal pour optimiser le SNR, ou encore une combinaison à gain égal (en vert sur la figure). Avec une diversité spatiale d'émission ou de réception, la probabilité d'évanouissement profond s'en trouve fortement réduite. Par ailleurs, à puissance totale émise identique, la diversité de réception avec une combinaison adéquate permet de faire ressortir un gain d'antenne correspondant à la décorrélation du bruit et du signal par antenne de réception.

**Réseau spatialement corrélé** ▷ Dans le cas où les sous-canaux sont corrélés, il est possible de faire ressortir un gain de réseau d'antennes en dirigeant le faisceau. Partant du principe de canal géométrique de la [figure 2.5](#), il suffit de décaler temporellement les signaux sur chaque antenne pour les remettre en phase suivant l'angle de départ ou d'arrivée du trajet. Avec un réseau en réception, le gain en SNR est immédiat. Avec un réseau en émission, un traitement adapté permet d'augmenter la puissance isotrope rayonnée

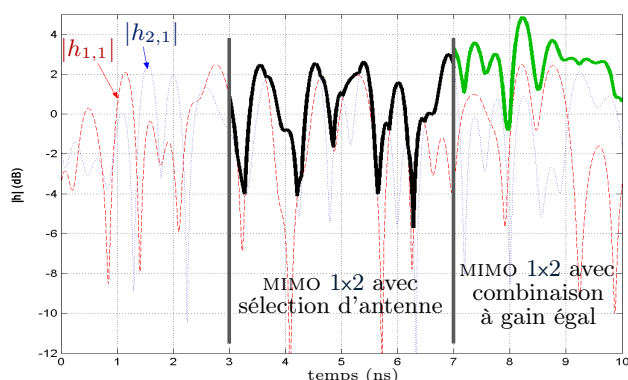


FIG. 5.1 – Exemple de 2 réalisations de sous-canaux SISO, et combinaisons au récepteur

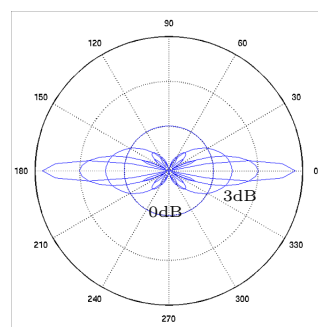


FIG. 5.2 – Exemple de gain de réseau d'antennes (avec 1 à 4 antennes)

équivalente (PIRE) dans la direction voulue. Même avec des contraintes de PIRE, le *beam-forming* à l'émission peut présenter un intérêt en OFDM vu la réponse différente du canal en fonction des sous-porteuses. Les normes à ce niveau sont à préciser (à titre d'exemple, certaines normes WLAN autorisent l'augmentation de PIRE jusqu'à 6 dBi de gain d'antenne, puis au-delà requièrent une diminution de puissance totale émise de 1 dB pour 3 dBi de gain d'antenne). Dans tous les cas, l'aspect directionnel du signal montré sur la figure 5.2 pourra servir à diminuer les interférences entre utilisateurs.

### 5.1.1.2 Différentes approches multi-antennes

Nous présentons ici les différentes idées pour mettre en forme le signal sans se soucier des problèmes algorithmiques ou de complexité. Tout d'abord, les techniques multi-antennes qui pourront être employées dépendent fortement de l'environnement. Le système peut être large-bande ou fonctionner uniquement sur canal non-sélectif en fréquence, la CSI peut être disponible ou non en émission et en réception, les techniques peuvent considérer l'aspect multi-utilisateurs ou non... Nous aurons recours dans tous les cas à un système MIMO-OFDM, où l'hypothèse de connaissance parfaite du canal en réception est généralement envisageable, et l'hypothèse de CSI à l'émission dépendra du contexte. Certaines techniques mentionnées seront expliquées dans les sections suivantes. En fonction de la connaissance et de l'état du canal, les solutions possibles sont les suivantes :

- Avec une CSI parfaite en émission comme en réception et en considérant un lien mono-utilisateur, le système peut s'adapter au canal en se basant sur sa décomposition en valeurs propres (cf SVD page 26). L'accès aux modes propres du canal permet une transmission de l'information optimale en pré-filtrant le signal et en appliquant la technique de *water-filling* dans les différentes dimensions disponibles suivant les contraintes de puissance (typiquement en espace et fréquence pour un système MIMO large-bande avec une limite de puissance instantanée). Le fait d'émettre plus de puissance sur les meilleurs sous-canaux équivalents s'apparente à la technique MRC déportée en émission afin d'optimiser le débit. A puissance totale identique, trans-

mettre plus de puissance sur les *chips* dont le SNR est élevé suppose généralement d'adapter les rendements de modulation et de codage pour répartir de manière optimale l'information. Suivant la façon de répartir la puissance sur les modes propres, on trouve également le terme d'*eigenbeamforming*.

- Avec une CSI parfaite en émission comme en réception et en considérant un système cellulaire multi-utilisateurs, il convient idéalement de tenir compte des interférences d'accès multiple et de la répartition des utilisateurs en espace. Un préfiltrage peut alors être réalisé à l'émission pour optimiser certains paramètres (technique CZF de suppression de la MAI, technique MSINR de maximisation du SINR...). Les méthodes CZF et MSINR s'apparentent respectivement aux traitements ZF et MMSE déportés à l'émission. Il n'y a alors plus besoin d'égalisation au récepteur (donc plus de CSI), ce qui fait que ces techniques peuvent également s'appeler pré-égalisation spatio-fréquentielle.
- Dans un contexte mobile, la sélectivité temporelle peut limiter la CSI à l'émetteur. Avec une CSI partielle en émission, une CSI parfaite en réception et en considérant un lien mono-utilisateur, des techniques sous-optimales peuvent être dérivées d'une connaissance des matrices de corrélations moyennes ou des angles de départ et d'arrivée des principaux trajets. Dans un contexte de forte corrélation spatiale (typiquement LOS), les méthodes de *beamforming* sont particulièrement adaptées et simples à mettre en œuvre. L'utilisation d'antennes proches à l'émission (typiquement  $0.5 \lambda$ ) est alors conseillée.
- Avec une CSI partielle en émission, une CSI parfaite en réception et en considérant un système cellulaire multi-utilisateurs, il peut être utile de considérer également les interférences des autres utilisateurs s'ils émettent sur la même bande, ce qui est le cas en OFDM-CDMA. Dans le cas où les utilisateurs interférents sont localisés dans la même zone, l'accès multiple reste à optimiser. Dans le cas contraire, l'aspect directionnel des faisceaux suffit généralement à réduire l'émission vers les autres utilisateurs.
- Dans un contexte mobile multi-trajets, les sélectivités en temps / fréquence / espace peuvent amener à envisager des techniques de codage et d'étalement. Sans CSI à l'émission, les techniques de codage espace-temps-fréquence permettent de combattre les évanouissements tout en profitant si besoin du gain de multiplexage du canal MIMO ; elles sont particulièrement adaptées s'il y a une faible corrélation entre antennes. La non-adaptation instantanée du signal émis au canal est sous-optimale par rapport aux premières techniques de *water-filling*, mais reste beaucoup moins sensible aux variations, ne nécessitant pas de CSI à l'émetteur. Si le rang du canal est unitaire (*e.g.* en MISO), alors les techniques de diversité sont adaptées. Nous reviendrons sur des techniques de diversité de retard ou de diversité spatiale par codage orthogonal (OSTBC) par la suite. Si le rang de canal dépasse 1, il est intéressant de profiter de la capacité MIMO-OFDM offerte en envisageant un codage espace-temps-fréquence adapté qui tire également profit du gain de multiplexage. Nous insisterons sur ce codage que nous généraliserons sous le terme STFLDC par la suite.

- Sans CSI ni à l'émission ni en réception, des techniques de mise en forme particulières permettent de déduire ou suivre le signal émis, et il est également possible de mettre en œuvre des méthodes de codage différentielles.

Étant donné la lourdeur d'une modélisation commune pour la comparaison de nombreux algorithmes MIMO dans ce large contexte d'étude, nous renvoyons vers la contribution fournie en annexe A pour une description plus détaillée de quelques systèmes. Cette contribution délivre un modèle commun pour pouvoir comparer 3 systèmes avec des niveaux de CSI différents à l'émetteur (CSI parfaite, partielle ou indisponible) dans des canaux réalistes. Les références bibliographiques fournies dans les sections suivantes, pour leur part, détaillent chaque système indépendamment dans un contexte bien particulier. Généralement, les systèmes à formation de voie comme le *beamforming* sont étudiés sur des canaux supposés totalement corrélés (modèle géométrique) alors que les systèmes à diversité et de codage espace-temps supposent des canaux décorrélés en espace. Auparavant, afin d'évaluer les bornes de performances et ainsi estimer les progrès réalisables au niveau algorithmique, un rapide rappel de la capacité MIMO est fourni ci-après.

### 5.1.2 Notion de capacité en MIMO

Historiquement, la capacité a été définie pour un canal SISO AWGN [1]. Des algorithmes de codage ont vu le jour pour s'approcher de ses limites théoriques [84, 5]; puis des systèmes sur canaux dispersifs ont tenté de faire de même en y ajoutant l'exploitation de la diversité en fréquence puis en espace afin de rendre le canal perçu le plus Gaussien possible. Avec une connaissance du canal à l'émetteur, les notions de systèmes et d'antennes adaptatifs sont apparues, uniquement pour augmenter le SNR dans un premier temps [131, 10]. Cependant, dans un contexte radio-mobile multi-trajets à haute sélectivité, un autre axe s'est fortement développé avec l'utilisation de la dimension spatiale comme moyen de diversité afin de fournir plusieurs versions subissant des évanouissements indépendants de la même information [132, 133]. Malgré l'utilisation de réseaux d'antennes, ces différents systèmes s'accommodaient parfaitement de la définition de capacité SISO puisqu'ils gardaient le principe de l'équation originale (4.8) en ne jouant que sur le SNR par gain d'antenne ou sur la distribution du canal  $H$  par gain de diversité afin de rendre ce dernier plus plat avant décodage. Ensuite, avec des réseaux d'antennes à l'émetteur et au récepteur simultanément, dans des canaux avec une décorrélation spatiale des antennes suffisante, des études théoriques [134, 6, 7] ont montré l'augmentation de capacité par rapport à la traditionnelle formule de Shannon en SISO. Notons bien ici qu'il s'agit de la capacité entre deux réseaux d'antennes, sans envisager ni contexte multi-utilisateurs ni multi-cellulaire. Suivant les bornes que l'on veut montrer, il est intéressant d'introduire la capacité instantanée, la capacité moyenne ergodique, ou la capacité de coupure. Par ailleurs, l'étude peut être menée en MIMO bande-étroite ou directement sur un canal large-bande, mais dans notre contexte OFDM nous allons simplifier en raisonnant par utilisation de canal bande-étroite (équivalent à un *chip*) et donner sa valeur normalisée par unité de fréquence (bit/s/Hz). Enfin, la capacité peut être rapportée au système suivant la CSI disponible en

émission et/ou en réception, suivant les signaux émis qui appartiennent à une distribution discrète ou gaussienne optimale, ou encore suivant l'évolution du canal et la corrélation entre antennes. Devant cet éventail de définitions, nous allons juste mentionner les plus intéressantes et celles adaptées au codage espace-temps que nous chercherons à optimiser par la suite. L'outil principal de la théorie de l'information que nous utiliserons est l'information mutuelle, mesurant la dépendance entre deux processus aléatoires. Pour des variables discrètes prenant des valeurs respectivement dans  $\mathcal{X}$  et  $\mathcal{Y}$ , l'information mutuelle est :

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \sum_{x \in \mathcal{X}, y \in \mathcal{Y}} P_{\mathbf{x}, \mathbf{y}}(x, y) \log_2 \frac{P_{\mathbf{x}, \mathbf{y}}(x, y)}{P_{\mathbf{x}}(x)P_{\mathbf{y}}(y)}. \quad (5.1)$$

Sa valeur maximale correspond à l'efficacité spectrale maximale qu'il est possible d'atteindre entre un émetteur et un récepteur à travers un canal donné par l'équation (2.15), tout en ayant un taux d'erreur négligeable. Cette mesure, appelée capacité, permettra d'optimiser le débit, en cherchant par la suite les algorithmes qui émettent les données sous une forme adéquate et qui permettent de traiter efficacement le signal reçu. L'optimisation complète en fonction du canal n'est toutefois pas applicable pour d'évidentes contraintes de CSI et de complexité, surtout en contexte radio-mobilité, mais nous verrons ces problèmes dans un second temps.

**Capacité instantannée en fonction de la CSI** ▷ Partant de l'équation MIMO  $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\nu}$  et des hypothèses de la section 3.2.3, maximisant l'information mutuelle avec des vecteurs  $\mathbf{x}$  et  $\mathbf{y}$  complexe-gaussiens, la capacité instantannée connaissant  $\mathbf{H}$  devient

$$C_{\mathbf{H}} := \max_{P(\mathbf{x}), P_T} I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \max_{P(\mathbf{x}), P_T} \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{H}\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}\mathbf{H}^H\mathbf{R}_{\boldsymbol{\nu}\boldsymbol{\nu}}^{-1}) \quad (5.2)$$

- Avec une décorrélation du bruit et une connaissance parfaite du canal en émission et en réception, on peut utiliser la décomposition en valeurs singulières du canal vue en section 2.2 et les propriétés du déterminant<sup>(1)</sup>. La capacité instantannée devient

$$\begin{aligned} (\text{TXRXCSI}) \quad C_{\mathbf{H}} &= \max_{P(\mathbf{x}), P_T} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_N + \frac{1}{\sigma_{\boldsymbol{\nu}}^2} \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{H}\mathbf{V}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}\mathbf{V}\mathbf{D}_H^H\mathbf{U}^H\right) \\ &= \sum_{i=1}^{r_{\mathbf{H}}} \log_2\left(1 + \frac{1}{\sigma_{\boldsymbol{\nu}}^2} \lambda_i |d_i|^2\right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

La connaissance du canal à l'émission a permis d'adapter la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}$  afin d'émettre sur les modes propres du canal. La capacité est ainsi maximisée lorsque  $\mathbf{V}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}\mathbf{V}$  est diagonale, et de valeurs propres  $\lambda_i$  choisies optimales au sens d'une allocation d'énergie par *water-filling* [135] sous une contrainte de puissance émise  $\sum_{i=1}^{r_{\mathbf{H}}} \lambda_i = P_T$ . On obtient finalement :

$$\lambda_i = \left(\mu - \frac{\sigma_{\boldsymbol{\nu}}^2}{|d_i|^2}\right)_+ \quad \longrightarrow \quad C_{\mathbf{H}} = \sum_{i=1}^{r_{\mathbf{H}}} \log_2\left(\frac{\mu}{\sigma_{\boldsymbol{\nu}}^2} |d_i|^2\right) \quad (5.4)$$

- Lorsque le canal n'est connu qu'en réception, l'optimal reste d'allouer uniformément la puissance sur les différentes antennes d'émission. La capacité instantannée devient

$$(\text{RXCSI}) \quad C_{\mathbf{H}} = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M\sigma_{\boldsymbol{\nu}}^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H\right) \quad \text{car } \mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = \frac{P_T}{M} \mathbf{I}_M \quad (5.5)$$

<sup>(1)</sup>Sachant  $\det(\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{A})$ , on préférera considérer  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$  si  $M < N$ , ou  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  sinon.

- Lorsque le canal n'est connu ni en émission ni en réception, il reste possible de transmettre de manière fiable des informations en utilisant une structure de codage particulière et les propriétés statistiques du signal reçu. Marzetta a ainsi borné la capacité sur canal de *Rayleigh-i.i.d.* quasi-statique [136].

**Distribution de la capacité, capacité moyenne, et capacité de coupure** ▷ La distribution de la capacité étant plus complexe à manier que ses probabilités statistiques telles que sa valeur moyenne, on parle généralement de capacité pour définir la capacité moyenne sur canal ergodique, en calculant l'espérance<sup>(2)</sup> des équations précédentes sur  $\mathbf{H}$  :

$$C = \mathbb{E}_{\mathbf{H}}[C_{\mathbf{H}}] \quad (5.6)$$

Dans notre cas de transmission par *slots*, il convient parfois de définir une capacité de coupure [137] à partir de la probabilité de dépasser la capacité instantanée :

$$C^{5\%} \text{ défini tel que } P(C_{\mathbf{H}} \leq C^{5\%}) = 5\% \quad (5.7)$$

Nous pouvons particulariser ces définitions suivant la CSI.

- Avec une connaissance parfaite du canal en émission et réception :

$$(\text{TXRXCSI}) \quad C = \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \sum_{i=1}^{r_{\mathbf{H}}} \log_2 \left( \frac{\mu}{\sigma_b^2} |d_i|^2 \right) \right] \text{ avec } \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \sum_{i=1}^{r_{\mathbf{H}}} \left( \mu - \frac{\sigma_b^2}{|d_i|^2} \right)_+ \right] = P_T \quad (5.8)$$

où l'espérance sur  $\mathbf{H}$  pour la contrainte de puissance dépend de la normalisation choisie, et n'est possible que s'il ne s'agit pas de puissance instantanée maximale.

- Avec une connaissance parfaite du canal uniquement en réception :

$$(\text{RXCSI}) \quad C = \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M\sigma_b^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (5.9)$$

où  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  suit une distribution de Wishart dans un canal de *Rayleigh-i.i.d.* et le développement du calcul analytique nécessite alors le recours aux polynômes de Laguerre [6]. Notons que dans des systèmes MISO ou SIMO exploitant uniquement la diversité en émission ou en réception, la distribution de la capacité instantanée sur canal de *Rayleigh-i.i.d.* se déduit de l'équation (5.5) en remarquant qu'avec l'algorithme approprié (tel que MRC en réception) le canal équivalent vu au récepteur suivra une loi du  $\chi^2$  à  $2M$  ou  $2N$  degrés de liberté :

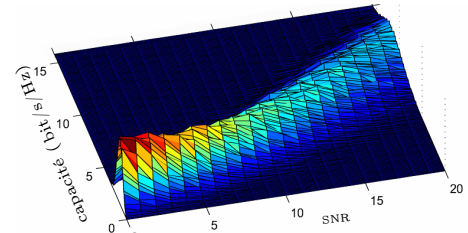
$$(\text{SIMO OU MISO RXCSI}) \quad C_{\mathbf{H}} \sim \log_2 \left( 1 + \frac{P_T}{M\sigma_b^2} \frac{\chi_{2NM}^2}{2} \right) \quad (5.10)$$

En SISO ( $M = N = 1$ ), on retombe sur  $C_{\mathbf{H}} = \log_2(1 + \text{SNR}|h|^2)$  où  $|h|^2$  suit une loi du  $\chi^2$  à 2 degrés de liberté puisque  $|h|$  suit une loi de Rayleigh. Si la diversité est élevée, on se rapproche de la définition sur canal AWGN ( $|h|^2 \rightarrow 1$ ). On voit alors (à capacité identique) que la variance de la capacité diminue avec la diversité, et qu'un gain d'antenne se rajoute lorsqu'il s'agit de diversité de réception (SIMO). Une étude plus approfondie sur différents canaux [7] permet de borner les capacités dans d'autres contextes MIMO.

<sup>(2)</sup>L'espérance sur le bruit  $\nu$  est toujours sous-entendue dans les formules de capacité.



Enfin le recours aux simulations permet de représenter la distribution complète de la capacité quels que soient le canal et la configuration, afin d'en déduire la capacité moyenne et de coupure [138]. Nous proposons de regrouper toutes ces informations en représentant les courbes de capacité en 3 dimensions.



Exemple de distribution de capacité d'un système MIMO 2X2 sur canal *Rayleigh-i.i.d.*

**Présentation de quelques bornes de capacité avec un signal émis continu** ▷ Quelques distributions de capacité dans le cas d'une CSI uniquement en réception, des canaux de *Rayleigh-i.i.d.* et des symboles d'entrée optimaux suivant une distribution complexe-gaussienne sont présentées sur la figure 5.3, pour différentes configurations d'antennes. Chaque figure illustre la densité de distribution de  $C_H$  suivant la nuance de gris, et la valeur moyenne de capacité  $C$ . Deux capacités de coupure  $C^{5\%}$  et  $C^{1\%}$  y sont ajoutées en supposant des blocs quasi-statiques. Dans ces contextes idéaux, on vérifie que la variation de capacité en fonction du SNR dépend du rang  $r_H$  du canal, et que lorsque la diversité  $\Omega$  augmente, la variance diminue et la capacité de coupure en bénéficie ; par ailleurs, un

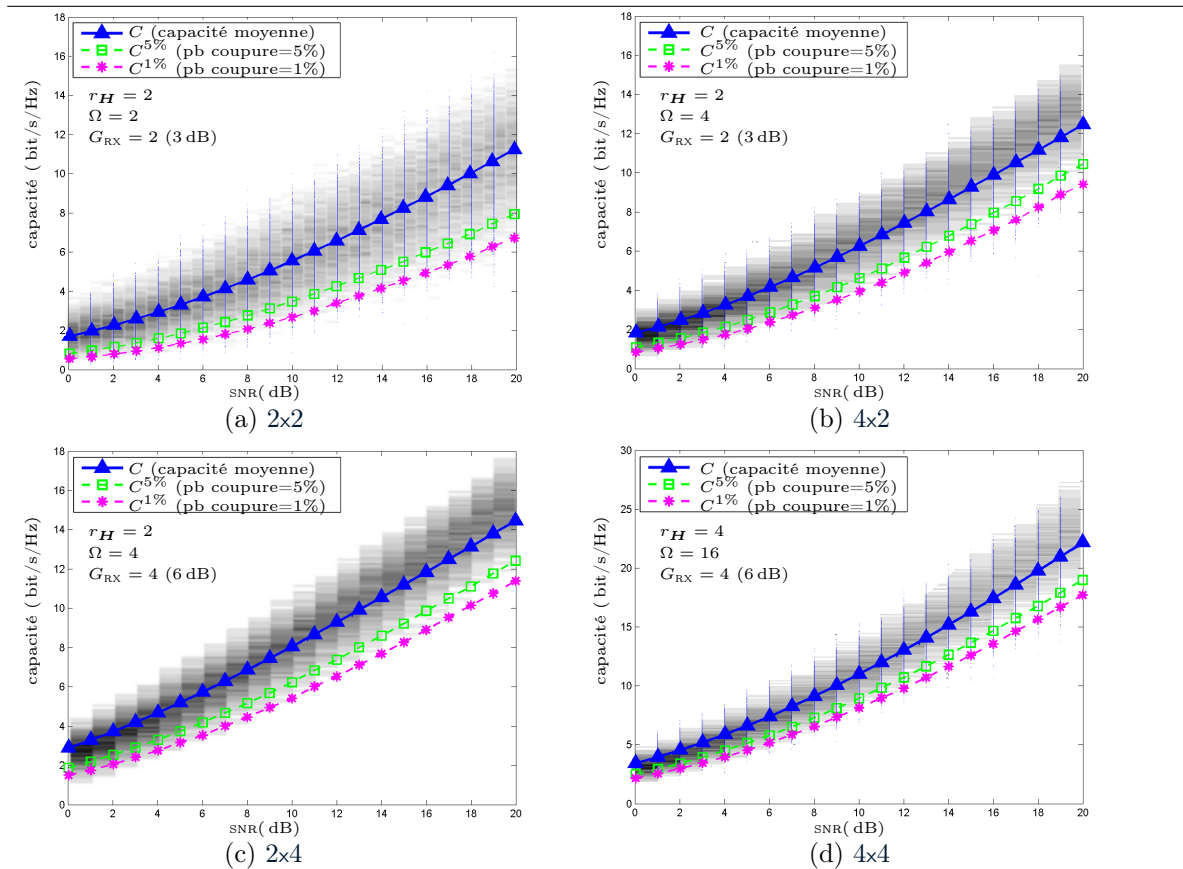


FIG. 5.3 – Représentation des capacités MIMO avec CSI uniquement en réception sur canaux de *Rayleigh-i.i.d.* [138]

gain d'antenne  $G_{RX}$  s'ajoute suivant la valeur de  $N$ . Ces 3 facteurs  $r_H$ ,  $\Omega$  et  $G_{RX}$  jouent respectivement sur la pente, le décalage vertical et horizontal des courbes. La distribution de la capacité à un SNR donné peut être représentée plus classiquement par sa fonction de distribution cumulée, comme sur la figure 5.4.

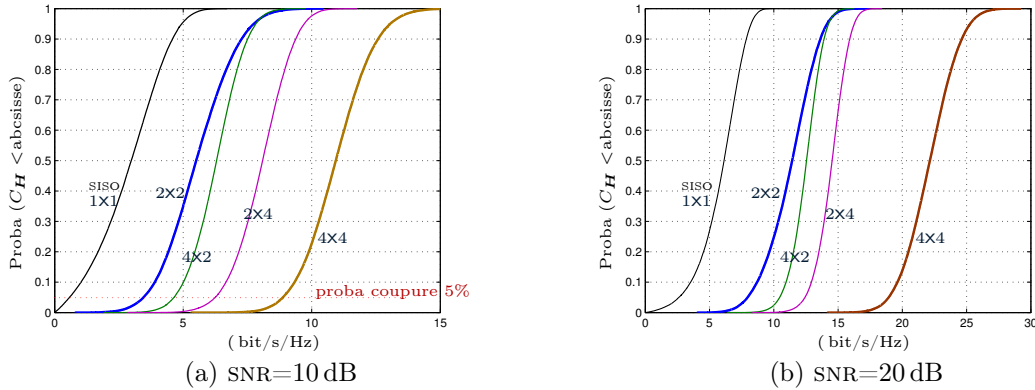


FIG. 5.4 – Fonctions de distribution cumulées de capacités avec CSI uniquement en réception sur canaux de *Rayleigh-i.i.d.*

Lorsqu'un réseau d'antennes n'est présent que d'un seul côté, ou lorsque la décorrélation spatiale du canal n'est pas totale, la croissance de la capacité avec le nombre d'antennes se trouve fortement réduite. Ainsi la figure 5.5 présente la variation de capacité moyenne  $C$  en fonction du SNR lorsqu'un réseau de 4 antennes est déployé à l'émetteur et/ou au récepteur. A haut SNR, la pente du système de rang 4 est de 4 bit/s/Hz par doublement de SNR (3 dB), alors qu'elle reste de 1 bit/s/Hz autrement<sup>(3)</sup>. La figure 5.6 présente l'effet de la corrélation sur la capacité d'un système MIMO 2x2. Ceci valide les précédentes conclusions sur l'importance du rang et de la décorrélation du canal.

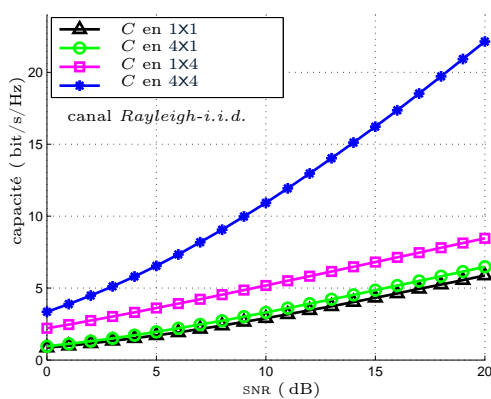


FIG. 5.5 – Capacités avec CSI uniquement en réception pour différentes configurations d'antennes

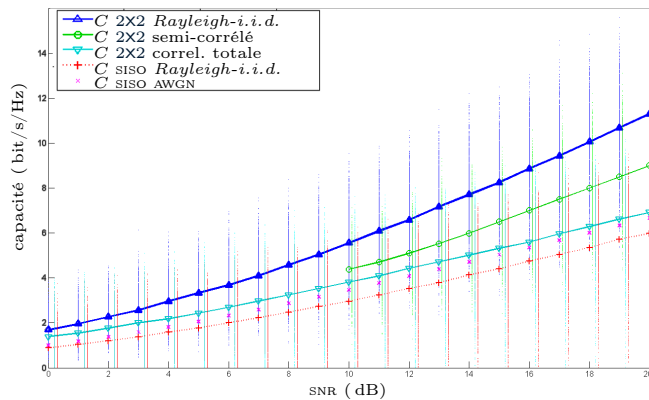


FIG. 5.6 – Capacités avec CSI uniquement en réception sur différents canaux (effet de la corrélation)

<sup>(3)</sup>Si on enlève le gain d'antenne en réception, la capacité des systèmes MISO ou SIMO reste inférieure à la capacité SISO AWGN.

**Extension de la discussion pour notre système large-bande** ▷ Les valeurs de capacité données précédemment peuvent s’entendre par sous-porteuse sans sélectivité fréquentielle. L’adaptation de la formule de capacité à notre système large-bande OFDM peut directement en découler à partir de (5.2) et des matrices de canal étendues du chapitre 2, en ignorant les pertes de mise en trame ( $\varpi_\Delta, \varpi_o, \varpi_c$ ) :

$$C_{\mathbf{H}} = \frac{1}{N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{NN_c} + \frac{1}{\sigma_v^2} \mathcal{H}^t \mathcal{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} \mathcal{H}^{tH} \right) \\ \stackrel{(2)}{=} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M\sigma_v^2} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \quad (5.11)$$

où l’égalité (2) suppose, sans CSI à l’émission, une répartition uniforme de puissance en espace et en fréquence, et  $\mathbf{H}_k$  désigne la matrice de canal spatial ( $N \times M$ ) pour la sous-porteuse  $k$ . Avec une telle distribution de la capacité instantanée, la capacité globale ergodique semble profiter linéairement du gain de bande, comme en SISO. La capacité de coupure tirera également parti d’un gain de diversité fréquentielle supplémentaire dans ce contexte large-bande, à partir du moment où il y a sélectivité fréquentielle *i.e.* que les  $\mathbf{H}_k$  varient avec  $k$ . Le couple MIMO OFDM dévoile alors tout son potentiel. La notion de capacité et de probabilité de coupure serait à étendre sur un *slot* dont les statistiques au niveau du canal sont connues, en particulier en tenant compte des corrélations t/f/s en plus des contraintes de délai et de codage. Cette probabilité de coupure pourrait alors être liée au taux d’erreur *slot* en supposant un codage-canal idéal, afin d’estimer ensuite le débit global avec ARQ.

### 5.1.3 Systèmes avec connaissance du canal au récepteur et à l’émetteur

Nous allons brièvement rappeler ici quelques systèmes nécessitant une CSI en émission, en donnant les principales références.

**Préfiltrage spatio-fréquentiel** ▷ Les capacités dans un contexte mono-utilisateur ont déjà été présentées. Différentes techniques ont été publiées avec une connaissance parfaite du canal [139, 140], afin d’optimiser le filtrage et le précodage suivant les limites de puissance d’émission imposées et les services recherchés. Des études en contexte multi-utilisateurs ou multi-cellulaire [141, 142, 143] sont toutefois à développer. Une solution élégante en multi-utilisateurs consiste à utiliser un préfiltrage spatio-fréquentiel pour supprimer totalement la MAI, technique appelée CZF [144, 145], et qui est utilisée dans la contribution en annexe A. De manière similaire, il est possible de tenir compte à la fois du bruit et des interférences pour maximiser le SINR en réception [146]. Toutefois, la sensibilité de ces systèmes qui nécessitent une connaissance parfaite des canaux utilisés, que ce soit par voie de retour ou par mesures en voie montante s’il y a réciprocité du canal, limite leur utilisation en contexte radio-mobile.

**Beamforming** ▷ Les techniques de formation de faisceau s’apparentent à un préfiltrage purement spatial, et sont adaptées lorsqu’on n’a qu’une connaissance partielle des canaux

en émission, en utilisant des paramètres qui varient peu dans le temps comme l'angle de départ ou des matrices de corrélation moyennes. On peut alors chercher à maximiser le SNR en pointant dans la direction de l'utilisateur voulu [10, 147], voire chercher à minimiser l'énergie émise en direction des autres utilisateurs si le nombre d'antennes d'émission est suffisant par rapport au nombre d'utilisateurs. Des résultats sont donnés en annexe A. Concernant la capacité d'un système avec *beamforming*, dans le cas optimal d'une corrélation totale à l'émission où le gain d'antenne se retrouve directement dans la PIRE, elle devient :

$$(\text{beamforming}) \quad C_{\mathbf{H}} = \log_2 \left( 1 + \frac{M P_T}{\sigma_v^2} \sum_{n=1}^N |h_n|^2 \right) \quad (5.12)$$

où  $h_n$  représente le canal équivalent vu à l'antenne de réception  $n$ .

#### 5.1.4 Systèmes ne nécessitant pas de connaissance du canal

Outre les techniques totalement aveugles n'utilisant par exemple que la structure statistique de la source, il est possible d'utiliser des détections non-cohérentes, et même d'en évaluer la capacité [136, 148, 149]. Cette dernière peut tendre, à haut SNR, vers  $C = k(1 - k/T_0) \log_2(\text{SNR})$  avec  $k = \min(M, N, T_0/2)$ , et montre qu'il est inutile d'augmenter le nombre d'antennes d'émission  $M$  si la cohérence temporelle du canal  $T_0$  n'augmente pas. La matrice de codage espace-temps optimale doit alors être orthogonale sur une durée supérieure ou égale à  $M$ .

**Modulations espace-temps unitaires**  $\triangleright$  Leur construction proposée dans [148] se base sur l'orthogonalité temporelle des signaux émis sur les différentes antennes, *i.e.*  $\mathbf{X}_l \mathbf{X}_l^H = T \mathbf{I}_M$ , où  $\mathbf{X}_l \in \mathbb{C}^{M \times T}$  est une des  $|\chi|^T$  matrices unitaires formant la constellation espace-temps unitaire. Les performances limites tendent vers celles des détections cohérentes si la durée  $T$  est élevée. Toutefois, même si l'utilisation de matrices unitaires de rotation permet de simplifier le décodage, ce dernier reste complexe. Notons qu'avec un système OFDM, cette idée peut être étendue au domaine fréquentiel si la cohérence temporelle du canal est trop faible.

**Méthodes différentielles**  $\triangleright$  Le principe des modulations différentielles n'est pas nouveau puisque de nombreux systèmes SISO le mettent en œuvre (DAB, DECT ...). L'application aux systèmes MIMO STBC en découle donc [150, 151, 152], avec l'éventuelle augmentation de complexité liée aux tailles des constellations ou aux manipulations matricielles supplémentaires, et parfois les mêmes contraintes en nombre d'antennes que les OSTBC. Il s'agit de coder l'information sur les transitions ; ainsi la matrice  $\Xi(l)$  est définie par la transition entre deux matrices espace-temps (peut être étendu en fréquence par la suite) :

$$\mathbf{X}(l) = \Xi(l) \mathbf{X}(l-1) \quad (5.13)$$

Ainsi, en supposant le canal constant entre ces deux matrices  $l$  et  $l-1$ , les deux matrices espace-temps reçues peuvent être combinées pour retrouver  $\Xi(l)$  :

$$\mathbf{Y}(l) = \Xi(l) \mathbf{Y}(l-1) + \nu(l) - \Xi(l) \nu(l-1) \quad (5.14)$$

Des constructions de codes espace-temps différentiels sont proposées dans [153, 154]. Toutes ces méthodes ont l'avantage d'éviter le recours à une estimation de canal qui peut devenir coûteuse et complexe en MIMO, mais offrent en contrepartie des performances réduites. En effet, le codage différentiel introduit une perte d'environ 3 dB, puisqu'avec les statistiques habituelles dans l'équation précédente la puissance du bruit est doublée par rapport aux détections cohérentes. Pour un système visant le haut-débit, cette perte semble élevée, raison pour laquelle nous privilégions les méthodes cohérentes qui vont suivre associées aux techniques d'estimation de canal du chapitre 8.

### 5.1.5 Systèmes avec une connaissance du canal seulement au récepteur

Sans connaissance du canal à l'émetteur, il convient de trouver une technique de codage « fixe », ne serait-ce que sur la durée de quelques *slots*, qui permette tout de même de tirer parti des connaissances statistiques *a priori* de SNR moyen et de corrélation en t/f/s. Ne nous attardant pas sur les éventuels algorithmes d'adaptation, d'allocation ou de contrôle de puissance à « long-terme » des couches supérieures, nous allons présenter rapidement quelques techniques de diversité qui ne supposent aucune connaissance supplémentaire du canal par rapport au système SISO présenté au chapitre 4, étalant généralement l'information de manière uniforme. Puis nous verrons les techniques de codage spatial appelées codage espace-temps (STC) dans la littérature puisqu'étudiées sur canaux quasi-statiques à bande-étroite. Nous les regroupons sous deux catégories : les codes espace-temps en treillis STTC (*Space-time treillis code*) et les codes espace-temps en bloc sous leur forme généralisée que nous nommerons STLDC (*Space-time linear dispersion code*). Nous ne rentrerons dans les détails que pour les codes en bloc qui seront utilisés jusqu'à la fin du rapport. L'étude théorique des STC en contexte large-bande n'apportant rien par rapport à l'étude en bande-étroite par sous-porteuse dans notre contexte OFDM, nous allons nous restreindre en laissant de côté la dimension fréquentielle, que nous ré-introduirons avec le système complet dans la section 5.2.

#### 5.1.5.1 Généralités sur les systèmes à diversité

La diversité est utilisée pour diminuer la probabilité d'avoir de forts évanouissements et ainsi fiabiliser la transmission. A ce titre, les méthodes du chapitre 4 peuvent être étendues en espace à condition d'adapter les algorithmes, en particulier pour profiter d'une diversité à l'émission. Une certaine catégorie de codes espace-temps qualifiés d'orthogonaux (OSTBC) ne se focalise que sur cet aspect afin de profiter au maximum de la diversité spatiale d'émission ; les critères de construction limitent toutefois les possibilités de rendement suivant le nombre d'antennes, ce que nous verrons plus loin. Une autre possibilité très simple consiste à faire du saut d'antenne ou de la sélection d'antenne ; là encore le rendement est réduit. Enfin, une solution alternative est de convertir la diversité spatiale en diversité temporelle ou fréquentielle, afin que le récepteur se comporte comme un simple terminal SISO qui verrait un canal équivalent dont la diversité a augmenté. Les algorithmes

d'étalement et de codage, présentés au chapitre 4, bénéficieront ensuite de cette diversité additionnelle. Toutes ces solutions, évitant l'ajout d'interférences spatiales, ne nécessitent pas de traitement complexe en réception ; elles améliorent les performances des systèmes SISO d'autant plus que la décorrélation spatiale est élevée, ce que l'on pourra trouver en environnement urbain avec un espacement d'antennes suffisant à la BS.

### 5.1.5.2 Conversion de la diversité spatiale en temps ou en fréquence

La diversité spatiale d'émission peut être convertie en fréquence ou en temps, en jouant sur la redondance spatiale du signal transmis sur laquelle on ajoute respectivement un décalage temporel ou fréquentiel. La diversité de réception pouvant être simplement mise en œuvre par traitement MRC, nous ne la mentionnons pas et étudions le cas avec  $N = 1$  antenne de réception.

La diversité de retard a été introduite pour rendre le canal plus sélectif en fréquence [155, 156]. Pour cela, il suffit de transmettre des répliques plus ou moins retardées de  $\delta'_m$  du même signal sur chaque antenne  $m = 1 \dots M$ , de manière à ce que le canal équivalent vu au récepteur soit :

$$h_{eq}(f) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M h_m(f) e^{-j2\pi\delta'_m f} \quad (5.15)$$

La bande de cohérence s'en trouve réduite ; même si  $M = 2$  sous-canaux  $h_m$  plats en fréquence et décorrélés sont utilisés avec un décalage  $\delta'$ , le canal équivalent voit son auto-corrélation fréquentielle diminuer puisque  $\mathcal{R}_h(\Delta f) \propto 1 + e^{-j2\pi\delta'\Delta f}$ .

Similairement, la diversité Doppler (ou diversité de décalage fréquentiel) vise à réduire le temps de cohérence, et est réalisée en transmettant plusieurs répliques du même signal de manière à ce que le canal équivalent vu au récepteur soit :

$$h_{eq}(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M h_m(t) e^{-j2\pi f'_m t} \quad (5.16)$$

Dans notre contexte OFDM, nous allons surtout nous pencher sur la conversion en diversité fréquentielle à travers la technique CDD (*Cyclic delay diversity*), puisque cette solution permet de conserver l'absence d'IBI et d'ICI et de ne travailler que par bloc-OFDM. En effet, de manière générale, ces méthodes de conversion peuvent être réalisées par une simple multiplication de chaque *chip* par  $e^{-j2\pi\phi_{m,k}(t)}$  avant la modulation OFDM, avec  $\phi_{m,k}(t) = \delta_m k / N_{fft} + f'_m t$ . Pour éviter l'introduction d'ICI, il convient de ne pas faire varier  $\phi_{m,k}(t)$  sur la durée d'un bloc-OFDM. Pour éviter l'introduction d'IBI, avec la technique CDD, il n'est plus nécessaire que les délais  $\delta'_m$  soient inférieurs à  $\Delta - \tau_P$ , *i.e.* les contraintes restent les mêmes qu'en SISO, ce que nous allons détailler. La conversion simultanée en temps et fréquence ne nous semble pas nécessaire ici.

**CDD** ▷ La technique CDD [157, 132] consiste à transmettre plusieurs répliques retardées du même signal, comme en diversité de retard, mais en tenant compte de la cyclicité du signal sur un bloc-OFDM pour éviter d'augmenter le besoin en intervalle de garde. Ainsi,

les signaux émis sur chaque antenne  $m$  aux instants  $l$  sont  $X_m(l) = X((l - \delta_m) \bmod N_{fft})$ . Autrement dit, les signaux émis sur les différentes antennes sont déphasés suivant la sous-porteuse  $k$ , mais les emplacements des bloc-OFDM et des préfixes cycliques restent inchangés. Ceci se traduit bien dans le domaine fréquentiel, grâce aux propriétés de la DFT, par :

$$X((l - \delta_m) \bmod N_{fft}) = \frac{1}{\sqrt{N_{fft}}} \sum_{k=0}^{N_{fft}-1} x(k) \cdot e^{-j2\pi\delta_m k/N_{fft}} \cdot e^{j2\pi l k/N_{fft}} \quad (5.17)$$

On vérifie alors que le canal équivalent vu au récepteur est :

$$h_{eq}(l, k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M h_m(l, k) \cdot e^{-j2\pi\delta_m k/N_{fft}} \quad (5.18)$$

Pour des questions de complexité, il semble plus simple d'implémenter un simple retard avec cyclicité que d'effectuer cette opération sur tous les *chips*. Rappelons que le récepteur se comporte comme en SISO et ne nécessite donc pas d'estimation de canal MIMO complexe ; toutefois, la bande de cohérence ayant diminué, le besoin en pilotes et la qualité de l'estimation peuvent s'en ressentir. Enfin, cette diversité sera exploitée par le reste de la chaîne, par exemple par le codage-canal ; nous donnerons quelques résultats de simulation en les comparant avec d'autres techniques de diversité dans le chapitre suivant.

### 5.1.5.3 Généralités sur le codage espace-temps

Les premières études sur le codage espace-temps [8] ont tenté de définir des critères de construction pour les matrices  $\mathbf{X}$  représentant l'information transmise en temps et en espace. Outre les critères de capacité énoncés précédemment, favorisant une distribution de l'information spatialement uniforme en puissance sur des sous-canaux décorrélés, l'optimisation principale reste la probabilité d'erreur. Le point de départ consiste à dire que  $\mathbf{X} \in \mathcal{X} \in \mathbb{C}^{M \times T}$  est une matrice espace-temps donnée parmi les  $|\chi_x|^Q$  possibles pour représenter les  $Q$  symboles d'entrée appartenant à une constellation  $\chi_x$ , et qu'un décodage ML sera effectué parmi cet ensemble. Avec un signal reçu de la forme  $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N \times T}$ , où  $\mathbf{V}$  est le bruit AWGN et  $\mathbf{H}$  est le canal quasi-statique sur la durée  $T$ , le récepteur ML effectue son choix :

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X}_l \in \mathcal{X}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}_l\|^2 \quad (5.19)$$

Tarokh a ainsi dérivé des calculs pour approximer la probabilité d'erreur avant de l'appliquer aux STTC.

**Critères de construction basés sur la probabilité d'erreur** ▷ La probabilité d'erreur parmi l'ensemble des matrices possibles est trop complexe à formuler, et le recours à la probabilité d'erreur par paire (PEP) s'impose comme borne supérieure. Ainsi la probabilité de décider  $\mathbf{X}'$  alors que  $\mathbf{X}$  a été émise est donnée par :

$$(\text{PEP}) \quad P(\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{X}' | \mathbf{H}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{X} - \mathbf{X}')\|^2}{4\sigma_v^2}} \right) \quad (5.20)$$



On peut définir  $\mathbf{A}_{\mathbf{X}\mathbf{X}'} = (\mathbf{X} - \mathbf{X}')(\mathbf{X} - \mathbf{X}')^H$  dont le rang est  $r_A$  et les valeurs propres  $\lambda_{Ai}$ . Après calculs et approximations, on obtient sur canal de *Rayleigh-i.i.d.* la PEP moyenne :

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{X}') \leq \left( \prod_{i=1}^{r_A} \left( 1 + \frac{\lambda_{Ai}}{4\sigma_v^2} \right) \right)^{-N} \stackrel{(2)}{\approx} \left( \frac{1}{4\sigma_v^2} \cdot \left( \prod_{i=1}^{r_A} \lambda_{Ai} \right)^{\frac{1}{r_A}} \right)^{-Nr_A} \quad (5.21)$$

où l'approximation (2) vaut à haut SNR. En définissant le gain de diversité comme la pente de la courbe d'erreur en fonction du SNR, représentée dans l'équation par l'exposant  $Nr_A$ , on peut exprimer le critère du rang : la diversité est maximisée lorsque le rang de  $\mathbf{A}_{\mathbf{X}\mathbf{X}'}$ , ou de manière équivalente le rang de  $\mathbf{X} - \mathbf{X}'$ , est maximisé, *i.e.* la différence entre chaque matrice doit être maximisée en espace et en temps. De même, en définissant le gain de codage [8] comme la racine du terme multiplicatif  $\prod_{i=1}^{r_A} \lambda_{Ai}$  dans l'équation précédente, on peut exprimer le critère du déterminant puisque ce produit de valeurs propres non nulles équivaut au déterminant de  $\mathbf{A}_{\mathbf{X}\mathbf{X}'}$ . Ainsi, à haut SNR, le gain de codage est optimisé en évitant d'avoir un faible déterminant entre deux paires. Notons qu'à faible SNR ou avec un nombre d'antennes suffisant, on retrouve l'idée de maximiser la distance euclidienne entre les matrices émises, ce qui peut se traduire par maximiser la trace des matrices  $\mathbf{A}_{\mathbf{X}\mathbf{X}'}$ .

Là encore, une extension de l'étude sur le *slot* est possible, mais la complexité d'un codage/décodage optimal nous oriente vers d'autres axes. Le recensement de ces études a également été effectué dans [158]. Ces critères, reposant principalement sur un principe de détection ML, sont généralement d'un intérêt plus limité dans le cas d'un détecteur linéaire. Or un décodage ML au MT semble trop complexe, d'autant plus que l'étalement entraîne des tailles de constellations d'entrée très élevées en contexte OFDM-CDMA. Nous présenterons donc d'autres méthodes de construction par la suite.

#### 5.1.5.4 Codage espace-temps en treillis (STTC)

Les STTC constituent une réponse aux critères de constructions précédents, en essayant de combiner gain de diversité et gain de codage, de manière localement optimale. Ils généralisent les modulations codées en treillis [159] en y ajoutant la dimension spatiale. Définis par Tarokh dans [8] et étudiés dans [160, 158], les STTC conservent les inconvénients de complexité mentionnés précédemment, et nous ne les étudierons pas. En effet, la souplesse et les performances du codage espace-temps en bloc associé à un codage-canal conventionnel nous semblent plus prometteuses à complexité égale, ce que nous allons détailler.

#### 5.1.5.5 Codage espace-temps en bloc générique (STLDC)

Les codes espace-temps en bloc se retrouvent parfois sous l'acronyme STBC ; seulement ce dernier est souvent utilisé abusivement pour désigner le cas particulier des STBC orthogonaux. Afin d'éviter toute confusion, nous appellerons STLDC les codes en bloc sous leur forme généralisée en référence aux codes LD proposés dans [161], et désignerons les codes en bloc orthogonaux sous le terme OSTBC. Les codes espace-temps étudiés ici partent du principe que le canal est quasi-invariant sur une durée de  $T$  symboles. Nous généraliserons



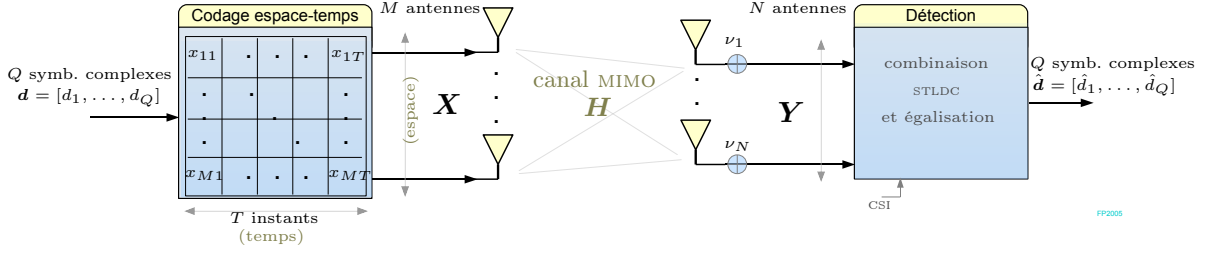


FIG. 5.7 – Schéma de transmission par code espace-temps en bloc STLDC

encore un peu plus dans la section 5.2 en remplaçant les symboles par des bloc-OFDM, et en autorisant un codage dans les trois dimensions temps / fréquence / espace ; nous appellerons alors ces codes en bloc généralisés STFLDC (*Space-time-frequency linear dispersion code*).

**Modèle générique de codage spatial STLDC**  $\triangleright$  Nous proposons ici un modèle générique qui englobera l'ensemble des codes espace-temps en bloc utilisés dans ce rapport. Ce modèle, que nous avons déjà suggéré dans [138], inclus en particulier le multiplexage spatial ou les OSTBC que nous détaillerons dans les sections suivantes. Il permet également de formaliser le système pour définir des traitements linéaires globaux quel que soit le codage espace-temps utilisé. Le principe des STLDC consiste à répartir l'information en temps et en espace suivant une matrice de codage définie pour répondre à certains critères d'optimisation. On peut ainsi favoriser la robustesse en introduisant une redondance suffisante et de la diversité spatiale, favoriser l'efficacité spectrale en multiplexant l'information, ou encore réaliser des compromis pour s'adapter à la  $QoS$  et au canal. En ce sens, ce modèle rejoint les systèmes de codage et de précodage linéaire étendus en espace et avec un rendement variable, comme présenté sous le terme LSD dans [162], ou en combinant la diversité de précodage de [163] et le multiplexage par couches de [164].

Le schéma de transmission STLDC peut être simplement représenté comme sur la figure 5.7 où le codage espace-temps consiste en la conversion d'un vecteur de données  $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_Q]^T$  en une matrice  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M \times T}$  sur  $M$  antennes d'émission et  $T$  instants. Dans le cas général, la non-linéarité de cette opération nous conduit à définir un modèle mathématique permettant de transformer les opérations non-linéaires complexes, tel que la conjugaison, en des opérations linéaires sur les parties réelles et imaginaires que nous pourrions représenter matriciellement. Une fois posé, ce modèle entièrement linéaire paraîtra évident et général. Pour cela, nous définissons tout d'abord une nouvelle opération  $\mathfrak{R}(\cdot)$  de conversion d'un vecteur ou d'une matrice complexe en son équivalent sous forme de nombres réels. Prenons un exemple avec un vecteur  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^L$  et une matrice  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{L \times C}$  :

$$\mathfrak{R}(\cdot) : \mathbf{x} \mapsto \underline{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \Re(x_1) \\ \Im(x_1) \\ \vdots \\ \Re(x_L) \\ \Im(x_L) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} \mapsto \underline{\underline{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} \Re(x_{11}) & -\Im(x_{11}) & \dots & \Re(x_{1C}) & -\Im(x_{1C}) \\ \Im(x_{11}) & \Re(x_{11}) & \dots & \Im(x_{1C}) & \Re(x_{1C}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Re(x_{L1}) & -\Im(x_{L1}) & \dots & \Re(x_{LC}) & -\Im(x_{LC}) \\ \Im(x_{L1}) & \Re(x_{L1}) & \dots & \Im(x_{LC}) & \Re(x_{LC}) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

L'opération inverse de conversion de réels vers des complexes est notée  $\mathfrak{R}^{-1}(\cdot)^{(4)}$ . Enfin les dimensions temporelle et spatiale sont vectorisées, et l'opération de codage espace-temps symbolisée par la matrice  $\mathcal{F} \in \mathbb{R}^{2MT \times 2Q}$  devient alors :

$$\underline{\mathbf{x}} = \mathcal{F} \cdot \underline{\mathbf{d}} \quad (5.23)$$

$(2MT \times 1) \quad (2MT \times 2Q) \quad (2Q \times 1)$

**Relation avec les modèles de codage habituels**  $\triangleright$  La relation donnée pour les LD dans [161] est équivalente en décomposant  $d_q = \alpha_q + j\beta_q$  et en utilisant un ensemble de matrices de dispersion  $\mathbf{A}_q$  et  $\mathbf{B}_q \in \mathbb{C}^{M \times T}$  :

$$\mathbf{X} = \sum_{q=1}^Q (\alpha_q \mathbf{A}_q + j\beta_q \mathbf{B}_q) \quad (5.24)$$

Le lien entre les différentes matrices de dispersion et la matrice  $\mathcal{F}$  introduite est alors :

$$\mathcal{F} = \begin{bmatrix} (\mathcal{F}_1)_{1,1} & (\mathcal{F}_2)_{1,1} & \cdots & (\mathcal{F}_Q)_{1,1} \\ (\mathcal{F}_1)_{2,1} & (\mathcal{F}_2)_{2,1} & \cdots & (\mathcal{F}_Q)_{2,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathcal{F}_1)_{M,T} & (\mathcal{F}_2)_{M,T} & \cdots & (\mathcal{F}_Q)_{M,T} \end{bmatrix}, \text{ avec } (\mathcal{F}_q)_{m,t} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{A}_q)_{m,t} & -\Im(\mathbf{B}_q)_{m,t} \\ \Im(\mathbf{A}_q)_{m,t} & \Re(\mathbf{B}_q)_{m,t} \end{bmatrix}. \quad (5.25)$$

### 5.1.5.6 Techniques de détection des STLDC

**Modélisation du signal reçu**  $\triangleright$  De manière équivalente, le signal reçu peut s'écrire (cf. équations (2.16) et (5.22)) :

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathcal{H}}^f \cdot \underline{\mathbf{x}} + \underline{\mathbf{v}}, \quad \text{avec } \underline{\mathcal{H}}^f = \mathbf{I}_T \otimes \mathfrak{R}(\mathbf{H}) \quad (5.26)$$

$(2NT \times 1) \quad (2NT \times 2MT) \quad (2MT \times 1) \quad (2NT \times 1)$

Ces équations pourront être étendues en fréquentiel et nous allons omettre l'exposant  $f$ . En combinant les équations (5.23) et (5.26), nous pouvons souligner l'importance du canal équivalent  $\mathcal{H}_{eq} = \underline{\mathcal{H}}\mathcal{F} \in \mathbb{R}^{2NT \times 2Q}$  perçu par le récepteur :

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathcal{H}}\mathcal{F}\underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{v}} = \mathcal{H}_{eq}\underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{v}} \quad (5.27)$$

**Méthodes de détection**  $\triangleright$  Au niveau du récepteur, le décodage espace-temps peut se faire de différentes manières à partir du signal reçu  $\underline{\mathbf{y}}$  et de la connaissance de  $\mathcal{H}_{eq}$ . N'ayant pas encore mentionné le reste de la chaîne, ce décodage se fait ici de manière disjointe de la détection multi-utilisateurs et du désétalement de l'OFDM-CDMA, ce qui diminue grandement la complexité. Pour autant, dans le cas général où la matrice  $\mathcal{F}$  ne présente pas de propriétés particulières, la détection optimale basée sur le critère ML s'avère très complexe.

<sup>(4)</sup>L'opération  $\mathfrak{R}(\cdot)$  transforme  $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}$  en l'égalité équivalente  $\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{x}}$ . Par contre, nous appliquerons l'opération inverse uniquement sur des vecteurs, même si elle reste possible pour des matrices respectant la forme (5.22). Des détails sont donnés en annexe B.2.

**Détection optimale par recherche exhaustive de séquence (MLSE)** ▷ Nous l'avons déjà mentionné en 5.1.5.3 et le rappelons ici de manière équivalente :

$$\hat{\underline{d}} = \arg \min_{\underline{d} \in \mathcal{D}^{2Q}} \|\underline{y} - \mathcal{H}_{eq} \underline{d}\|^2 \quad (5.28)$$

Des algorithmes presque-optimaux permettent d'approcher les mêmes performances à moindre complexité. Citons les techniques visant à réduire la liste de recherche, tel que le décodage par sphère [117, 165]. Les techniques SDP [166] et HIS [167] sont également envisageables dans le domaine spatial de la même façon qu'elles étaient appliquées en détection pour des systèmes CDMA. L'ordre de complexité pour un bloc de taille  $2Q$  peut alors être fortement réduit, passant approximativement de  $\mathcal{O}(|\mathcal{D}|^{2Q})$  pour une détection ML<sup>(5)</sup> à un ordre généralement compris entre  $\mathcal{O}((2Q)^3)$  et  $\mathcal{O}((2Q)^4)$ . Pour les mêmes raisons qu'au chapitre précédent, nous préférons nous orienter avant tout vers des détections linéaires.

**Détection linéaire** ▷ A partir de (5.27), il semble possible d'estimer le signal émis de manière identique aux algorithmes mis en œuvre au chapitre 4. On obtient alors l'estimation suivante :

$$\hat{\underline{d}} = \mathcal{G}_{eq} \underline{y} \quad (5.29)$$

En appliquant les critères de minimisation de l'interférence ou de l'erreur quadratique moyenne, on obtient les matrices  $\mathcal{G}_{eq}$  suivantes :

$$\text{(ZF)} \quad \mathcal{G}_{eq} = (\mathcal{H}_{eq}^T \mathcal{H}_{eq})^{-1} \mathcal{H}_{eq}^T \quad (5.30)$$

$$\text{(MMSE)} \quad \mathcal{G}_{eq} = (\mathcal{H}_{eq}^T \mathcal{H}_{eq} + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_d^2} \mathbf{I}_{2Q})^{-1} \mathcal{H}_{eq}^T \rho \quad (5.31)$$

où nous avons supposé une puissance uniformément répartie et des symboles indépendants pour simplifier l'équation MMSE. Pour des questions de stabilité et de complexité, nous préférons présenter l'inversion d'une matrice  $(2Q \times 2Q)$  en appliquant d'abord le filtre adapté plutôt qu'une inversion  $(2NT \times 2NT)$ , supposant  $Q$  correctement choisi et donc inférieur ou égal à  $NT$ . Toutefois, avec des rendements élevés et un grand nombre d'antennes, cette inversion peut s'avérer lourde. Nous pouvons alors employer les optimisations mentionnées au chapitre précédent ; tenant compte du fait que la matrice à inverser est symétrique définie-positive, la décomposition de Cholesky est utilisable dans nos simulations.

Bien que sous-optimales, ces détections linéaires pourront présenter de bons résultats si le système est correctement dimensionné et si la séparation des flux est suffisante. Cette séparation est totale dans le cas d'un codage orthogonal comme nous le verrons en section 5.1.5.9. Dans le cas contraire, la réduction des interférences, ici spatiales que nous nommerons CAI (*Co-Antenna Interference*), impliquera un traitement additionnel non linéaire.

**Ajout de techniques de suppression d'interférences** ▷ Un système itératif ou à retour de décision pour réduire les interférences, tel que ceux présentés au chapitre 4, permettra d'améliorer les performances. Ainsi, le système de détection proposé pour le multiplexage spatial V-BLAST dans [168] s'apparente à une méthode d'annulation successive des interférences (SIC) avec ordonnancement. La donnée la plus puissante, et donc

<sup>(5)</sup> la constellation d'entrée  $\mathcal{D}$  peut être très grande puisqu'il s'agit de symboles étalés. Ainsi, une simple BPSK avec un étalement de 32 peut induire  $|\mathcal{D}| = 2^{32}$  !

la plus fiable, est détectée par une méthode linéaire tel que ZF, puis sa contribution est soustraite du signal reçu. La procédure est ré-itérée à partir du nouveau signal nettoyé d'une interférence, afin de détecter la seconde donnée la plus puissante, et ainsi de suite. La détection n'est donc plus conjointe ou linéaire mais réalisée en plusieurs étapes afin que les données les moins fiables soient détectées en présence de moins d'interférences et bénéficient d'une diversité de réception. Pour éviter la propagation d'erreurs, il peut être judicieux de sous-dimensionner le nombre de données  $Q$  (ou sur-dimensionner le nombre d'antennes  $N$ ) ou d'envisager le décodage-canal dans la boucle. Il est également possible d'employer un système PIC ; une solution simple consiste à employer une détection linéaire avec l'équation (5.29) en première étape, suivi d'une combinaison d'annulations d'interférences et de détections linéaires aux itérations  $i$  suivantes :

$$\begin{aligned} \text{itération 0 (détection linéaire)} : & \quad \underline{\mathbf{y}}^{(0)} := \underline{\mathbf{y}} \rightarrow \hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(0)} = \mathcal{G}_{eq}^{(0)} \underline{\mathbf{y}}^{(0)} \\ \text{itération } i \text{ (annulation des interférences)} : & \quad \underline{\mathbf{y}}^{(i,q)} = \underline{\mathbf{y}} - \mathcal{H}_{eq} \tilde{\underline{\mathbf{d}}}_{\wedge q}^{(i-1)} \\ \text{itération } i \text{ (détection linéaire)} : & \quad \rightarrow \hat{\underline{\mathbf{d}}}_q^{(i)} = \underline{\mathbf{g}}_q^{(i)} \underline{\mathbf{y}}^{(i,q)} \quad \forall q = 1 \dots 2Q \end{aligned}$$

où  $\tilde{\underline{\mathbf{d}}}_{\wedge q}^{(i-1)}$  est  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(i-1)}$  ayant éventuellement subi un traitement (décodage-canal, seuillage suivant la constellation...) et une annulation de l'entrée sur sa ligne  $q$ . Pour simplifier les itérations et éviter d'appliquer à nouveau le critère MMSE en tenant compte des traitements précédents,  $\underline{\mathbf{g}}_q^{(i)}$  peut résulter d'un simple ZF adapté à la donnée  $q$ . Ainsi dès l'itération 1, si on suppose l'annulation d'interférence parfaite, alors  $\underline{\mathbf{y}}^{(1,q)} = \underline{\mathbf{h}}_q d_q + \underline{\mathbf{v}}$ , où  $\underline{\mathbf{h}}_q$  est la colonne  $q$  de  $\mathcal{H}_{eq}$  ; il suffit ensuite de choisir  $\underline{\mathbf{g}}_q^{(1)} = (\underline{\mathbf{h}}_q^T \underline{\mathbf{h}}_q)^{-1} \underline{\mathbf{h}}_q^T$  pour obtenir  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_q^{(1)} = d_q + \underline{\mathbf{g}}_q^{(1)} \underline{\mathbf{v}}$  et rejoindre les performances d'un système sans CAI. Toutefois, la prise en compte du bruit plutôt qu'un simple ZF permet de minimiser le facteur multiplicatif  $\underline{\mathbf{g}}_q$  et d'améliorer la convergence. Des résultats, en contexte idéal bande-étroite ou OFDM sans étalement (mono-utilisateur) avec un canal théorique et une CSI parfaite ont été obtenus avec un système équivalent dans [169]. D'autres optimisations du filtrage linéaire ont été envisagées dans [170] et l'étude de différents récepteurs itératifs plus complexes a été menée dans [171].

**Similarité entre détection multi-utilisateurs et multi-antennes**  $\triangleright$  Nous voyons avec ce modèle que le traitement multi-antennes est similaire au traitement multi-utilisateurs. Ainsi, en plus d'employer les mêmes algorithmes et optimisations, il sera possible d'envisager une extension commune par un système itératif global qui pourra conjointement supprimer les interférences des utilisateurs (MAI) et des antennes (CAI). La souplesse et la simplicité des détections linéaires, combiné au fait qu'elles puissent échanger des informations souples, constituent la force de ce système qui pourra être illustrée en combinant les différents modules avec un codage-canal et éventuellement un système itératif. Ces compromis ne pouvant être aisément décrits analytiquement, un recours aux simulations Monte-Carlo sera nécessaire. Nous allons tout d'abord revenir sur le choix du codage espace-temps, en définissant quelques STLDC puis en présentant deux stratégies courantes que sont le multiplexage spatial et le codage orthogonal, avant de donner quelques résultats et d'envisager une étude plus poussée en contexte réaliste dans les chapitres suivants.

### 5.1.5.7 Choix du schéma de codage STLDC

Le choix de la matrice de codage espace-temps  $\mathcal{F}$  peut dépendre de nombreux critères, et résulter de l'optimisation de la probabilité d'erreur, ou de la capacité et de la diversité exploitées, ou encore d'un compromis suivant l'état du canal. Le rendement du schéma STLDC est  $R_{\text{STC}} = Q/T$ , dont le choix sera discuté plus amplement au chapitre 7.

A partir de la connaissance de l'ensemble des  $\mathbf{X}$  possibles, le gain de diversité en fonction du rang de la matrice des différences a été discuté précédemment, partant des critères de construction de Tarokh. Le schéma est alors dit à diversité pleine si le rang de  $\mathbf{A}_{\mathbf{X}\mathbf{X}'}$  est toujours maximal, *i.e.* égal à  $M$ . Toutefois, ce critère se basant sur la PEP dans le cas d'une détection ML, un approfondissement de la question est nécessaire.

Si nous revenons sur le critère d'optimisation de la probabilité d'erreur par paire moyenne pour des entrées gaussiennes [161], cela conduit à minimiser

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{X}') \leq \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[ \det(\mathbf{I}_{2NT} + \gamma_x \mathcal{H}_{eq} \mathcal{H}_{eq}^T)^{-1/2} \right] \quad (5.32)$$

où  $\mathcal{H}_{eq} = \underline{\mathcal{H}}\mathcal{F}$  est le canal équivalent. Cependant, le passage à la probabilité moyenne est difficile à déduire vu le grand nombre de matrices  $\mathbf{X}$  possible et la faible distance résultante. On s'aperçoit tout de même qu'on a intérêt à maximiser le déterminant, ce qu'on retrouve également dans le critère de maximisation de la capacité, *i.e.* de maximisation de

$$C = \frac{1}{2T} \mathbb{E} \left[ \log_2 \det(\mathbf{I}_{2NT} + \gamma_x \mathcal{H}_{eq} \mathcal{H}_{eq}^T) \right] \quad (5.33)$$

tout en respectant une contrainte de puissance sur la matrice  $\mathcal{F}$ . La première contrainte de puissance d'émission<sup>(6)</sup> est d'avoir  $\text{tr}(\mathcal{F}^T \mathcal{F}) = 2T$ . Une répartition identique en puissance pour les 2 voies des  $Q$  symboles implique même que les termes diagonaux de  $\mathcal{F}^T \mathcal{F}$  soient identiques et de valeur  $\frac{T}{Q}$ . Enfin, un critère plus strict d'optimisation en diversité consiste à dire que chaque symbole est réparti uniformément en puissance sur chaque antenne, en remplissant  $\mathcal{F}$  de manière adaptée. Avec la notation équivalente (5.24), cette dernière contrainte revient à vérifier  $\mathbf{A}_q \mathbf{A}_q^H = \mathbf{B}_q \mathbf{B}_q^H = \frac{T}{MQ} \mathbf{I}_M$ .

Sans CSI à l'émission, cette capacité (5.33) est bien évidemment bornée par la capacité du canal mentionnée dans l'équation (5.9). Pour que l'équivalence soit possible, et que le schéma soit de capacité pleine, il suffit de comparer les deux expressions :

$$\mathcal{H}_{eq} \mathcal{H}_{eq}^T = \underline{\mathcal{H}} \mathcal{F} \mathcal{F}^T \underline{\mathcal{H}}^T = \frac{1}{M} \underline{\mathcal{H}} \underline{\mathcal{H}}^T \iff \mathcal{F} \mathcal{F}^T \propto \mathbf{I} \quad (5.34)$$

Intuitivement, pour atteindre à la fois capacité et diversité pleine, la matrice  $\mathcal{F}$  devra être non seulement unitaire mais également suffisamment remplie pour répartir judicieusement l'information sur les différents sous-canaux. On voit également, à travers l'équation (5.27), que le système linéaire nécessite pour être inversible d'avoir  $Q \leq \min(M, N)T$ , l'égalité n'étant vraie que si les équations sont indépendantes, ce qui implique une décorrélation spatiale du canal. Ceci constitue une première limite de rendement.

<sup>(6)</sup>Remarquons que nous avons décidé d'inclure la normalisation de la puissance transmise par  $1/M$  lors du passage de  $\mathbf{d}$  à  $\mathbf{x}$ , *i.e.* dans la matrice  $\mathcal{F}$ . Autrement dit,  $\gamma_x = P_T/\sigma_v^2$  et  $\text{tr}(\mathcal{F} \mathcal{F}^T) = 2T$ .

**Codes STLDC pour  $M = 2$  antennes**  $\triangleright$  En supposant un nombre d'antennes de réception au moins égal au nombre d'antennes d'émission et un canal suffisamment décorrélé, nous allons d'abord chercher des codes de rendement plein, *i.e.*  $R_{\text{STC}} = Q/T = 4/2 = 2$ . Afin d'optimiser la capacité ergodique, en vérifiant  $\mathcal{F}\mathcal{F}^T = \frac{1}{M}\mathbf{I}_{2MT}$ , et la diversité suivant les critères précédents, et supposant l'invariance temporelle sur  $T = 2$  symboles, on peut prendre simplement

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 + d_3 & d_2 - d_4 \\ d_2 + d_4 & d_1 - d_3 \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{4,2,2;\text{BH2}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} +1 & 0 & 0 & 0 & +1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 & 0 & 0 & +1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +1 & 0 & 0 & 0 & +1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & +1 & 0 & 0 & 0 & +1 \\ 0 & 0 & +1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & +1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ +1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.35)$$

Il existe une infinité de solutions aux contraintes précédentes, et tout précodage linéaire sur les  $Q$  symboles d'entrée ou toute multiplication de  $\mathcal{F}$  par une matrice unitaire respecte les mêmes critères. Une matrice unitaire ne modifiera en effet pas l'optimisation de la capacité, mais pourra avantageusement étaler l'information en temps et espace. Avec une détection ML, il est intéressant d'optimiser les gains de codage et de diversité vus<sup>(7)</sup> en section 5.1.5.3 suivant la constellation d'entrée. Une matrice de codage vérifiant les critères précédents peut se présenter sous la forme

$$\mathcal{F}^{4,2,2;\text{capamax}} = \mathcal{F}^{4,2,2;\text{BH2}} \cdot \Phi, \quad \text{avec } \Phi = \mathfrak{R} \left( \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_4} \end{bmatrix} \right) \quad (5.36)$$

où chaque symbole n'est présent qu'une fois par antenne pour simplifier<sup>(8)</sup>. Dans ce cadre, nous proposons différentes matrices en annexe C (STLDC FP2 et HD2, en plus de la BH2 de (5.35)) dont nous présenterons brièvement les résultats. L'une d'entre elles correspond à la proposition de [172] qui utilise la théorie des nombres. Dans ce cas, supposant une entrée QPSK, on prend  $\Phi = \text{diag} \{1, e^{j2\lambda}, e^{j\lambda}, e^{j3\lambda}\}$  avec  $\lambda = 0.25$ . La maximisation des capacité, diversité et gain de codage est donc réalisée par l'utilisation d'un rendement plein et d'un précodage adéquat. Toutefois, deux limites s'ajoutent en contexte réaliste. Tout d'abord, dans notre chaîne de transmission complète avec les traitements additionnels tels que l'étalement CDMA, l'optimisation ne peut avoir lieu pour une constellation finie simple, de même que la détection est généralement impossible en ML. L'aspect gain de diversité et de codage est donc à étendre avec des traitements linéaires; ce précodage supplémentaire pourra s'avérer redondant et inutile. Enfin, le rendement plein suppose un canal de rang suffisant, *i.e.* un nombre d'antennes de réception supérieur au rendement et une décorrélation spatiale. Dans le cas contraire, des STLDC de rendement intermédiaire trouveront leur place.

<sup>(7)</sup>On applique les critères du rang et du déterminant, mais avec la matrice de canal équivalente  $\mathcal{H}_{\text{eq}}$ .

<sup>(8)</sup>La multiplication de ces matrices par une matrice unitaire reste toujours possible et peut alors supprimer ce cas particulier en répartissant l'information aussi bien en temps qu'en espace.

### 5.1.5.8 Cas particulier du multiplexage spatial (SM)

Le multiplexage spatial a été l'une des premières méthodes de transmission utilisée afin de montrer le gain de capacité sur les canaux MIMO. Les premiers systèmes proposés par les Bell Labs furent les systèmes BLAST [9, 168, 173], à savoir D-BLAST, H-BLAST, ou V-BLAST suivant la façon de multiplexer l'information en temps et en espace, et de détecter les données de manière presque-optimale (décodage par sphère) ou sous-optimale (SIC). Dans le cas V-BLAST, il s'agit simplement de transmettre  $Q = M$  symboles de données sur les  $M$  antennes d'émission simultanément, ce qui donne la matrice de codage de rendement  $R_{\text{STC}} = M$  suivante :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_M \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F} := \mathcal{F}^{Q=M, T=1; \text{SMv}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

La capacité ergodique d'un système à multiplexage spatial peut atteindre celle du canal. Ainsi avec un canal idéal de *Rayleigh-i.i.d.* et un grand nombre  $M$  d'antennes d'émission,  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H/M \rightarrow \mathbf{I}_N$  et  $C_{\mathbf{H}} \rightarrow N \log_2(1 + \gamma_x)$ ; autrement dit, la capacité croît linéairement avec le rang du canal  $r_{\mathbf{H}} = N$ . Cependant, aucune redondance ou diversité d'émission n'est introduite dans ces schémas, ce qui constitue leur faiblesse principale et réduit leur robustesse, surtout en contexte réaliste où le rang du canal peut être inférieur au nombre d'antennes d'émission. Sans redondance extérieure, nous pouvons donc dire que ces systèmes ne peuvent être traités linéairement de manière fiable que si  $M \leq N$ . Nous devons alors écarter ces systèmes en voie descendante pour l'instant.

### 5.1.5.9 Cas particulier du codage espace-temps orthogonal (OSTBC)

Afin de pouvoir traiter simplement et linéairement le signal reçu tout en atteignant les performances du décodage optimal ML, un codage espace-temps orthogonal de l'information est réalisé à l'émission. Ce principe a été proposé pour deux antennes d'émission par Alamouti [133] puis généralisé [85]. Nous allons présenter les propriétés qui font l'attrait des OSTBC, donner quelques exemples de codes, et discuter leurs diversité et capacité.

**Propriétés des OSTBC** ▷ Pour autoriser en réception un découplage des symboles transmis, les signaux doivent être spatialement orthogonaux sur  $T$  instants. Nous cherchons également à conserver une complexité de décodage réduite quelles que soient les conditions de canal, et à profiter de la diversité spatiale maximale. Ainsi, chaque donnée est décodée indépendamment par simple combinaison linéaire des signaux reçus, et on aboutit à un canal équivalent qui se rapproche d'un système SISO avec diversité en s'assurant que chaque donnée subisse plusieurs évanouissements distincts; il suffit alors de chercher  $\mathbf{X}$  tel que

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H \propto \left( \sum_{q=1}^Q |d_q|^2 \right) \mathbf{I}_M \quad (5.38)$$

L'absence de termes croisés après la détection assure l'optimalité d'un simple traitement linéaire, mais implique un rendement de codage  $R_{\text{STC}} \leq 1$ . En contrepartie, un avantage certain de ces OSTBC vient de leur robustesse et de leur compatibilité avec tous les récepteurs, y compris ceux ne possédant qu'une antenne. Par ailleurs, les données peuvent être détectées même si une seule des antennes d'émission fonctionne. Nous allons détailler le compromis rendement/diversité/complexité ci-dessous, et verrons que seul le code d'Alamouti dans un système  $(2 \times 1)^{(9)}$  est optimal sur l'ensemble des critères.

**Exemple du codage d'Alamouti pour  $M = 2$  antennes d'émission**  $\triangleright$  Le premier code OSTBC étudié [133] permet d'obtenir un rendement unitaire  $R_{\text{STC}} = 1$  en utilisant 2 antennes d'émission. Deux symboles de donnée sont transmis simultanément au premier instant, suivi de rotations complexes de ces mêmes symboles au deuxième instant :

$$\mathbf{X} = \alpha \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* \\ d_2 & d_1^* \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{2,2,2;\text{Ala}} = \alpha \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

avec la normalisation  $\alpha = 1/\sqrt{2}$ . Il vérifie les propriétés énoncées, et on s'aperçoit que chaque donnée est transmise sur les 2 antennes d'émission. Ce schéma permettra d'obtenir la diversité spatiale maximale en réception avec une simple combinaison linéaire.

**OSTBC pour un nombre d'antennes d'émission supérieur à 2**  $\triangleright$  L'utilisation de théories sur les motifs orthogonaux permet de trouver les matrices recherchées dans le cas de données réelles<sup>(10)</sup>. Utilisant des symboles appartenant à des constellations complexes quelconques, Tarokh a dérivé quelques méthodes de recherche et montré que de telles matrices avec un rendement unitaire n'existaient que pour  $M = 2$ . Pour ne pas alourdir la présentation, nous ne donnons pas ces codes ici. Quelques-uns se trouvent en annexe C et dans la littérature [85]. Par ailleurs, de nombreux codes (généralement de rendement 1/2 ou 3/4) ont été recensés dans [158]. Puisque nous visons en priorité les performances à haut-débit, ces codes de rendement  $R_{\text{STC}} < 1$  (car  $Q \leq M \leq T$ ) nous intéressent peu.

**Méthodes de détection**  $\triangleright$  Le principe général se rapproche de celui d'un système à diversité de réception en SIMO que nous avons mentionné en section 5.1.1.1. La technique de détection à gain maximal MRC en SIMO consiste à additionner les signaux reçus après les avoir multipliés par le filtre adapté qui n'est autre que le conjugué du canal ; on obtient ainsi  $\hat{x}_1 = \sum_{n=1}^N h_{n,1}^* y_n = \sum_{n=1}^N |h_{n,1}|^2 x_1 + \sum_{n=1}^N h_{n,1}^* \nu_n$ . Une éventuelle normalisation dans le cas de constellations d'amplitude non constante est possible *a posteriori*. Le signal  $x_1$  ayant transité par les  $N$  branches de diversité  $h_{n,1}$ , la puissance utile reçue suit une loi  $\chi_{2N}^2$  dans un canal de *Rayleigh-i.i.d.* ; la diversité spatiale récupérée vaut alors  $N$ . Par ailleurs, en réception, un gain d'antenne correspondant à la décorrélation du bruit sur les  $N$  antennes s'ajoute. Dans le cas d'un système à diversité d'émission OSTBC, on cherche à obtenir le même principe de traitement de la diversité, sans toutefois pouvoir

<sup>(9)</sup>Nous noterons  $(M \times N)$  un système avec  $M$  antennes d'émission et  $N$  antennes de réception.

<sup>(10)</sup>La théorie de Hurwitz-Radon donne des matrices réelles carrées pour  $M = 2, 4$  ou 8.



bénéficier d'un gain d'antenne<sup>(11)</sup>. Pour montrer cela, nous allons prendre le très simple code d'Alamouti, en supposant le canal constant sur  $T = 2$  instants. En combinant (2.15) et (5.39), le signal reçu par l'antenne  $n$  sur 2 instants est  $y_n(t1) = (h_{n,1}d_1 + h_{n,2}d_2)\alpha + \nu_n(t1)$  suivi de  $y_n(t2) = (-h_{n,1}d_2^* + h_{n,2}d_1^*)\alpha + \nu_n(t2)$ , ce qui peut se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} y_n(t1) \\ y_n^*(t2) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{n,1} & h_{n,2} \\ h_{n,2}^* & -h_{n,1}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nu_n(t1) \\ \nu_n^*(t2) \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

Il est alors possible de combiner le signal reçu de manière à retrouver indépendamment  $d_1$  et  $d_2$  tout en profitant de la diversité d'émission. En choisissant  $g_{n,m} \propto \alpha h_{n,m}^*$  et en développant, on obtient alors :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} &\propto \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} g_{n,1} & g_{n,2}^* \\ g_{n,2} & -g_{n,1}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_n(t1) \\ y_n^*(t2) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} &\propto \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^2 |h_{n,m}|^2 & 0 \\ 0 & \sum_{m=1}^2 |h_{n,m}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} g_{n,1} & g_{n,2}^* \\ g_{n,2} & -g_{n,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_n(t1) \\ \nu_n^*(t2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.41)$$

Cette combinaison permet d'obtenir une formule similaire à la détection MRC en SIMO. On exploite donc bien la diversité spatiale valant  $MN$  pour chacune des données  $d_q$ , et l'absence d'interférences entre symboles est vérifiée par l'aspect diagonal de la matrice de canal équivalent. Il est ensuite possible de normaliser chacune des données détectées avant le seuillage si on emploie des constellations d'amplitude non constante. On appellera ZF la détection précédente suivie d'une normalisation par  $\rho_{STC}$  comme dans l'équation (5.42). Dans le cas où d'autres traitements ont lieu dans la chaîne de réception, il peut être avantageux de ne pas normaliser tout de suite en ZF ou d'employer une technique équivalente au MMSE en utilisant une normalisation intermédiaire comme dans (5.43). Ceci est utile lorsqu'il y a de l'étalement ou du codage-canal; une autre normalisation sera alors nécessaire lors du *demapping*. Ces optimisations seront discutées au chapitre suivant.

$$\text{(ZF)} \quad \rho_{STC} = 2 / \left( \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^2 |h_{n,m}|^2 \right) \quad (5.42)$$

$$\text{(MMSE)} \quad \rho_{STC} = 2 / \left( \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^2 |h_{n,m}|^2 + \frac{1}{\gamma} \right) \quad (5.43)$$

Cette simple détection linéaire correspond à la détection ML dans le cas de données provenant d'une constellation d'amplitude fixe. Pour le vérifier, notons l'équation (5.40) sous la forme  $\dot{\mathbf{y}} = \dot{\mathbf{H}}\mathbf{d} + \dot{\boldsymbol{\nu}}$ ; la détection ML cherche alors à minimiser  $\|\dot{\mathbf{y}} - \dot{\mathbf{H}}\mathbf{d}\|^2$ , ce qu'on transforme après multiplication par l'hermitien de  $\dot{\mathbf{H}}$  en  $\|\dot{\mathbf{H}}^H \dot{\mathbf{y}} - \dot{\mathbf{H}}^H \dot{\mathbf{H}}\mathbf{d}\|^2$ . La propriété d'orthogonalité de  $\dot{\mathbf{H}}$  aboutit à la minimisation de  $\sum_{q=1}^Q |\delta_q^T \dot{\mathbf{H}}^H \dot{\mathbf{y}} - \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^2 |h_{n,m}|^2 d_q|^2$ , où chaque donnée  $d_q$  peut alors être détectée indépendamment.

<sup>(11)</sup>Rappelons que nous avons décidé de fixer la puissance totale émise, donc le signal  $x_m$  par antenne d'émission est multipliée par  $\alpha = 1/\sqrt{M}$ , facteur que l'on retrouve par exemple dans (5.39).

**Discussion sur la diversité des OSTBC** ▷ Le meilleur moyen de profiter du maximum de diversité est d'étaler les données uniformément sur toute la matrice  $\mathbf{X}$ . Cette solution rejoint les systèmes de précodage appliqué au domaine spatial, où le vecteur de donnée  $\mathbf{d}$  est alors multiplié par une matrice unitaire telle que la matrice de Vandermonde présentée en section 4.1.2.3. Dans le cas général, la simplification de détection n'est plus possible. Cependant, cette solution de diversité est suffisante mais pas nécessaire; le canal étant invariant en temps et la propriété d'orthogonalité impliquant  $T \geq M$ , il suffit plus simplement de s'assurer que chaque donnée soit présente sur chacune des antennes. Cette propriété est vérifiée par le code d'Alamouti, et permet d'atteindre la diversité spatiale maximale  $MN$  comme nous l'avons vérifié. L'avantage du précodage linéaire est qu'il permet de satisfaire au maximum de diversité tout en conservant un rendement  $R_{\text{STC}} = 1$ , ce qui n'est possible que pour  $M = 2$  antennes d'émission en OSTBC.

**Discussion sur la capacité des OSTBC** ▷ Concernant la capacité d'un système avec OSTBC de rendement 1, elle dérive directement de l'équation (5.5) :

$$C_{\mathbf{H}} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_T}{M\sigma_v^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |h_{nm}|^2 \right) \quad (5.44)$$

et l'on retrouve l'équation (5.10) d'un système à diversité puisque le canal équivalent suit une distribution  $\chi_{2NM}^2$ . Ainsi, la capacité d'un système OSTBC 2x2 équivaut à celle d'un système SIMO 1x4 qui émet une puissance deux fois plus faible mais profite d'un gain d'antenne doublé en réception. Dans le cas d'un système de rendement inférieur, ce qui est le cas pour tous les OSTBC avec plus de 2 antennes d'émission, alors la capacité est réduite de ce facteur  $R_{\text{STC}}$ . L'exploitation séparée d'une diversité d'émission et d'une diversité de réception ne permet donc pas d'atteindre la capacité du canal MIMO si ce dernier est de rang  $r_{\mathbf{H}} > 1$ .

### 5.1.6 Conclusions et choix

Nous avons présenté de manière très large un ensemble de techniques profitant de la dimension spatiale apportée par les systèmes multi-antennes. En ce sens, ce survol étend l'annexe A, mais sans rentrer dans tous les détails algorithmiques. De même, nous ne reprenons pas ici l'ensemble des résultats et des conclusions dressées dans cette contribution, mais résumons quelques points importants pour orienter les choix dans la suite du rapport.

**Rapide comparaison des différents systèmes** ▷ Le choix du système de transmission dépendra des contraintes qui lui sont imposées, à savoir la configuration spatiale, que ce soit en nombre d'antennes ou en corrélation<sup>(12)</sup>, ou encore la CSI disponible à l'émetteur et au récepteur, la complexité autorisée à la BS et au MT... Un premier axe de distinction vient de la configuration des antennes : dans un contexte SIMO ou MISO, le recours aux systèmes à diversité et à gain d'antenne s'impose, alors que dans un contexte MIMO suffisamment décorrélé, un compromis supplémentaire au niveau du gain de multiplexage est à discuter.

<sup>(12)</sup>La corrélation spatiale résultera de l'environnement de fonctionnement des BS et MT mais aussi du choix géométrique de configuration des antennes en matière d'espacement ou de polarisation par exemple.

Dans le premier cas, le rang spatial du canal est  $r_{\mathbf{H}} = 1$  et le choix entre gain de diversité et gain d'antenne n'est pas évident. En comparant les capacités respectives (5.12) et (5.44), peu de conclusions peuvent être tirées sur le système. En effet, les systèmes à diversité sont particulièrement intéressants par rapport au *beamforming* pour la capacité de coupure et leur robustesse aux variations du canal, surtout si le système possède peu de diversité dans les autres dimensions t/f<sup>(13)</sup>. De plus, en MISO, ils ne nécessitent pas de CSI à l'émetteur, et indirectement, ils peuvent réduire l'interférence maximale<sup>(14)</sup> entre canaux en multi-cellulaire, et donc en augmenter la capacité. En contrepartie, dans un canal fortement corrélé, la diversité est réduite et le gain d'antenne plus facile à obtenir. Le facteur de corrélation est alors un élément déterminant dans le choix<sup>(15)</sup>. Par ailleurs, un système de préfiltrage permet d'atteindre les performances optimales pour peu que l'on connaisse parfaitement le canal<sup>(16)</sup>. En contexte multi-utilisateurs et multi-cellulaire, les conclusions sont encore moins immédiates puisqu'il est nécessaire de considérer les interférences et l'aspect géométrique avec la distribution des utilisateurs. Il est alors utile d'avoir un système qui s'adapte à l'environnement pour faire le meilleur choix suivant les conditions.

Si maintenant nous revenons au deuxième cas des systèmes MIMO possédant un rang spatial  $r_{\mathbf{H}} > 1$ , l'augmentation de capacité résultante est exploitable en multiplexant l'information. Le gain de multiplexage maximal variera avec la configuration du canal, nécessitant encore une fois le recours à un système flexible capable par exemple d'adapter le rendement du codage espace-temps. Si une CSI parfaite est disponible en émission, il est également possible d'exploiter les modes propres du canal et d'optimiser le signal émis conjointement en espace et en fréquence. Ce cas idéal permet par exemple de faire de l'*eigenbeamforming* si les variations du canal sont suffisamment faibles pour être suivies; de fortes contraintes reposent donc sur ces systèmes qui ne répondent pas aux scénarios envisagés et peuvent entrer en concurrence avec les systèmes d'accès sans-fils à mobilité réduite tels que les WLAN. Nous les écartons donc des chapitres suivants. Les systèmes à base de CSI partielle tels que le *beamforming* sont sous-optimaux et se heurtent également à de nombreuses contraintes restreignant les scénarios d'application; en particulier, la séparation des utilisateurs dépendra fortement de leur position instantanée, et la combinaison avec l'OFDM-CDMA n'est pas idéale dans des canaux de Rayleigh. Leur application semble alors se limiter à l'environnement extra-urbain, comme en véhiculaire à forte mobilité avec vue directe (LOS), et lorsque le nombre d'antennes est grand par rapport au

<sup>(13)</sup>Par exemple, sur canaux bande-étroite quasi-statiques, il n'y a pas de diversité t/f exploitable. D'un autre côté, une diversité fréquentielle dans un système large-bande complexifie le *beamforming* puisque la relation entre l'angle des trajets et le déphasage dépend de la fréquence, cf. annexe A.

<sup>(14)</sup>Rappelons que la puissance par antenne d'émission est divisée par  $M$ .

<sup>(15)</sup>cf. Fig.16 en annexe A. Les bons résultats du *beamforming* reposeront alors sur la bonne adaptation de l'algorithme et sur l'éventuelle récupération d'une diversité temporelle par un puissant codage-canal. La répartition spatiale des utilisateurs sera également un facteur déterminant pour la MAI.

<sup>(16)</sup>Toutefois, en large-bande à forte mobilité, la possibilité d'avoir une CSI suffisante pour toutes les sous-porteuses et tous les utilisateurs à chaque instant en émission est réduite. Ensuite un algorithme prenant en compte l'ensemble des paramètres s'avère complexe et sensible aux erreurs d'estimation.

nombre d'utilisateurs pour pouvoir réduire les interférences. Ces systèmes entrent alors en concurrence avec les offres macro-cellulaires existantes, tels que les systèmes 3G. Enfin, le codage espace-temps STLDC permet de réaliser de nombreux compromis pour s'adapter à l'ensemble des scénarios, et est particulièrement adapté au contexte urbain NLOS sur une large gamme de mobilités. Par ailleurs, sa combinaison avec le *chip-mapping* de l'OFDM-CDMA permettra flexibilité et optimisations. Notons enfin que le codage espace-temps possède des avantages d'implémentation et RF ; non seulement la puissance d'émission par antenne est réduite à puissance totale émise identique, mais en plus, contrairement au *beamforming* ou au préfiltrage, il n'est pas nécessaire d'avoir un équilibre parfait des voies sur chaque antenne.

**Système préconisé en voie montante** ▷ En UL avec plus d'antennes de réception que d'émission, la détection n'est pas un problème. Il est possible d'utiliser du codage espace-temps de rendement plein,  $R_{\text{STC}} = M$ , en employant un système tel que BLAST ou encore mieux un STLDC de rendement plein et diversité maximale. Un décodeur itératif ou par sphère en réception est envisageable. Visant de plus faibles performances, une première étape sous-optimale nécessitant peu de modifications par rapport au système SISO est le codage d'Alamouti de rendement 1 ; si deux antennes d'émission sont utilisées et qu'on vise un débit ou une complexité de détection faible, alors le code d'Alamouti est suffisant. En deuxième étape, un STLDC de rendement plein permettrait d'envisager une augmentation des débits d'un facteur proche du nombre d'antennes d'émission, au prix d'une complexité de détection accrue à la BS. Enfin, en dernière étape d'optimisation, l'utilisation de la CSI disponible au MT permettrait d'envisager l'utilisation des modes propres du canal et d'augmenter légèrement la capacité ; cependant la complexité du MT s'accroît.

**Système préconisé en voie descendante** ▷ En DL, la contrainte est plus forte car le nombre d'antennes de réception est généralement inférieur au nombre d'antennes d'émission et la complexité de détection doit être réduite. Dans ce cas, il est nécessaire de recourir à du codage espace-temps de rendement intermédiaire. Pour réduire la complexité de détection, différentes méthodes de rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  ont été proposées en annexe A, suivant la CSI disponible ; nous n'y reviendrons pas et nous focalisons maintenant sur les systèmes à diversité et le codage espace-temps entrant dans le modèle générique STLDC proposé. Le recours à ces systèmes de rendement 1 permet de satisfaire les contraintes de complexité au MT et surtout d'assurer une compatibilité avec des récepteurs mono-antenne<sup>(17)</sup>. Nous les choisirons donc comme base de départ tout au long du chapitre 6. Cependant, dans un système MIMO avec plusieurs antennes en émission et en réception simultanément et une décorrélation spatiale suffisante, *i.e.*  $r_{\mathbf{H}} > 1$ , ces systèmes ne peuvent exploiter toute la capacité offerte. Nous allons donc recourir aux STLDC de rendement supérieur au prix d'une complexité de détection accrue, ce que nous discuterons au chapitre 7. Avant de dresser davantage de conclusions, la chaîne de simulation complète doit être présentée.

<sup>(17)</sup>De plus, sans CSI à l'émission, le code d'Alamouti est simple et optimal pour un système 2x1.

## 5.2 Système de communication MIMO large-bande complet

Les bonnes connaissances des caractéristiques du canal et des récepteurs vont permettre d'adapter le système pour profiter plus ou moins de la diversité ou de l'orthogonalité sur le *slot*. Il est alors intéressant de proposer un modèle générique en temps / fréquence / espace, afin de pouvoir ensuite tirer parti des différents degrés de liberté au niveau des algorithmes. Nous allons donc poser le système générique complet, puis un cas particulier sera présenté, à base d'OSTBC pour assurer une compatibilité avec des MT mono-antenne ou de faible complexité. La deuxième phase d'optimisation pour trouver le compromis idéal entre débit et complexité, tout en adaptant le système aux contraintes, sera effectuée dans les chapitres suivants. Nous supposons un système OFDMA-SS avec multiplexage spatial en voie montante, et allons maintenant nous attarder sur la chaîne de communication complète en voie descendante.

### 5.2.1 Chaîne complète combinant STFLDC, OFDM-CDMA et codage-canal

Avec notre choix de combiner du codage espace-temps-fréquence en bloc STFLDC et de l'OFDM-CDMA, nous proposons un système aisément descriptible de manière linéaire, tout en restant flexible<sup>(18)</sup>. Dans ce cas, par simple extension du système SISO présenté au chapitre précédent figure 4.15, nous pouvons représenter la chaîne comme sur la figure 5.8 où l'étalement a lieu séparément du codage espace-temps-fréquence. Les deux opérations étant linéaires, elles peuvent commuter, mais par simplicité nous fixons l'étalement CDMA effectué avant le STFLDC. Le cas général permet une combinaison des différents étalements et *chip-mapping* afin de réaliser aussi bien du codage espace-temps qu'espace-fréquence ou

<sup>(18)</sup>Un schéma de système encore plus général pour prendre en compte d'autres accès et traitements d'antennes est donné en annexe A Fig.1. En effet, pour certaines optimisations décrites précédemment, une opération commune d'accès multiple, d'étalement et de traitement spatial est nécessaire, en même temps qu'une éventuelle CSI à l'émission, ce que nous écartons.

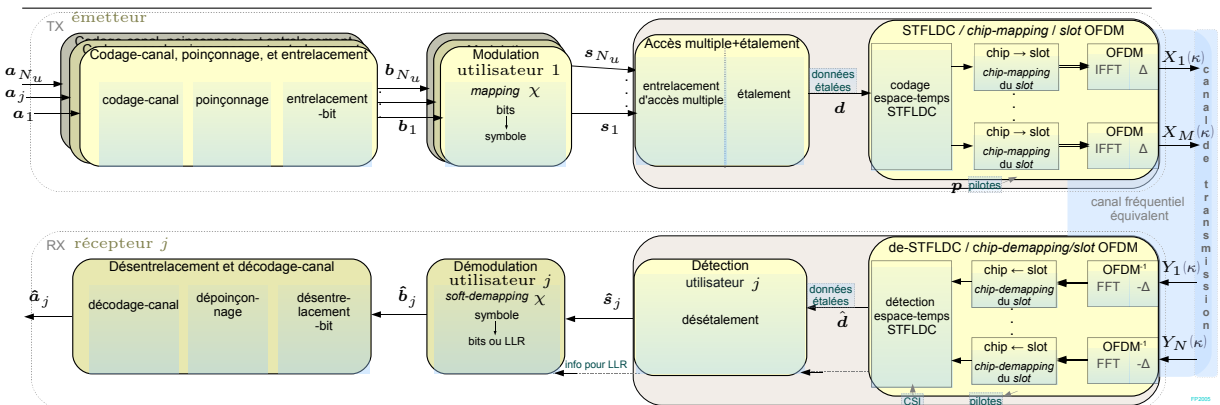


FIG. 5.8 – Schéma de la chaîne de transmission MIMO complète en bande de base, combinant STFLDC, OFDM-CDMA et codage-canal

qu'espace-code. Toutefois, nous préférons par la suite optimiser l'orthogonalité et réduire la CAI au niveau du STFLDC en priorité, et insisterons donc sur le codage espace-temps-fréquence associé à l'OFDM-CDMA avec un codage-canal comme décrit sur la figure. Par ailleurs, afin de profiter du maximum de diversité sur tout le *slot* au niveau du décodage, nous préférons réaliser un codage-canal commun à toutes les branches spatiales, contrairement à certains schémas proposés dans [168, 174]. L'étalement espace-temps-fréquence de l'information a donc lieu au dernier moment, à la manière d'un codage interne s'adaptant au canal, alors que le codage-canal fonctionne au niveau bit comme un code externe supplémentaire qui récupère toute la diversité résiduelle et les informations apportées par le précédent. Le nombre de paramètres permettant de configurer ce système étant important, seuls les plus pertinents sont mentionnés dans la partie *Notations* page xviii.

**Détails sur le STFLDC** ▷ Pour décrire simplement le principe des STFLDC utilisés, en combinant les figures 5.7 et 5.8, nous pouvons dire qu'il consiste en un *chip-mapping* d'entrée sur les  $Q$  symboles délivrés à la matrice de codage, d'un codage STLDC tel que présenté en section 5.1.5.5, et d'un *chip-mapping* de sortie sur les  $MT$  symboles fournis par le codage espace-temps-fréquence. Nous mènerons des simulations pour vérifier l'effet de ces *chip-mapping* sur les performances du système. Toutefois, pour alléger la présentation, nous limiterons les résultats à du *chip-mapping* d'entrée linéaire sur des symboles consécutifs, ou séparés de  $S_f$  ou séparés de  $N_d$ . De même, nous limiterons les résultats à du *chip-mapping* de sortie en espace et en temps et/ou fréquence sur des *chips* adjacents. Nous détaillerons ce point sur quelques exemples dans les chapitres suivants.

### 5.2.2 Chaîne « orthogonale » de référence avec OSTBC

Pour simplifier la présentation, nous allons commencer par détailler un cas particulier qui sert de référence tout au long du rapport. Nous l'appelons « Chaîne orthogonale de référence » car les différents accès et étalements se font de manière orthogonale avant l'émission ; l'accès multiple est réalisé par un code d'étalement WH assurant l'orthogonalité entre utilisateurs, le codage espace-temps est réalisé par un OSTBC assurant l'orthogonalité spatiale entre symboles, le tout reposant sur la mise en trame OFDM supposée parfaite pour assurer l'orthogonalité en temps et en fréquence de chacun des *chips*. La figure 5.9 présente la chaîne de transmission correspondante en 2x2 pour l'OSTBC d'Alamouti, supposant l'étalement réalisé avant le codage espace-temps ; une présentation alternative avec une inversion de ces deux traitements est proposée dans nos contributions [11, 12]. Par ailleurs, cet exemple suppose que les données  $\mathbf{d}_j^1$  et  $\mathbf{d}_j^2$  à l'entrée de l'OSTBC proviennent de deux symboles-étales différents<sup>(19)</sup>. Uniquement pour simplifier encore les équations ci-dessous, nous allons supposer que  $N_d = S_f$ , *i.e.* que l'étalement se réalise sur l'ensemble des sous-

<sup>(19)</sup>Par défaut nous supposons que le *chip-mapping* réalise un codage espace-temps par sous-porteuse en prenant des symboles d'entrée séparés de  $N_d$ , autrement dit des symboles qui seraient consécutifs en temps si aucun codage espace-temps ni *chip-mapping* supplémentaire n'était appliqué avant l'OFDM.

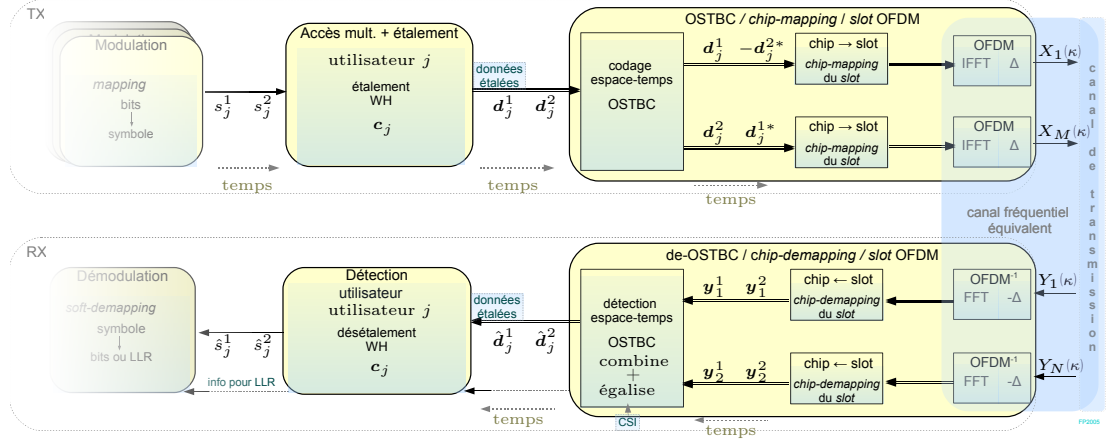


FIG. 5.9 – Zoom sur la chaîne de transmission dans le cas particulier d’une combinaison OSTBC OFDM-CDMA ; exemple avec 2 antennes d’émission, 2 antennes de réception, pour le symbole-étaillé d’un utilisateur  $j$

porteuses utilisées pour les données<sup>(20)</sup>. Après l’OSTBC, 2 bloc-OFDM<sup>(21)</sup> sont délivrés par antenne d’émission avant d’être mis en *slot* et envoyés sur le canal équivalent. Ainsi le signal émis sur  $M = 2$  antennes pendant  $T = 2$  bloc-OFDM de taille  $N_d = S_f$  peut se mettre sous la forme matricielle générale (5.45). Cette équation n’est qu’une extension<sup>(22)</sup> spatiale de l’équation (4.13), où la matrice  $\mathcal{E}_q$  représente le *chip-mapping* à l’entrée du codage espace-temps. De la même manière le signal reçu s’écrit comme dans (5.46).

$$\mathbf{X} = \mathcal{T}_\varphi(\mathbf{U}_F)^H \mathcal{X} = \mathcal{T}_\varphi(\mathbf{U}_F)^H \mathcal{E}_s \cdot \mathcal{R}^{-1}(\mathbf{I}_{S_f} \otimes \mathcal{F} \cdot \mathcal{R}(\mathcal{E}_q \mathbf{U}_{WH} \mathcal{S})). \quad (5.45)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}_F \mathcal{R}_\varphi \mathbf{Y} = \mathcal{H} \mathbf{X} + \mathbf{v} \quad (5.46)$$

Nous allons simplifier les équations en employant le *chip-mapping* mentionné précédemment, *i.e.* un codage espace-temps d’Alamouti par sous-porteuse, et reprenant le canal fréquentiel équivalent. En combinant les deux équations, en remplaçant  $\mathbf{U}_{WH}$  par  $\mathbf{C}$  pour l’étalement de  $N_u$  utilisateurs simultanés en CDMA, la relation finale se simplifie par antenne de réception :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_n^1 \\ \mathbf{y}_n^{2*} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{n,1} & \mathbf{H}_{n,2} \\ \mathbf{H}_{n,2}^* & -\mathbf{H}_{n,1}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}^1 \\ \mathbf{s}^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nu_n^1 \\ \nu_n^{2*} \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

où  $\mathbf{y}_n^1$  et  $\mathbf{y}_n^2$  sont les bloc-OFDM reçus sur deux instants consécutifs  $t_1$  et  $t_2 = t_1 + T_x$ . Les sous-canaux  $h_{n,m}(k)$  sont représentés en fréquentiel pour l’ensemble des sous-porteuses  $k$  par  $\mathbf{H}_{n,m} = \text{diag}\{h_{n,m}(1), \dots, h_{n,m}(S_f)\}$ ; l’invariance temporelle du canal sur 2 bloc-OFDM

<sup>(20)</sup> Ainsi, nous avons dissocié la dimension fréquentielle, qui ne sert que pour l’étalement, de la temporelle, qui sert pour le codage espace-temps. L’OSTBC fonctionne alors indépendamment par sous-porteuse.

<sup>(21)</sup> Rappelons que les notions de symbole-étaillé et de bloc-OFDM sont identiques avec notre simplification  $N_d = S_f$ .

<sup>(22)</sup> Les matrices  $(\mathbf{U}_F)^H$  et  $\mathcal{E}_s$  sont alors  $M$  fois plus grandes. Les tailles respectives sont alors :  $(\mathbf{U}_F)^H$  et  $\mathcal{E}_s : (TS_f M \times TS_f M)$ ;  $\mathbf{I}_{S_f} \otimes \mathcal{F} : (2TS_f M \times 2QS_f)$ ;  $\mathbf{U}_{WH} : (QS_f \times QS_f)$ ;  $\mathcal{S} : (QS_f \times 1)$ .



est supposée vérifiée ici. Ainsi, à pleine-charge,  $QS_f$  symboles  $s$  sont émis pendant  $T$  bloc-OFDM sur  $S_f$  sous-porteuses ; Puisque  $Q = T = M$  avec le code d'Alamouti, le rendement par *chip* de données est bien de 1.

**Méthode de détection**  $\triangleright$  L'orthogonalité des OSTBC permet de dissocier la combinaison espace-temps du reste du décodage. Ensuite, envisageant une détection linéaire SUD, l'égalisation pourra aisément être réalisée par *chip*. Enfin, la détection de l'utilisateur voulu  $j$  est effectuée par simple corrélation avec son code d'étalement CDMA  $\mathbf{c}_j$ . Tout ceci peut se résumer par l'équation suivante qui étend (5.41) au domaine fréquentiel multi-utilisateurs :

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_j^2 \\ \hat{s}_j^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_j^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}_j^T \end{bmatrix} \cdot \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{n,1} & \mathbf{G}_{n,2}^* \\ \mathbf{G}_{n,2} & -\mathbf{G}_{n,1}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{y}_n^1 \\ \mathbf{y}_n^{2*} \end{bmatrix} \quad (5.48)$$

On détecte donc bien les  $Q = 2$  symboles transmis par l'utilisateur  $j$  en appliquant des matrices d'égalisation  $\mathbf{G}_{n,m}$ . Dans le cas SUD, ces matrices sont diagonales et formées des éléments  $g_{n,m}^{(k)}$ ,  $k = 1 \dots S_f$ . En appliquant le critère MMSE, on trouve :

$$g_{n,m}^{(k)} \propto \frac{\sqrt{2} h_{n,m}^*(k)}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}^{(k)}|^2 + 1/\gamma} \quad (5.49)$$

où  $1/\gamma$  représente l'inverse d'un SNR et sera optimisé suivant les paramètres, ou vaudra 0 dans le cas d'une détection ZF. Non seulement la connaissance des autres utilisateurs n'est pas nécessaire en SUD, mais en plus il n'est pas nécessaire de connaître le SNR en réception dans le cas ZF. Pour autant, cette égalisation devrait bien se comporter grâce à la diversité spatiale disponible dès le début du traitement. En effet, dans le cas SISO, l'inversion de canal du ZF aboutit à des amplifications de bruit non souhaitables ; dans le cas MIMO OSTBC, la diversité, égale à  $NM$  si les sous-canaux sont décorrélés et que l'on retrouve à travers les sommes des équations (5.48) et (5.49), réduit la probabilité d'avoir un dénominateur presque nul<sup>(23)</sup>.

Dans le cas d'une égalisation MMSE et d'une modulation à plusieurs amplitudes (16QAM, 64QAM...), il est nécessaire de normaliser le symbole désétalé avant la démodulation, pour supprimer le biais introduit par  $\gamma$ . Afin de tirer profit de la diversité d'étalement, il suffit de multiplier les symboles  $\hat{s}_j$  obtenus par  $\rho$  qui moyenne sur les  $S_f$  chips sur lesquels le symbole était étalé :

$$\rho = S_f / \sum_{k=1}^{S_f} \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}^{(k)}|^2}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}^{(k)}|^2 + 1/\gamma} \quad (5.50)$$

Ce schéma offre simplicité et efficacité. Bien que la complexité de détection soit faible, le schéma  $2 \times 1$  avec un codage d'Alamouti est par ailleurs optimal au niveau de l'exploitation de la capacité, et un simple traitement linéaire atteint les performances ML en mono-utilisateur. L'augmentation des performances par rapport au schéma SISO est alors immédiate. Ce schéma servira donc de référence par la suite. Les questions qui se poseront ensuite seront à mettre en relation avec la MAI, et l'augmentation de débit si le nombre d'antennes augmente. Auparavant, nous allons valider tous ces développements par simulations Monte-Carlo.

<sup>(23)</sup>Ceci se vérifie aisément sur la densité de probabilité des distributions  $\chi^2$  lorsque l'ordre augmente.



### 5.3 Performances de référence MIMO

Rappelons que la puissance totale transmise est indépendante du nombre d'antennes d'émission  $M$ . Ainsi, en codage espace-temps<sup>(24)</sup> (*i.e.* sans gain d'antenne), la puissance moyenne utile reçue par antenne de réception est également indépendante de  $M$ . Nous exprimerons donc les résultats indifféremment en fonction du SNR par antenne de réception ou de  $E_{bt}/N_0$ , le rendement global  $\eta_{th}$  faisant la relation. Avant de combiner les différents algorithmes et d'optimiser le système complet en contexte réaliste, une première étude du comportement des STLDC sur canal théorique bande étroite nous semble utile. Ceci permet d'estimer les gains envisageables et vérifier les attentes en termes de diversité et capacité, et leurs effets sur le taux d'erreur. Ensuite, nous donnerons des résultats de la chaîne « orthogonale », *i.e.* qui combine MC-CDMA et OSTBC, qui serviront de référence avant de nous lancer dans l'optimisation en contexte réaliste dans la partie suivante.

#### 5.3.1 Performances du codage espace-temps sur canal théorique bande-étroite

Les performances de quelques systèmes représentatifs, sur canaux idéaux de Rayleigh sans corrélation spatiale, vont être présentées en l'absence de codage-canal. Nous donnons d'abord les résultats obtenus avec OSTBC avant de nous intéresser à des systèmes à plus haut rendement tels le multiplexage spatial et certains STLDC proposés.

**Performance des OSTBC sur canal de Rayleigh** ▷ Nous présentons sur la [figure 5.10](#) les résultats obtenus avec un codage d'Alamouti dans un système  $2 \times N$ , respectivement avec une QPSK et une 16QAM. Avec une connaissance parfaite du canal en réception et un canal

<sup>(24)</sup>Les performances d'autres systèmes ayant connaissance du canal à l'émission sont comparées dans la contribution commune avec UPM et IT de l'annexe A.

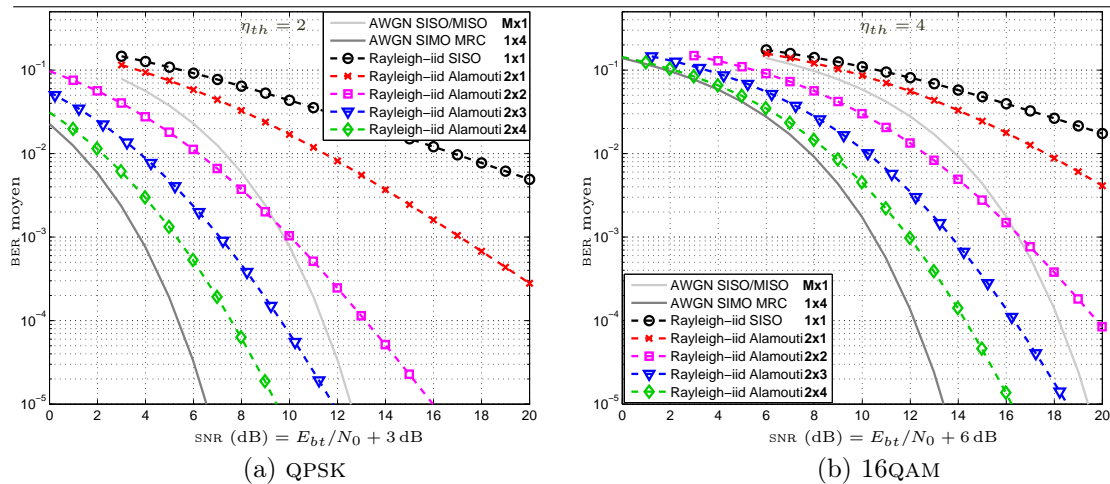


FIG. 5.10 – Performance de systèmes  $2 \times N$  à base d'OSTBC-Alamouti sans codage-canal; résultats sur canal théorique spatialement décorrélé

quasi-statique, *i.e.* invariant sur la durée du codage, nous retrouvons les performances des systèmes à diversité présentées sur la figure 4.18, au décalage de SNR prêt suite à l'éventuel gain d'antenne en réception. Autrement dit, la pente des courbes à haut-SNR a pour facteur  $10^{-MN}$  pour 10 dB de SNR, et le gain d'antenne en réception se retrouve par un décalage de SNR de  $-10 \log(N)$ . Par ailleurs, avec ce codage, l'analogie entre l'accès multi-utilisateurs par matrice WH et l'accès multi-antennes par matrice Alamouti est évident ; la CAI est ici inexistante si le canal est invariant sur 2 bloc-OFDM de même que la MAI si le canal est plat sur la zone d'étalement afin de conserver l'orthogonalité. Dans le cas de codes STLDC de rendement supérieur, cela ne sera plus le cas et de la CAI apparaîtra.

**Performance des STLDC sur canal de Rayleigh** ▷ Afin de répondre aux systèmes précédents dans le cas où le nombre d'antennes de réception est strictement supérieur à 1, plusieurs codes espace-temps non-orthogonaux sont testés ci-dessous. Ainsi, nous simulons le multiplexage spatial mentionné dans (5.37), avant d'y ajouter de la diversité avec quelques STLDC. Nous donnons les limites optimales en employant l'algorithme de réception ML.

Pour réduire le nombre de courbes, seuls les systèmes  $2 \times N$  sont présentés ici. La figure 5.11 montre les résultats obtenus en QPSK pour des systèmes  $2 \times 2$  et  $2 \times 4$  avec différents codes de rendement plein  $R_{\text{STC}} = 2$ . Ces codes sont délivrés en annexe C (et le code STLDC-BH2 avait été rappelé dans (5.35)), et tous vérifient le critère de capacité maximale. Par contre la diversité n'est que de  $N$  pour le système à multiplexage spatial (SMv) alors qu'elle peut atteindre  $2N$  en STLDC, d'où le gain en performance. La rotation des constellations avec un précodage adéquat permet également d'améliorer le taux d'erreur avec une détection optimale, principalement lorsque le système n'est pas sur-déterminé (comme vérifié sur la figure en  $2 \times 2$ ), ce qui valide les précédentes hypothèses.

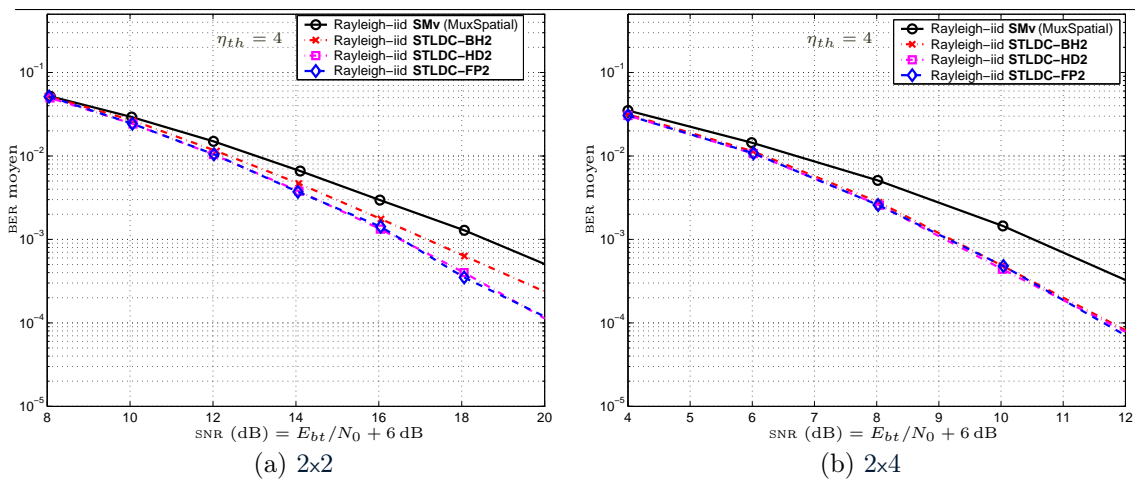


FIG. 5.11 – Performance de systèmes  $2 \times N$  QPSK pour différents STLDC sans codage-canal; détection optimale ML; résultats sur canal théorique spatialement décorrélé

A débit identique ( $\eta_{th} = 4$ ), on peut comparer ces courbes avec celles Alamouti 16QAM de la figure 5.10(b). On vérifie des résultats proches avec un léger avantage des STLDC de rendement plein. En effet, avec un système 2x2, les résultats obtenus en QPSK avec les STLDC optimisés en capacité et diversité (STLDC-FP2 et STLDC-HD2) sont similaires à ceux obtenus en Alamouti 16QAM, quel que soit le SNR. Par contre, avec un système 2x4 de rendement  $\eta_{th} = 4$ , le STLDC offre un avantage d'environ 3 dB sur l'Alamouti dès les faibles SNR, en particulier autour d'un BER =  $10^{-2}$ , ce qui est très intéressant sans codage-canal. Par ailleurs, un STLDC adapté permet de gagner près de 1 dB par rapport au multiplexage spatial. Lorsque le nombre d'antennes ou l'efficacité spectrale augmente, cette tendance s'amplifie rapidement en faveur des STLDC qui délivrent capacité et diversité maximales. En effet, la taille des constellations nécessaires pour compenser la perte en rendement du codage orthogonal devient vite prohibitive, ce qui dégrade les performances et ne permet pas de profiter de la capacité MIMO.

Nous avons mené des simulations complémentaires pour vérifier l'intérêt des STLDC non-orthogonaux (à haut rendement  $R_{STC} > 1$ ) lorsque le rang du canal augmente, et l'intérêt d'une robustesse (diminution du rendement  $R_{STC}$ , voire recours aux OSTBC dans les cas extrêmes) lorsqu'une corrélation spatiale apparaît. Par ailleurs, l'intérêt des STLDC non-orthogonaux dans le cas de récepteurs plus simples et linéaires diminue fortement, redonnant généralement l'avantage aux OSTBC lorsque le nombre d'antennes de réception n'est pas supérieur au rang. Toutefois, des résultats en y ajoutant un traitement itératif tel que MMSE-SIC/PIC laissent présager d'une plus grande marge pour l'amélioration de la réception en STLDC afin d'atteindre un haut-débit<sup>(25)</sup>.

Nous avons pu dresser quelques tendances au niveau du codage espace-temps, mais avant d'étendre ces résultats à notre application, nous devons envisager l'étude du système complet, avec des traitements additionnels et des algorithmes de réception linéaires, le tout sur canal réaliste.

### 5.3.2 Performances de la chaîne « orthogonale » de référence

Introduisant à nouveau la dimension fréquentielle et vu le grand nombre de paramètres pouvant influencer sur les performances, nous limitons les résultats présentés à la combinaison Alamouti-OFDM-CDMA dans quelques scénarios particuliers qui serviront de référence par la suite. Ainsi, la figure 5.12 présente le taux d'erreur moyen en fonction du SNR pour des systèmes à pleine-charge, sans codage-canal, avec des constellations d'entrée QPSK, un étalement WH de taille  $S_f = 32$ , sur canal théorique idéal<sup>(26)</sup> parfaitement connu au récepteur. Ces performances asymptotiques sont donc dressées pour un rendement  $\eta_{th} = 2$  avec des configurations d'antennes 2x1 et 2x2. Nous nous limitons aux détections linéaires SUD, en employant les égalisations ZF et MMSE.

<sup>(25)</sup>La suppression de la CAI s'apparente alors à la suppression de la MAI vue au chapitre 4.

<sup>(26)</sup>Nous considérons ici le cas idéal d'un canal de *Rayleigh-i.i.d.* sans interférences entre *chips*, avec une parfaite décorrélation en espace, en fréquence, et en blocs de  $T$  bloc-OFDM (*i.e.* canal constant sur la durée du codage espace-temps, mais chaque bloc est décorrélé).

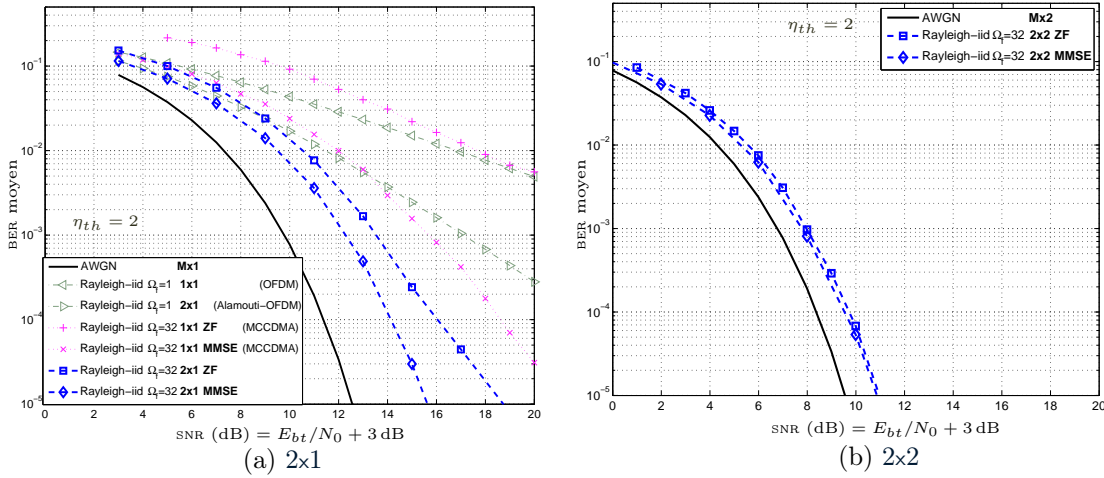


FIG. 5.12 – Performances de systèmes  $2 \times N$  Alamouti-OFDM-CDMA sans codage-canal ; résultats à pleine-charge sur canal théorique décorrélé (QPSK et étalement WH 32)

Rappelons tout d'abord l'équivalence entre ces systèmes  $2 \times N$  et les systèmes SIMO  $1 \times 2N$ , dont nous ne présentons pas les résultats puisqu'ils sont identiques au gain d'antenne près (décalage de 3 dB). Notons également que nous n'avons pas représenté la SUB car cette dernière rejoint les courbes de diversité déjà présentées sur la figure 4.18. La diversité globale en mono-utilisateur atteignant le produit des diversités fréquentielles et spatiales, *i.e.*  $\Omega = 2NS_f$ , la SUB est très proche de la courbe AWGN.

Dans le cas général multi-utilisateurs, la diversité spatiale de valeur  $2N$  disponible dès la première phase de combinaison au récepteur permet d'améliorer significativement les performances par rapport au cas SISO. Ainsi, même si l' galisation MMSE présente évidemment les meilleures performances parmi les détections linéaires, l'écart entre ZF et MMSE diminue fortement. Ceci s'explique bien par la diversité spatiale disponible dans les coefficients d'égalisation de l'équation (5.49), comme nous l'avons mentionné. Plus qu'une augmentation de diversité par rapport aux cas SISO, il faut donc souligner les conséquences en multi-utilisateurs de la diversité spatiale sur le traitement diff rent du bruit et de la MAI. En OSTBC, ce traitement spatial a lieu avant les autres et est exempt de CAI, ce qui le rend très attractif pour obtenir des performances assez proches des bornes gaussiennes à moindre complexité. En d'autres termes, le canal vu par le récepteur n'est plus un canal de Rayleigh qui a une puissance suivant une loi  $\chi_2^2$ , mais plutôt un canal équivalent dont la puissance suit une loi  $\chi_{2MN}^2/M$ . Plus la diversité  $MN$  augmente, plus cet équivalent s'approche d'un canal AWGN. Les courbes présentées, bien que limitées à de faibles diversités spatiales, permettent de comparer les pertes de performances par rapport à la courbe AWGN pour un  $\text{BER} = 10^{-2}$  : en SISO nous avons une perte d'environ 5 dB et 10 dB respectivement en MMSE et ZF ; en MISO  $2 \times 1$  nous descendons à 2 dB et 3 dB et en MIMO  $2 \times 2$  la perte est d'environ 1 dB. Au delà de ces *a priori* théoriques, il deviendra difficile de prévoir les actions combinées des algorithmes analytiquement lorsque nous introduirons le codage-canal ou un canal plus réaliste. Le recours aux simulations Monte-

Carlo s'imposera alors pour délivrer des taux d'erreurs et des mesures de débit au niveau lien.

*En résumé, nous avons abordé un ensemble de techniques de transmission multi-antennes pouvant s'associer au système OFDM-CDMA. L'ajout de la dimension spatiale permet d'étendre le compromis entre débit et robustesse des liaisons (en fonction des corrélations et connaissances du canal, de l'accès multiple...) à différents niveaux de complexité. D'un côté, le gain de réseau d'antennes suffit en zone étendue suburbaine où les besoins en nombre d'utilisateurs et en débit sont plus réduits. La couverture est ainsi étendue à moindre coût, permettant de diminuer le nombre ou la puissance des BS ; en contexte LOS, les systèmes profitant de ce gain comme le beamforming sont proches de l'optimal avec des récepteurs mono-antenne de faible complexité. De l'autre côté, les besoins accrus en contexte urbain radio-mobile NLOS impliquent un système plus souple et surtout adaptatif pour exploiter la capacité MIMO. Après comparaison dans différents contextes, nous avons choisi de nous concentrer sur les systèmes n'ayant connaissance du canal qu'au récepteur. En particulier, la chaîne SISO générique et flexible du chapitre 4 a été étendue en MIMO avec du codage espace-temps-fréquence STFLDC pouvant s'adapter à l'environnement, par exemple en termes de rendement ou de chip-mapping. Nous avons ainsi défini un système complet tout en proposant des solutions pour respecter les contraintes d'implémentation d'un terminal 4G ; en particulier, l'emploi de détecteurs linéaires au MT assure une complexité raisonnable, ainsi que des possibilités d'évolution en itératif. Par ailleurs, les limites de capacité et de performances en contexte idéal et sur canal théorique décorréolé ont été évaluées.*

*Nous devons encore chercher à optimiser le système dans un contexte plus réaliste, en trouvant les meilleurs compromis en termes de fiabilité et de débit, souvent résumés sous les termes diversité et capacité, pour répondre à un large panel de scénarios et aux QoS demandées. Le modèle générique STFLDC présenté se prête bien à cette étude, incluant le cas particulier des OSTBC que nous allons explorer dans un premier temps. Les résultats sont particulièrement encourageants avec un simple codage d'Alamouti et une détection linéaire. Toutefois pour monter en débit, l'étude approfondie des STLDC, dont nous avons montré l'intérêt par rapport aux OSTBC comme Alamouti ou au multiplexage spatial comme V-Blast, constitue une perspective intéressante dans un second temps pour profiter de la capacité MIMO quel que soit l'état du canal. Nous avons pointé quelques difficultés comme la recherche de récepteurs adaptés, les limites de certaines optimisations qui considèrent une détection ML ou un canal décorréolé, et devons adapter les théories présentées. Enfin, nous devons effectuer des comparaisons à efficacité spectrale et complexité identiques pour proposer des solutions en fonction du contexte.*



## Troisième partie

# Optimisation du système en contexte réaliste

CETTE PARTIE tente d'apporter des solutions adaptées au contexte, dans un environnement de plus en plus réaliste. Nous allons maintenant exclusivement considérer le modèle de canal MIMO 3GPP-MATRICE ainsi que les scénarios décrits en première partie. De l'étude algorithmique de la seconde partie, deux grands axes restent à éclaircir, à savoir l'optimisation de la combinaison des différents traitements en environnement radio-mobile plus ou moins corrélé en t/f/s, et la nécessité d'avoir connaissance du canal en réception. Concernant le premier axe, nous proposons dans un premier temps d'associer les techniques OFDM-CDMA avec un traitement spatial réalisant un bon compromis entre complexité, performances, et compatibilité avec des récepteurs mono-antenne. Nous verrons donc au chapitre 6 des **systèmes à diversité de rendement**  $R_{\text{STC}} \leq 1$  et en particulier la **combinaison OSTBC-MC-CDMA**. Afin de profiter de la capacité MIMO et viser le haut-débit mobile, nous proposons dans un second temps de relâcher quelques contraintes, en complexité ou en compatibilité, afin d'**augmenter le débit global**. Nous verrons donc au chapitre 7 des systèmes **combinant des STLDC de rendement**  $R_{\text{STC}} > 1$  **et du MC-CDMA**. Enfin, concernant le deuxième axe, nous serons amenés à nous pencher sur le problème d'**estimation de canal en MIMO-MC-CDMA** au chapitre 8. Nous proposerons quelques solutions pour répondre aux besoins des systèmes préconisés, et validerons le tout par simulation.





---

# 6 Optimisation des systèmes MIMO-OFDM-CDMA utilisant des techniques de diversité

---

## Sommaire

---

<b>6.1</b>	<b>Étalement, redondance et traitements au service de la diversité . . .</b>	<b>146</b>
6.1.1	Évaluation de la diversité disponible au niveau du canal MIMO . . . . .	147
6.1.2	Exploitation de la diversité par les systèmes proposés . . . . .	150
6.1.3	Optimisation du codage espace-temps-fréquence en contexte réaliste . . .	156
6.1.4	Proposition de codes espace-temps-fréquence à faible complexité . . . . .	163
<b>6.2</b>	<b>Évaluation des performances . . . . .</b>	<b>168</b>
6.2.1	Comparaison des différentes techniques . . . . .	168
6.2.2	Optimisation de quelques combinaisons typiques . . . . .	182
6.2.3	Solutions en fonction de l'environnement et du contexte . . . . .	185

---

D'une manière générale, ce chapitre s'attache à délivrer des solutions pour les systèmes multi-porteuses multi-antennes et multi-utilisateurs en employant des techniques de diversité dont la complexité de détection est faible. Ainsi, nous cherchons à approcher la simplicité de traitement du système SISO du chapitre 4 et étudions des cas dont le rendement du traitement spatial est  $R_{\text{STC}} \leq 1$ . En effet, aucun gain de multiplexage n'est possible sans augmenter significativement la complexité de détection ; nous verrons donc ces solutions dans un second temps au chapitre 7. Par ailleurs, nous supposons que le canal ne peut être parfaitement connu qu'au récepteur<sup>(1)</sup>. Au niveau étalement, accès multiple et mise en trame, nous conservons les principes mentionnés pour l'OFDM-CDMA, qui allie une grande efficacité spectrale avec des propriétés intéressantes d'accès au canal. Au niveau du traitement multi-antennes, plusieurs solutions s'offrent à nous pour profiter de la diversité spatiale additionnelle et ainsi assurer performances et robustesse tout en conservant des récepteurs linéaires de faible complexité<sup>(2)</sup>. Nous allons rapidement comparer ces techniques et donner des résultats sur canal réaliste dans les scénarios décrits en première partie. Puis nous allons surtout nous pencher sur la combinaison des OSTBC avec l'OFDM-CDMA qui conserve les avantages de chaque technique et semble particulièrement bien adaptée à notre application multi-utilisateurs 4G. Les traitements linéaires resteront simples et évolutifs de manière à s'adapter au canal et autoriser de futures améliorations en ajoutant de l'estimation de canal et un éventuel processus itératif<sup>(3)</sup>.

## 6.1 Étalement, redondance et traitements au service de la diversité

Sans connaissance du canal à l'émetteur, il s'agit d'exploiter au mieux les caractéristiques statistiques du canal<sup>(4)</sup> en étalant suffisamment l'information pour profiter des diversités en temps / fréquence / espace. Nous devons donc, dans un premier temps, évaluer la diversité offerte par le canal MIMO sur un *slot* puis, dans un second temps, effectuer des choix pour exploiter au mieux cette diversité. Différentes pistes d'optimisation seront fournies avant d'en vérifier les performances en section 6.2.

---

<sup>(1)</sup>Nous avons déjà discuté des raisons, et donnerons des solutions d'estimation de canal au chapitre 8. Nous éliminons donc les techniques de préfiltrage et *beamforming*, *i.e.* deux des trois solutions proposées en annexe A.

<sup>(2)</sup>Une faible complexité algorithmique afin que le système soit réalisable à coût et consommation raisonnables, et également une compatibilité avec des MT ne possédant qu'une seule antenne.

<sup>(3)</sup>L'ajout d'un système itératif suppose toutefois de relâcher la contrainte de complexité au niveau du récepteur concerné. La compatibilité descendante permet d'assurer la réception du même signal émis sur ces récepteurs itératifs et sur des récepteurs linéaires à faible complexité, ce qui est conforme à l'hypothèse d'une diversité de terminaux.

<sup>(4)</sup>Afin d'effectuer ceci quel que soit l'état de corrélation du canal, nous supposons qu'il est tout de même possible d'avoir une information grossière de ces corrélations moyennes des deux côtés de la transmission, ce qui est tout à fait réaliste grâce à la réciprocité du canal en TDD.

### 6.1.1 Évaluation de la diversité disponible au niveau du canal MIMO

La littérature se contente généralement d'utiliser une valeur entière de la diversité, s'accommodant des modèles théoriques décorrélés. On retrouve en particulier certaines des définitions vues aux chapitres précédents. En contexte réaliste, nous allons définir ci-après une nouvelle mesure de la diversité offerte par le canal MIMO sur un *slot* déterminé (en t/f/s), qui offrira une valeur réelle de diversité maximale exploitable.

**Diversité par *slot* offerte par le canal MIMO réaliste** ▷ La définition d'une diversité sur une certaine surface temps / fréquence / espace correspondant à un *slot*, découpé en *chips* dont les corrélations en t/f/s sont déterminées par les caractéristiques du canal, semble être la mesure la plus adaptée pour envisager l'étude d'algorithmes de récupération de diversité, codage et étalement par la suite. Cette mesure doit respecter certaines contraintes et être compatible avec les définitions théoriques aux limites. En particulier, si le canal est de type Rayleigh sans diversité (où s'il y a corrélation totale sur le *slot*), cette mesure doit valoir 1, alors qu'un canal AWGN doit délivrer une mesure qui tend vers l'infini. En effet, les performances sur un canal profitant d'une diversité très grande approchent les performances AWGN. On retrouve donc la relation entre cette mesure et la moitié du nombre de degrés de liberté de la fonction  $\chi^2$  représentant la distribution en puissance des facteurs du canal (ou plutôt du canal équivalent dans le cas où l'on profite d'une diversité). Cette mesure de diversité peut donc se retrouver à travers la distribution de la sortie d'un système de type MRC profitant de la diversité sur tout le *slot*. Plus cette distribution est étalée, plus la diversité est faible (cas limite de Rayleigh avec distribution  $\chi_2^2$ ). Inversement, une distribution approchant un Dirac correspond à une diversité infinie. Autrement dit, la mesure (normalisée) de la variance en sortie d'un système récupérant la diversité délivre l'information voulue. A partir des coefficients de canal  $h_{n,m}(t, f)$  de la matrice  $\mathcal{H}$  dans l'équation (2.18), où  $n = 1 \dots N, m = 1 \dots M$ , où  $t$  et  $f$  parcourent les  $N_{is}$  différents *chips* de données sur le *slot*, on pose le vecteur colonne  $\mathbf{h}$  en vectorisant ces éléments :  $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathcal{H})$ . Par ailleurs, un système à diversité tel que défini précédemment sur un *slot* de taille fixée permet de convertir un ensemble de coefficients suivant une loi de Rayleigh en un canal équivalent en sortie de détection (cf. équation (4.34) page 86 ou équation (5.41) page 129) de la forme suivante :

$$h_{gs} = \frac{1}{D_{\max}} \sum_{i=1}^{D_{\max}} |h_i|^2 = \frac{\mathbf{h}^H \mathbf{h}}{D_{\max}}, \quad \text{avec } D_{\max} = N \times M \times N_{is}. \quad (6.1)$$

Nous allons alors nous intéresser à la distribution de  $h_{gs}$ , supposant que chaque élément  $h_i$  a une distribution complexe-gaussienne (module de Rayleigh et puissance  $\chi_2^2$ , mais les définitions qui vont suivre valent également pour toute distribution centrée vérifiant  $\mathbb{E}[|h|^2] = \sigma_h^2$  et  $\mathbb{E}[|h|^4] = 2\sigma_h^4$ ).  $h_{gs}$  suit donc une loi du  $\chi^2$  normalisée dont le nombre de degrés de liberté est lié à la mesure de diversité recherchée. A partir d'une mesure combinée de l'espérance et de la variance de  $h_{gs}$ , on peut retrouver ce nombre de degrés de libertés puisque  $\mathbb{E}[h_{gs}] = \sigma_h^2$  et  $\mathbb{V}[h_{gs}] = \sigma_h^4 / \Omega^e$ . Autrement dit, nous définissons la mesure de diversité :

$$\Omega^e = (\mathbb{E}[h_{gs}])^2 / \mathbb{V}[h_{gs}]. \quad (6.2)$$

Dans le cas limite sans diversité d'une distribution de Rayleigh ou de coefficients totalement corrélés sur le *slot*, on retrouve bien  $\mathbb{E}[h_{gs}] = \sigma_h^2$  et  $\mathbb{V}[h_{gs}] = \sigma_h^4$ , ce qui donne  $\Omega_{slot}^e = 1$ . De même, dans le cas limite de coefficients totalement décorrélés sur le *slot*, on trouve après développements  $\mathbb{E}[h_{gs}] = \sigma_h^2$  et  $\mathbb{V}[h_{gs}] = \sigma_h^4 / D_{\max}$ , ce qui donne  $\Omega_{slot}^e = D_{\max}$ . Nous vérifions par ailleurs  $1 \leq \Omega_{slot}^e \leq D_{\max}$ . Par analogie avec les distributions théoriques, nous avons ainsi défini une mesure de diversité  $\Omega^e \in \mathbb{R}$  qui prend en compte les différentes corrélations en t/f/s sur l'espace mesuré, ici le *slot*. Des mesures sur un espace plus restreint, comme nous le ferons par la suite, permettent d'évaluer la pertinence d'algorithmes plus locaux évitant l'étalement de l'information sur le *slot* complet.

Cette définition nécessite toutefois la connaissance ou la génération des coefficients  $h$ . Pour estimer la diversité à partir de statistiques d'environnement, nous allons donc chercher une définition équivalente uniquement à partir des matrices de corrélation moyenne  $\mathbf{R}_{\mathcal{H}} = \mathbb{E}[\mathbf{h}\mathbf{h}^H]$  (remarquons que ce n'est qu'une extension de l'équation (2.20), non plus uniquement sur le domaine spatial mais les 3 dimensions t/f/s du *slot*). La première idée peut être d'évaluer le rang de cette matrice d'autocorrélation, puisqu'une corrélation totale implique un rang unitaire et une décorrélation permettrait d'atteindre le rang maximal  $D_{\max}$  :

$$(\Omega^e)_{\text{estim1}} = \text{rang}(\mathbf{R}_{\mathcal{H}}). \quad (6.3)$$

Cette notion de rang a cependant des limites puisqu'elle correspond aux valeurs propres supérieures à un certain seuil, sans tenir compte de leur distribution. Dans le cas de corrélations partielles des coefficients, cela n'est pas adapté puisque des valeurs propres très faibles persistent. Il est alors plus intéressant de faire intervenir la somme des valeurs propres, ou de manière équivalente la trace de la matrice d'autocorrélation<sup>(5)</sup> :

$$(\Omega^e)_{\text{estim2}} = \frac{(\text{tr}(\mathbf{R}_{\mathcal{H}}))^2}{\|\mathbf{R}_{\mathcal{H}}\|_F^2} = \frac{(\text{tr}(\mathbb{E}[\mathbf{h}\mathbf{h}^H]))^2}{\text{tr}(|\mathbb{E}[\mathbf{h}\mathbf{h}^H]|^2)} = \frac{(\sum_{i=1}^{D_{\max}} \lambda_i^2)^2}{\sum_{i=1}^{D_{\max}} \lambda_i^4}. \quad (6.4)$$

En comparant les équations (6.2) et (6.4), on vérifie aisément  $\text{tr}(\mathbf{R}_{\mathcal{H}}) = \mathbb{E}[\mathbf{h}^H \mathbf{h}] = D_{\max} \mathbb{E}[h_{gs}]$  puisque trace et espérance commutent, puis la concordance des équations dans les cas extrêmes de corrélation ou décorrélation totale.

**Mesures de diversité correspondantes sur le canal BRANE<sub>120</sub> utilisé**  $\triangleright$  A titre d'exemple, et pour mieux évaluer l'environnement correspondant aux résultats présentés, la mesure de diversité est donnée pour un canal MIMO 2x2 BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h et 180 km/h. En employant l'équation (6.2), on obtient une diversité globale pour le *slot*  $\Omega_{slot}^e = 19.6$  à 60 km/h. Cette valeur est grandement inférieure au nombre de *chips*  $D_{\max} = NMN_{is}$  ce qui montre la forte corrélation par rapport aux canaux théoriques souvent considérés.

<sup>(5)</sup>De manière équivalente aux définitions sur canal théorique, si  $k$  *chips* sont totalement décorrélés sur le *slot* (le reste étant entièrement corrélé), alors les différentes définitions sont strictement identiques,  $\mathbf{R}_{\mathcal{H}}$  possédant  $k$  valeurs propres identiques, les  $(D_{\max} - k)$  autres valeurs étant nulles, ce qui correspond bien à un rang de  $k$  et  $\Omega^e = k$ . La prise en compte "binaire" à travers le rang n'est (dans ce cas uniquement) pas gênante; autrement, le rang surévalue la diversité. Pour les valeurs propres, le calcul est immédiat en remarquant l'analogie avec la page 27.

Par ailleurs, pour vérifier les corrélations croisées qui ont justifié l'utilisation du modèle 3GPP, nous présentons également les valeurs par dimension. Ainsi, les diversités disponibles (toujours obtenues par l'équation (6.2)) respectivement en temps, fréquence et espace sont 1.07, 6.7 et 3.4, dont le produit est supérieur à la mesure de diversité sur tout le *slot*. En dessous de 60 km/h, la diversité sur le *slot* est proche de la diversité par bloc-OFDM car la corrélation temporelle reste élevée. Cette diversité spatio-fréquentielle par bloc-OFDM est mesurée à 18.4 et reste disponible même sur canal quasi-statique.

Nous allons développer et illustrer ces tendances avec des mesures à 180 km/h, et vérifier la concordance entre les distributions mesurées en sortie d'un système à diversité et les fonctions  $\chi^2$  à  $2L$  degrés de liberté (si  $L$  est la valeur de diversité mesurée). Ainsi la figure 6.1 présente la diversité mesurée sur un *slot* en BRANE<sub>120</sub> à 180 km/h. La courbe théorique avec une diversité équivalente de 24 ( $\chi^2_{48}$ ) approche la distribution mesurée. Les figures suivantes présentent les diversités extraites par dimension, et la diversité spatio-fréquentielle (*i.e.* sur 1 bloc-OFDM). Les calculs donnent les mêmes ordres de grandeur en fréquence et espace qu'à 60 km/h, mais la diversité temporelle devient égale à 1.55. La multiplication des diversités dans les 3 dimensions donnerait alors une diversité par *slot* égale à  $1.55 \times 6.7 \times 3.4 = 35.3$ . Or la mesure de diversité globale sur le *slot* délivre une valeur autour de 24, validant une fois de plus la dépendance temps-espace-fréquence.

On voit qu'en profitant au mieux de la diversité sur le *slot*, ou même uniquement de la diversité spatio-fréquentielle, la probabilité d'avoir un signal faible en sortie de l'étage de combinaison/détection est fortement réduite. Par ailleurs, en comparant les valeurs de diversité mesurées avec le nombre de *chips* par *slot* sur lesquels peuvent s'appliquer les algorithmes, on s'aperçoit qu'il n'est pas nécessaire d'étaler l'information sur tout le *slot* pour bénéficier d'une grande part de cette diversité, mais qu'il est plus judicieux de bien répartir l'information avant désétalement ou décodage. Toutefois nous n'avons pas cherché à optimiser l'ensemble du système d'entrelacement (gardant un entrelacement-bit aléatoire sur tout le *slot*) dont profitera le codage-canal. Cela reste une perspective à combiner avec le *chip-mapping* présenté.

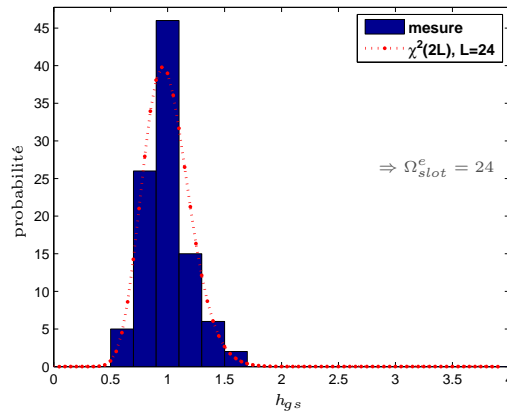
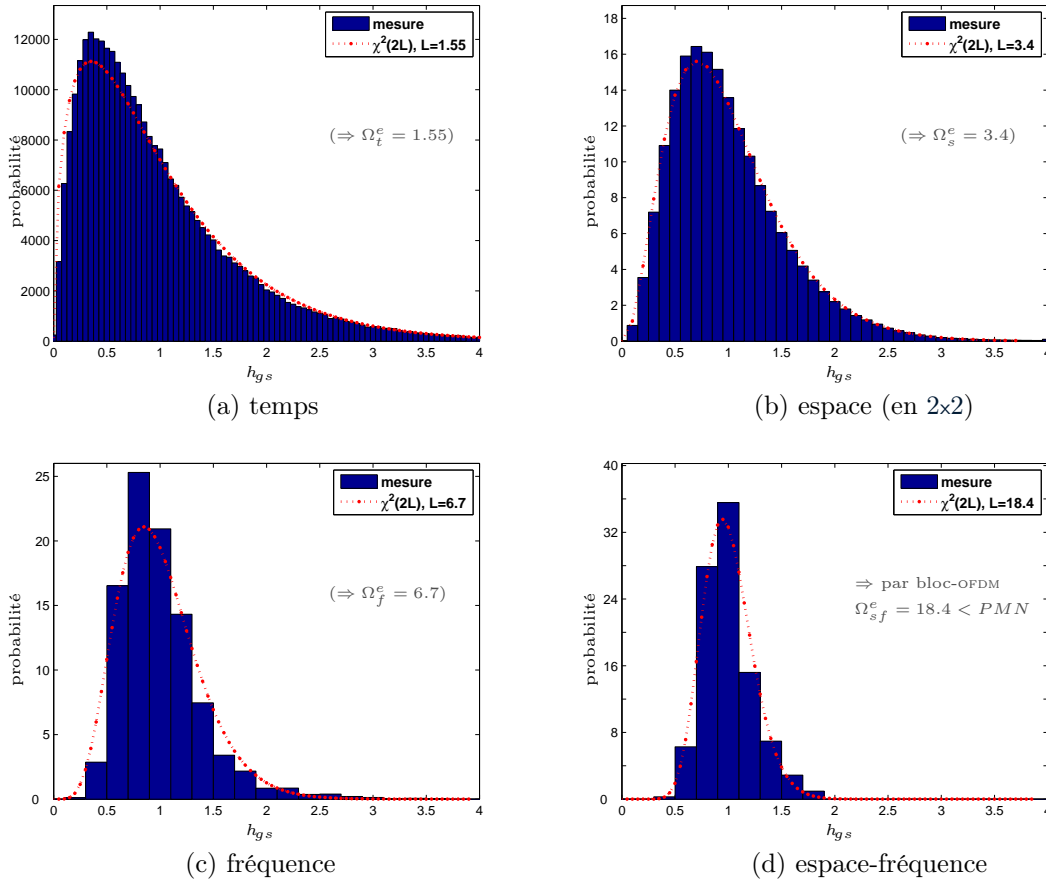


FIG. 6.1 – Distribution et mesure de diversité par *slot* sur canal BRANE<sub>120</sub> à 180 km/h

FIG. 6.2 – Distributions et mesures de diversité sur canal BRANE<sub>120</sub> à 180 km/h

### 6.1.2 Exploitation de la diversité par les systèmes proposés

Après avoir évalué la diversité maximale offerte par le canal radio-moblie, nous devons chercher des méthodes pour l'exploiter au mieux. Pour éviter les erreurs de transmission sans "sur-protéger" le système, des questions sur la quantité de redondance, l'étalement, l'entrelacement, la répartition de l'information et l'adaptation du système se posent. Pour évaluer l'exploitation de la diversité, nous nous focalisons dans un premier temps sur un récepteur à complexité raisonnable, *i.e.* non-itératif. Au niveau du sous-système MIMO-MC-CDMA, nous allons tenter de définir plus clairement les notions autour de la diversité en fonction du type d'algorithme et de la détection. Puis nous représenterons grossièrement l'étalement global de l'information dans la chaîne complète pour faire ressortir l'interdépendance des algorithmes. Enfin, nous choisirons des axes de départ pour paramétrer cette chaîne et définir la redondance.

### 6.1.2.1 Étalement, codage, diversité et systèmes étudiés

**Différents effets de l'étalement de l'information et leur exploitation** ▷ L'étalement de l'information et sa redondance en temps / fréquence / espace permettent à la fois de réduire l'effet des évanouissements, *i.e.* des variations des coefficients  $h$  représentant le canal, et de réduire l'effet du bruit dont les variations sont incohérentes. L'ensemble des opérations de codage, d'entrelacement, de *mapping* et d'étalement peut être considéré conjointement comme un super-codage euclidien sur le *slot*. Le récepteur optimal serait alors basé principalement sur un décodeur-canal correspondant à un super-treillis de grande complexité. Ce système étant inconcevable, on sépare généralement le détecteur à sorties souples qui délivre des LLR du décodage-canal classique à entrées souples qui suit<sup>(6)</sup>. L'utilisation de la diversité peut alors se faire à deux niveaux :

- Pour délivrer des LLR plus fiables au décodage-canal ; ceci est réalisé par les opérations d'étalement du sous-système MIMO-OFDM-CDMA, pour que chaque symbole subisse différents évanouissements afin de rendre le canal équivalent plus gaussien<sup>(7)</sup>.
- Pour permettre au décodeur-canal de traiter conjointement la diversité des évanouissements et du bruit ; un traitement souple adapté permet au décodage de Viterbi d'utiliser les distances euclidiennes pour tendre vers la capacité en profitant d'un gain de codage supplémentaire<sup>(8)</sup>.

Le premier point soulève deux axes d'optimisation : la diversité apportée par le sous-système MIMO-OFDM-CDMA, et l'optimisation des LLR en contexte réaliste non-gaussien. Nous verrons cela dans les sections suivantes. Le deuxième point rappelle que si la limite de complexité du codage ne permet pas d'obtenir des courbes verticales témoignant d'un taux d'erreur nul au delà d'un certain SNR, on devrait tout de même obtenir une augmentation de la pente des BER et FER en fonction du SNR, d'autant plus que le codage est efficace. L'exploitation simultanée des informations de canal et de bruit par le décodage-canal nous laisse penser qu'il est plus intéressant de privilégier ce dernier en reportant la redondance dans un bon turbo-codage plutôt que dans le sous-système MIMO-OFDM-CDMA. Ces *a priori* restent à vérifier en MIMO-OFDM avec différents étalements et codages, et les résultats pourront varier en SUD (suivant la taille des constellations. . .).

**Systèmes étudiés** ▷ Une modélisation de la chaîne complète proposée a été fournie au chapitre précédent. Concernant le sous-système MIMO-MC-CDMA que nous cherchons d'abord à optimiser, différents algorithmes ont été proposés pour combiner l'OFDM-CDMA avec les traitements spatiaux suivants :

<sup>(6)</sup>On pourra éventuellement se rapprocher du cas optimal par la suite, en considérant un système itératif échangeant des informations souples entre ces deux gros modules.

<sup>(7)</sup>Rendre le canal équivalent, *i.e.* vu par le décodeur, plus gaussien permet donc de tendre vers les performances de la courbe gaussienne.

<sup>(8)</sup>La taille du *slot* étant limitée, de même que les longueurs de contrainte du codage-canal, il n'est pas possible d'atteindre la capacité ergodique. Toutefois, la limite gaussienne est d'autant plus abaissée que le codage est efficace, et le FER peut tendre vers une capacité de coupure définie pour le *slot*.

- L'utilisation de la diversité de réception par simple traitement MRC.
- La conversion de la diversité spatiale d'émission en diversité fréquentielle (CDD).
- L'utilisation de la diversité spatiale d'émission en employant de l'étalement (LP).
- L'utilisation de la diversité spatiale d'émission en employant des OSTBC.

Pour un système  $1 \times N$ , un traitement spatial de rendement 1 et optimal par simple combinaison MRC existe toujours. Toutefois, en voie descendante, les contraintes d'espace favorisent généralement un système avec plus d'antennes d'émission que de réception. Malheureusement, un système  $M \times 1$  ne possède pas toujours un traitement spatial de rendement 1 optimal qui permettrait d'obtenir les performances d'un système  $1 \times M$  à faible complexité, au gain d'antenne près. Seul l'OSTBC d'Alamouti permet de répondre à l'ensemble de ces critères, limitant l'optimalité à un système  $2 \times 1$ . Si  $M > 2$ , il est nécessaire de relâcher une des contraintes. En relâchant la contrainte de complexité, on peut utiliser un précodage linéaire pour obtenir un codage espace-temps de rendement unitaire ; nous l'écartons. En relâchant la contrainte de rendement unitaire, on peut utiliser un OSTBC dont la complexité de décodage reste faible, mais le rendement  $R_{\text{STC}} < 1$ . En relâchant l'optimalité au niveau diversité<sup>(9)</sup> du traitement spatial, on peut utiliser le CDD ou de la sélection d'antenne. Enfin, en relâchant la contrainte d'une constellation d'entrée quelconque, il est possible d'envisager des optimisations complémentaires, ce que nous écartons puisque l'entrée du traitement spatial provient d'un étalement CDMA dont la constellation est très grande.

Nous évaluerons donc les performances des systèmes à diversité de réception, ainsi qu'à diversité d'émission basés sur les algorithmes CDD ou OSTBC. Nous proposerons également d'autres solutions de faible complexité et de rendement unitaire.

### 6.1.2.2 Diversités et définitions

Nous avons déjà mentionné les différentes façons de définir ou mesurer la diversité. Son exploitation par le système est généralement évaluée de manière théorique, comme défini par Tarokh à partir de la PEP et rappelé en section 5.1.5.3 lorsque la détection est optimale (ML). Cette définition, non pas basée sur le taux d'erreur mais sur les matrices de différence, inclut l'intérêt de la diversité de modulation et des rotations de constellation tel qu'étudié dans [101, 175, 102, 103], supposant par ailleurs l'indépendance des voies I/Q. Cette définition entière du gain de diversité sur un canal à évanouissement avec une détection dure optimale souffre des mêmes problèmes de pertinence que lors de l'évaluation de la diversité de canal par mesure d'un rang, et surévalue les capacités du système à pouvoir distinguer les symboles en contexte bruité (on retrouve cette problématique à travers l'utilisation de critères basés sur les distances de Hamming en canal de Rayleigh, *i.e.* sans lien avec les distances euclidiennes souvent considérées en canal AWGN). D'autres définitions sont généralement données à partir de critères sur le taux d'erreur. Par exemple, [176] la définit comme la pente de la probabilité d'erreur moyenne, toujours à haut SNR.

---

<sup>(9)</sup>Nous verrons que la diversité spatiale sera préférée aux diversités temporelle et fréquentielle, en particulier car elle ne produit pas d'interférences supplémentaires. L'intérêt en CDMA sera souligné.



Cette définition nous semble plus pertinente mais présente tout de même quelques limites, par son caractère asymptotique, tout comme son évaluation difficile *a priori* pour des systèmes complexes. En se limitant au domaine spatial, des bornes sont toutefois fournies à haut SNR en canal de *Rayleigh-i.i.d.*. Avec les traitements linéaires envisagés et un codage-canal additionnel et indépendant, nous préférons introduire des règles de construction plus simples pour le sous-système MIMO-MC-CDMA. Par ailleurs, nous cherchons dans un premier temps à obtenir de bonnes performances à faible SNR pour ce sous-système, et non pas uniquement asymptotiquement à haut SNR, puisque l'ajout du codage-canal sur le *slot* se chargera de la diversité supplémentaire et du gain de codage pour réduire le FER.

### Critères de diversité du sous-système MIMO-MC-CDMA pour des systèmes linéaires

▷ Dans ce chapitre, avec un rendement spatial  $R_{\text{STC}} \leq 1$ , la diversité spatiale maximale peut être aisément atteinte par le système, pour peu que le canal le permette. Les opérations d'étalement et de traitement de la diversité du sous-système MIMO-MC-CDMA permettent également de récupérer une diversité fréquentielle et temporelle sur les *chips* utilisés. La règle simple que nous allons mettre en œuvre consiste à dire que chaque symbole ou LLR à l'entrée du décodage-canal doit avoir récupéré le maximum de diversité provenant du sous-système combinant algorithmes multi-antennes et étalement. Cela équivaut à changer la distribution du SNR effectif « vu » après détection et récupération de diversité, *i.e.* avant la conversion symbole-à-LLR. Pour commencer cette optimisation, nous allons ignorer la MAI, seule cause d'interférence dans un premier temps, puisque nous supposons le système dimensionné pour assurer une indépendance des symboles transmis sur les différents *chips* en t/f/s même sur canal variant<sup>(10)</sup>. Ces variations de canal vont apporter la diversité, qui se retrouve dans le SNR effectif  $\gamma_{\text{eff}} = f(\gamma_c, \mathcal{H})$ , où  $\mathcal{H}$  regroupe l'ensemble des *chips* considérés pour les étalements MIMO-MC-CDMA, de manière similaire au canal équivalent de l'équation (6.1). Dans le cas optimal où tous les *chips* considérés subissent des évanouissements indépendants (*i.e.* en canal théorique de *Rayleigh-i.i.d.*), le canal équivalent suit une distribution  $\chi_{2MNS_f}^2$ , que nous avons également retrouvé dans les formules de capacité. En contexte corrélé, la distribution se réduit à  $\chi_{2\Omega}^2$ , où  $\Omega$  est la diversité fournie par le canal sur les *chips* considérés, et calculée comme en 6.1.1. Nous avons défini une distribution du SNR par *chip* en canal de Rayleigh dans l'équation (3.15) ; nous pouvons de la même manière calculer, à partir de la distribution  $\chi_{2\Omega}^2$  rappelée en (6.5), la distribution du SNR effectif  $\gamma_{\text{eff}}$  bénéficiant d'une diversité  $\Omega$  [53] :

$$\chi_{2\Omega}^2 \mapsto p(\alpha) = \frac{(1/2)^\Omega}{\Gamma(\Omega)} \alpha^{\Omega-1} e^{-\alpha/2}, \quad \alpha \geq 0. \quad (6.5)$$

$$p(\gamma_{\text{eff}}) = \frac{\gamma_{\text{eff}}^{\Omega-1} e^{-\gamma_{\text{eff}}/\gamma_c}}{(\Omega-1)! \gamma_c^\Omega}. \quad (6.6)$$

<sup>(10)</sup>Nous évaluons donc une diversité optimale mono-utilisateur (amélioration de la SUB). Un traitement adapté ou une diversité suffisante permettront de réduire la MAI et faire tendre les résultats multi-utilisateurs vers cette SUB. Par ailleurs, les systèmes multi-antennes considérés ici, comme les OSTBC, ne font pas intervenir de CAI.

Les probabilités d'erreurs ne sont alors plus à calculer sur canal AWGN ou sur une distribution de Rayleigh, mais avec des énergies par symbole qui suivent ces lois intermédiaires. Le choix du code correcteur devrait dépendre de ces distributions, mais nous verrons qu'avec la diversité considérée, le codage-canal prévu pour l'AWGN s'avère robuste.

L'optimisation porte alors sur les algorithmes de traitement de la diversité (longueurs d'étalement et de codage, traitement spatial) et sur le choix des *chips* à travers le *chip-mapping*. Par contre, l'optimisation des matrices d'étalement (rotations de constellation ou précodage autre que WH) n'a pas d'importance ici avec une détection linéaire. Enfin, l'optimisation en itératif sera à étendre et rapprocher des définitions optimales. On pourra alors ajouter l'intérêt d'optimiser les constellations en envisageant d'autres *mapping* que celui de Gray et d'autres étalements.

### 6.1.2.3 Entrelacements et étalement global de l'information

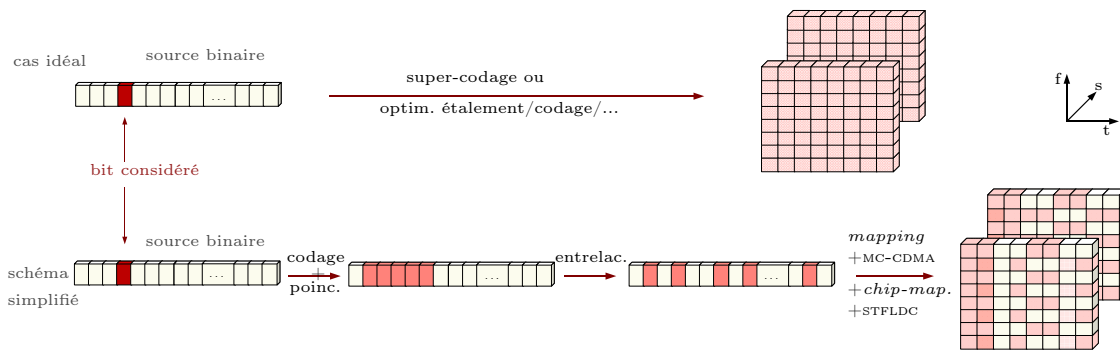


FIG. 6.3 – Illustration de la répartition de l'information en t/f/s

Lorsque le canal est inconnu à l'émission, l'étalement global et équitable de l'information sur tout le *slot* permet de maximiser la diversité mais s'avère difficilement réalisable. Toutefois, certains choix permettent de trouver un bon compromis avec la complexité, d'autant plus que la diversité est limitée en contexte corrélé. Nous devons donc lier la diversité offerte par le canal aux traitements de la diversité des systèmes. Un premier choix a été de ne pas coder ou étaler par branche de diversité ou par antenne, mais d'exploiter tout le *slot*. Ainsi, on profite de la récupération de diversité à travers le codage-canal au niveau bit qui étalera les informations dans le canal suivant les différentes dimensions. A complexité égale, ce schéma avec un entrelacement adapté semble judicieux. La figure 6.3 souligne l'importance et la dépendance des différents processus d'entrelacement et de répartition/*mapping* de l'information (en représentant en rouge l'étalement d'une information binaire dans un *slot*). Ainsi, avec des codages ou des étalements de longueur réduite, on arrive tout de même à profiter d'une grande partie de la diversité sur le *slot*. L'entrelacement-bit après le codage a donc de l'importance, même si nous n'allons pas nous pencher sur son optimisation qui dépend non seulement des caractéristiques de corrélation du canal mais aussi des autres entrelacements et *chip-mapping* réalisés dans le sous-système MIMO-MC-CDMA. Nous allons donc garder des longueurs d'étalement raisonnables, et privilégier l'étalement

dans le domaine spatial, ce dernier étant statistiquement plus variable et souvent moins corrélé. Par ailleurs, en OSTBC, il n'y a pas d'interférences supplémentaires créées. Ensuite, il est intéressant de profiter de la diversité fréquentielle apportée par les trajets multiples (voire de la diversité temporelle sur le *slot* si le mobile se déplace rapidement). L'étalement couplé au *chip-mapping* permet de récupérer une telle diversité au prix d'interférences (MAI en CDMA), et le codage-canal traitera également une partie de la diversité restante.

#### 6.1.2.4 Choix de la redondance

Le choix du rendement global du système résultera d'un compromis entre les rendements de codage-canal  $R_c$ , de conversion binaire-à-symbole  $R_\chi$ , et de codage spatial  $R_{STC}$ . La perte en capacité due à un rendement  $R_{STC} < 1$  n'étant pas récupérable, nous favoriserons un rendement spatial maximal. Privilégiant la robustesse et l'absence d'interférences (CAI) dans ce chapitre, ce qui implique  $R_{STC} \leq 1$ , nous choisirons des solutions avec un rendement spatial le plus proche de 1 possible. Il s'agira ensuite de trouver le bon couple rendement de codage et taille de constellation. En effet, pour les raisons mentionnées précédemment, il nous semble plus judicieux d'investir la redondance au niveau du codage-canal, et ceci sera d'autant plus vrai si le système peut s'adapter aux conditions ou s'il est itératif. Par ailleurs, au niveau du traitement de la diversité dans un système sous-optimal mais robuste, un compromis entre le codage-canal et l'étalement sera à définir.

#### 6.1.2.5 Conclusions sur le choix des paramètres

Le choix du codage de l'information en temps / fréquence / espace n'est malheureusement pas immédiat, et fortement dépendant du scénario envisagé. Cependant, nous avons tenté d'établir quelques règles avant de les vérifier par des simulations typiques. Les schémas d'allocation des ressources et d'étalement/codage peuvent se limiter à quelques jeux typiques optimisés pour les principaux scénarios, afin de limiter l'*overhead* de signalisation au niveau des couches supérieures. Rappelons, à travers la figure 6.4, ce que nous pouvons conclure. L'ensemble des contraintes aboutit à une partie dont le dimensionnement

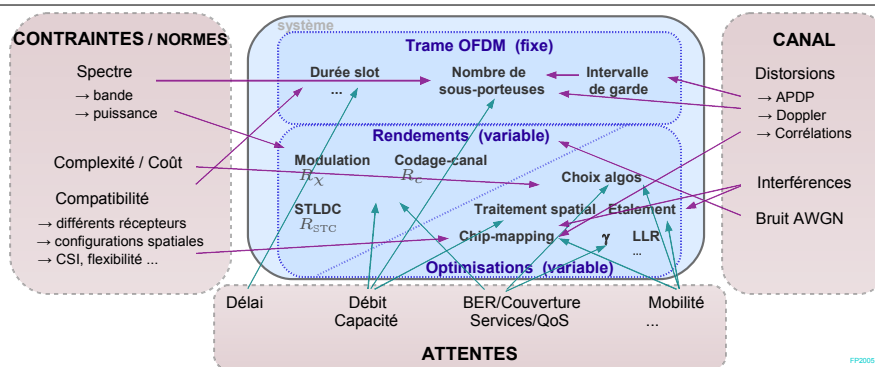


FIG. 6.4 – Le système et son environnement

est fixe (trame OFDM, intervalles de garde...) et un jeu de paramètres pouvant s'adapter de manière dynamique (rendements/codages/*mapping*...) si le système est flexible (il s'agit ici d'adaptation "long-terme" correspondant à des durées supérieures à la trame). L'adaptation en fonction de l'environnement et de l'application pourra être effectuée par les couches supérieures par la suite.

### 6.1.3 Optimisation du codage espace-temps-fréquence en contexte réaliste

Rappelons les équations de détection d'un système OSTBC-OFDM-CDMA, afin d'en optimiser les performances à travers des paramètres comme  $\gamma$ , le *chip-mapping* ou les LLR.

**Détection SUD minimisant l'erreur quadratique moyenne**  $\triangleright$  L'expression générale des symboles détectés et déséталés avant conversion symbole-à-LLR ou symbole-à-binaire pour un signal OSTBC-OFDM-CDMA peut être rappelée en combinant et développant les algorithmes décrits aux chapitres 4 et 5. Ainsi, pour détecter le symbole  $u$  (dans notre cas de code d'Alamouti,  $u = 1$  ou  $2$ , et  $\bar{u}$  désigne l'autre symbole) de l'utilisateur  $j$  parmi  $N_u$ , dont l'accès CDMA est effectué sur  $S_f$  *chips*, on effectue :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\rho} \hat{s}_j^u &= \underbrace{\sum_{k=1}^{S_f} |c_{j,k}|^2 h_{eq}(k) s_j^u}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{i \neq j} \sum_{k=1}^{S_f} (c_{j,k}^* c_{i,k}) h_{eq}(k) s_i^u}_{\text{MAI}} \\ &+ \underbrace{\sum_{\bar{u} \neq u} \left( \sum_{k=1}^{S_f} |c_{j,k}|^2 h_o^{\bar{u}}(k) s_j^{\bar{u}} + \sum_{i \neq j} \sum_{k=1}^{S_f} (c_{j,k}^* c_{i,k}) h_o^{\bar{u}}(k) s_i^{\bar{u}} \right)}_{\text{CAI}} \\ &+ \underbrace{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{S_f} c_{j,k}^* \left( \sum_{m=u \cup \bar{u}} g_{n,m}(k)^{(*)} \nu_n^m(k)^{(*)} \right)}_{\text{bruit equivalent}} \end{aligned} \quad (6.7)$$

avec

$$\begin{aligned} h_{eq}(k) &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^2 |h_{n,m}(k)|^2 \rho_k \\ h_o^{\bar{u}}(k) &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^2 (h_{n,m}^*(k) h_{n,\bar{m}}(k) - h_{n,m}^*(k) h_{n,\bar{m}}(k)) \rho_k = 0 \\ \rho_k &= \frac{1}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}(k)|^2 + 1/\gamma} \quad \text{pour une détection de type MMSE.} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Cette équation fait ressortir le signal utile, la MAI, les interférences dues au traitement spatial (CAI) qui sont nulles pour les OSTBC, et le bruit après détection. Suivant la valeur donnée à  $1/\gamma$ , cette équation représente les détections Alamouti-MMSE-SUD et Alamouti-ZF. Les canaux équivalents  $h_{eq}$  et  $h_o^{\bar{u}}$ , résultant de la combinaison OSTBC, correspondent respectivement aux termes diagonaux et non-diagonaux de la matrice de canal égalisée.

Dans le cas particulier d'une détection Alamouti-ZF, *i.e.*  $1/\gamma = 0$ , la détection du symbole  $u = 1$  se simplifie (le même raisonnement s'applique pour le second symbole) :

$$\hat{s}_j^1 = \underbrace{s_j^1}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{S_f} c_{j,k}^* \sqrt{2\rho_k} (h_{n,1}^*(k) \nu_n^1(k) + h_{n,2}(k) \nu_n^{2*}(k))}_{\text{bruit équivalent}} \quad \text{avec } \rho_k = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}(k)|^2}. \quad (6.9)$$

En effet, l'étalement fourni par les  $c_{j,k}$  est tel que la MAI est annulée en ZF puisque  $h_{eq}(k) = 1$  et les vecteurs  $\mathbf{c}_j$  et  $\mathbf{c}_i$  sont mutuellement orthogonaux,  $\forall i \neq j$ . Le symbole détecté est donc égal au symbole émis, de puissance moyenne unitaire, auquel s'ajoute un bruit dont la distribution dépendra des diversités et corrélations. Nous pouvons estimer cette distribution et en déduire la probabilité d'erreur binaire, ce que nous développons en annexe B. Toutefois, l'estimation d'une probabilité d'erreur dans un contexte corrélé semblant difficile à dériver analytiquement, nous allons recourir aux simulations Monte-Carlo pour vérifier les tendances. Dans un contexte totalement corrélé, le taux d'erreur est limité par celui obtenu en SISO, comme dans l'équation (4.37) où nous avons discuté de l'absence d'intérêt de l'étalement dans ce cas. Par contre, dès qu'une décorrélation spatiale apparaît, la distribution du canal-équivalent-MRC qui se retrouve au dénominateur (à travers  $\rho_k$ ) profite de cette diversité pour éviter le problème d'indétermination des rapports de distributions complexe-gaussiennes. Plus cette diversité est élevée, plus  $\rho_k$  tend vers une constante, et la puissance du bruit équivalent a alors tendance à être divisée par la valeur de diversité. Ainsi, lorsque la distribution de  $1/\rho_k$  tend vers un Dirac correspondant au canal AWGN ou une diversité spatiale élevée, la détection ZF tend vers la détection MMSE. On s'aperçoit rapidement que les distributions de  $\rho_k$  des équations (6.8) et (6.9) se rejoignent lorsque le nombre de termes  $h$  indépendants s'accroît, diminuant l'intérêt de l'optimisation de  $\gamma$ . Par ailleurs, la détection ZF n'étant pas biaisée, aucune normalisation n'est nécessaire avant le *demapping*, ce qui ne sera pas le cas en MMSE<sup>(11)</sup>.

Le décodage présenté ci-dessus supposait un canal constant sur la zone de codage espace-temps-fréquence. En particulier, bien que le codage soit effectué en temporel (codage espace-temps), la variable  $h$  ne présente pas d'indice temporel, mais uniquement les indices d'antennes ou d'étalement (fréquentiel en MC-CDMA) ; le canal était ainsi supposé constant sur 2 bloc-OFDM pour du codage Alamouti en temporel. Cependant, dans un contexte mobile, plusieurs façons d'utiliser la CSI, à travers les valeurs de  $h$  disponibles, jouent sur la détection d'un système OSTBC si le canal varie. Nous prendrons la valeur moyenne dans les résultats présentés et verrons au chapitre 8 que la meilleure solution reste d'estimer le canal au milieu de la zone de codage temps / fréquence (*i.e.* au milieu des 2 bloc-OFDM dans le cas du codage espace-temps d'Alamouti présenté).

<sup>(11)</sup>Nous avons déjà mentionné cette normalisation dans l'équation (5.50) :  $\rho = S_f / \sum_{k=1}^{S_f} h_{eq}(k)$ , qui vaut 1 uniquement en ZF, *i.e.* lorsque  $1/\gamma = 0$ .

### 6.1.3.1 Optimisation de $\gamma$

La valeur optimale de  $\gamma$  dérive de l'application du critère MMSE entre le symbole émis et le symbole détecté, afin de trouver le meilleur compromis entre orthogonalité des utilisateurs et apport de la diversité d'étalement. Dans les simulations qui vont suivre, nous prendrons généralement  $\gamma = \gamma_c$  en MMSE. Cette valeur n'est pas forcément optimale, mais prendre en compte plus précisément les algorithmes et interférences conduirait à un accroissement de complexité non négligeable. De plus, avec suffisamment de diversité, nous vérifierons par simulation que les détections MMSE, MMSESO et ZF délivrent des résultats très proches. Il semble donc intéressant de recourir plutôt au ZF ou MMSESO qui ne nécessitent aucune connaissance du SNR au récepteur.

**Effets du bruit, de  $\gamma$  et de la diversité sur les constellations reçues**  $\triangleright$  Une rapide illustration de l'effet de l'égalisation sur la constellation reçue en sortie d'un système à diversité  $M \times N$  est présentée sur la figure 6.5. La conversion symbole-à-LLR devra prendre sa décision sur ces points. Seul le cas  $2 \times 1$  en QPSK à pleine-charge est illustré, soulignant le meilleur compromis que constitue le MMSE avec une valeur de  $\gamma$  adaptée (il s'agit de la figure centrale (b) avec  $\gamma \approx 100$ ). La sur-estimation du bruit et l'utilisation d'un  $\gamma$  faible entraîne un comportement proche de l'égalisation MRC. On retrouve alors à peu près la même constellation (a) quel que soit le SNR puisque l'effet négatif dominant est alors la MAI. A l'opposé, l'utilisation d'un  $\gamma$  élevé entraîne un comportement proche de l'égalisation ZF. On retrouve alors la même constellation (c) quelle que soit la charge, mais le bruit est accru lorsque le SNR instantané est faible. On s'aperçoit que quelques points en erreur persistent lorsque les facteurs de canal  $h$  subissent des évanouissements, mais cette probabilité diminue fortement avec la diversité spatiale.

Nous avons présenté les figures pour une faible diversité spatiale  $\Omega_s^e \leq 2$ , mais l'intérêt de sur-évaluer  $\gamma$  (voire de considérer  $1/\gamma \rightarrow 0$  comme en ZF) s'accroît lorsque la diversité augmente. Autrement dit, la diversité spatiale diminuant la probabilité d'obtenir un canal-équivalent faible, la remontée de bruit avec un  $\gamma$  fort devient moins significative que l'accroissement de MAI avec  $\gamma$  trop faible. Une solution SUD robuste est alors ZF, MMSESO, ou MMSE avec un  $\gamma$  légèrement augmenté par rapport à la mesure, par ordre de complexité croissante.

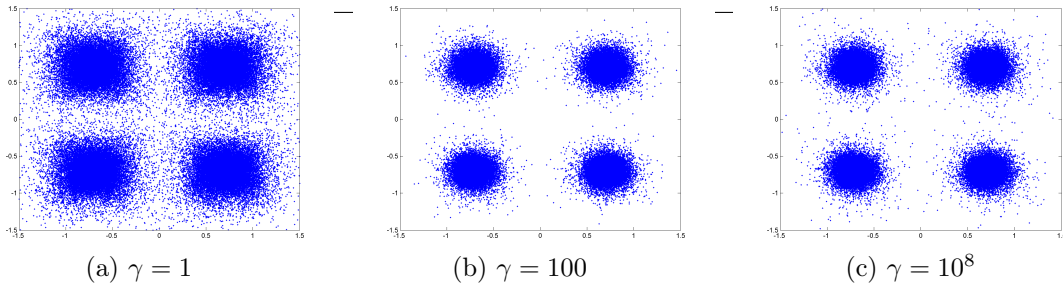


FIG. 6.5 – Constellations obtenues avant conversion symbole-à-LLR, en  $2 \times 1$  Alamouti-OFDM-CDMA sur canal BRAN $E_{120}$  (QPSK, SNR=20 dB)

Une solution plus simple lors de l'implémentation sur des composants à résolution réduite consiste à effectuer les arrondis adéquats. Ainsi, nous avons pu vérifier qu'avec les quantifications généralement considérées, les techniques MMSE ou ZF avec un arrondi qui évite la division par 0 se comportent de manière assez proche en OSTBC-OFDM-CDMA. Cet aspect résolution, arrondis et bruit de quantification n'est pas négligeable en pratique. L'ordre de certains traitements linéaires peut alors jouer ; si le traitement spatial OSTBC est effectué avant l'étalement, la représentation des nombres jusqu'à la sortie du codage peut être effectuée avec peu de bits significatifs. Les fonctions OFDM sur les différentes antennes d'émission peuvent être proches (en particulier en Alamouti où il convient d'effectuer la FFT d'un symbole  $s_1$  puis de son conjugué au temps suivant ; des traitements combinés peuvent réduire la complexité, comme le lien entre les opérations matricielles de FHT et de FFT mentionné au chapitre 4). Par ailleurs à l'émission, les normalisations ( $1/\sqrt{S_f}$ ,  $1/\sqrt{N_c}$ , ...) peuvent être effectuées au moment le plus approprié dans la chaîne pour réduire le bruit de quantification, ou en ajustant la puissance au niveau de l'asservissement de l'amplificateur.

### 6.1.3.2 Optimisation du *chip-mapping*

De même que l'accès multi-utilisateurs pouvait se faire en temps, fréquence ou code, l'accès multi-antennes du codage spatial peut se faire en espace-temps, espace-fréquence, espace-code ou espace-temps-fréquence. Nous allons présenter l'idée générale du codage espace-temps-fréquence ici, avant de délivrer quelques solutions plus simples à représenter par la suite. Par ailleurs, combinant ce traitement spatial à l'OFDM-CDMA, le *chip-mapping* d'étalement sur le *slot* vu en section 4.1.4.2 est à étendre en MIMO. Ainsi, le choix d'un *chip-mapping* tridimensionnel (t/f/s) est nécessaire pour combiner les différents algorithmes présentés. Contrairement aux modèles théoriques qui supposent une invariance du canal sur les *chips* utilisés pour le traitement spatial (souvent en temporel), et généralement une indépendance des *chips* utilisés pour l'étalement (souvent en fréquentiel), nous avons vu en section 6.1.1 que le canal fournit une corrélation partielle dans les différentes dimensions, ce qui doit être mis à profit dans les algorithmes. Ainsi l'exploitation de la diversité fournie par le canal, grandement inférieure au nombre de *chips* du *slot*, constitue un degré de liberté au niveau du *chip-mapping* pour réaliser un compromis entre diversité et interférences.

Tout d'abord, concernant le codage espace-temps-fréquence, le *chip-mapping* de sortie du codage sur les  $MT$  symboles peut-être réalisé de différentes manières, (comme mentionné en section 5.2.1 pour le cas général des STFLDC), *i.e.* en espace-temps, espace-fréquence ou espace-temps-fréquence, comme présenté sur la figure 6.6. Ce n'est qu'un exemple pour  $M = 2$  antennes d'émission et un codage par groupes de  $Q = 4$  symboles sur  $T = 4$  *chips*. Nous n'utiliserons que les schémas ST, SF et STF présentés, sous-entendant l'aspect « adjacent »<sup>(12)</sup>. Ensuite, les  $Q$  symboles d'entrée utilisés pour chaque codage

<sup>(12)</sup>Nous pourrions reprendre la convention du chapitre 4 et l'appliquer en codage espace-temps-fréquence en appelant par exemple ces *chip-mapping* de sortie du traitement spatial STIDA, STIDE, SFIDA, SFIDE, STFIDA, STFIDE... Cependant seuls les schémas sur des *chips* adjacents nous intéressent, puisque le codage utilisé cherche à favoriser l'orthogonalité spatiale, *i.e.* la corrélation du canal sur les *chips* utilisés.



peuvent provenir de symboles consécutifs (comme sur la figure précédente) ou non. Cette remarque est pertinente lorsqu'on considère le reste de la chaîne et l'étalement, puisqu'on peut alors considérer un *chip-mapping* d'entrée du traitement spatial qui prend des *chips* d'un même symbole-étalement ou non. Pour alléger la présentation, nous privilégions un *chip-mapping* d'entrée linéaire sur des symboles soit consécutifs, soit séparés de  $S_f$  ou  $N_d$ . Ces dernières solutions seront utilisées car elles évitent de traiter un symbole-étalement sur le même bloc de codage spatial; nous prendrons par défaut une séparation  $N_d$  correspondant à un codage spatial par sous-porteuse.

En combinant ce *chip-mapping* de traitement spatial avec le *chip-mapping* d'étalement vu au chapitre 4, nous proposons quelques schémas que nous utiliserons par la suite. Loin d'être exhaustive et de présenter toutes les optimisations possibles, la figure 6.7 donne ainsi les principaux *chip-mapping* considérés en prenant un codage espace-temps ou un codage espace-fréquence pour  $M = T = Q = 2$ , et un étalement de taille  $S_f = 4$  similairement à la figure 4.11 en SISO. La figure ne fait apparaître que deux symboles-étalement par soucis de clarté. Nous avons évidemment favorisé le traitement spatial en employant des *chips*

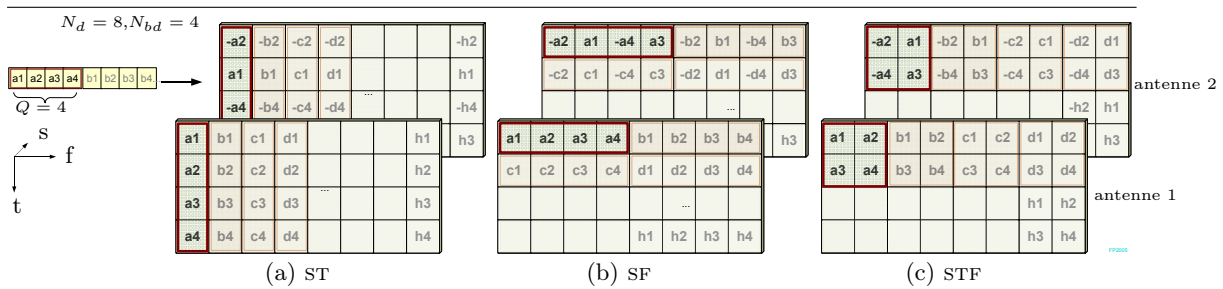


FIG. 6.6 – *Chip-mapping* de sortie du codage espace-temps-fréquence (exemple avec  $Q = T = 4, M = 2$ )

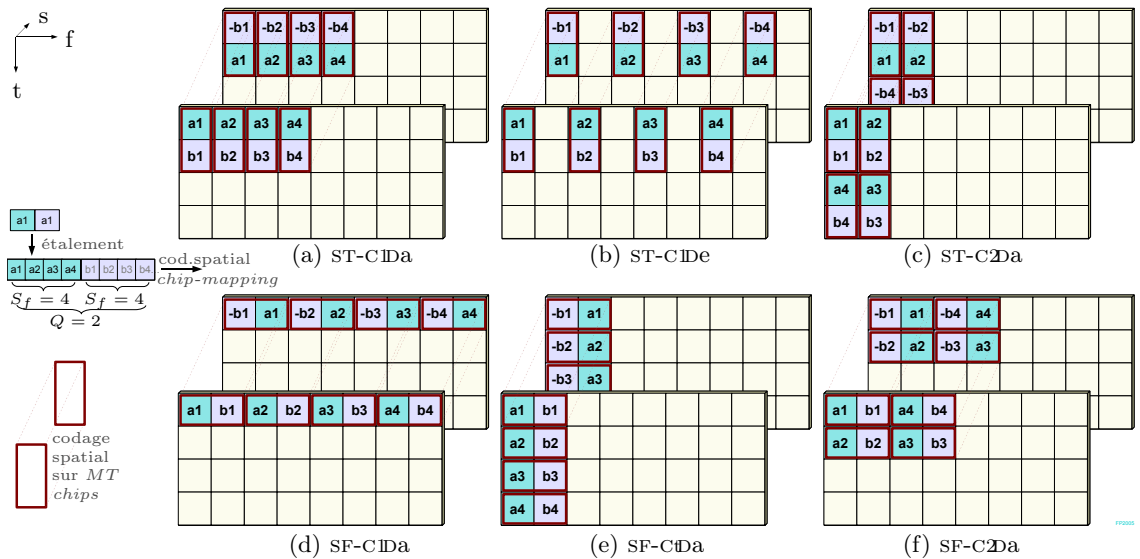


FIG. 6.7 – Exemples de *chip-mapping* espace-temps-fréquence utilisés ( $Q = T = M = 2$ )



adjacents (codage spatial « orthogonal »), diminuant alors les possibilités d'orthogonalité entre utilisateurs pour l'étalement (cf. schémas C2Da). Les figures utilisent un *chip-mapping* où le traitement spatial ne se fait pas sur un même symbole-étalé; (a)(b)(c) utilisent un *chip-mapping* spatial de sortie temporel, et (d)(e)(f) fréquentiel; (a)(b)(d) utilisent un *chip-mapping* d'étalement purement fréquentiel. Dans [12], nous nommions les *chip-mapping* de manière simplifiée, prenant par défaut un codage espace-temps (ST); nous ferons de même par la suite en appelant par exemple C1Da le *chip-mapping* ST-C1Da.

Le *chip-mapping*, favorisant plutôt la diversité ou l'orthogonalité entre utilisateurs, jouera également sur le besoin ou non d'optimisation de  $\gamma$ . Par extension aux systèmes à annulation d'interférences, cela jouera sur le niveau de MAI à supprimer à chaque itération (assez fort en première itération avec  $\gamma$  faible, *i.e.* un traitement proche du ZF, puis réduit par la suite si l'annulation est efficace). Dans le cas particulier d'OSTBC profitant de suffisamment de diversité spatiale, il peut être judicieux de choisir un *chip-mapping* introduisant peu de MAI, même si l'étalement n'a alors pas d'intérêt au niveau récupération de diversité fréquence-temps additionnelle. Ceci est particulièrement vrai dans le cas d'un simple récepteur linéaire de type ZF, ce que nous vérifierons à travers les résultats. Dans le cas d'un récepteur itératif pouvant réduire la MAI, la diversité multi-dimensionnelle peut toutefois être récupérée au prix d'une plus grande complexité (nous présenterons alors la limite SUB). Cependant, nous vérifierons qu'au delà d'une certaine valeur de diversité, les performances augmentent peu. Par ailleurs, profiter d'une diversité liée au *chip-mapping* en canal réaliste signifie également que certains codes d'étalement, et donc certains utilisateurs, peuvent être favorisés. Leur ordre d'attribution compte alors, surtout à charge réduite (il est souhaitable par exemple de favoriser les codes ayant des transitions sur les *chips* les plus corrélés afin de réduire la MAI). Effectuer des rotations de codes sur les utilisateurs peut être une solution pour moyenniser cet effet (l'utilisation d'un même code WH par utilisateur sur tout le *slot* et toutes les antennes n'est pas forcément optimal en termes de BER moyen si un code « défavorisé » se retrouve en dessous du point de fonctionnement permettant un FER nul en sortie de décodage-canal). Nous vérifierons ces tendances en délivrant des résultats par code-utilisateur.

### 6.1.3.3 Optimisation des LLR à l'entrée du décodeur-canal

Nous avons vu que la génération de décisions dures en sortie du sous-système MIMO-MC-CDMA n'est pas souhaitable si un décodage-canal suit. En particulier, l'emploi de la détection ML dure par petits blocs n'est plus optimale. Nous choisissons donc de délivrer des symboles souples suivi d'une conversion symbole-à-LLR. Dans la mesure où ces symboles ne proviennent pas de la transmission à travers un simple canal AWGN, il est possible d'optimiser cette conversion en tenant compte de la connaissance du canal et des processus mis en œuvre dans le sous-système MIMO-MC-CDMA. Ainsi, contrairement au *demapping* proposé en section 4.2.2.3, il ne s'agit pas simplement de l'opération inverse de modulation, mais également d'une prise en compte des distorsions. L'équation (4.45) devient alors

$$\text{(LLR)} : \quad \tilde{b}(i) \triangleq \ln \frac{\mathbb{P}(b(i) = 0 | \hat{s}, G, H, \gamma_s)}{\mathbb{P}(b(i) = 1 | \hat{s}, G, H, \gamma_s)} \quad (6.10)$$

Dans le cas d'une constellation quelconque, nous obtenons

$$\tilde{b}(i) = \ln \frac{\sum_{s \in \chi_0} \mathbb{P}(s = \mathfrak{s} | \hat{s}, G, H, \gamma_s)}{\sum_{s \in \chi_1} \mathbb{P}(s = \mathfrak{s} | \hat{s}, G, H, \gamma_s)} = \ln \frac{\sum_{s \in \chi_0} \mathbb{P}(\hat{s} | \mathfrak{s}, G, H, \gamma_s) \mathbb{P}(\mathfrak{s})}{\sum_{s \in \chi_1} \mathbb{P}(\hat{s} | \mathfrak{s}, G, H, \gamma_s) \mathbb{P}(\mathfrak{s})} \quad (6.11)$$

où  $\chi_\beta$  est le sous-ensemble de la constellation  $\chi$  dont le bit  $b(i) = \beta$ . Tant qu'on ne possède pas d'*a priori* sur  $\mathfrak{s}$  en réception (équiprobable), cela devient  $\tilde{b}(i) = \ln \frac{\sum_{s \in \chi_0} \mathbb{P}(\hat{s} | \mathfrak{s}, G, H, \gamma_s)}{\sum_{s \in \chi_1} \mathbb{P}(\hat{s} | \mathfrak{s}, G, H, \gamma_s)}$ .

Pour simplifier la présentation du calcul, nous allons fonctionner sur la voie réelle en reprenant les conventions du *demapping* BPSK de la section 4.2.2.3. Ainsi, nous appelons maintenant  $\tilde{b} \in \mathbb{R}$  l'unique bit-souple « fiabilisé » qui nous intéresse parmi les  $R_\chi$  bits que contient chaque symbole d'une constellation quelconque<sup>(13)</sup>. Nous cherchons alors à réutiliser l'information  $\hat{b}$  provenant du *demapping* présenté au chapitre 4, en la multipliant ensuite par une fiabilité  $\xi$  pour obtenir le LLR souhaité :

$$\tilde{b}(i) = f(\hat{b}(i), G, H, \gamma_s) \longmapsto \tilde{b} = \xi \hat{b} \quad (6.12)$$

Repasant de l'équation (6.7), nous pouvons représenter la détection OSTBC-OFDM-CDMA par la relation équivalente

$$\frac{1}{\rho} \hat{s}_j = \underbrace{\mathcal{U}_j s_j}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{i \neq j}^{N_u} \mathcal{M}_{ij} s_i}_{\text{MAI}} + \underbrace{\mathcal{B}_j}_{\text{bruit eq.}} \quad (6.13)$$

Par clarté, nous abandonnons l'indice utilisateur  $j$ . Comme mentionné au chapitre 4,  $\hat{b}$  est égal au symbole  $\hat{s}$  en BPSK, ou bien sa partie réelle  $\hat{s}_R$  en QPSK. Calculer exactement le LLR à partir de l'équation précédente implique l'intégration de distributions complexes, dépendantes du canal et de la détection pour chaque symbole, ce qui n'est pas envisageable. Toutefois, en utilisant l'approximation gaussienne sur les distributions du bruit équivalent et des interférences, le calcul se simplifie. Nous avons montré en annexe B qu'une telle approximation était valide avec une détection ZF tant qu'il existait une diversité spatiale<sup>(14)</sup>. En MMSE, supposant une diversité d'étalement suffisante et invoquant la limite centrale, on peut dire que MAI et bruit tendent vers une distribution gaussienne. Quelques optimisations et simplifications du LLR sur canal SISO théorique ont été proposées dans [94] en MC-CDMA. Nous allons l'étendre en MIMO et l'adapter au système proposé, en supposant une distribution MAI+bruit  $\sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma^2)$ , avec  $2\sigma^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_B^2$ . Nous obtenons le calcul de LLR suivant :

$$\tilde{b} \propto \ln \left( \beta \exp \left( \frac{-1}{2\sigma^2} |\hat{s}_R - \mathcal{U} s_0|^2 \right) \right) - \ln \left( \beta \exp \left( \frac{-1}{2\sigma^2} |\hat{s}_R - \mathcal{U} s_1|^2 \right) \right) = \frac{\sigma_s}{\rho} \frac{4|\mathcal{U}|}{2\sigma^2} \hat{s}_R \quad (6.14)$$

<sup>(13)</sup>Le développement restera valide pour d'autres modulations en prenant l'hypothèse "Max-log", supposant un SNR suffisamment élevé par rapport aux distances entre points de la constellation. La somme de l'équation (6.11) se retrouve alors remplacée par le symbole le plus proche :  $\tilde{b}(i) \approx \ln \frac{\mathbb{P}(\hat{s} | s_0^{\min}, G, H, \gamma_s)}{\mathbb{P}(\hat{s} | s_1^{\min}, G, H, \gamma_s)}$ .

<sup>(14)</sup>En effet, la MAI est nulle en ZF, et le calcul de la variance du bruit équivalent est possible, excepté en SISO. L'intégration sur la queue d'une gaussienne délivre des résultats proches du calcul exact.

Les symboles étant normalisés (*i.e.*  $\sigma_s = 1$ ), et la fiabilité étant relative (*i.e.* les facteurs constants sont inutiles), on obtient  $\xi = \frac{1}{\rho} \frac{|M|}{\sigma_{\text{MAI}}^2 + \sigma_B^2}$ , où  $\rho$  était défini page 136. Nous devons maintenant déterminer plus précisément les moments en fonction des algorithmes de détection utilisés. En développant à partir de (6.7) et reprenant les hypothèses sur l'étalement WH et l'indépendance des *chips*, on obtient en SUD le facteur de fiabilité

$$\xi \approx \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\sum_{k=1}^{S_f} h_{eq}(k)}{\frac{N_u-1}{S_f} (\sum_{k=1}^{S_f} |h_{eq}(k)|^2) - \frac{1}{S_f} (\sum_{k=1}^{S_f} h_{eq}(k))^2 + \sigma_v^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{S_f} |g_{n,m}(k)|^2} \quad (6.15)$$

En pratique, la simplification du calcul au récepteur s'impose. Une première approximation grossière que nous utiliserons est  $\xi_1 = \frac{1}{\rho}$  (lors de l'implémentation, il sera plus simple de remplacer les deux normalisations de détection/LLR par une normalisation des seuils du *demapping* pour les constellations d'ordre supérieur à la QPSK). Nous utiliserons comme deuxième approximation, adaptée au MMSE,  $\xi_2 = \frac{1}{\rho} \sum_{k=1}^{S_f} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |h_{n,m}(k)|^2$ . En MIMO ZF et repartant des développements de l'annexe B, il est possible d'approximer  $\xi_3 = (\rho \sum_{k=1}^{S_f} \frac{1}{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |h_{n,m}(k)|^2})^{-1} \approx 1/(\rho \sum_{k=1}^{S_f} \rho_k)$ . Ces approximations concordent en donnant une fiabilité croissante avec la puissance totale du canal  $h$  sur les différents *chips* utilisés. Dans les premières simulations, afin de simplifier les traitements, nous emploierons soit les LLR du chapitre 4 (*i.e.*  $\xi = 1$ ), soit ces mêmes LLR multipliés par l'une des fiabilités proposées lorsque nous étudierons une optimisation plus fine.

#### 6.1.4 Proposition de codes espace-temps-fréquence à faible complexité

Nous avons vu jusqu'à présent que les schémas de codage espace-temps privilégiaient soit le rendement, soit la diversité spatiale maximale. Cependant, un schéma intermédiaire nous semble plus adapté, et nous allons proposer de nouvelles techniques de codage espace-temps-fréquence qui délivreront de meilleures performances tout en gardant une faible complexité de décodage. Pour cela, nous fixons d'abord les critères de construction à privilégier, puis donnons quelques exemples de systèmes  $2 \times N$  et  $4 \times N$ .

**Règles de construction**  $\triangleright$  Avec un codage-canal externe, le sous-système MIMO-OFDM-CDMA doit, à un débit donné, abaisser le SNR requis pour avoir un taux d'erreur binaire autour de  $10^{-2}$  sans codage. Dans ce cas, il est important de privilégier le rendement du codage espace-temps, avant la diversité qui sera récupérée à la fois par le traitement spatial et les combinaisons d'étalement et de codage. Voici par ordre d'importance décroissant les règles de conception que nous fixons :

- Nous imposons dans ce chapitre une compatibilité avec de nombreux terminaux, permettant une faible complexité de décodage et la détection correcte sur des terminaux n'ayant qu'une seule antenne de réception, ceci quel que soit l'environnement. Sans connaissance du canal à l'émetteur, cela signifie un codage sans interférences complexes à traiter, et impose  $Q \leq T$ , *i.e.*  $R_{\text{STC}} \leq 1$ . Un codage orthogonal répond à cette contrainte, la CAI étant absente après une simple combinaison linéaire. Le reste de la chaîne s'approche alors d'un système SISO.

- Nous cherchons à obtenir un rendement maximal, *i.e.* aussi proche que possible du rang du canal. Cependant, le point précédent limitant le rendement spatial, nous essaierons d'obtenir  $R_{\text{STC}} = 1$ . La redondance sera en effet plus intéressante au niveau bit par codage-canal externe sur tout le *slot*.
- Nous cherchons ensuite à optimiser les performances en profitant au mieux de la diversité disponible. Si cela introduit des interférences, un compromis est requis pour obtenir un faible taux d'erreur à bas SNR. La diversité spatiale, rendant le canal plus gaussien dès le début de la détection, est également bénéfique sur la MAI et doit donc être privilégiée. Maximiser la diversité spatiale implique que chaque symbole d'entrée  $d_q$  s'étale sur les  $M$  antennes d'émission et suffisamment de *chips* dont le coefficient de canal ne varie pas ; cela se traduit par  $T \geq M$ , mais n'est pas toujours compatible avec  $R_{\text{STC}} = 1$  ou une faible complexité. En particulier, les systèmes LP-MIMO [177, 163] vérifient  $R_{\text{STC}} = 1$  mais augmentent les interférences et la complexité de détection, alors que les systèmes OSTBC respectent la complexité et la diversité maximale mais sont de rendement inférieur à 1 si le nombre d'antennes d'émission dépasse 2. La diversité résiduelle peut alors être exploitée à d'autres niveaux et nous verrons quelques alternatives si  $M > 2$  ; une approche tri-dimensionnelle t/f/s va nous permettre d'envisager d'autres méthodes de codage approchant ces différents critères simultanément. Par ailleurs, la prise en compte des corrélations temps / fréquence / espace est nécessaire pour optimiser le traitement global.
- S'il reste des degrés de liberté dans le choix du codage, il est intéressant de penser aux contraintes RF en répartissant le plus uniformément possible la puissance, et d'améliorer la robustesse face aux variations de l'environnement ou à de possibles coupures d'antennes.

**Codages proposés pour les systèmes  $2 \times N$**  ▷ En bi-dimensionnel (tel qu'en codage espace-temps bande étroite), nous avons vu qu'un codage orthogonal (tel que le schéma Alamouti qui s'apparente au Hadamard complexe) répondait aux critères de complexité, rendement et diversité précédents en  $2 \times N$ . D'une manière générale, la solution respecte la matrice de codage

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} d_1 & o_u(-d_2) \\ d_2 & o_u(d_1) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times T} \quad (6.16)$$

où  $o_u(\cdot)$  est une opération complexe unitaire fixée telle que décrit en annexe B.2 (pouvant combiner une rotation à l'opération de conjugaison). Nous vérifions alors que  $\mathbf{X}\mathbf{X}^H \propto$

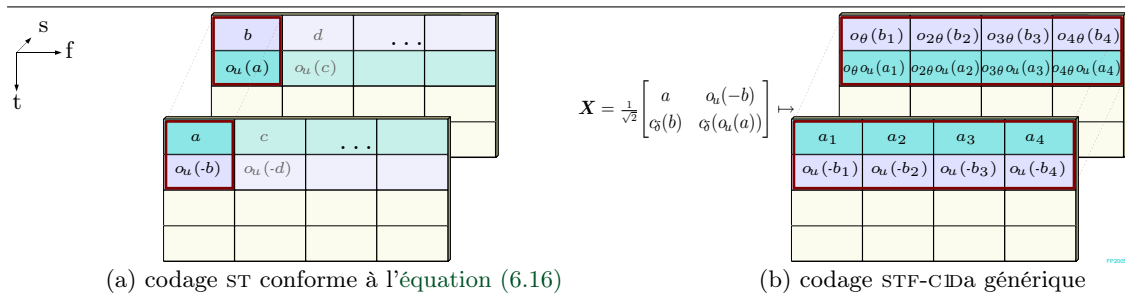


FIG. 6.8 – Exemples de codages proposés pour les systèmes  $2 \times N$

$(|d_1|^2 + |d_2|^2)\mathbf{I}$ , et que le code d'Alamouti est un cas particulier où  $\alpha_u$  est l'opération de conjugaison. La figure 6.8 présente les schémas avec un *chip-mapping* donné (codage ST et étalement fréquentiel CDDa) en remplaçant les symboles  $d_1$  et  $d_2$  par  $a$  et  $b$  (nous gardons ainsi l'indice chiffré pour l'étalement). En ajoutant la troisième dimension (t/f/s pour un système MIMO-large-bande), un degré de liberté supplémentaire est disponible au niveau du codage. Nous pouvons en particulier ajouter une dépendance fréquentielle des opérations réalisées, ou une combinaison avec du CDD. Un exemple est fourni sur la figure (b) où l'opération  $\mathfrak{c}_\delta(\cdot)$  correspond au décalage CDD<sup>(15)</sup>. Ce schéma s'apparente alors aux techniques de rotations de constellation, ici effectué par bloc-OFDM sur une antenne. Avec nos simulations en détection linéaire SUD, cela ne présentera guère d'intérêt, mais cette remarque reste intéressante lors de l'évolution vers des techniques et détections plus complexes ou pour des questions d'implémentation RF, et surtout lorsque le nombre d'antennes d'émission sera supérieur.

**Codages proposés pour les systèmes 4xN** ▷ En augmentant le nombre d'antennes, il n'existe plus de codage bi-dimensionnel orthogonal de rendement unitaire et apportant une diversité spatiale maximale. Nous allons donc proposer différentes solutions pour garder  $R_{\text{STC}} = 1$  puis optimiser la récupération de diversité. Rappelons que le système possède un certain nombre de degrés de liberté lorsqu'on considère simultanément les 3 dimensions t/f/s offertes en MIMO-OFDM. Non seulement le *chip-mapping* est plus flexible, mais en plus les possibilités de codage sont accrues. Le *chip-mapping* temps-fréquence n'a rien de nouveau puisqu'il existe déjà dans de nombreux systèmes sous différents noms (accès/saut en fréquence et/ou temps). Sa combinaison avec un codage spatial bi-dimensionnel (tel qu'espace-temps, espace-fréquence ou espace-code) est assez immédiate également. Par contre, considérer simultanément 3 dimensions permet d'envisager de nouveaux codages espace-temps-fréquence. Nous allons proposer des schémas de codage de rendement unitaire qui fournissent plus de diversité que le schéma Alamouti, et qui gardent l'orthogonalité nécessaire pour une faible complexité de détection. Il est également possible de faire du codage espace-temps-fréquence quasi-orthogonal de rendement 1 en choisissant judicieusement les combinaisons d'algorithmes, l'application de l'étalement (*e.g.* de type WH complexe qui est utilisé pour Alamouti comme pour l'étalement CDMA) et le *chip-mapping*. Cependant ces schémas semblent difficiles à représenter dans le cas général en imposant de grandes matrices 3D, et entraînent des résultats variables suivant l'optimisation. Nous préférons proposer des schémas simplifiés de rendement 1 qui combinent les techniques et notations pré-citées, même si la diversité spatiale exploitée est plus réduite. La diversité restante est utilisée par les autres étalements et codages ou convertie dans le domaine fréquentiel, mais nous verrons que ces solutions procurent de bonnes performances.

La première solution qui vient à l'esprit, et qui se contente même de fonctionner dans un système 2D (bande-étroite), est d'utiliser la matrice présentée dans l'équation (6.16) et de l'appliquer à un système 4xN en alternant les antennes utilisées. Nous appelons ce

<sup>(15)</sup>L'opération CDD  $\mathfrak{c}_\delta(\cdot)$  est similaire à l'opération unitaire  $\alpha_u(\cdot)$ , mais ajoute une dépendance fréquentielle dans la rotation. On peut la représenter dans le domaine fréquentiel, multipliant chaque *chip* à la fréquence d'indice  $k$  par  $e^{-j2\pi\delta k/N_{\text{fft}}}$ . En posant  $\theta_k = -2\pi\delta k/N_{\text{fft}}$ , on obtient une rotation  $\alpha_{\theta_k}(\cdot)$  par sous-porteuse.

schéma ALAL :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} d_1 & o_u(-d_2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_3 & o_u(-d_4) \\ d_2 & o_u(d_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_4 & o_u(d_3) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times T} \quad (6.17)$$

Bien que similaire au système  $2 \times N$ , présentant le même rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  et la même diversité spatiale par sous-bloc (groupe de 2 antennes sur 2 instants) que le codage d'Alamouti, ce schéma présente un intérêt en canal réaliste. En effet, le canal est habituellement corrélé temporellement entre sous-blocs sur un même *slot*, et le « saut » de sous-bloc apportera une diversité supplémentaire aux codages externes. Les performances ne pourront donc qu'être améliorées sur canal réaliste. Par ailleurs, nous avons choisi d'espacer les antennes utilisées par sous-bloc (on pourrait intervertir les lignes 2 et 3 de la matrice) pour maximiser la décorrélation spatiale, et donc la diversité spatiale récupérée. En étendant en large-bande, les mêmes principes que ceux mentionnés en  $2 \times N$  peuvent être employés. Notons que si nous souhaitons privilégier cet accroissement de diversité au niveau de l'étalement, il convient de choisir judicieusement le *chip-mapping*, faisant coïncider le saut avec les *chips* d'un même symbole-étalé (en employant un codage SF ou STF si l'étalement est fréquentiel par exemple, ou un codage ST avec un étalement 2D...).

L'optimisation de la diversité spatiale pourrait s'effectuer en multipliant  $\mathbf{X}$  par une matrice unitaire  $4 \times 4$  judicieusement choisie pour étaler l'information uniformément sur les différents *chips* ; nous proposons par exemple  $\mathbf{X}' = \mathbf{U}_V \mathbf{X}$ . Nous retombons alors sur une complexité supplémentaire en réception, et écartons donc cette solution de nos simulations.

La nouvelle diversité (*i.e.* au delà de 2 antennes d'émission) étant principalement exploitée par les traitements externes, d'autres techniques avec  $T = 2$  sont également possibles. Nous allons ainsi combiner le codage spatial orthogonal par bloc de taille  $2 \times 2$  avec un traitement supplémentaire qui tire partie de la CSI ou de la troisième dimension en large-bande. Nous pouvons ainsi combiner le schéma de l'équation (6.16) avec du *beamforming* ou du CDD, suivant la CSI disponible à l'émetteur. Supposant l'absence de CSI, nous proposons un schéma que nous appellerons ALCD :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} d_1 & o_u(-d_2) \\ c_\delta(d_1) & c_\delta(o_u(-d_2)) \\ d_2 & o_u(d_1) \\ c_\delta(d_2) & c_\delta(o_u(d_1)) \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

où l'opération  $c_\delta(\cdot)$  correspond toujours au décalage CDD de « retard »  $\delta$ <sup>(16)</sup>. Ici encore, nous privilégions la récupération de diversité spatiale de chaque sous-bloc  $2 \times 2$  en choisissant l'ordre des lignes présenté dans la matrice. Par rapport à la solution précédente (6.17), ce schéma peut présenter des avantages RF et apporte une répartition uniforme et plus constante de la puissance sur les différentes antennes. Cependant, les valeurs des délais doivent être judicieusement choisies. Une optimisation possible peut d'ailleurs consister à

<sup>(16)</sup>Notons que si  $\delta = 0$  ( $c_\delta(\cdot)$  est l'opération identité) on retrouve la solution sous-optimale d'un code orthogonal  $2 \times 2$  à « répétition spatiale », ce qui peut être vu comme un Alamouti combiné à du *beamforming* dont l'angle est nul par groupe de 2 antennes, ou encore Alamouti combiné avec du CDD de retard nul.

étendre cette matrice temporellement afin d'y appliquer l'idée mentionnée dans le paragraphe précédent de canal différent entre chaque groupe de 2 instants. Pour cela, on peut utiliser différentes associations d'antennes, et/ou des délais qui varient à chaque bloc. En effet, changer la valeur de  $\delta$  du CDD permet de fournir un canal équivalent différent au récepteur. Voici deux exemples de base que nous appellerons ALCDD1 et ALCDD2 :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} d_1 & o_u(-d_2) & d_3 & o_u(-d_4) \\ c_\delta(d_1) & c_\delta(o_u(-d_2)) & d_4 & o_u(d_3) \\ d_2 & o_u(d_1) & c_\delta(d_3) & c_\delta(o_u(-d_4)) \\ c_\delta(d_2) & c_\delta(o_u(d_1)) & c_\delta(d_4) & c_\delta(o_u(d_3)) \end{bmatrix} ; \quad (6.19)$$

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} d_1 & o_u(-d_2) & d_3 & o_u(-d_4) \\ c_{\delta_1}(d_1) & c_{\delta_1}(o_u(-d_2)) & c_{\delta_2}(d_3) & c_{\delta_2}(o_u(-d_4)) \\ d_2 & o_u(d_1) & d_4 & o_u(d_3) \\ c_{\delta_1}(d_2) & c_{\delta_1}(o_u(d_1)) & c_{\delta_2}(d_4) & c_{\delta_2}(o_u(d_3)) \end{bmatrix}. \quad (6.20)$$

Ces idées peuvent être évidemment combinées de manière à délivrer des blocs le plus décorrélé possible au récepteur, afin d'éviter les *slots* où le canal équivalent reçu est en évanouissement sur toute sa durée. L'effet devra être vérifié sur l'amélioration du BER et du FER, pour approcher les performances théoriques à moindre complexité. Toutefois, l'estimation et l'utilisation du canal équivalent étant simplifiées pour les équations (6.17) et (6.18)<sup>(17)</sup>, nous présenterons principalement des résultats avec les techniques ALAL et ALCD. Ayant joué sur l'utilisation de la diversité spatiale et/ou sa conversion dans les autres domaines, le *chip-mapping* t/f/s devra tirer partie du nouvel état de corrélation vu au récepteur. La flexibilité de ces systèmes innovants est une force mais aussi une source de complexité de représentation et de comparaison, raison pour laquelle nous allons nous limiter à quelques résultats représentatifs dans la section suivante.

**Perspectives**  $\triangleright$  Nous avons proposé des codes de rendement unitaire, compatibles avec des récepteurs mono-antenne, et permettant une détection performante de faible complexité pour obtenir des communications robustes quels que soient l'environnement et la configuration spatiale. En plus d'offrir une certaine souplesse, ces schémas sont intéressants en considérant un système évolutif vers de plus haut débits pour certaines catégories de récepteurs plus complexes, ou en couplant ces idées aux applications. Nous verrons ainsi au chapitre 7 qu'il sera aisé de passer d'un rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  à  $R_{\text{STC}} = 2$  en gardant un schéma proche si le récepteur dispose de suffisamment d'antennes ( $N \geq 2$ ) et des capacités de traitement adéquates. Alors qu'avec les schémas ALCD, en utilisant un canal équivalent correspondant à la somme de 2 flux, nous avons permis la conservation d'une détection simple, l'utilisation de symboles différents émis simultanément de manière non orthogonale ré-introduira des interférences. Toutefois, en y ajoutant un codage approprié, il est alors possible d'étendre le principe des modulations hiérarchiques au domaine spatial. Cette solution pourrait être idéale pour de la diffusion, et ouvrir la voie à un nouveau potentiel de souplesse entre le débit (ou la *QoS*) et les capacités du récepteur en termes de nombre d'antennes ou complexité de traitement.

<sup>(17)</sup>Dans le deuxième cas ALCD, le récepteur peut voir le système comme s'il n'y avait que 2 antennes d'émission et une diversité fréquentielle accrue.



## 6.2 Évaluation des performances

Pour proposer des solutions dans différents environnements, nous devons évaluer les performances en contexte réaliste, afin de valider ou non les premières conclusions sur canal théorique des chapitres précédents. Ainsi, il va être possible d'estimer les débits avec la chaîne complète combinant codage-canal, OFDM-CDMA et traitement spatial pour des scénarios typiques, et de conclure sur les compromis les plus adaptés. Par ailleurs, des optimisations supplémentaires apparaissent en contexte corrélé, comme le *chip-mapping* temps / fréquence / espace. Nous allons toutefois devoir restreindre les paramètres présentés et envisager une base commune pour ne pas surcharger cette partie. Ainsi, les simulations au niveau lien se cantonnent aux scénarios de la première partie, avec le canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h présenté. La mise en forme OFDM-CDMA se fera en utilisant un étalement WH de taille  $S_f = 32$  où tous les utilisateurs sont actifs (sauf si explicitement mentionné comme pour la SUB, le système sera à pleine-charge). Un codage-canal sera associé à un entrelacement-bit aléatoire sur tout le *slot*. La comparaison des différentes techniques spatiales se fera principalement en termes de taux d'erreurs à efficacité spectrale identique. Nous verrons également l'effet de quelques optimisations, pour finalement proposer des solutions adaptées au contexte. Quelques simulations complémentaires avec différents modèles de canaux, y compris un modèle stochastique de type METRA, ont été menées pour en vérifier l'adéquation. Des résultats avec un simple codage d'Alamouti dans différentes configurations (*indoor*, *outdoor*, décorrélé, corrélé) ont été fournis dans la contribution [11]. La flexibilité et l'optimisation d'un tel système dans un contexte réaliste, en employant un *chip-mapping* temps / fréquence / espace adapté, ont ensuite été proposées dans la contribution [12]<sup>(18)</sup>.

### 6.2.1 Comparaison des différentes techniques

Nous allons comparer les différents algorithmes de diversité d'émission (en particulier avec  $M = 2$  ou 4) éventuellement combinée avec de la diversité de réception ( $N \geq 1$ ). Pour limiter le nombre de courbes, nous envisageons un étalement purement fréquentiel, du turbo-codage et l'utilisation de LLR prévus pour canal AWGN comme dans la section 4.2.2.3, *i.e.* non optimisés. Les rendements de modulation et de codage varieront pour proposer des efficacités spectrales entre 1 et 4.5 bit/s/Hz. La faible complexité au récepteur sera assurée par des égalisations SUD, telles que ZF, MMSE ou MMSE<sub>so</sub> à pleine-charge, ou encore MRC en mono-utilisateur (pour la SUB qui permet de dissocier les problèmes d'accès multiple CDMA des performances du reste de la chaîne).

<sup>(18)</sup>Cette contribution [12] se concentre sur le cas particulier des systèmes 2x1 et 2x2 en OSTBC. Le modèle de *chip-mapping* se limite au codage d'Alamouti en temps, et les résultats sont présentés avec de l'étalement 1D fréquentiel (vu le faible gain en 2D) et une efficacité spectrale maximale de 2 bit/s/Hz. Par ailleurs, la configuration est légèrement différente car adaptée au projet MATRICE ( $F_s = 57.6$  MHz. . .).



### 6.2.1.1 Performances des techniques avec $M = 2$ antennes d'émission

Les techniques CDD et OSTBC de rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  sont évaluées avec deux antennes d'émission. Leur complexité est équivalente et reste faible, quelle que soit l'efficacité spectrale utilisée. Afin de vérifier l'exploitation de la diversité spatiale des systèmes  $2 \times 1$ , nous allons également les comparer aux systèmes à diversité de réception  $1 \times 2$ .

**Références et systèmes à diversité de réception**  $\triangleright$  Les résultats présentés sur la figure 6.9 vont servir de référence pour la suite. Les courbes regroupent les résultats SISO ainsi que les résultats SIMO (nous limitant aux systèmes  $1 \times 2$  par clarté), à des efficacités spectrales  $\eta_{th} = 1$  ou 2 bit/s/Hz (respectivement avec une QPSK ou une 16QAM, et un codage TCC de rendement  $1/2$ ). La diversité spatiale est pleinement exploitée par un traitement MRC optimal en réception. Par ailleurs, le MT ayant un environnement riche, les antennes de réception ne sont que faiblement corrélées. Ainsi, ce système correspond à une borne inférieure de taux d'erreur pour les systèmes à diversité spatiale équivalente qui suivront (en particulier les systèmes  $2 \times 1$  OSTBC et CDD, au gain d'antenne près). L'étalement avec un *chip-mapping* adapté permet également de profiter d'une diversité fréquentielle supplémentaire, au prix d'une MAI accrue en MMSE. Deux *chip-mapping* (étalement sur des sous-porteuses adjacentes C1Da ou des sous-porteuses entrelacées C1De) et trois égalisations sont présentés à chaque fois. L'étalement linéairement réparti sur toute la bande (C1De) permet d'améliorer la SUB de 2 et 1 dB respectivement en SISO et  $1 \times 2$ , par rapport<sup>(19)</sup> au C1Da. Ce gain diminue en MMSE à pleine-charge pour rester inférieur à 1 dB quelle que soit la configuration. Par ailleurs, lorsque l'efficacité spectrale ou la diversité spatiale augmentent, ce gain devient quasi-inexistant puisque la réduction de bruit due à l'étalement et l'augmentation de MAI se compensent. Comme prévu en ZF, les résultats ne dépendent pas de la charge et assez peu de l'étalement. Nous avons déjà mentionné l'ab-

<sup>(19)</sup> On mesurera généralement la différence en SNR nécessaire pour obtenir un BER de  $10^{-5}$ . Supposant le système à pleine-charge, la relation entre le SNR et  $E_{bt}/N_0$  ne dépend que du rendement global  $\eta_{th}$ .

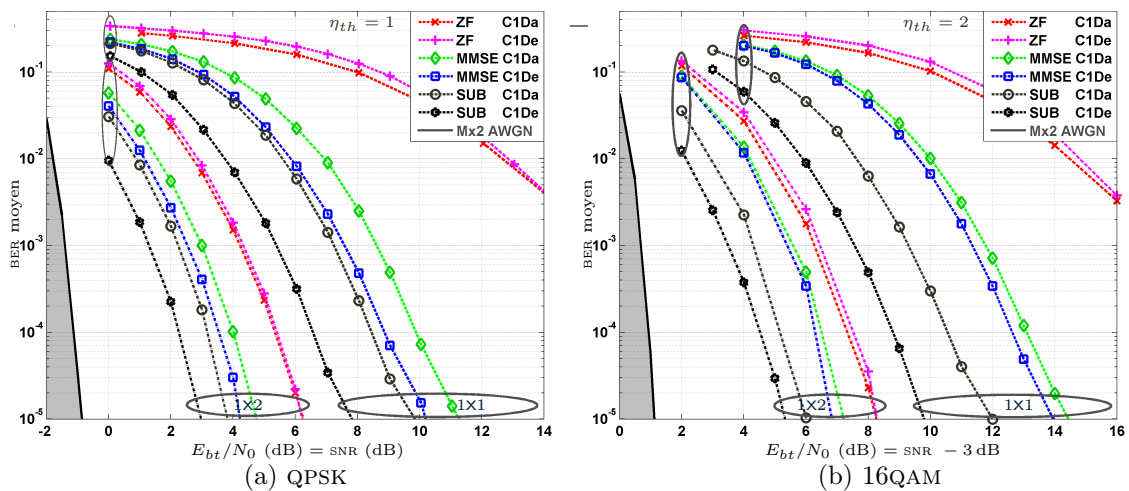


FIG. 6.9 – Performance des systèmes à diversité de réception ( $1 \times 2$  MRC) sur canal BRANE<sub>120</sub>

sence d'intérêt de l'étalement en SISO ZF et son faible effet lorsqu'une diversité spatiale est disponible. Les courbes avec un étalement 2D ne sont pas présentées, mais nous pouvons dire que les performances en C2Da sont assez proches de la courbe C1Da ZF (logiquement entre cette courbe et les performances MMSE avec d'autres *chip-mapping* puisqu'on n'exploite alors que très peu de diversité d'étalement). Enfin, les performances en C2Deo ne permettent d'améliorer que légèrement les performances C1De en SUB ou MMSE puisque la diversité temporelle est relativement faible à 60 km/h.

**Systèmes 2xN utilisant la technique CDD** ▷ En CDD, un paramètre supplémentaire  $\delta_m$  apparaît pour chaque antenne d'émission  $m$ ; ce retard est choisi tel que  $\delta_m = m\delta$  avec  $\delta = 100$  échantillons ici, afin de limiter le nombre de courbes. Suivant la valeur donnée à  $\delta$ , les performances varient généralement entre celles obtenues en OSTBC et en SISO. Ainsi, pour  $50 \leq \delta \leq 100$ , les résultats sont proches de ceux de la figure 6.10, qui présente les performances des systèmes 2x1 et 2x2 à des efficacités spectrales  $\eta_{th} = 1$  ou 2 bit/s/Hz. En comparant les figures 6.9 et 6.10, on s'aperçoit que les schémas 2xN avec CDD améliorent sensiblement les performances des systèmes 1xN, généralement de 1 à 3 dB. Ceci est la conséquence immédiate de l'augmentation de diversité fréquentielle du canal équivalent vu en réception, qui se retrouve confirmée par le fait que les différents *chip-mapping* convergent; on voit en effet que les performances en C1Da et C1De se rapprochent puisque même des sous-porteuses voisines possèdent une corrélation réduite par le CDD. Logiquement, les performances en 2x1 sont légèrement moins bonnes qu'en 1x2, au gain d'antenne de réception de 3 dB près. Elles sont toutefois très proches pour la SUB, montrant la bonne conversion de la diversité spatiale en fréquentiel. Par contre, les performances sont dégradées à pleine-charge par rapport à la diversité de réception puisque la MAI est fortement accrue en même temps que la diversité fréquentielle. Nous confirmons donc ici que la diversité fréquentielle et la diversité spatiale ne sont pas traitées de la même façon au récepteur. Ceci est encore plus visible en ZF, où un système 1x2 se comporte correctement alors qu'un système 2x1 avec CDD délivre de très mauvaises performances. Nous avons

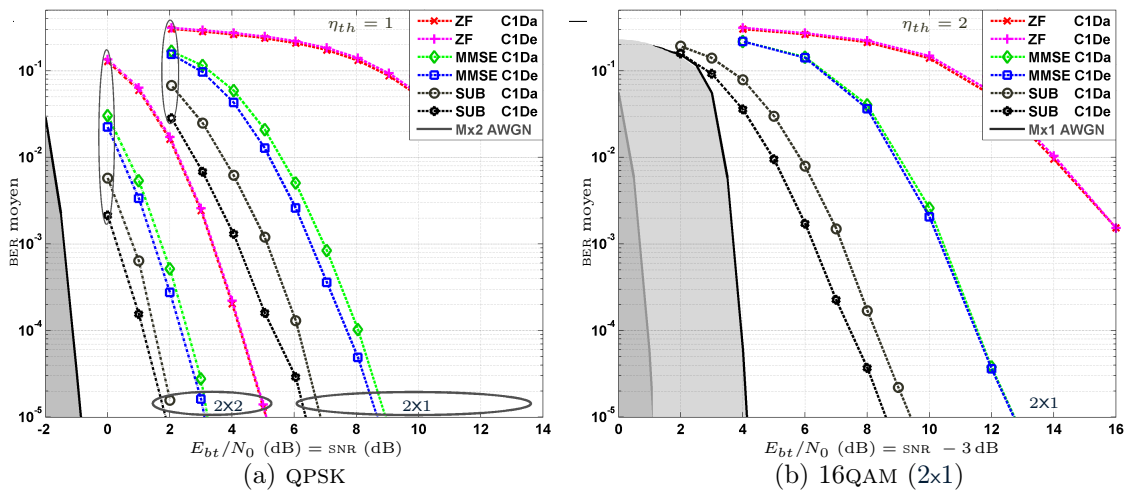


FIG. 6.10 – Performance des systèmes 2xN utilisant la technique CDD sur canal BRANE<sub>120</sub>

prédit ce comportement précédemment (cf. détails en annexe B), et préconisé l'emploi de la diversité spatiale sans CAI avant la diversité fréquentielle d'étalement qui introduit de la MAI.

**Systèmes  $2 \times N$  utilisant la technique OSTBC**  $\triangleright$  La figure 6.11 présente les performances des systèmes  $2 \times 1$  et  $2 \times 2$  à des efficacités spectrales  $\eta_{th} = 1, 2, 3$  ou  $4.5$  bit/s/Hz. La diversité spatiale traitée par le codage espace-temps d'Alamouti et une réception adaptée modifie significativement les conclusions par rapport aux systèmes SISO du chapitre 4. Cette diversité (qui peut atteindre  $MN$  en contexte décorrélé) rend le canal perçu plus gaussien, modifiant l'importance relative des étalements, du bruit et des interférences. En particulier, l'étalement et la diversité fréquentielle ont maintenant un rôle réduit. De même, les différentes égalisations convergent, et les performances en ZF approchent celles obtenues en MMSE, confirmant les prédictions. Le système est plus robuste aux interférences, comme à la MAI qui est fortement atténuée par le canal équivalent plus plat suite à la diversité spatiale; les performances en multi-utilisateurs approchent donc celles obtenues en mono-utilisateur. Une première conséquence concerne la robustesse et la flexibilité du système,

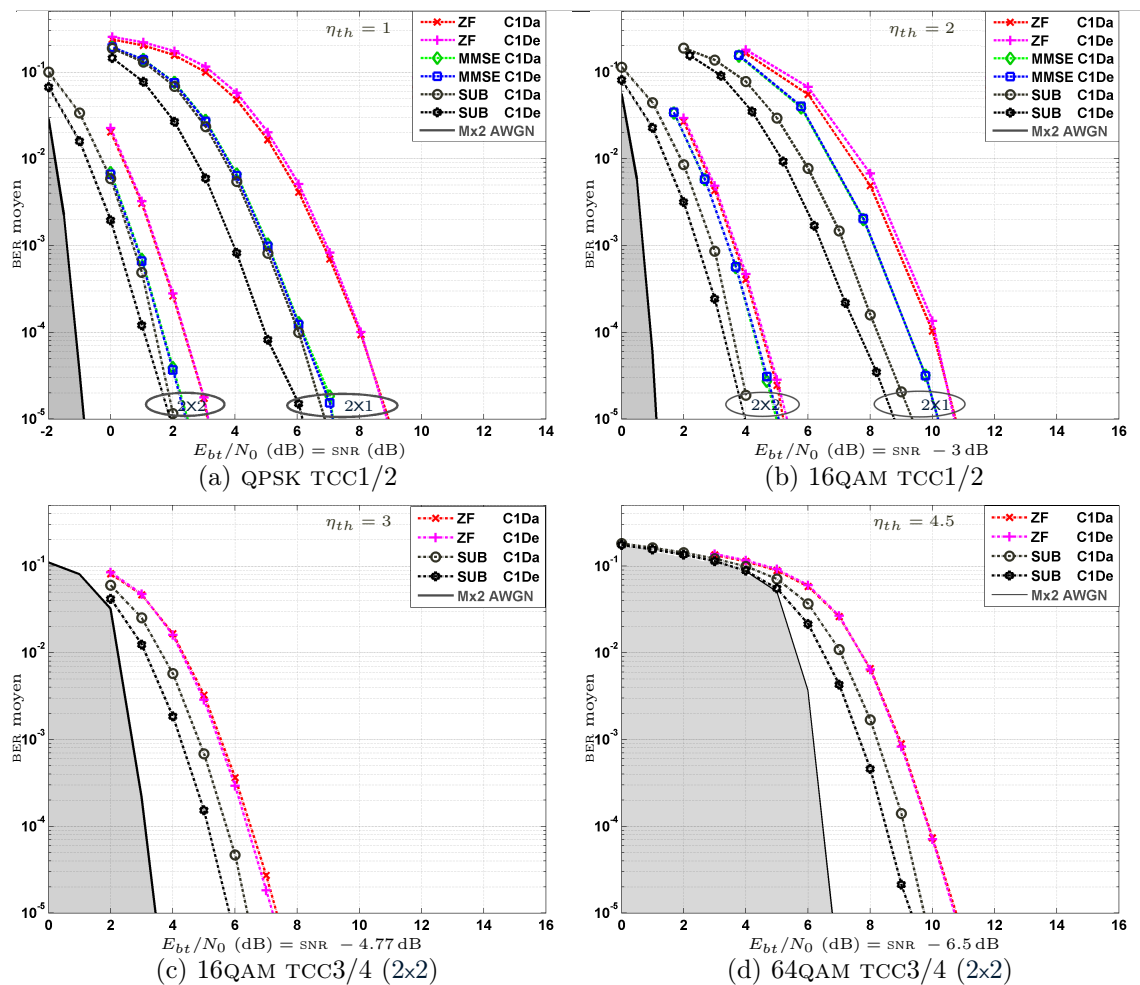


FIG. 6.11 – Performance des systèmes  $2 \times N$  utilisant la technique OSTBC sur canal BRANE<sub>120</sub>

qui devient moins sensible aux optimisations de  $\gamma$  ou du *chip-mapping*. Les performances en CIDA et CIDE sont ainsi très proches, pour ne pas dire identiques ; seule la SUB tire partie d'un léger gain de diversité en CIDE. Nous pouvons alors partir sur ce choix en supposant qu'une évolution du système (cf. détection itérative page 127) puisse réduire la MAI résiduelle, rapprochant encore un peu plus la courbe MMSE de la SUB. Nous retenons cependant que c'est un degré de liberté qui influera peu sur les performances si la diversité spatiale est élevée.

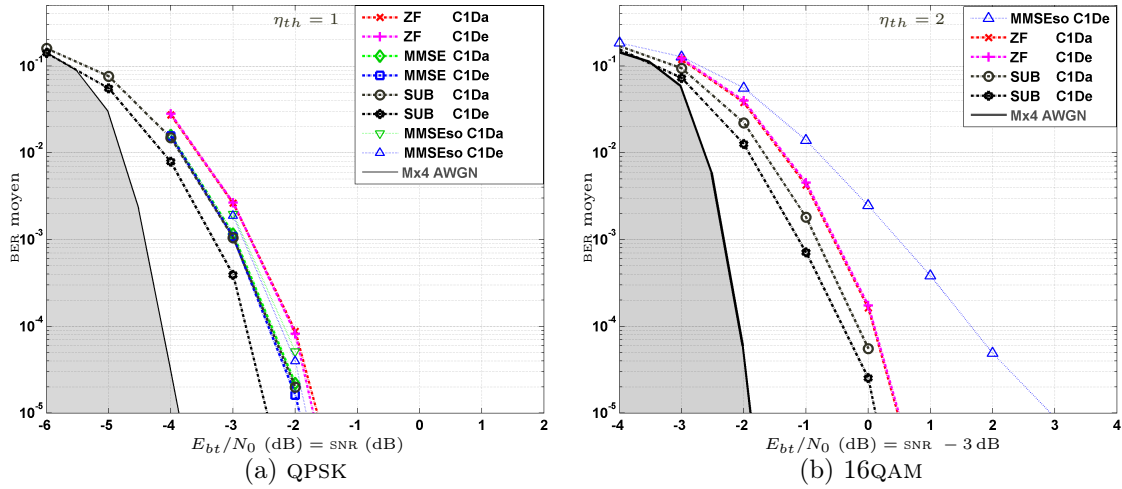
Nous avons ainsi vérifié que l'OSTBC présente les meilleures performances pour les systèmes à diversité en  $2 \times N$  avec une simple détection linéaire. Ceci dès la faible diversité spatiale d'un système  $2 \times 1$ , conservant les propriétés énoncées pour les systèmes décorrés à partir du moment où la corrélation spatiale n'est pas totale. Les performances sont supérieures à celles obtenues en CDD, en particulier en multi-utilisateurs grâce au meilleur traitement de la MAI en CDMA. Nous pouvons alors envisager une simple détection ZF ou MMSESO. Ce système est donc très robuste, ne nécessite pas d'information précise de SNR en réception, aucune information en émission, et montre une très bonne tenue des performances lors de l'augmentation des débits en accroissant la taille de modulation. Par ailleurs, pour reprendre les conclusions que nous avons mentionné dans [12], un compromis entre étalement et codage persiste<sup>(20)</sup>, et des degrés de liberté supplémentaires apparaissent<sup>(21)</sup>.

### 6.2.1.2 Performances des techniques avec plus d'antennes d'émission

Nous allons considérer le cas typique d'une station de base ayant  $M = 4$  antennes d'émission, et de terminaux mobiles ayant  $N = 1, 2$  ou 3 antennes de réception. L'emploi d'algorithmes de diversité assurera la compatibilité avec ces différents MT, et l'évaluation des performances en fonction de la configuration et du SNR permettra de s'adapter aux conditions en jouant sur les rendements. Nous allons tout d'abord présenter en référence les systèmes à diversité  $2 \times 4$  car ils correspondent souvent à une borne inférieure de performance pour les systèmes ayant une diversité spatiale de 8, afin de les comparer aux systèmes  $4 \times 2$  (ces systèmes  $4 \times 2$  seront très utiles en DL car la contrainte en nombre d'antennes  $N$  sur les terminaux est plus forte). Ensuite, nous allons comparer les systèmes  $4 \times N$  utilisant les techniques CDD, OSTBC ou bien les nouveaux schémas de codage proposés.

<sup>(20)</sup>Sans codage-canal, l'étalement présente un intérêt même en ZF, contrairement aux cas SISO (cf annexe B, les figures page 101 et la figure 5 de [12]). Ceci est logique puisque la diversité fréquentielle n'est alors exploitée que par l'étalement et que le canal équivalent n'est pas purement de Rayleigh en OSTBC. Par contre la diversité est parfois mieux exploitée par le codage-canal lorsque celui-ci est actif en ZF.

<sup>(21)</sup>Au delà du degré de liberté concernant la taille d'étalement, la robustesse et la convergence des résultats fournissent une flexibilité quant au choix du *chip-mapping*. Ce dernier pourra donc être considéré conjointement avec l'évolution du système vers l'itératif ou l'estimation de canal pour réaliser le choix final. En particulier, l'entrelacement fréquentiel souvent prôné pour l'étalement n'est pas toujours nécessaire, voire négatif.

FIG. 6.12 – Performance des systèmes 2x4 utilisant la technique OSTBC sur canal BRANE<sub>120</sub>

**Référence : système 2x4 utilisant la technique OSTBC** ▷ Nous avons vu que la diversité de réception avec combinaison MRC est optimale. Couplée au codage espace-temps d’Alamouti, nous délivrons des performances en 2x4 qui pourront donc servir de référence sur la figure 6.12. Par ailleurs, nous avons ajouté des courbes en MMSEso pour montrer le bon rapport complexité-performance. Nous insistons sur le fait qu’il est plus judicieux de sur-évaluer  $\gamma$  dans ce cas, *i.e.* tendre vers l’égalisation ZF, que de le sous-évaluer. Par exemple, les courbes QPSK MMSEso sont présentées avec un  $\gamma$  sur-évalué (*i.e.* optimisé pour SNR = 0 dB) et présentent logiquement des performances entre MMSE et ZF. Par contre, la courbe 16QAM MMSEso est présentée avec un  $\gamma$  sous-évalué (optimisé pour SNR = -4 dB) et on constate une divergence à haut SNR. Avec un  $\gamma$  plus élevé, les performances se retrouvent entre les proches courbes ZF et SUB. Mentionnons que nous obtenons des taux d’erreur proches de la limite AWGN (par exemple en QPSK, FER =  $10^{-2}$  pour un SNR autour de -3 dB quelles que soient la charge et l’égalisation).

Pour simplifier la suite, nous allons présenter les schémas CDD et OSTBC uniquement avec une efficacité spectrale identique  $\eta_{th} = 1$  bit/s/Hz, puisque leurs performances deviennent rapidement inférieures à celles des nouveaux schémas de codage proposés.

**Systèmes 4xN utilisant la technique CDD** ▷ La figure 6.13(a) présente les systèmes CDD 4x1 et 4x2 en QPSK TCC 1/2. Par rapport aux systèmes ayant moins d’antennes d’émission, la diversité fréquentielle augmente, améliorant un peu plus la pente des courbes et les performances (excepté en Mx1 ZF évidemment). Logiquement, les différents *chip-mapping* fréquentiels convergent et la différence entre SUB et MMSE à pleine-charge augmente à cause de la MAI. L’accès multiple CDMA n’est donc pas particulièrement adapté au CDD avec une détection linéaire.

En comparant avec les résultats 1xN ou 2xN CDD de la figure 6.10, les gains en MMSE avoisinent respectivement 2–3 dB et 1 dB pour obtenir un BER de  $10^{-5}$ . Toutefois, comparé aux systèmes 2x4 de la figure 6.12, les systèmes 4x2 CDD présentent une perte significative à pleine-charge (plus de 1 dB en MMSE et 3 dB en ZF, en plus des 3 dB de gain d’antenne

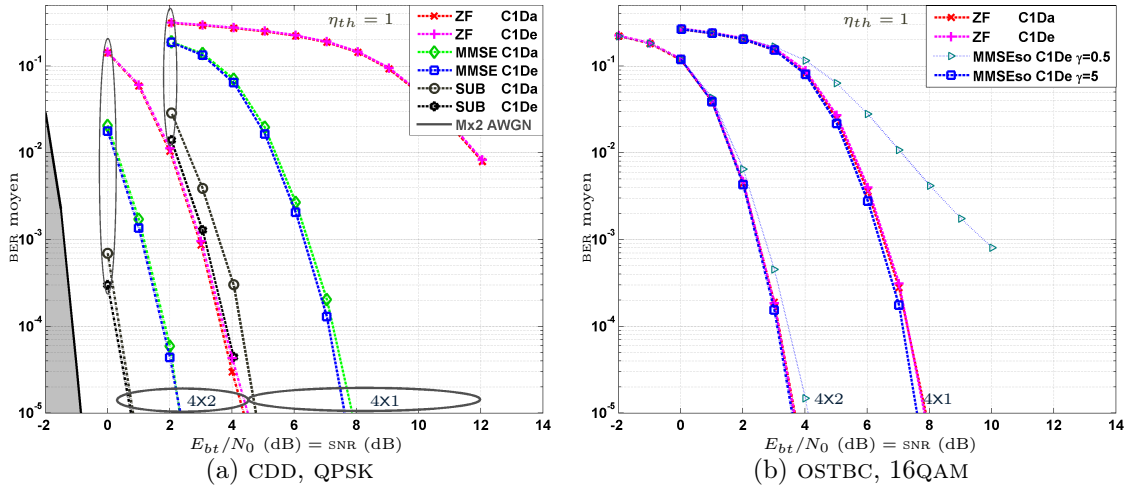


FIG. 6.13 – Performance de systèmes  $4 \times N$  sur canal  $\text{BRANE}_{120}$  (technique CDD ou OSTBC)

en réception). On vérifie même, en comparant avec la figure 6.11(a), que les performances multi-utilisateurs sont moins bonnes qu'en  $2 \times N$  OSTBC, surtout lorsque la diversité spatiale est réduite. Ceci est particulièrement visible en ZF qui profite peu de la diversité d'étalement, voire qui n'en profite pas du tout en  $M \times 1$  (l'absence d'exploitation de la diversité spatiale dans ce dernier cas rend la détection ZF peu adaptée). Il est alors plus intéressant de n'utiliser que 2 des 4 antennes d'émission et le codage d'Alamouti, plutôt que du CDD.

**Systèmes  $4 \times N$  utilisant la technique OSTBC**  $\triangleright$  Les codes espace-temps en blocs orthogonaux généralement considérés dans la littérature et proposés par Tarokh sont simulés ici. Avec 4 antennes d'émission, il n'existe pas de code de rendement unitaire. Pour comparer à efficacité spectrale identique  $\eta_{th} = 1$  bit/s/Hz, nous allons donc utiliser une 16QAM et le code de Tarokh de rendement  $R_{STC} = 1/2$  rappelé en annexe C sous le nom  $\mathcal{F}^{4,4,8;G\text{COD}}$ . Les performances présentées sur la figure 6.13(b) sont presque identiques en MMSE ou ZF. Deux MMSEso sont fournis pour montrer la différence entre un  $\gamma$  bien choisi ( $\gamma \geq \gamma_c$ ) ou sous-estimé ( $\gamma = 0.5$ ). Alors que sur la figure (a), en CDD, le ZF ne se comporte pas bien (et présente de plus un seuil de taux d'erreur si on affiche les résultats à plus haut SNR, dû à la remontée de bruit toujours présente si les facteurs de canal sont faibles), le schéma OSTBC ne présente un seuil d'erreur qu'en MMSEso si  $\gamma$  est choisi trop faible, ce qui ne sera pas le cas en pratique. Ce schéma est donc robuste et se contente d'une égalisation ZF, mais présente des performances réduites.

En effet, si on compare avec la technique  $2 \times N$  Alamouti de la figure 6.11(a), on s'aperçoit d'une perte de performances en employant un OSTBC sur plus d'antennes. Par ailleurs, sans codage-canal, un système Alamouti  $2 \times N$  se comporte mieux à faible SNR<sup>(22)</sup> que le système  $4 \times N$  OSTBC présenté ici. La perte est de l'ordre de 2 dB pour obtenir un BER de  $10^{-2}$ .

<sup>(22)</sup>Cette remarque concernant la comparaison des schémas à faible SNR justifie également que les conclusions théoriques concernant la diversité par calcul asymptotique à haut SNR ne sont pas directement applicable dans une chaîne de simulation complète. En effet, même si les OSTBC de diversité supérieure (comme ce Tarokh  $4 \times N$ ) présentent de meilleures performances asymptotiques à haut SNR, ça ne sera plus le cas pour obtenir un BER de  $10^{-5}$  après ajout du codage-canal.



Cette tendance s'accélère en augmentant la taille de modulation, rendant les OSTBC peu adaptés. Les OSTBC ont également été étudiés sur canaux théoriques totalement décorrélés dans [178]. L'utilisation d'un OSTBC de rendement supérieur ( $3/4$ ) permet d'améliorer légèrement les performances, sans toutefois atteindre celles d'un code de rendement unitaire. Nous confirmons donc ici que la redondance est mieux investie dans le codage-canal au niveau bit sur le *slot* que dans le codage espace-temps, et proposons donc ci-après de tester des solutions de codage avec  $R_{\text{STC}} = 1$ , tout en gardant une faible complexité de détection linéaire et des performances accrues par rapport à la référence Alamouti  $2 \times N$ .

**Systèmes  $4 \times N$  utilisant les schémas de codage proposés**  $\triangleright$  Nous avons vu que les techniques proposées jusqu'à présent en  $4 \times N$  n'étaient pas satisfaisantes, n'apportant pas d'améliorations de performances par rapport à un schéma  $2 \times N$  avec codage d'Alamouti. Il est possible de combiner les schémas vu précédemment, et de favoriser le rendement unitaire  $R_{\text{STC}} = 1$  en employant les schémas proposés en section 6.1.4. Nous limitons les combinaisons présentées, en effectuant un *chip-mapping* ST-C1Da ou ST-C1De, aucune rotation de constellation ou modification du délai  $\delta$  du CDD entre chaque bloc, ni d'autre optimisation particulière, afin de vérifier la robustesse des schémas ALAL et ALCD.

La figure 6.14 présente les résultats en  $4 \times 1$  et  $4 \times 2$  ALAL avec des rendements  $\eta_{th} = 1$  et 2 bit/s/Hz. Ce schéma présente les meilleurs résultats obtenus en  $4 \times N$  jusqu'à présent. Par exemple avec  $\eta_{th} = 1$ , alors que les schémas  $4 \times 2$  OSTBC ou CDD nécessitaient, pour obtenir  $\text{BER} < 10^{-5}$ , plus de 3.7 dB en ZF et 2.5 dB en MMSE respectivement, le nouveau schéma ALAL ne nécessite que 2 dB en ZF et 1.2 dB en MMSE. Par ailleurs, le gain par rapport au schéma  $2 \times N$  d'Alamouti varie de 1 à 2 dB. De plus, ce schéma reste très robuste puisque le « pire-cas » correspondrait à des performances au niveau du schéma d'Alamouti (qui lui-même est borné par les performances SISO OFDM-CDMA dans le cas défavorable d'un canal totalement corrélé spatialement). Notons que le *chip-mapping* d'étalement influe très peu sur les résultats, et qu'un simple détecteur MMSEso approche les performances optimales de détection linéaire. Ainsi, malgré la faible complexité algorithmique mise en

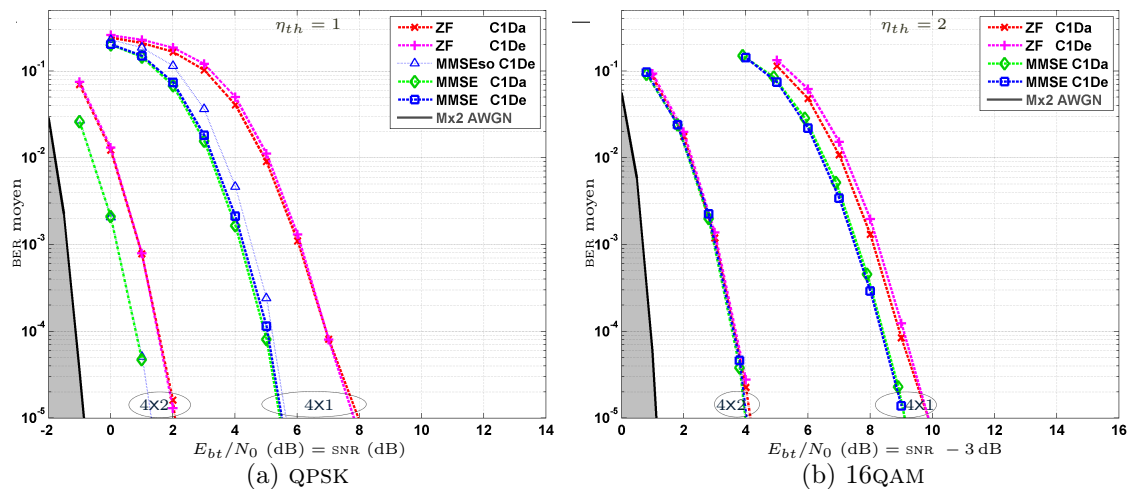


FIG. 6.14 – Performance des systèmes  $4 \times N$  utilisant la technique ALAL sur canal BRANE<sub>120</sub>

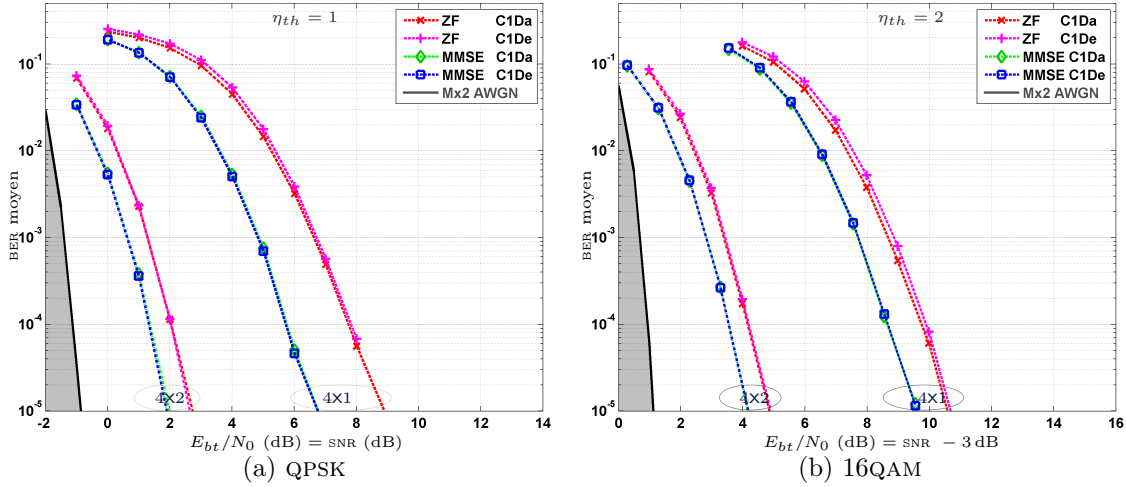


FIG. 6.15 – Performance des systèmes 4xN utilisant la technique ALCD sur canal BRAN E120

œuvre, une dégradation inférieure à 2 dB par rapport à la limite AWGN est obtenue en 4x2 pour  $0.5 \leq \text{BER} \leq 10^{-5}$ . Notons également qu'en intervertissant les lignes 2 et 3 de la matrice de codage ALAL dans l'équation (6.17), les performances sont légèrement dégradées suite à la corrélation du canal qui dépend de la distance et diminue faiblement la diversité spatiale.

La figure 6.15 présente les résultats avec un codage que nous avons appelé ALCD dans (6.18), pour des rendements  $\eta_{th} = 1$  et 2 bit/s/Hz, en 4x1 et 4x2. Pour simplifier la présentation et vérifier la robustesse avec des paramètres non optimisés, nous employons le cas particulier de codage suivant :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* \\ jd_1 & -jd_2^* \\ d_2 & d_1^* \\ jd_2 & jd_1^* \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

Il s'agit alors d'un cas particulier du schéma ALCD où nous n'utilisons pas la variation dans la dimension fréquentielle. Autrement dit,  $\delta = 0$  et l'opération  $c_\delta()$  se réduit à  $j$ , et l'opération  $o_u()$  est l'opération de conjugaison. Malgré ces limitations imposées, les performances observées dépassent légèrement celles du schéma Alamouti.

En combinant les idées précédentes de jouer sur la dimension spatiale et sur les degrés de liberté pour augmenter les diversités temporelles et fréquentielles, il est possible d'optimiser les performances en fonction du canal et de la configuration d'antennes. Encore une fois, nous n'allons présenter qu'un cas particulier simplifié du nouveau schéma ALCDD1 proposé dans l'équation (6.19), où l'opération  $c_\delta()$  se réduit à  $j$ , et l'opération  $o_u()$  est la conjugaison :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* & d_3 & -d_4^* \\ jd_1 & -jd_2^* & d_4 & d_3^* \\ d_2 & d_1^* & d_3 & -d_4^* \\ jd_2 & jd_1^* & d_4 & d_3^* \end{bmatrix} \quad (6.22)$$



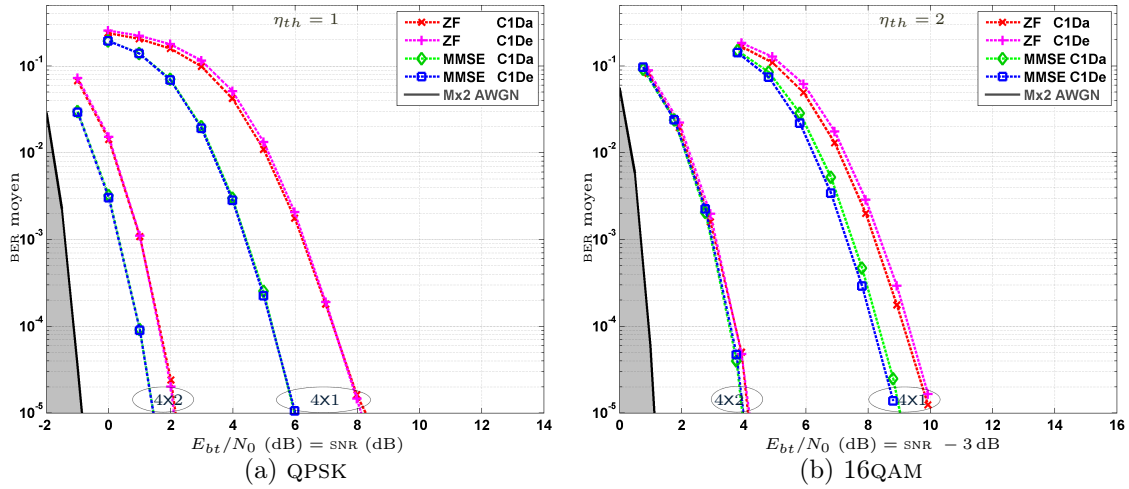


FIG. 6.16 – Performance des systèmes  $4 \times N$  utilisant la technique ALCDD1 (non optimisés) sur canal  $\text{BRANE}_{120}$

Même sans utiliser l'opération  $\mathcal{C}_5()$  qui pourrait convertir une partie de la diversité spatiale en fréquentiel, les performances obtenues sur la figure 6.16 dépassent celles d'Alamouti ou du schéma ALCD et sont à peu près équivalentes à celles du schéma ALAL. Ce codage bénéficie d'avantages supplémentaires au niveau de la répartition de puissance sur les différentes antennes ainsi que d'une possible optimisation en faisant varier la valeur de  $\delta$ . Même sans avoir optimisé les codages ni les LLR, la diversité temporelle supplémentaire apportée par les schémas ALAL et ALCDD1 est avantageusement exploitée par le codage-canal et se retrouve sur la pente des courbes.

Des variations supplémentaires du canal équivalent par blocs, et l'utilisation de la dimension fréquentielle par le codage espace-temps-fréquence avec  $\delta \neq 0$ , permettent d'améliorer encore un peu les performances pour tendre vers celles d'un canal théoriquement décorréolé en temps tous les 2 bloc-OFDM. Par ailleurs, les rotations apportées sur les constellations peuvent être considérées conjointement avec les problèmes RF afin de mieux répartir la puissance sur chaque antenne et dans le temps.

**Comparaison des systèmes  $4 \times N$  et conclusions**  $\triangleright$  Les techniques proposées apportent un gain significatif en contexte réaliste par rapport aux techniques existantes comme les OSTBC. Pour mieux évaluer ce gain, nous proposons de comparer les différents schémas sur une même figure pour quelques configurations typiques. Pour simplifier la lecture et vu leurs faibles effets, seuls les *chip-mapping* ST-C1Da sont présentés. La figure 6.17 compare ainsi les résultats obtenus pour une configuration  $4 \times 1$ , avec des rendements  $\eta_{th} = 1$  et 2 bit/s/Hz. La figure 6.18 fait de même pour une configuration  $4 \times 2$ . Par souci de clarté, seules les courbes ZF sont fournies en 16QAM. Sous une autre forme, le tableau 6.1 résume les valeurs de  $E_{bt}/N_0$  requises pour obtenir  $\text{BER} = 10^{-5}$  ou  $\text{FER} = 10^{-2}$  dans différentes configurations. Les solutions à éviter ne sont pas représentées ou en rouge et les plus in-

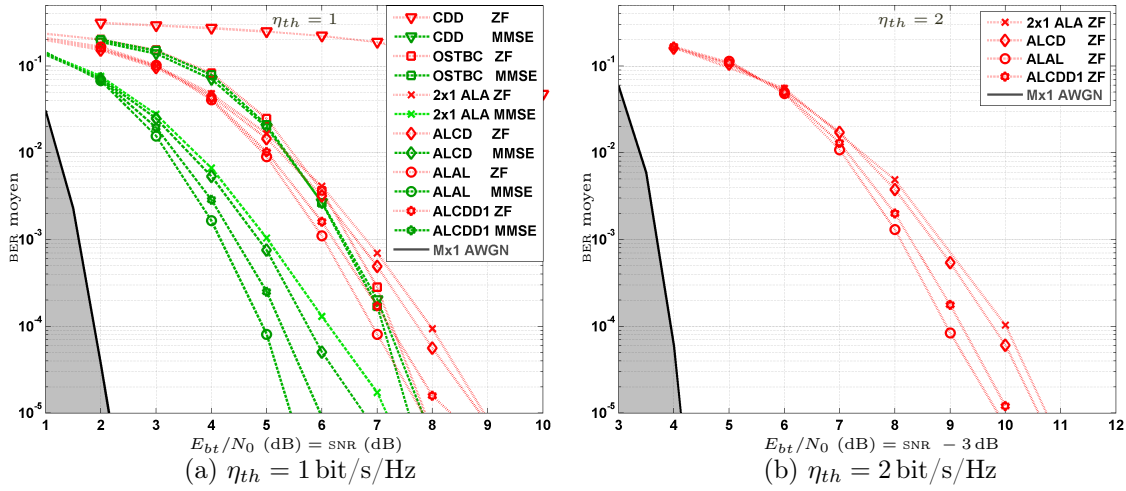


FIG. 6.17 – Performance de différents systèmes 4x1 sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h ; *chip-mapping* C1Da

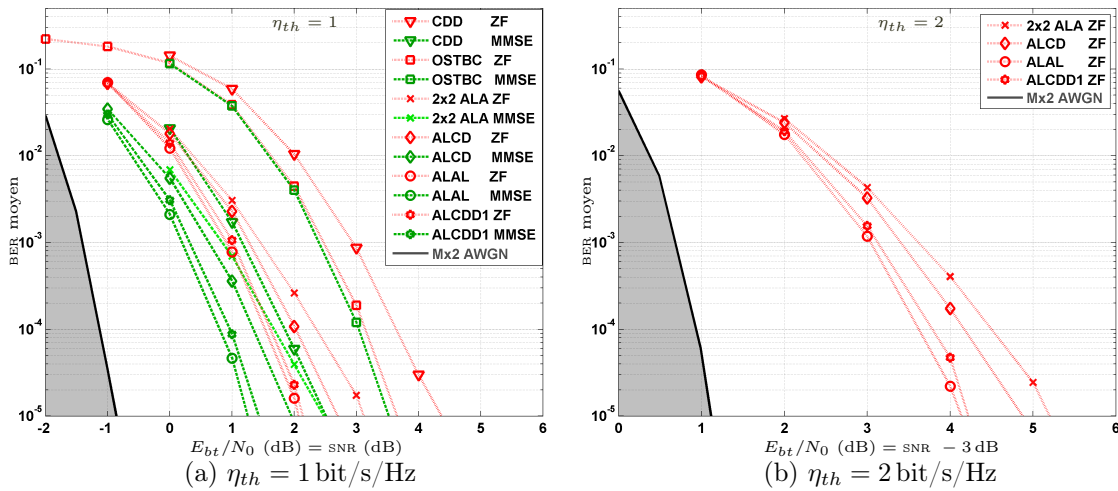


FIG. 6.18 – Performance de différents systèmes 4x2 sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h ; *chip-mapping* C1Da

intéressantes en vertes. Ce qu'on peut retenir est le manque de pertinence du CDD<sup>(23)</sup>, en particulier en accès CDMA avec peu d'antennes de réception (4x1) ou en ZF, ainsi que des schémas OSTBC<sup>(24)</sup> de rendement  $R_{STC} < 1$  tels que les codes de Tarokh, en particulier lorsque le nombre d'antennes de réception ou le débit augmente. À l'opposé, nous remarquons la supériorité des nouveaux schémas tels que ALAL et ALCDD1, délivrant une diversité temporelle accrue au décodage-canal en modifiant le canal équivalent par blocs.

<sup>(23)</sup> Les schémas CDD et ALCD permettent d'accroître la diversité fréquentielle et d'augmenter la pente des courbes à faible charge, mais au détriment de la MAI dès que la charge augmente. Le schéma ALCD garde toutefois des avantages sur le schéma Alamouti.

<sup>(24)</sup> La diversité spatiale est parfaitement exploitée par ces systèmes OSTBC, mais la perte en rendement qui doit être compensée par la taille de modulation les rend inadaptés au haut-débit. De plus, aucune diversité temps/fréquence supplémentaire n'est apportée aux algorithmes extérieurs.

TAB. 6.1 – Rapport signal-à-bruit requis pour obtenir les taux d’erreurs voulus, pour différents systèmes avec  $N = 1, 2$  ou  $3$  antennes de réception et une efficacité spectrale  $\eta_{th} = 1$  ou  $2$  bit/s/Hz ; *chip-mapping* CIDA.

		CDD 2xN $\delta = 100$	Alamouti 2xN	CDD 4xN $\delta = 50$	OSTBC 4xN GCOD <sub>2/4</sub>	ALAL 4xN	ALCD 4xN $\delta = 0$	ALCDD1 4xN $\delta = 0$
$N = 1$	BER = $10^{-5}$	ZF > 20 dB; MMSE 9 dB	ZF 9 dB; MMSE 7.2 dB	ZF > 20 dB; MMSE 7.8 dB	ZF 7.9 dB; MMSE 7.6 dB	ZF 7.9 dB; MMSE 5.4 dB	ZF 8.9 dB; MMSE 6.7 dB	ZF 8.3 dB; MMSE 5.9 dB
	$\eta_{th} = 1$ FER = $10^{-2}$	ZF > 20 dB; MMSE 7.1 dB	ZF 7.2 dB; MMSE 5.1 dB	ZF > 20 dB; MMSE 6.5 dB	ZF 6.7 dB; MMSE 6.5 dB	ZF 6.5 dB; MMSE 4.25 dB	ZF 7 dB; MMSE 4.9 dB	ZF 6.7 dB; MMSE 4.5 dB
$N = 1$	BER = $10^{-5}$	ZF > 20 dB; MMSE 12.6 dB	ZF 10.8 dB; MMSE 10.2 dB	ZF > 20 dB; MMSE 12 dB	-	ZF 9.8 dB; MMSE 9.05 dB	ZF 10.8 dB; MMSE 10 dB	ZF 10 dB; MMSE 9.1 dB
	$\eta_{th} = 2$ FER = $10^{-2}$	ZF > 20 dB; MMSE 10.5 dB	ZF 9.2 dB; MMSE 8.4 dB	ZF > 20 dB; MMSE 10 dB	-	ZF 8.6 dB; MMSE 7.8 dB	ZF 9.1 dB; MMSE 8.0 dB	ZF 8.7 dB; MMSE 7.85 dB
$N = 2$	BER = $10^{-5}$	ZF 5.1 dB; MMSE 3.3 dB	ZF 3.15 dB; MMSE 2.5 dB	ZF 4.4 dB; MMSE 2.5 dB	ZF 3.7 dB; MMSE 3.55 dB	ZF 2.05 dB; MMSE 1.2 dB	ZF 2.55 dB; MMSE 1.9 dB	ZF 2.15 dB; MMSE 1.4 dB
	$\eta_{th} = 1$ FER = $10^{-2}$	ZF 3.6 dB; MMSE 1.9 dB	ZF 1.6 dB; MMSE 0.95 dB	ZF 3.1 dB; MMSE 1.3 dB	ZF 2.65 dB; MMSE 2.6 dB	ZF 1.1 dB; MMSE 0.3 dB	ZF 1.4 dB; MMSE 0.75 dB	ZF 1.15 dB; MMSE 0.4 dB
$N = 2$	BER = $10^{-5}$		ZF 5.2 dB; MMSE 5.1 dB		-	ZF 4.1 dB; MMSE 4 dB	ZF 4.85 dB; MMSE 4.6 dB	ZF 4.2 dB; MMSE 4.05 dB
	$\eta_{th} = 2$ FER = $10^{-2}$		ZF 3.8 dB; MMSE 3.7 dB		-	ZF 3.1 dB; MMSE 3 dB	ZF 3.6 dB; MMSE 3.4 dB	ZF 3.3 dB; MMSE 3.1 dB
$N = 3$	BER = $10^{-5}$		ZF 0.3 dB; MMSE -0.1 dB			ZF -0.6 dB; MMSE -1 dB	ZF 0 dB; MMSE -0.5 dB	ZF -0.5 dB; MMSE -0.9 dB
	$\eta_{th} = 1$ FER = $10^{-2}$		ZF -0.9 dB; MMSE -1.4 dB			ZF -1.4 dB; MMSE -1.9 dB	ZF -0.4 dB; MMSE -0.9 dB	ZF -1.35 dB; MMSE -1.8 dB
$N = 3$	BER = $10^{-5}$		ZF 2.35 dB; MMSE 2.2 dB		-	ZF 1.5 dB; MMSE 1.4 dB	ZF 2.1 dB; MMSE 2 dB	ZF 1.7 dB; MMSE 1.55 dB
	$\eta_{th} = 2$ FER = $10^{-2}$		ZF 1.3 dB; MMSE 1.2 dB		-	ZF 0.85 dB; MMSE 0.8 dB	ZF 1.15 dB; MMSE 1.0 dB	ZF 0.9 dB; MMSE 0.8 dB

Pour conclure, les résultats obtenus avec les codages ALCDD1/ALCDD2 sont assez variables en fonction de l’optimisation (code,  $\delta$ , *chip-mapping*...). Cependant, ces schémas restent robustes et permettent d’ajouter à la diversité spatiale un gain de diversité temporelle qui peut être avantageusement exploité par l’étalement et/ou le codage-canal. Nous verrons un axe d’optimisation additionnel en section 6.2.2 en jouant sur  $\gamma$  et les LLR.

### 6.2.1.3 Limites de l’évaluation par BER moyen et résultats complémentaires

Les performances sur canal théorique sont souvent mesurées à travers un taux d’erreur moyen en fonction d’un SNR moyen. Le SNR moyen reste suffisant pour décrire le canal AWGN, mais il convient de ne pas négliger d’autres paramètres significatifs pour décrire la multitude d’environnements et de statistiques de canal. Dans un canal à évanouissements corrélé, il conviendrait de donner des performances non seulement en fonction du SNR moyen mais également d’une mesure de diversité de canal. Cette double paramétrisation, en fonction de l’espérance et de la variance du canal, permettrait d’optimiser l’allocation des ressources sur les *slots* plus finement. Les notions de moyenne et variance, de canal AWGN ou de Rayleigh, de distance euclidienne ou de Hamming, de capacité moyenne ou de coupure, de SNR moyen ou de diversité, doivent donc être maniées avec précaution en contexte réaliste, et ne pas être considérées séparément. Pour illustrer les variations de performances, nous pouvons fournir quelques courbes représentant les différentes réalisations de taux d’erreur sur des trames données. De la même façon que nous l’avons fait pour illustrer la capacité, nous pouvons représenter la distribution de l’erreur en plus de sa moyenne, que ce soit dans le temps, par utilisateur ou par réalisation spatiale.

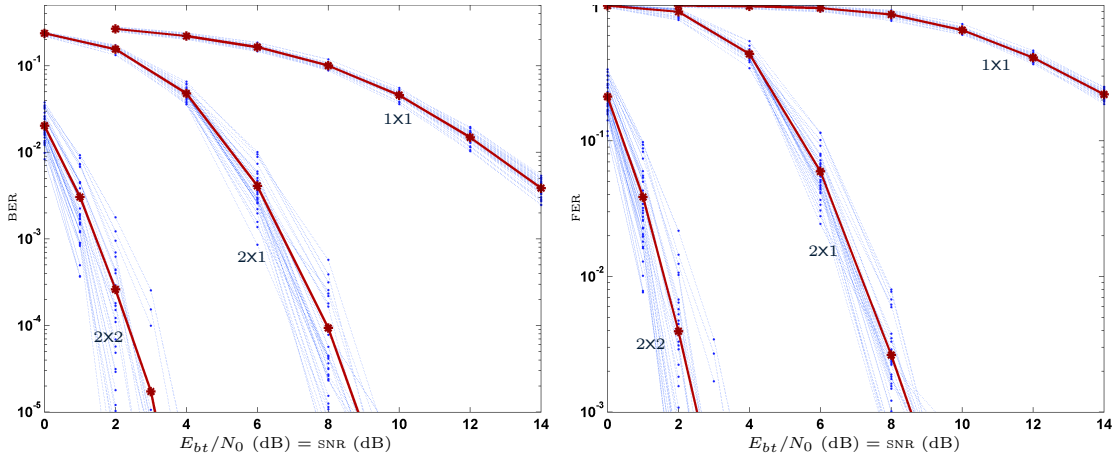


FIG. 6.19 – Taux d’erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales (500 *slots* simulés par réalisation), pour les systèmes 1x1, 2x1 et 2x2 Alamouti sur canal BRAN<sub>E120</sub> à 60 km/h ; QPSK avec égalisation ZF et *chip-mapping* C1Da ( $\eta_{th} = 1$ )

Optimiser le débit global en supposant un système de renvoi des paquets en erreur (ARQ) suppose de s’intéresser aux taux d’erreurs *slot* (FER) plus qu’aux taux d’erreur binaire (BER), ainsi qu’à leur variation en fonction de l’état de corrélation spatiale du canal. La figure 6.19 montre ainsi les BER et FER observés pour différentes réalisations spatiales, ainsi que la valeur moyenne en rouge que nous présentions jusqu’à présent. Chaque réalisation correspond à la simulation de 500 *slots* (*i.e.* une durée de 333 ms) dans un contexte spatial donné respectant les statistiques du canal MIMO urbain typique décrit au chapitre 3. La robustesse des schémas présentés se trouve confirmée pour l’ensemble des réalisations. Des simulations dans d’autres contextes de corrélation valident ces conclusions. Le gain en FER est flagrant, puisqu’obtenir  $FER = 10^{-2}$  favorise toujours les systèmes à diversité spatiale proposés.

La figure 6.20 illustre la distribution de l’erreur à la fois par réalisation spatiale du canal et par utilisateur, pour un SNR fixé à 1 dB. La robustesse du schéma employé, ici un système 2x2 Alamouti avec égalisation ZF et *chip-mapping* C1Da, est ainsi vérifiée par l’évaluation des variances en fonction du canal ou du code-utilisateur. Le trait rouge montre le BER moyen illustré jusqu’à présent, moyenné sur l’ensemble des codes et des réalisations de canal. Les étoiles bleues décrivent la valeur moyenne de taux d’erreur pour une réalisation de canal donnée, et les points verts illustrent la distribution par utilisateur. On s’aperçoit que le BER ne dépasse pas  $10^{-2}$  quels que soient la réalisation spatiale de canal et l’utilisateur, et on mesure les variances  $\sigma_{\text{canal}}^2 = 1.89 \cdot 10^{-4}$  et  $\sigma_{\text{code}}^2 = 2.39 \cdot 10^{-7}$  respectivement. Les performances dépendent donc peu du code, et ceci est encore plus marqué avec un *chip-mapping* C1De puisqu’il est alors moins probable d’avoir un utilisateur favorisé. Par ailleurs, au delà de 4 dB de SNR, les taux d’erreurs deviennent négligeables quels que soient l’environnement et l’utilisateur, validant la robustesse du schéma. Nous ne retrouverons pas une telle robustesse avec des schémas comme le multiplexage spatial et reviendrons sur ces problématiques à plus haut-débit au chapitre suivant.

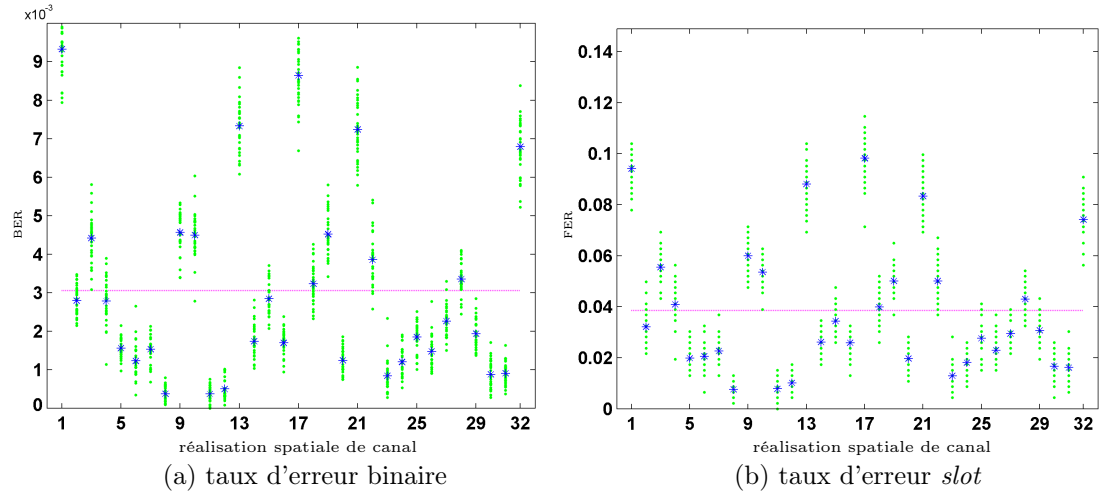


FIG. 6.20 – Taux d'erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales et différents utilisateurs (32 canaux et 32 utilisateurs), à  $E_{bt}/N_0 = 1$  dB, pour un système 2x2 Alamouti sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h ; QPSK avec égalisation ZF et *chip-mapping* C1Da ( $\eta_{th} = 1$ )

Cette parenthèse souligne la limite de la dissociation des couches 1 et 2 du modèle OSI dans l'optimisation. Le canal ne doit pas être uniquement considéré à travers sa représentation moyenne si le système peut s'adapter à sa valeur instantanée, ou du moins à un environnement plus précis qu'un *a priori* moyen. La couche MAC tirera en effet partie de toute connaissance du contexte, même « long-terme », depuis le canal jusqu'à la répartition des utilisateurs. Par concision, nous n'exposons pas l'ensemble des FER et des débits obtenus pour les différents systèmes, mais nous pouvons d'ores et déjà affirmer que les nouveaux schémas proposés respectent les tendances de robustesse mentionnées, tout en conservant  $R_{STC} = 1$ . L'adaptation du débit se fera en jouant sur  $R_x$  et  $R_c$ .

Une autre représentation des performances, en donnant le débit total obtenu à partir des *slots* parfaitement reçus (ce qui équivaut à un système avec ARQ classique), permet d'estimer rapidement l'efficacité du système au niveau de la couche physique. La figure 6.21 montre ainsi les débits obtenus en AWGN, et sur canal BRANE<sub>120</sub> pour 3 systèmes non-adaptatifs différents : un schéma 1x1 MC-CDMA, un schéma 2x1 Alamouti-MC-CDMA, et un schéma 4x1 ALAL-MC-CDMA. Les performances médiocres des systèmes CDD et OSTBC de Tarokh sont omises. La limite de Shannon représente le débit théorique maximal pour les systèmes considérés<sup>(25)</sup>. Conformément aux scénarios présentés au chapitre 3, les rendements  $\eta_{th} = 1, 2, 3, 4.5$  bit/s/Hz sont obtenus en utilisant un turbo-code avec respectivement une QPSK et  $R_c = 1/2$ , une 16QAM et  $R_c = 1/2$ , une 16QAM et  $R_c = 3/4$ , et une 64QAM et  $R_c = 3/4$ . Le gain en débit des systèmes proposés par rapport aux systèmes MC-CDMA est rapidement vérifié. Par exemple à SNR = 10 dB, on atteint 37, 60, et 69 Mbit/s effectifs (sans considérer la mise en trame des pilotes...), respectivement en 1x1, 2x1, et 4x1. Signalons que cette différence augmente avec une égalisation ZF.

<sup>(25)</sup>Rappelons que la bande utile est de 46.2 MHz, que l'intervalle de garde OFDM entraîne une perte de 1/5 et la mise en trame une perte de 1/4 ; la bande équivalente devient  $F_s N_a / (N_{fft} + N_\Delta) \approx 36.9$  MHz, et 27.65 MHz, respectivement sans ou avec la prise en compte de la perte de mise en trame.

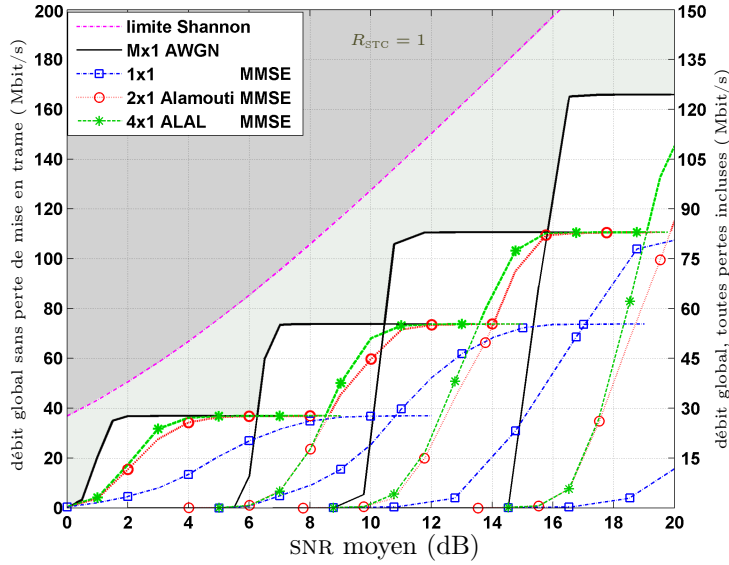


FIG. 6.21 – Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRAN<sub>E120</sub> à 60 km/h, pour différents systèmes M $\times$ 1 : 1 $\times$ 1 MC-CDMA, 2 $\times$ 1 Alamouti-MC-CDMA, et 4 $\times$ 1 ALAL-MC-CDMA ; égalisation MMSE et *chip-mapping* C1Da ;  $\eta_{th} = 1, 2, 3, 4.5$

## 6.2.2 Optimisation de quelques combinaisons typiques

Par concision, ne pouvant pas fournir les résultats optimisés pour les différentes combinaisons d’algorithmes, nous allons surtout insister sur quelques schémas prometteurs en voie descendante, comme l’Alamouti-OFDM-CDMA.

**Vérification de l’effet de  $\gamma$  et des LLR**  $\triangleright$  Un premier axe d’optimisation important concerne le choix de la valeur  $\gamma$  et de la fiabilité donnée aux LLR conformément aux propositions faites dans la section 6.1.3.3. L’effet sur les performances est vérifié sur les figures 6.22 et 6.23, respectivement pour des systèmes 2 $\times$ 1 Alamouti et 4 $\times$ 1 ALAL dans une configuration typique. La variation du BER à  $E_{bt}/N_0 = 5$  dB pour ces systèmes est mesurée en fonction de  $\gamma$  pour 4 types de LLR et 2 *chip-mapping*. Nous voyons que la valeur optimale de  $\gamma$  dépend du système et même du LLR utilisé, mais une valeur proche de  $\gamma_c$  délivre des performances honnêtes. Rappelons que  $\gamma = \infty$  correspond à l’égalisation ZF et que les faibles valeurs de  $\gamma$  ne sont pas représentées car les performances se dégradent rapidement avec l’augmentation de MAI. Nous voyons également que l’effet de l’optimisation des LLR est particulièrement marqué sur les systèmes bénéficiant d’une diversité fournie au décodage-canal mais qui n’est pas utilisée pour l’étalement, ce qui est surtout le cas des schémas avec *chip-mapping* C1Da et du schéma ALAL. Lorsque le LLR est optimisé, la valeur de  $\gamma$  optimale est plus élevée que lorsque le LLR ne contient pas d’information de fiabilité provenant des évanouissements du canal, en particulier en C1Da ; ceci est logique puisqu’on traite alors l’effet des atténuations conjointement avec le décodage plutôt que les percevoir uniquement comme une élévation du bruit moyen après égalisation. Comme prévu, les meilleures performances en MMSE ou MMSEso sur une large gamme de  $\gamma$  sont obtenues

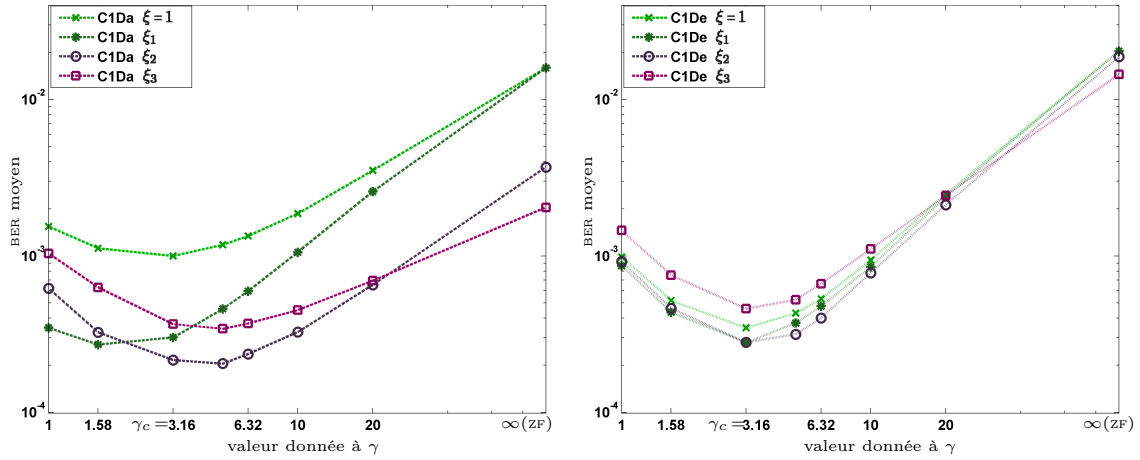


FIG. 6.22 – Optimisation du taux d’erreur binaire en fonction de  $\gamma$ , du *chip-mapping* (C1Da ou C1De) et du LLR ( $\xi = 1, \xi_1, \xi_2$  ou  $\xi_3$ ) utilisés, à  $E_{bt}/N_0 = 5$  dB, pour un système 2x1 Alamouti sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h en QPSK ( $\eta_{th} = 1$ )

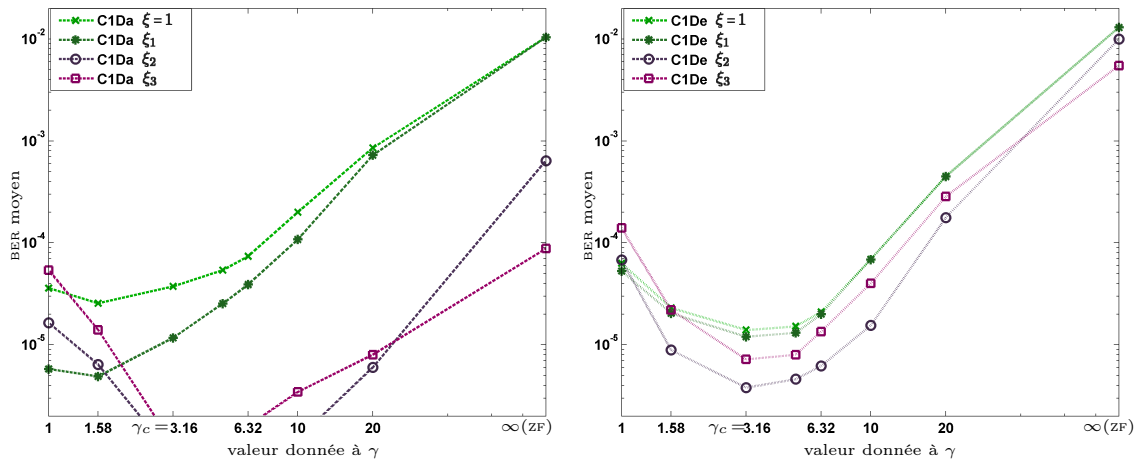


FIG. 6.23 – Optimisation du taux d’erreur binaire en fonction de  $\gamma$ , du *chip-mapping* (C1Da ou C1De) et du LLR ( $\xi = 1, \xi_1, \xi_2$  ou  $\xi_3$ ) utilisés, à  $E_{bt}/N_0 = 5$  dB, pour un système 4x1 ALAL sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h en QPSK ( $\eta_{th} = 1$ )

avec la fiabilité  $\xi_2$ , et en ZF avec la fiabilité  $\xi_3$ . Des conclusions intéressantes dérivent de ces résultats ; il devient par exemple judicieux de garder un *chip-mapping* adjacent (C1Da ou mieux C2Da) avec un LLR fiabilisé, surtout en ZF. Les performances obtenues en 4x1 ALAL avec un *chip-mapping* adjacent et les fiabilités  $\xi_2$  ou  $\xi_3$ , même en MMSESO avec  $\gamma$  sur-évalué ou en ZF, restent très bonnes et dépassent toutes celles mentionnées jusqu’à présent pour un système avec une seule antenne de réception. Nous vérifions qu’il est alors aisé d’obtenir  $BER < 10^{-5}$  pour  $SNR = 5$  dB et  $\eta_{th} = 1$ . Nous pouvons également fournir quelques conclusions pour les autres systèmes, à savoir que la tendance est à la robustesse lorsque la diversité croît ; par conséquent, les systèmes sont moins sensibles à des erreurs d’optimisation lorsque le nombre d’antennes de réception augmente.



**Vérification de l'effet de l'étalement et du *chip-mapping***  $\triangleright$  L'effet du *chip-mapping* d'étalement est partiellement illustré sur la figure précédente, qui montre l'intérêt des *chip-mapping* adjacents lorsque le lien entre le sous-système MIMO-OFDM-CDMA et le décodage canal est optimisé à travers les LLR. Nous avons en effet obtenu de meilleures performances en CIDA qu'en CIDE avec les LLR optimisés, et cette différence s'accroît avec la taille de la modulation. Augmenter la longueur d'étalement  $S_f$  ne présente alors pas d'autre intérêt que faciliter l'accès multiple par le code et nous avons obtenus des résultats très proches avec  $S_f = 16, 32$  ou  $64$ ; l'accès multiple peut donc s'effectuer suivant une approche flexible et mixte (CDMA+FDMA+TDMA. . .) pour répondre aux contraintes de charge et de complexité. Un autre aspect du *chip-mapping* concerne celui du codage espace-temps-fréquence. Dans ce cas, nous avons pu vérifier que le codage espace-temps ST se comporte mieux que le codage espace-fréquence SF dans le canal considéré, même pour des vitesses de l'ordre de  $200 \text{ km/h}$ . Ceci est logique puisque la solution optimale consiste à effectuer le codage sur des *chips* le plus corrélé possible, ce qui dépend donc des corrélations en temps et fréquence du canal (*i.e.* du Doppler et de l'APDP). Avec le dimensionnement choisi, seuls des contextes à faible étalement des délais et très haute vitesse (comme en LOS extra-urbain) peuvent alors privilégier un codage espace-fréquence ou espace-temps-fréquence. Par ailleurs, le *chip-mapping* d'entrée du traitement spatial influe assez peu sur les performances avec l'entrelacement-bit aléatoire considéré, à partir du moment où il s'effectue sur des *chips* de symboles-étalés différents. Nous conservons donc un codage spatial par sous-porteuse et allons voir l'effet du canal en ST dans le paragraphe suivant.

**Influence du canal et des scénarios**  $\triangleright$  La statistique à l'ordre 2 du canal influe sur les performances et le choix des algorithmes et *chip-mapping*. Nous illustrons succinctement l'effet de la corrélation temporelle à travers la vitesse de déplacement, et l'effet de la corrélation spatiale au récepteur à travers l'écartement d'antennes sur la figure 6.24.

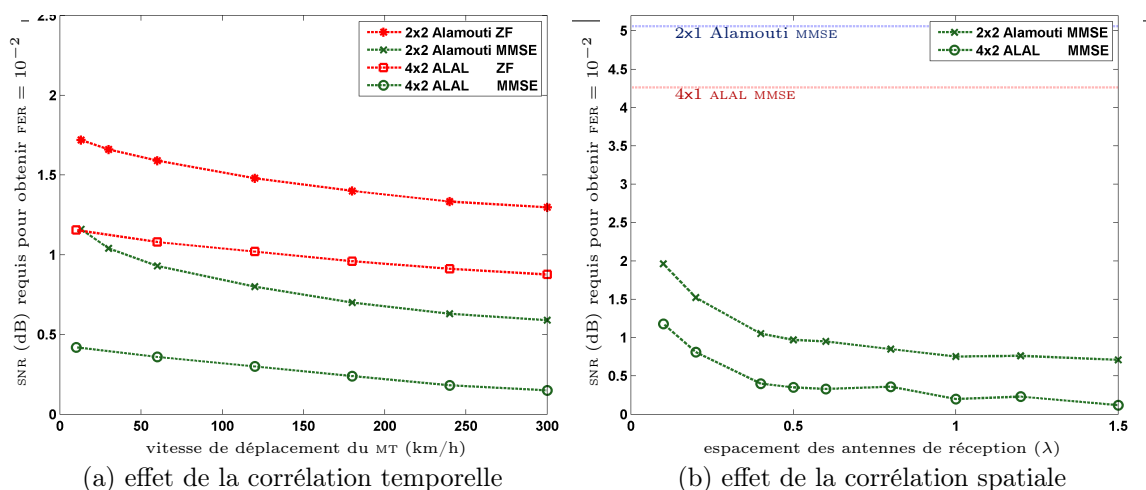


FIG. 6.24 – Influence du canal et des scénarios sur les performances de quelques systèmes proposés en QPSK ( $\eta_{th} = 1$ ); systèmes 2x2 Alamouti et 4x2 ALAL avec *chip-mapping* CIDA et LLR non optimisés; canal BRANE<sub>120</sub>



Le fait que les nouveaux schémas  $4 \times N$  proposés ne nécessitent la constance du canal que sur 2 bloc-OFDM, et non sur 4 comme en OSTBC, renforce une fois de plus leur intérêt. Ainsi en augmentant la vitesse de déplacement du MT, les performances ne se dégradent pas, mais peuvent même s'améliorer jusqu'à 300 km/h pour des codes comme Alamouti ou ALAL avec 2 antennes de réception (cf. figure (a)), grâce à l'augmentation de diversité temporelle. Au delà, un compromis entre l'orthogonalité et la diversité apparaît. Seuls les schémas avec une unique antenne de réception et une détection purement ZF présentent des limites à plus faible vitesse; ainsi, un palier peut apparaître au dessus de  $\text{FER} = 10^{-2}$  ou  $\text{BER} = 10^{-5}$ , dès 150 km/h en  $M \times 1$  ZF. Ce phénomène s'apparente à celui mentionné pour l'étalement, confirmant la non-adéquation du ZF avec des codages/étalements sur des zones à forte variation. A haute vitesse, il est donc préférable d'utiliser les égalisations MMSE/MMSEso, ou des récepteurs avec au moins 2 antennes.

L'effet de la corrélation spatiale a été représenté à travers l'étude sur différents canaux dans les contributions [11, 13], et se trouve résumé sur la figure (b) en jouant sur l'écartement entre antennes de réception pour des systèmes  $2 \times 2$  Alamouti-MC-CDMA et  $4 \times 2$  ALAL-MC-CDMA. Le lien avec la corrélation spatiale (qui dépend du canal, de la distance entre antennes et de la longueur d'onde  $\lambda$ ) illustrée sur la figure 3.9 est immédiat. Toutefois, les schémas proposés gardent une certaine robustesse, fournissant des performances toujours supérieures aux schémas  $M \times 1$  quelle que soit la corrélation au récepteur. Les performances que nous avons obtenu en  $2 \times 1$  et  $4 \times 1$  sont rappelées par les traits bleus et rouges respectivement. L'effet de la corrélation semble ainsi assez faible puisqu'une légère décorrélation suffit pour profiter de bonnes performances. L'écartement de  $0.5\lambda$  (3 cm à 5 GHz) considéré dans le rapport, bien que faible, suffit donc dans le canal BRANE<sub>120</sub>. Des récepteurs de plus grande taille pourront cependant envisager un écartement plus important pour réduire la corrélation et améliorer les performances.

Rappelons également que la prédominance d'un trajet direct en contexte LOS ne dégrade pas les performances des systèmes  $M \times 1$ , mais permet au contraire de tendre vers la courbe AWGN comme montré avec l'exemple BRANE-ter sur la figure 4.22. Nous avons donc laissé de côté ces scénarios qui peuvent se contenter d'algorithmes tels que le *beamforming*. Par ailleurs, l'effet de la diversité fréquentielle, sur laquelle on pourra jouer en  $4 \times N$  (grâce à l'opération  $\mathfrak{G}$  introduite dans les schémas ALCD/ALCDD1/ALCDD2...), n'est pas illustré car une combinaison adaptée du *chip-mapping* et des opérations de diversité permet d'optimiser les performances et d'approcher celles mentionnées jusqu'à présent quel que soit le canal.

### 6.2.3 Solutions en fonction de l'environnement et du contexte

Rappelons d'abord les conclusions pour un système  $2 \times N$  avant de nous attacher aux systèmes  $4 \times N$  préconisés en voie descendante. Le schéma idéal s'avère se baser sur un codage spatial d'Alamouti, combiné assez simplement à l'OFDM-CDMA, et optimisé en fonction des connaissances statistiques sur l'environnement. La flexibilité principale concerne l'ac-

cès multiple et le *chip-mapping*. Toutefois, un système combinant codage espace-temps et étalement purement fréquentiel fournit des performances correctes. Cette optimisation du *chip-mapping* peut être considérée conjointement avec d'autres optimisations lors de la détection et du décodage : les aspects choix de  $\gamma$  pour une égalisation MMSEso, fiabilisation des LLR et *chip-mapping* sont liés. Les performances obtenues sont alors exemplaires, malgré la faible complexité de détection linéaire. Le schéma alternatif CDD présente de nombreuses limites qui réduisent ses performances par rapport au système préconisé, en particulier avec des récepteurs mono-antenne, en ZF ou à pleine-charge avec un accès CDMA.

Maintenant, supposant qu'une station de base possède 4 antennes d'émission et que les mobiles en possèdent 1, 2, voire plus, des solutions encore plus efficaces et plus souples ont été proposées. Nous préconisons alors l'emploi de codages espace-temps-fréquence combinant les idées mentionnées à travers les schémas  $4 \times N$  ALAL ou ALCDD1/ALCDD2, c'est à dire des codages spatiaux qui ne nécessitent la constance du canal que sur 2 symboles consécutifs (contrairement aux OSTBC qui en nécessitent au moins 4), profitant à la fois d'un rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  et d'une diversité spatiale, à laquelle s'ajoute des diversités fréquentielle et temporelle accrues (en jouant sur les paramètres comme  $\delta$  ou la durée  $T$  du codage). Il est ainsi possible de faire varier le canal équivalent par bloc de  $T = 2$  symboles pour optimiser les performances. Rappelons que les schémas  $4 \times N$  proposés comme ALCDD1/ALCDD2 ont été validés à puissance totale émise constante, ce qui signifie une puissance par antenne d'émission 4 fois plus faible que pour les systèmes SISO/SIMO. Pour autant, les performances obtenues sont largement supérieures, et cette plus faible concentration spatiale d'énergie peut être avantageuse au niveau des interférences générées.

A la flexibilité d'accès multiple et de *chip-mapping*, s'ajoute alors celle de modification du canal équivalent en combinant les idées de variation fréquentielle du CDD avec le facteur  $\delta$  et de variation par blocs temporels suivant le codage spatial choisi. Des exemples ont été fournis pour montrer la supériorité de ces systèmes quelle que soit la configuration. Suivant l'état de corrélation en temps / fréquence / espace du canal, le *chip-mapping* idéal peut varier. Toutefois, quelques règles simples ont été validées par simulation. Ainsi, un codage espace-temps ST est suffisant jusqu'à 300 km/h dans la plupart des conditions. Ensuite, si nous conservons un accès multiple CDMA, il est préférable d'étaler sur des *chips* adjacents afin de diminuer la MAI à pleine-charge, et de fournir la diversité du *slot* au décodage-canal de manière optimisée en fiabilisant les LLR<sup>(26)</sup>. La combinaison des nouveaux codes spatiaux proposés avec une simple détection linéaire SUD de type MMSEso, un LLR fiabilisé, et un *chip-mapping* adjacent, fournit alors le meilleur compromis performance-complexité atteint jusqu'à présent. La robustesse de ces schémas à diversité est également leur principal avantage ; il a été vérifié que le système pouvait préserver des performances correctes quels

---

<sup>(26)</sup>L'étalement peut être vu comme un moyen d'assurer une robustesse en rendant plus gaussien le canal équivalent. Cependant, cela étale également le bruit et les interférences, contrairement à une optimisation conjointe avec le décodage-canal qui prend en compte les évanouissements. L'optimisation des LLR devient alors préférable à l'étalement si de simples détections linéaires sont employées.

que soient l'état de corrélation t/f/s et la charge, y compris sur une large gamme de vitesses (de 0 à 300 km/h).

*En résumé, nous avons étudié et optimisé des systèmes à diversité de complexité raisonnable afin de répondre aux contraintes de la voie descendante ou de la diffusion vers des terminaux mobiles variés. Pour cela, une première phase théorique a permis d'adapter les études précédentes au contexte réaliste pour définir de nouvelles règles de conception. Ainsi, une analyse de la diversité fournie par le canal sur un slot est cruciale pour optimiser par la suite les différents algorithmes de la chaîne de communication. Ensuite, l'optimisation tente de réaliser un compromis suivant les contraintes et le contexte, et nous proposons alors un système très flexible pour s'y adapter, tout en conservant de simples récepteurs linéaires SUD. Ainsi, des méthodes pour optimiser les étalements/codages, le chip-mapping, l'égalisation, et les LLR ont été proposées. Les compromis (étalement/codage, performance/complexité...) ont été mentionnés dès que possible. Dans le contexte  $4 \times N$  préconisé en voie descendante, de nouvelles solutions de codage espace-temps-fréquence innovantes ont été proposées. Les règles de conception fournissent les briques de base pour optimiser le système général, et quelques exemples représentatifs sont donnés (schémas de codage ALAL/ALCDD1/ALCDD2...) afin de présenter le gain en performances en profitant de la diversité dans les 3 dimensions temps/fréquence/espace. En particulier, nous privilégions un codage spatial qui conserve un rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  et l'orthogonalité, et proposons de jouer sur les trajets multiples grâce aux antennes multiples, plutôt qu'uniquement les subir. Il est en effet possible de procéder à des décalages en temps et/ou fréquence des signaux émis sur les différentes antennes, et donc de modifier le canal équivalent vu en réception en créant ou modifiant des trajets sur la durée d'un même slot. Ces contributions sont vérifiées par simulation pour en évaluer le gain, et confirmer les a-priori théoriques. La supériorité des nouveaux schémas en  $4 \times N$  par rapport aux techniques telles que le CDD ou les OSTBC est illustrée dans de nombreux contextes. L'intérêt des optimisations proposées est également validé, et les résultats exemplaires obtenus confirment le bon compromis performances/complexité atteint. Enfin, les schémas proposés s'avèrent robustes sur une large gamme de scénarios, dépassant toujours les systèmes SISO MC-CDMA, et offrant une flexibilité et des possibilités d'optimisation élevées. En particulier, les performances en  $4 \times 2$  pour la voie descendante permettent d'affirmer qu'il est aisé d'atteindre des débits supérieurs à 100 Mbit/s au niveau de la couche physique dans la plupart des scénarios et à faible puissance d'émission. Ces systèmes répondent donc parfaitement aux attentes de la 4G mentionnées en première partie, que ce soit en débit, complexité, compatibilité avec un ensemble de terminaux (y compris mono-antenne), robustesse, ...*

*Dans des scénarios un peu moins pessimistes ou en relâchant certaines contraintes (par exemple en supposant un rang spatial de canal supérieur à 1 ou en autorisant une complexité supplémentaire), nous allons maintenant vérifier s'il est possible d'améliorer encore les performances.*



---

# Optimisation des systèmes MIMO-OFDM-CDMA à base de codages espace-temps de rendement élevé

## Sommaire

---

<b>7.1</b>	<b>Compromis entre diversité, multiplexage, et complexité de détection</b>	<b>190</b>
7.1.1	Introduction et rappels théoriques . . . . .	190
7.1.2	Extension de la discussion sur la diversité avec des codes STFLDC . . . . .	192
7.1.3	Compromis au niveau des rendements pour maximiser la capacité . . . . .	194
7.1.4	Conclusions et propositions . . . . .	197
<b>7.2</b>	<b>Évaluation des performances</b> . . . . .	<b>201</b>
7.2.1	Performances des techniques avec $M = 2$ antennes d'émission . . . . .	201
7.2.2	Performances des techniques avec $M = 4$ antennes d'émission . . . . .	203
7.2.3	Limites de l'évaluation par BER moyen et résultats complémentaires . . . . .	209

---

En relâchant certaines contraintes, en particulier au niveau du rendement du traitement spatial, il est possible d'améliorer encore les performances pour peu que le rang spatial du canal soit supérieur à 1. Toutefois, ceci entraîne généralement une augmentation non négligeable de la complexité de détection au récepteur. Nous essaierons de trouver un compromis entre diversité, multiplexage, et complexité des terminaux multi-antennes, afin d'augmenter les débits possibles en contexte réaliste. Nous allons surtout donner quelques règles de conception, vérifier dans quels contextes les codes STFLDC de rendement  $R_{\text{STC}} > 1$  sont applicables, et évaluer les gains qu'il est possible d'obtenir.

## 7.1 Compromis entre diversité, multiplexage, et complexité de détection

### 7.1.1 Introduction et rappels théoriques

**Limites des systèmes à diversité** ▷ Les systèmes à diversité étudiés au chapitre 6, qui ne présentent aucun gain de multiplexage spatial, offrent des possibilités limitées pour exploiter le canal MIMO. En effet, comme nous l'avons montré au chapitre 5, leur borne de capacité est généralement inférieure à celle du canal (puisque limitée par la capacité SIMO AWGN), ce qui se vérifie en comparant l'équation (5.10) d'un système à diversité avec l'équation plus générale (5.9) d'un système MIMO avec connaissance du canal en réception, page 112. Nous avons également vu que le rang spatial  $r_{\mathbf{H}}$  est le facteur déterminant pour estimer la capacité du canal et les algorithmes qu'il est possible d'utiliser. Nous allons donc envisager des schémas de codage STFLDC dont le rendement  $R_{\text{STC}}$  peut approcher cette valeur  $r_{\mathbf{H}}$ , et ainsi maximiser l'information mutuelle entre l'émetteur et le récepteur. Cette nouvelle capacité MIMO offerte suppose des antennes multiples de part et d'autre de la transmission avec une décorrélation spatiale suffisante, et impliquera généralement une détection plus complexe que pour les systèmes à diversité. Comme point de départ, nous supposons maintenant des terminaux mobiles avec au moins 2 antennes ; un MT avec  $N = 2$  ou 3 antennes nécessite un espacement d'environ  $\lambda/2 = 3$  à  $\lambda = 6$  cm pour une porteuse de 5 GHz, ce qui reste très raisonnable.

Par ailleurs, nous essaierons de conserver tant que possible les idées d'exploitation des diversités en temps / fréquence / espace mentionnées au chapitre précédent, en optimisant les codages et étalements dans un second temps. La flexibilité du système général est ainsi conservée, concernant les accès multiples, étalements, *chip-mapping*...

**Rappel de l'existant** ▷ La plupart des codes espace-temps de la littérature se concentrent soit sur les performances en termes de robustesse/diversité, soit sur le débit. Les premiers optimisent les taux d'erreurs en utilisant la redondance au niveau du traitement spatial, afin d'améliorer les gains de diversité et de codage. Ainsi, la robustesse résultante permet d'augmenter éventuellement le débit en jouant sur les autres rendements (taille de constellation de rendement  $R_{\chi}$  ou rendement de codage-canal  $R_c$ ). Ils appartiennent aux systèmes à diversité (tels que les STTC ou OSTBC [133, 8] étudiés précédemment), qui permettent

une compatibilité avec des récepteurs mono-antenne et fournissent de bons résultats malgré une complexité de décodage réduite au MT. Les seconds systèmes optimisent le débit par un multiplexage spatial des données afin d’approcher les bornes de capacité prédites par Telatar et Foschini [6, 9]. D’éventuels gains de diversité et de codage sont obtenus par la suite en ajoutant de la redondance dans le reste de la chaîne tel que l’étalement et le codage-canal. Citons les bien connus systèmes BLAST, mais qui présentent des contraintes réduisant leur intérêt dans notre contexte de voie descendante<sup>(1)</sup>.

Enfin, en considérant conjointement le codage espace-temps et le reste de la chaîne de transmission, il est possible d’envisager des compromis et l’utilisation de schémas de codage intermédiaires. Ainsi nous allons discuter d’un compromis de rendement avec  $R_\chi$ ,  $R_c$  et  $R_{\text{STC}}$  ainsi que des méthodes d’étalement de l’information pour profiter du maximum de débit et de diversité. Par ailleurs, les OSTBC offraient un décodage optimal très simple alors que les systèmes à multiplexage nécessitent une complexité très élevée ; nous allons donc chercher des solutions sous-optimales afin de proposer des systèmes offrant un bon compromis débit/robustesse/complexité, ainsi qu’une flexibilité. En effet, trouver le bon compromis nécessite de s’adapter à l’environnement et aux possibilités du récepteur en termes de nombre d’antennes, débit, complexité. . .

**Rappel des performances théoriques obtenues au chapitre 5** ▷ Nous avons montré la supériorité des schémas de codage spatial à haut rendement sur les systèmes à diversité dans certains contextes théoriques et avec une détection optimale (ML). En particulier,

<sup>(1)</sup>Les systèmes à multiplexage spatial de rendement maximal nécessitent idéalement un nombre d’antennes de réception supérieur au nombre d’antennes d’émission, ce qui est adapté à l’UL mais pas au DL ; par ailleurs la complexité de décodage peut être très élevée pour réduire les interférences (CAI).

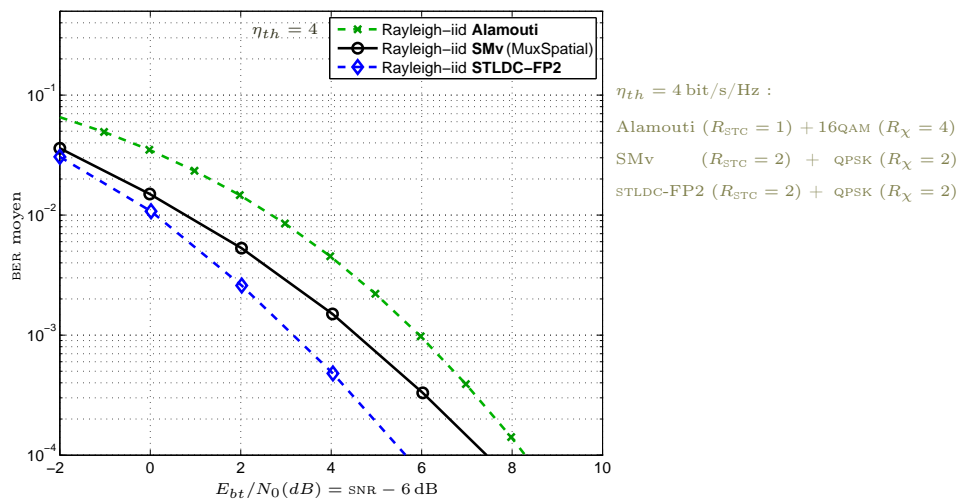


FIG. 7.1 – Comparaisons des performances d’algorithmes de codage espace-temps en  $2 \times 4$  sans codage-canal sur canal théorique bande-étroite et spatialement décorrélé, à  $\eta_{th} = 4$  ; schémas OSTBC-Alamouti, multiplexage spatial SMv et STLDC-FP2 de rendement plein ; détection optimale ML

si nous rappelons les performances obtenues pour des systèmes 2x4 sans codage-canal sur canal théorique bande-étroite, avec le même rendement  $\eta_{th} = 4$ , nous obtenons la figure 7.1. La configuration était alors optimiste (grand nombre d'antennes de réception, décorrélation spatiale parfaite, détection optimale. . .). Ces avantages se vérifient-il sur canal large-bande réaliste et corrélé, en y ajoutant les algorithmes OFDM-CDMA et le codage-canal, ainsi que des contraintes de complexité (en ayant recours à des détections sous-optimales, en particulier de simples détection linéaires SUD) ?

De nombreux facteurs entrent évidemment en jeu (débit souhaité, robustesse, variations/corrélations du canal, CSI à l'émission. . .) et nous n'allons donc pas entrer dans une étude système exhaustive, mais donner quelques pistes pour vérifier si un intérêt peut être vérifié à complexité raisonnable dans les environnements urbains considérés jusqu'à présent.

**Degrés de liberté et idée générale** ▷ Aux degrés de liberté mentionnés au chapitre précédent pour les systèmes à diversité, s'ajoute une optimisation possible des rendements puisque  $R_{STC}$  est maintenant variable. Deux axes majeurs d'optimisation se dessinent alors. Le premier point visera à étendre aux systèmes employant les STFLDC l'étude de diversité déjà menée. Le deuxième point consistera à établir un compromis au niveau des rendements  $R_\chi$ ,  $R_c$  et  $R_{STC}$ , pour s'adapter aux conditions. L'idée principale consiste à voir le système comme un ensemble de deux codages séparés par d'éventuelles techniques de réarrangement. Le code interne, correspondant au STFLDC, tente de s'adapter au canal, en particulier en termes de rendement, afin de rester inversible quel que soit l'environnement et la corrélation spatiale. Le code externe correspond au codage-canal, qui tente surtout de profiter des gains fournis par des algorithmes bien connus au niveau bit, en traitant la diversité résultante sur le *slot*.

Notons que pour rester linéaires, les différents traitements fonctionnent dans le domaine réel à partir des matrices étendues proposées en annexe B.2; cela permet d'enchaîner simplement les opérations linéaires. Rappelons alors les relations obtenues au chapitre 5. Le signal reçu s'écrit

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{F}}\underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{v}} = \underline{\mathcal{H}}_{eq}\underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{v}} \quad (7.1)$$

où  $\underline{\mathbf{H}}$ ,  $\underline{\mathbf{F}}$ ,  $\underline{\mathbf{d}}$  et  $\underline{\mathbf{v}}$  représentent respectivement le canal, le codage espace-temps, les données émises et le bruit AWGN. L'application d'une détection linéaire SUD en réception correspond à

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}} = \underline{\mathcal{G}}_{eq}\underline{\mathbf{y}}, \text{ avec } \underline{\mathcal{G}}_{eq} = f(\underline{\mathcal{H}}_{eq}, \gamma) \in \mathbb{R}^{2Q \times 2NT} \quad (7.2)$$

### 7.1.2 Extension de la discussion sur la diversité avec des codes STFLDC

La diversité fournie par le canal MIMO reste celle décrite en section 6.1.1. Cependant dans le cas général des codes espace-temps-fréquence STFLDC, son exploitation dans le domaine spatial devient différente des OSTBC. En effet, les codes orthogonaux profitaient de manière optimale de toute la diversité spatiale quelles que soient les conditions. Ceci se retrouvait par exemple dans l'équation (5.41), où la relation entre le signal détecté



et le signal émis faisait intervenir la somme des différents sous-canaux spatiaux :  $\hat{d}_i \propto \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{n,m}|^2 d_i + \nu'$ . De manière équivalente, nous vérifions en OSTBC

$$\mathcal{H}_{eq}^T \mathcal{H}_{eq} \propto \|\mathbf{H}\|^2 \mathbf{I}, \quad \text{avec } \|\mathbf{H}\|^2 = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{n,m}|^2.$$

Le calcul de  $\mathcal{H}_{eq}^T \mathcal{H}_{eq}$  correspond au canal équivalent (faisant la relation entre  $\underline{\mathbf{d}}$  et  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$ ) après une égalisation de type MRC, et montre la manière dont le code espace-temps exploite la diversité spatiale. L'absence de termes non-diagonaux confirme l'absence de CAI, autrement dit l'orthogonalité spatiale en OSTBC. Une répartition uniforme de la puissance où tous les sous-canaux  $h$  contribuent à la transmission de chaque symbole  $d_i$  montre la parfaite exploitation de la diversité spatiale. Ce traitement linéaire est donc optimal en OSTBC.

Par contre, dans le cas général STFLDC, chaque symbole n'est pas forcément émis sur toutes les antennes, pouvant réduire la diversité spatiale si la matrice  $\mathcal{F}$  est mal choisie, et le codage (non-orthogonal) entraîne généralement de la CAI. L'évaluation de la diversité exploitée peut être effectuée en considérant conjointement le codage espace-temps et le canal, c'est à dire en employant les développements de la section 6.1.1 en remplaçant le canal  $\mathbf{H}$  par le canal équivalent  $\mathcal{H}_{eq}$ . Toutefois, cette évaluation correspond à une valeur maximale de diversité négligeant la CAI, autrement dit en supposant un traitement idéal des interférences. La règle plus simple que nous pouvons définir pour que  $\mathcal{F}$  exploite la diversité spatiale est qu'elle soit suffisamment remplie avec une puissance équi-répartie; cela doit permettre de vérifier que les éléments diagonaux de  $\mathcal{H}_{eq}^T \mathcal{H}_{eq}$  font intervenir le maximum de sous-canaux différents, et qu'ils sont si possible égaux. La minimisation des termes non diagonaux permet également de minimiser la CAI.

Ainsi, en prenant pour exemple les systèmes  $2 \times N$  de multiplexage spatial ( $\mathcal{F}^{Q=M, T=1; \text{SMv}}$ , équation (5.37)) et de codage BH2 ( $\mathcal{F}^{4,2,2; \text{BH2}}$ , équation (5.35)), on vérifie respectivement les égalités (sans représenter la voie complexe qui a le même comportement)

$$\mathcal{F}^{Q=M, T=1; \text{SMv}} \mapsto \mathcal{H}_{eq}^T \mathcal{H}_{eq} \equiv \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N |h_{n,1}|^2 & \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} & 0 & 0 \\ \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} & \sum_{n=1}^N |h_{n,2}|^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sum_{n=1}^N |h_{n,1}|^2 & \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} \\ 0 & 0 & \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} & \sum_{n=1}^N |h_{n,2}|^2 \end{bmatrix}. \quad (7.3)$$

$$\mathcal{F}^{4,2,2; \text{BH2}} \mapsto \mathcal{H}_{eq}^T \mathcal{H}_{eq} \equiv \frac{1}{4} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N |h_{n,1}|^2 + |h_{n,2}|^2 & 2 \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} & \sum_{n=1}^N |h_{n,1}|^2 - |h_{n,2}|^2 & 0 \\ 2 \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} & \sum_{n=1}^N (|h_{n,1}|^2 + |h_{n,2}|^2) & 0 & \sum_{n=1}^N (|h_{n,1}|^2 - |h_{n,2}|^2) \\ \sum_{n=1}^N |h_{n,1}|^2 - |h_{n,2}|^2 & 0 & \sum_{n=1}^N (|h_{n,1}|^2 + |h_{n,2}|^2) & 2 \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} \\ 0 & \sum_{n=1}^N (|h_{n,1}|^2 - |h_{n,2}|^2) & 2 \sum_{n=1}^N h_{n,1} h_{n,2} & \sum_{n=1}^N (|h_{n,1}|^2 + |h_{n,2}|^2) \end{bmatrix}. \quad (7.4)$$

Contrairement au code d'Alamouti qui fournissait la diversité spatiale maximale ( $2N$  dans un canal décorrélé) immédiatement et sans créer de CAI, on vérifie par l'équation (7.3) que la diversité du multiplexage spatial SMv ne peut excéder  $N$  et que de la CAI apparaît (termes non diagonaux). Dans le cas du codage STFLDC-BH2, la diversité augmente mais ne peut excéder  $2N$ . Cette amélioration de la statistique sur les termes diagonaux doit toutefois être nuancée par l'augmentation des termes interférents hors diagonale (y compris par rapport au multiplexage spatial). Cependant, nous devons souligner que ces interférences relatives diminuent statistiquement avec le nombre d'antennes de réception  $N$ .

Rappelons toutefois que la récupération de diversité spatiale par les STFLDC n'est pas l'aspect prioritaire mis en avant dans ce chapitre, puisque les codages externes et l'aspect multiplexage entraînent des compromis qu'il convient de discuter maintenant.

### 7.1.3 Compromis au niveau des rendements pour maximiser la capacité

L'exploitation optimale de la capacité MIMO est au cœur de ce chapitre. Les choix effectués pour y parvenir ne sont toutefois pas évidents. En effet, le choix du codage spatial, en particulier de son rendement, dépend étroitement de l'état de corrélation instantané du canal, et des compromis avec les traitements externes persistent pour optimiser les performances.

**Choix de la matrice  $\mathcal{F}$  et de son rendement  $R_{\text{STC}}$**   $\triangleright$  Le choix de la matrice  $\mathcal{F}$  avait été succinctement discuté en section 5.1.5.7, en supposant un nombre suffisant d'antennes de réception ( $N \geq M$ ). Il convient de l'adapter à notre nouvelle application, en ajoutant les contraintes suivantes : la possibilité d'une détection linéaire efficace, et un nombre d'antennes de réception limité (pouvant être  $N = 2$ , c'est-à-dire inférieur au nombre d'antennes d'émission). A partir des équations (7.1) et (7.2), on voit rapidement que le système est inversible (voire bijectif sans bruit) uniquement si le nombre d'inconnues est inférieur ou égal au nombre d'équations, ce qui se traduit en fonction des tailles des matrices par  $Q \leq \min(M, N)T$ . Si le système est spatialement corrélé et que le rang de la matrice de canal est dégénéré, cette valeur maximale diminue encore. Nous devons donc veiller à ce que le rendement  $R_{\text{STC}} = Q/T$  ne dépasse pas ce rang de canal  $r_{\mathbf{H}}$ , mais s'en approche le plus possible pour maximiser la capacité en bénéficiant du multiplexage spatial.

Par la suite, nous allons principalement présenter des solutions avec  $R_{\text{STC}} = 2$ , ce qui devrait convenir dans la plupart des conditions de fonctionnement envisagées. Seuls quelques rares cas de corrélation spatiale totale sur des récepteurs n'ayant que 2 antennes pourront poser problème, mais il suffira alors de repasser sur un système à diversité<sup>(2)</sup>. Ainsi, tant que l'environnement ne permet pas d'envisager du très haut débit, les solutions du chapitre précédent restent les plus robustes. Rappelons que le rang du canal  $r_{\mathbf{H}}$  est limité par  $\min(M, N, L)$  où  $L$  est le nombre de sous-trajets, et que nous supposons dorénavant un environnement NLOS suffisamment riche, ce qui est conforme aux scénarios.

Par ailleurs, le gain de diversité ne pouvant excéder  $\min(M, T)N$ , nous essaierons de proposer des codes de taille  $T \geq M/R_{\text{STC}}$  afin d'envisager une diversité spatiale pouvant atteindre  $NM/R_{\text{STC}}$ . Nous nous limiterons souvent à l'égalité (réduisant  $T$ ) pour diminuer la complexité de détection qui dépend des tailles des matrices à inverser. Avant d'explorer le compromis rendement/diversité/complexité et de proposer des matrices  $\mathcal{F}$ , nous allons rappeler le compromis multiplexage-diversité limité aux codes espace-temps.

---

<sup>(2)</sup>Il peut être intéressant de faire intervenir un "rang de coupure", que nous avons proposé sous le sigle  $r_s^{x\%}$  au chapitre 2; ce seuil détermine alors s'il est plus intéressant de revenir à un système à diversité ou conserver les codes à haut-débit introduits ci-dessous. Par concision, cette réflexion est laissée en perspective, et se doit d'être considérée conjointement avec les problèmes d'allocation et d'optimisation des couches supérieures.

**Compromis multiplexage-diversité au niveau du code espace-temps** ▷ Ce compromis a été défini de plusieurs manières dans de récentes publications [161, 179, 176], mais se limite au domaine spatial sans considérer le reste de la chaîne de transmission, et repose généralement sur une détection optimale ML. Nous rappelons donc brièvement ces études tout en insistant sur la limite de ces dernières hypothèses et les précautions à prendre en utilisant les notions de gain de diversité ou de multiplexage.

Ainsi, Zheng [176] décrit le compromis optimal au niveau du codage espace-temps, en prenant des définitions aux limites, *i.e.* lorsque le SNR tend vers l'infini, des gains de diversité et de multiplexage. Le gain de diversité  $d$  est alors défini à partir de la probabilité d'erreur  $P_e \approx \gamma_c^{-d}$  [45] à fort SNR  $\gamma_c$  :

$$d = \lim_{\gamma_c \rightarrow \infty} -\frac{\log(P_e(\gamma_c))}{\log(\gamma_c)} \quad (7.5)$$

De même, le gain de multiplexage  $r$  est défini à partir de la capacité ou de la variation de débit maximum à fort SNR,  $R \approx r \cdot \log_2(\gamma_c)$  [9] :

$$r = \lim_{\gamma_c \rightarrow \infty} \frac{R(\gamma_c)}{\log_2(\gamma_c)} \quad (7.6)$$

Le gain de diversité ci-dessus est différent de celui de Tarokh (qui dépend de la PEP) ou de Bölcskei, mais tend vers la même limite maximale  $MN$  dans un canal de Rayleigh décorrélé. De même, le gain de multiplexage maximal est défini par le rang du canal qui atteint  $\min(M, N)$  en contexte décorrélé. Le compromis idéal est alors décrit dans [176] en maximisant la diversité  $d$  correspond à un rendement spatial  $r$  :

$$d(r) = (M - r)(N - r) \quad (7.7)$$

dans le cas d'un canal idéal de *Rayleigh-i.i.d.*, où  $r$  varie alors de 0 à  $\min(N, M)$ , et  $d$  prend la valeur entre 0 et  $MN$  correspondante. La figure 7.2 illustre ce comportement. Ce système peut être vu comme utilisant  $r$  antennes à l'émission et la réception pour transmettre l'ensemble du multiplex, alors que les antennes restantes fournissent une diversité.

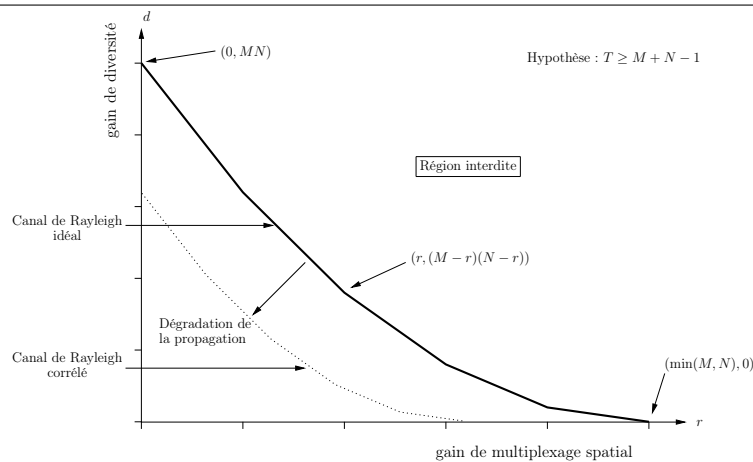


FIG. 7.2 – Compromis multiplexage-diversité  $(r, d)$  d'un code espace-temps, tel que défini par Zheng [176]

Toutefois, les définitions précédentes changent d'un article à l'autre, et il n'est pas rare de voir des codes qualifiés de "full-rate full-diversity" ou d'entendre parler d'autres compromis (débit-performance [180]. . .). Pour rester cohérent avec les définitions des chapitres précédents, nous parlerons plutôt de compromis diversité-rendement spatial (avec des rendements fixés à SNR fini contrairement à la définition de Zheng). Ainsi il devient possible d'espérer une diversité spatiale maximale  $MN$  quel que soit le rendement avec une détection ML si  $T$  est suffisant<sup>(3)</sup>. Un compromis existe lorsqu'on emploie une détection sous-optimale SIC<sup>(4)</sup> ou linéaire. Par ailleurs, si on emploie une simple détection linéaire ZF, l'ordre de diversité est réduit<sup>(5)</sup>. Autrement dit, l'inversion ZF conserve une diversité uniquement lorsque le nombre d'échantillons reçus est supérieur au nombre d'inconnues, *i.e.*  $N > R_{\text{STC}}$ . Ainsi, les performances seront plus limitées en ZF qu'elles ne l'étaient pour les systèmes à diversité; les détections MMSE et à annulation d'interférence (PIC/SIC) devraient donc apporter un gain non négligeable.

**Extension des compromis à l'ensemble de la chaîne de transmission** ▷ Pour revenir au compromis entre diversité, multiplexage et complexité, le schéma 7.2 précédent correspond à la projection diversité-multiplexage sans limite de complexité (une figure prenant en compte les 3 paramètres s'apparenterait alors à un tétraèdre déformé), et sans limite d'énergie. Par ailleurs, les autres aspects (modulation, codage-canal, étalement. . .) et algorithmes de la chaîne, qui peuvent exploiter la diversité et changer le rendement global, ne sont pas pris en compte. L'extension de l'étude dans un cas plus complet et réaliste suggère alors d'estimer le compromis à partir des résultats de simulations Monte-Carlo.

La notion de robustesse ou fiabilité de la liaison est associée à la variation d'énergie ou de SNR récupéré en phase finale de détection; de l'autre côté, la notion de débit ou de multiplexage est associée au nombre de degrés de liberté et la quantité d'information obtenue après détection. Ces deux aspects nécessitent donc la prise en compte de l'ensemble de la chaîne d'émission-réception pour tirer des conclusions quant aux performances. Le compromis de rendement sera illustré par simulations pour valider l'hypothèse d'une maximisation de  $R_{\text{STC}}$  (approchant  $r_{\mathbf{H}}$  comme le suggère la théorie de l'information), et vérifier qu'il est plus intéressant de mettre la redondance dans le codage-canal de rendement  $R_c$ <sup>(6)</sup>. Les aspects gains de diversité devront être considérés conjointement en temps / fréquence / espace à travers les résultats qui prendront également en compte les effets du canal et des algorithmes (y compris de l'égalisation SUD), qui sont difficilement calculables analytiquement en contexte réaliste.

<sup>(3)</sup>La diversité maximale est alors indépendante du rendement mais dépend de  $T$  et du codage associé en ML. Pour espérer atteindre une diversité spatiale maximale  $MN$ , il faut  $T \geq M$ .

<sup>(4)</sup>Avec un algorithme SIC (type BLAST), on peut espérer une diversité spatiale maximale  $MN$  si le rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  et  $T \geq M$ . Cette diversité se réduit si  $T$  diminue ou  $R_{\text{STC}}$  augmente; par exemple, si  $M = N$ , la diversité à rendement maximal  $R_{\text{STC}} = M$  peut atteindre  $M$  uniquement si  $T \geq M$ .

<sup>(5)</sup>En développant les équations (7.1) et (7.2), la diversité d'un système à rendement fixé avec égalisation ZF est limitée par  $N - R_{\text{STC}} + 1$  (avec  $1 \leq R_{\text{STC}} \leq N$ ) dans un canal idéal.

<sup>(6)</sup>Le compromis entre la redondance du codage-canal et la taille de modulation  $R_{\chi}$  fait également intervenir la notion de complexité. On obtient donc un compromis final entre  $R_{\text{STC}}$ ,  $R_c$ , et  $R_{\chi}$ .

### 7.1.4 Conclusions et propositions

Nous allons répondre aux différents compromis en classifiant grossièrement les codes STLDC, puis en illustrant sur des exemples qui conviennent aux scénarios précédemment définis. Les algorithmes choisis pour évaluer les performances, ainsi que les perspectives, sont ensuite décrits.

**Matrices de codage proposées**  $\triangleright$  Sur un canal réaliste et dont les propriétés varient dans le temps, il est utile de délivrer un ensemble d’algorithmes et de codages envisageables suivant l’environnement. Pour adapter au mieux le rendement du code espace-temps, nous proposons tout d’abord une illustration rapide en figure 7.3, permettant de comparer les principaux codes spatiaux employés. Le choix d’un STLDC dépendra donc de l’application et des conditions de fonctionnement. On retrouve les systèmes à diversité du chapitre 6 dans la zone de rendement  $R_{\text{STC}} \leq 1$ , comme les OSTBC qui permettent de délivrer une bonne valeur de diversité spatiale à faible complexité. Le pur multiplexage spatial SM, à l’opposé, délivre un rendement  $R_{\text{STC}} = M$  mais aucune diversité spatiale d’émission. Entre les deux, un ensemble de compromis aboutit aux codes STLDC de rendement et diversité intermédiaires, dont les schémas DBALx que nous allons proposer ci-dessous. Les points entourés de bleu illustrent les schémas  $4 \times N$  testés, et les verts les schémas  $2 \times N$ . Notons que le curseur correspondant au rang du canal  $r_H$  peut se déplacer entre 1 et  $\min(M, N)$ , et correspond à une limite supérieure de rendement spatial que le STLDC ne doit pas dépasser pour être décodé correctement. Les schémas les plus proches de l’extrémité supérieure droite permettent d’obtenir les meilleures performances, mais au prix d’une complexité de traitement pour réduire les interférences entre antennes (CAI) et exploiter la diversité restante.

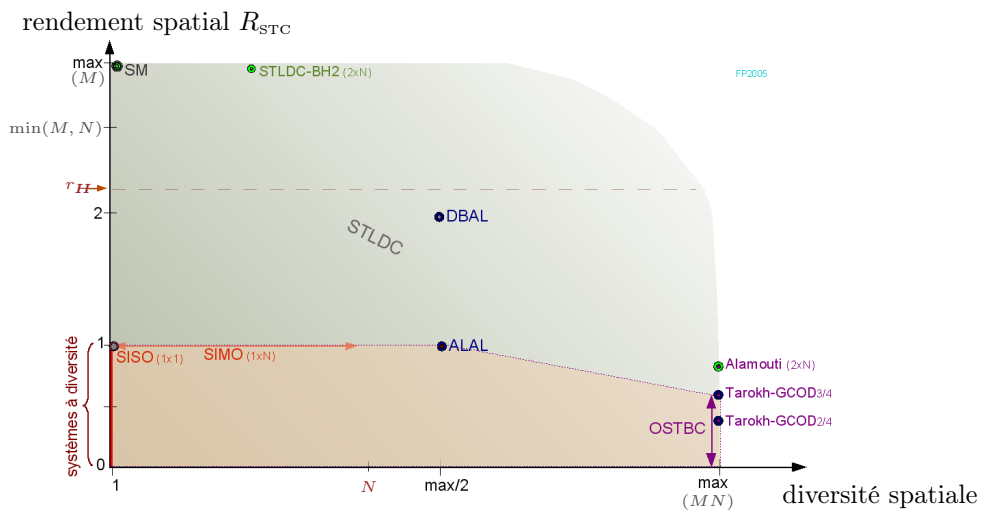


FIG. 7.3 – Comparaison des techniques de codage espace-temps STLDC employées, en termes de rendement et de diversité spatiale

Pour notre application  $4 \times N$  avec  $N \geq 2$ , nous proposons d'utiliser les matrices de codage DBAL et DBALAL suivantes (que nous regrouperons sous le nom DBALX) :

**DBAL** ( $Q = 4, M = 4, T = 2$ )  $\triangleright$  Rendement 2 (impose  $N \geq 2$ , optimal si  $r_{\mathbf{H}} = 2$ ); diversité limitée à  $2N$ .

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* \\ d_3 & -d_4^* \\ d_2 & d_1^* \\ d_4 & d_3^* \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{4,4,2;\text{DBAL}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

**DBALAL** ( $Q = 8, M = 4, T = 4$ )  $\triangleright$  Rendement 2 (impose  $N \geq 2$ , optimal si  $r_{\mathbf{H}} = 2$ ); diversité spatiale limitée à  $2N +$  diversité temporelle augmentée.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* & d_5 & -d_6^* \\ d_3 & -d_4^* & d_6 & d_5^* \\ d_2 & d_1^* & d_7 & -d_8^* \\ d_4 & d_3^* & d_8 & d_7^* \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Ces deux codes sont de rendement  $R_{\text{STC}} = 2$  comme nous le préconisons précédemment, permettant une détection linéaire SUD si  $r_{\mathbf{H}} \geq 2$  (*i.e.*  $N \geq 2$  et la corrélation spatiale de réception n'est pas totale). Le premier code correspond à l'émission simultanée de deux Alamouti, et le deuxième code y ajoute une optimisation de la diversité temporelle qui pourra être avantageusement utilisée par les traitements extérieurs tel que le codage-canal. Tout comme au chapitre 6, les optimisations qui consistent à augmenter les diversités temporelle et fréquentielle restent possibles; nous ne les rappelons pas ici.

La séparation des données transmises entre les 2 premiers instants et les 2 suivants permet de simplifier le décodage; ainsi ce codage DBALAL peut être vu comme deux codes avec  $T = 2$  qui se suivent, réduisant la taille des matrices à inverser. La diversité spatiale semble en être réduite; cependant, avec les étalements et codages externes, l'information contenue dans le train binaire original sera bien émise sur l'ensemble des *chips*. Nous évitons alors une redondance d'étalement<sup>(7)</sup> afin de réduire la complexité.

**Choix algorithmiques et évolutions possibles**  $\triangleright$  Les choix effectués reposent sur une contrainte forte de complexité, en particulier pour ce qui joue sur le coût et la consomma-

<sup>(7)</sup>La diversité spatiale pourrait être utilisée plus intensément dès le codage espace-temps en effectuant par exemple un étalement spatial total; la multiplication par une matrice d'étalement unitaire comme la matrice de Vandermonde est une solution parmi d'autres :  $\mathbf{X} = \mathbf{U}_V \mathbf{X}'$ . La complexité de détection augmente alors avec la taille de la nouvelle matrice obtenue, ce que nous écartons.

tion du MT. Ensuite, les critères de construction des codes ne sont pas simplement limités à un type de détection comme le ML, ou à des modulations de taille limitée comme la BPSK ou QPSK. En effet, nous utiliserons des détections linéaires SUD basées sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, comme présenté au chapitre 5, et des symboles d'entrée étalés pouvant appartenir à une très grande constellation (après étalement, l'entrée peut être supposée complexe-gaussienne comme montré sur la figure 4.6).

Les règles qui ont abouti aux choix algorithmiques diffèrent légèrement de celles adoptées au chapitre précédent, et peuvent être résumées par ordre d'importance décroissant :

- L'exploitation de la capacité MIMO impose le choix du rendement spatial  $R_{\text{STC}}$ . Pour rester le plus proche possible de la valeur  $r_{\mathbf{H}}$ , le système doit adapter son codage aux conditions de fonctionnement. En particulier, dans un contexte LOS ou totalement corrélé, ou avec un récepteur mono-antenne, le repli vers les techniques de rendement 1 comme les systèmes à diversité du chapitre précédent sera la solution adoptée.
- Dans un souci de complexité de décodage et de compatibilité avec le maximum de terminaux mobiles, le passage d'un codage spatial à l'autre doit être facilité, et un système 4x2 doit autoriser l'ensemble des classes de codage envisagées. Nous étudierons donc principalement des exemples avec un rendement spatial limité à 2. Ensuite, la taille de ce codage doit être réduite et permettre une détection linéaire SUD de faible complexité. L'emploi de matrices  $\mathbf{X}$  avec  $Q = 4$ ,  $M = 4$ ,  $T = 2$  permet des inversions matricielles implémentables sur les solutions matérielles actuelles. La figure 7.4 illustre grossièrement le rapport performance-complexité en fonction de la méthode de détection ; les deux zones qui nous semblent les plus intéressantes sont symbolisées par une étoile rouge. Nous allons surtout nous intéresser à l'optimisation de la réception linéaire qui conditionnera l'ajout d'éventuels algorithmes PIC.

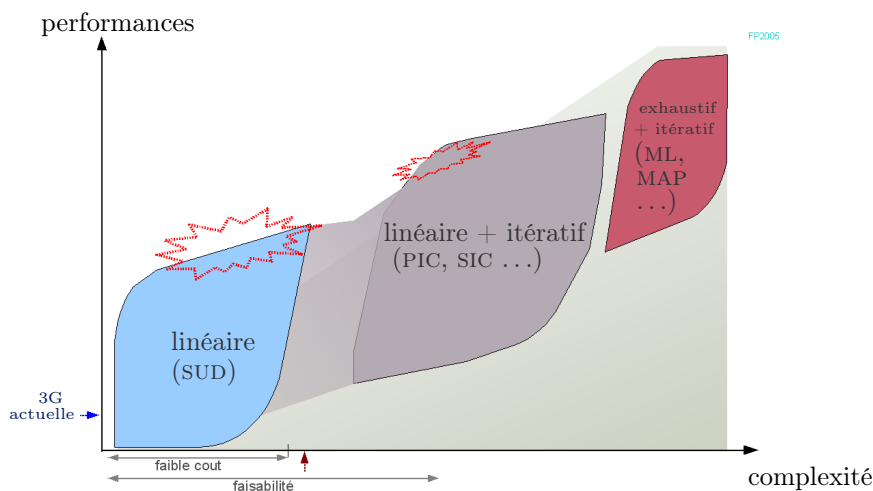


FIG. 7.4 – Illustration qualitative du rapport performance-complexité au niveau du MT pour différentes techniques de détection



- L’ajout des astuces mentionnées au chapitre précédent (conversion ou augmentation des diversités temporelle et fréquentielle) grâce à des changements ou rotations de codages tous les  $T$  bloc-OFDM permet d’augmenter les performances sans réellement augmenter la complexité. Ces aspects de diversité doivent donc être considérés conjointement, en mutualisant les effets des différents étalements et codages. Les résultats devront valider ces *a priori*.
- S’il reste des degrés de liberté dans le choix du codage, il est intéressant de penser aux contraintes RF en répartissant le plus uniformément possible la puissance, et d’améliorer la robustesse face aux variations de l’environnement ou à de possibles coupures d’antennes. Les solutions à haut rendement proposées dans ce chapitre seront moins robustes que celle proposées au chapitre précédent, et le taux d’erreur peut grimper rapidement si la matrice de canal devient déficiente et la séparation des interférences réduite. Un compromis en fonction de la CSI et de l’application devra être trouvé au niveau des procédures d’allocation et des couches supérieures.

Les codes testés en  $4 \times 2$  répondent à ces critères et permettent facilement de se “transformer” vers les codes du chapitre précédent. La similitude entre les codes ALCD/ALCDD1 et les codes DBAL/DBALAL est immédiate et permet de remarquer que de simples changements de variables autorisent ces changements de rendement. Par ailleurs, pour une détection linéaire de type MMSESO, la valeur optimale de  $\gamma$  pourra être plus difficile à déterminer que pour les systèmes à diversité, car la CAI peut être considérée comme un bruit additionnel pour l’algorithme de réception SUD. Enfin, la capacité dépend aussi de la charge et de la manière de gérer l’accès multiple. En dehors de quelques cas particuliers avec du *chip-mapping* d’entrelacement (CIDE ou CDe) en CDMA, une pleine-charge (*i.e.* attribution de tous les codes) tend à optimiser la capacité globale. Nous nous limiterons donc à ces résultats.

**Perspectives** ▷ Dans ce rapport, nous avons évité le recours à des algorithmes trop complexes pour être implémentables, tels que le MAP. Une recherche exhaustive sur une constellation multi-dimensionnelle en DL nous semble en effet ardue et de complexité très variable suivant les paramètres employés (tailles des constellations, étalement...), imposant des contraintes matérielles fortes. Par contre, en se basant sur les résultats obtenus en détection linéaire, il est possible d’envisager dans un second temps l’ajout d’une boucle au récepteur, et donc l’emploi de détections itératives [171, 181]. Un compromis entre une complexité “spatiale” et “composant” s’ajoute au niveau du MT, pour savoir s’il est plus intéressant d’augmenter le nombre d’antennes de réception ou bien la complexité algorithmique de détection en augmentant le nombre d’itérations pour réduire la CAI. L’idéal serait de maximiser  $R_{\text{STC}}$  et  $R_{\chi}$  et de ne jouer que sur le rendement de codage-canal  $R_c$  ainsi que sur le nombre d’itérations, mais la complexité matérielle peut alors devenir très grande. Dans tous les cas, un système flexible est bénéfique pour s’adapter à ces différentes contraintes et effectuer les meilleurs choix en fonctions des conditions. Enfin, s’ouvrent des perspectives d’optimisations complémentaires au niveau des entrelacements, et des rotations de constellation si des détections non-linéaires sont envisagées.



## 7.2 Évaluation des performances

Nous considérons ici le même système qu'au chapitre précédent<sup>(8)</sup>, étendu aux codages spatiaux de rendement  $R_{\text{STC}} > 1$  (codes espace-temps-fréquence STFLDC), dans le même contexte réaliste (canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h. . .). Les conséquences sur la chaîne de simulation globale en sont discutées ci-après et illustrées par quelques résultats représentatifs.

### 7.2.1 Performances des techniques avec $M = 2$ antennes d'émission

Nous donnons ici quelques résultats en  $2 \times N$  avant de nous attarder sur les systèmes  $4 \times N$ , afin d'estimer la différence de performances par rapport aux schémas Alamouti précédemment étudiés. Par concision, nous ne fournissons que les résultats obtenus avec le multiplexage spatial (SM), les autres codes STFLDC de rendement  $R_{\text{STC}} = 2$  n'apportant pas de gain dans notre contexte  $2 \times N$  avec des détections linéaires SUD. La différence de performance en fonction du *chip-mapping* est également faible, et nous limitons donc les graphiques à l'étalement adjacent C1Da. Ainsi, la figure 7.5 présente les résultats de simulation obtenus en  $2 \times 2$  ou  $2 \times 3$  pour un rendement asymptotique  $\eta_{th} = 2$  bit/s/Hz avec des détections SUD MMSEso ou ZF. Nous avons utilisé une QPSK ( $R_X = 2$ ) et un turbo-codage de rendement  $R_c = 1/2$  avec le multiplexage spatial ( $R_{\text{STC}} = 2$ ), et comparé les résultats avec ceux obtenus au chapitre précédent en Alamouti ( $R_{\text{STC}} = 1$ ) 16QAM ( $R_X = 4$ ) pour obtenir le même rendement. Par ailleurs, l'emploi du SNR moyen  $\gamma_c$  n'étant pas optimal pour la détection MMSE, nous allons représenter les performances MMSE par une zone colorée. La

<sup>(8)</sup>Les algorithmes de codage-canal et OFDM-CDMA sont inchangés. Les paramètres principaux ont été décrits aux chapitres précédents et dans la partie *Notations* page xviii. Par concision, l'étalement sera purement fréquentiel à pleine-charge et les détections resteront linéaires SUD. Les rendements de modulation et de codage varieront pour proposer des efficacités spectrales de 2, 3, 4, 6, 8 et 9 bit/s/Hz. Le nombre d'antennes d'émission sera  $M = 2$  ou 4, pour  $N = 2$  ou 3 antennes de réception.

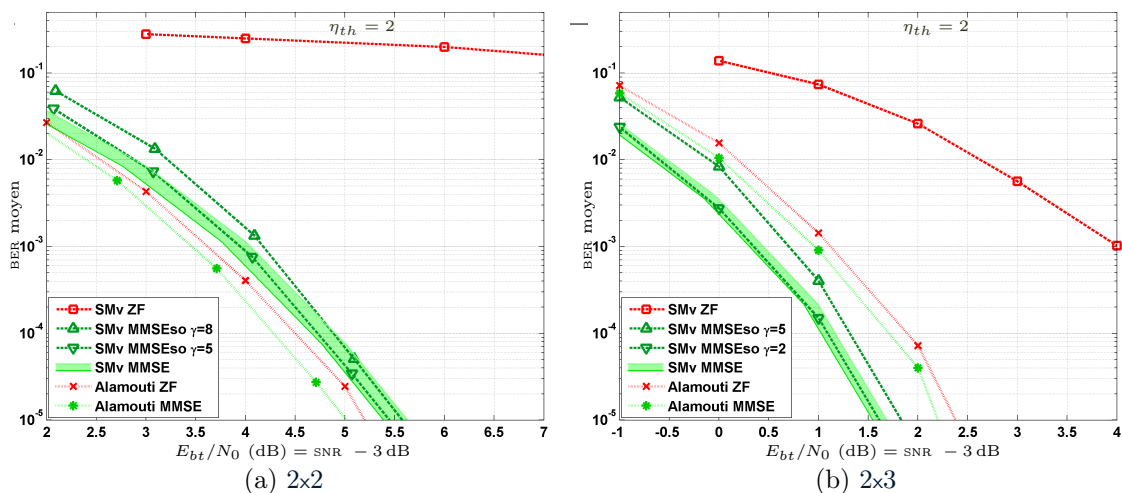


FIG. 7.5 – Performance des systèmes  $2 \times N$  utilisant le multiplexage spatial (SM) sur canal BRANE<sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 2$  bit/s/Hz, *chip-mapping* C1Da)

partie haute correspond aux résultats obtenus en prenant  $\gamma = \gamma_c$ , et la partie basse aux résultats obtenus en optimisant  $\gamma$  afin d'obtenir les meilleures performances en SUD. Les résultats les plus intéressants en MMSEso avec une valeur de  $\gamma = \gamma_0$  fixée sont donnés car ils représentent une solution alternative simple, ne nécessitant pas de connaissance ou de mesure du SNR.

Comme le montre la figure (a) en  $2 \times 2$ , les performances obtenues en SM sont inférieures à celles obtenues en Alamouti au chapitre 6. L'utilisation de codes espace-temps à rendement élevé n'est donc pas adaptée à un système limité en nombre d'antennes avec une détection linéaire. Les conclusions sont différentes de celles obtenues avec un décodage optimal ML, ce qui est justifié par les précédents développements qui soulignaient les problèmes d'indétermination ou d'absence de diversité, ainsi que d'interférences supplémentaires à travers la CAI qui n'est pas traitée en SUD. Ceci se vérifie particulièrement sur les résultats en ZF : les performances en SM sont très mauvaises vu que le système doit inverser une matrice de canal quelconque n'ayant profité d'aucune diversité. Le système n'étant pas sur-déterminé puisqu'il n'y a pas plus d'antennes de réception que d'inconnues, les interférences ont un fort impact négatif et la remontée de bruit est beaucoup plus élevée qu'avec un OSTBC. Les solutions OSTBC sont donc plus efficaces, et plus robustes puisqu'elles sont moins sensibles à l'optimisation de  $\gamma$  ou à la corrélation du canal, ce qui se vérifie par la compatibilité des solutions à diversité avec les récepteurs mono-antenne contrairement aux solutions à multiplexage spatial.

Comme nous l'attendions, cette tendance s'inverse lorsque le nombre d'antennes de réception augmente. La diversité spatiale supplémentaire, obtenue en réception quelle que soit l'égalisation, apporte les informations qui permettent d'avoir un système sur-déterminé, et donc de réduire bruit et interférences. La figure (b) montre ainsi les résultats obtenus en  $2 \times 3$ . L'égalisation ZF profite de cette unique diversité spatiale qui lui faisait défaut. Cependant, seules les détections MMSE/MMSEso permettent de concurrencer avantageusement les schémas à diversité. Le gain est alors supérieur à 0.5 dB, et ceci dès les faibles SNR ce qui est très avantageux pour les figures de débit global. Ces schémas à multiplexage restent un peu plus sensible à l'optimisation de la détection et de  $\gamma$  que ceux du chapitre précédent, mais même une simple détection MMSEso avec un  $\gamma$  fixé à 2 permet d'obtenir des résultats convenables. Cette tendance positive s'accroît évidemment lorsque le nombre d'antennes de réception augmente. Ainsi, en  $2 \times 4$ , le multiplexage spatial est clairement le schéma le plus adapté, même avec une simple détection linéaire. Par conséquent, cette solution est idéale en UL, et peut être encore améliorée par de meilleures détections (exhaustives ou PIC/SIC vu la plus faible contrainte de complexité des BS).

Par contre, en DL, nous ne pouvons généralement pas augmenter ce nombre d'antennes de réception. Nous devons donc nous pencher sur des solutions alternatives avec plus d'antennes d'émission que de réception.

### 7.2.2 Performances des techniques avec $M = 4$ antennes d'émission

En réponse aux contraintes spatiales en nombre d'antennes, et pour permettre une bonne détection linéaire (même sur des MT limités à 2 antennes), nous proposons de tester des solutions basées sur des codes STFLDC de rendement intermédiaire, *i.e.*  $R_{\text{STC}} = 2 < M = 4$ . Nous limitons les résultats présentés aux deux codages DBAL et DBALAL.

#### Évaluation des taux d'erreur avec un rendement asymptotique $\eta_{th} = 2 \text{ bit/s/Hz}$

▷ La figure 7.6 présente les résultats de simulation obtenus en 4x2 avec des détections SUD MMSESO ou ZF. En référence, les résultats obtenus au chapitre précédent en ALAL sont rappelés. On observe qu'il est alors possible d'obtenir des résultats équivalents, voire légèrement meilleurs en MMSE que ceux obtenus jusqu'à présent, dès qu'il existe 2 antennes de réception. Les perspectives sont donc encourageantes, puisque ces codages apporteront un gain immédiat avec l'amélioration des récepteurs, que ce soit en nombre d'antennes ou en complexité de détection. De plus, ces gains sont vérifiés dès maintenant sur l'ensemble de la courbe de taux d'erreur moyen (en BER ou FER), ce qui permet d'améliorer le débit quelle que soit l'application visée. Par contre, dans des conditions extrêmes (corrélation forte, récepteur de faible capacité ou mono-antenne, erreur d'estimation du SNR...), le schéma ALAL est plus robuste. En particulier, les performances ALAL ZF sont très proches des performances MMSE, alors que l'utilisation du ZF dégrade fortement les performances en DBALX. Enfin, ces schémas DBALX offrent un gain appréciable par rapport aux schémas 2xN comme le multiplexage spatial présenté sur la figure 7.5. Ce gain est de l'ordre de 1.5 dB en MMSE/MMSESO, et augmente lorsque  $\gamma$  est sur-estimé ou en ZF. L'emploi des astuces mentionnées au chapitre 6 sur le changement du code tous les blocs de  $T = 2$  symboles permet d'améliorer encore les performances en délivrant une diversité supérieure au décodeur-canal. Le simple schéma DBALAL en est un exemple limité à 2 blocs, mais qui présente déjà un léger gain par rapport au DBAL.

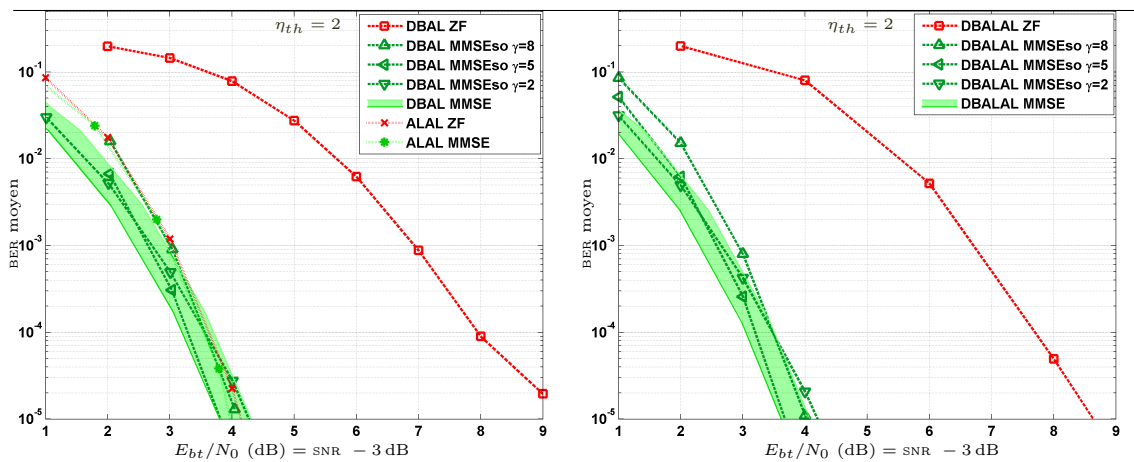


FIG. 7.6 – Performance des systèmes 4x2 utilisant les schémas DBAL et DBALAL sur canal BRAN E<sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 2 \text{ bit/s/Hz}$ , *chip-mapping* C1Da)

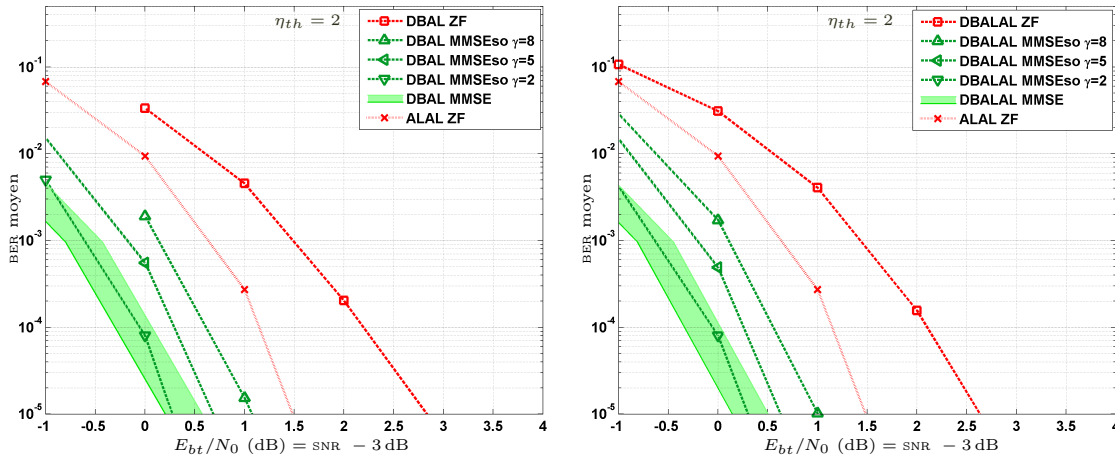


FIG. 7.7 – Performance des systèmes 4x3 utilisant les schémas DBAL et DBALAL sur canal BRANE<sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 2$  bit/s/Hz, *chip-mapping* C1Da)

La figure 7.7 présente les résultats de simulation obtenus lorsque le MT possède 3 antennes. La diversité spatiale additionnelle et l’augmentation du rang du canal permettent d’assurer une robustesse supplémentaire, en particulier si une corrélation apparaît entre 2 antennes. L’amélioration est immédiate, et il est alors aisé d’obtenir un gain supérieur à 1 dB par rapport aux résultats ALAL quels que soient le taux d’erreur souhaité ou le SNR, en MMSE ou même en MMSEso avec  $\gamma = 2$ . Les performances étant très proches en MMSE et ZF pour le schéma ALAL, seule la courbe ZF est représentée. Encore une fois, les codages à plus haut rendement spatial sont plus sensibles au choix de  $\gamma$  et présentent des performances réduites en ZF, vu la faible diversité récupérée au récepteur avec ces détections linéaires lorsque le nombre d’antennes n’est pas grandement supérieur à  $R_{STC}$ .

Pour résumer, les schémas à diversité de type ALAL et les schémas de rendement supérieur de type DBALx peuvent présenter des résultats équivalents en 4x2 avec une détection linéaire, mais les schémas DBALx prennent l’avantage lorsque le nombre d’antennes de réception augmente. Avec un rendement asymptotique  $\eta_{th} = 2$  bit/s/Hz, les schémas ALAL doivent employer des constellations à plusieurs amplitudes (16QAM) pour conserver un codage-canal suffisant, et donc l’attention doit être portée sur les normalisations et optimisations des LLR en réception. Pour leur part, les schémas DBALx peuvent se contenter de constellations QPSK (ne nécessitant pas de normalisation en puissance en réception), mais une attention particulière doit être portée sur la détection (inversion de matrice plus complexe qu’un schéma orthogonal) et sur l’optimisation de  $\gamma$ .

**Évaluation des taux d’erreur à plus haut rendement** ▷ Lorsque le débit global des transmissions augmente, nous allons vérifier le comportement des schémas spatiaux DBALAL. Pour cela, nous allons augmenter les rendements de codage-canal et/ou de modulation, pour obtenir des rendements asymptotiques  $\eta_{th} = 3, 4$  et 6 bit/s/Hz.

Ainsi, la figure 7.8 présente les résultats obtenus en augmentant le rendement de codage-canal à  $R_c = 3/4$ . La réduction de redondance qui en résulte a un effet assez

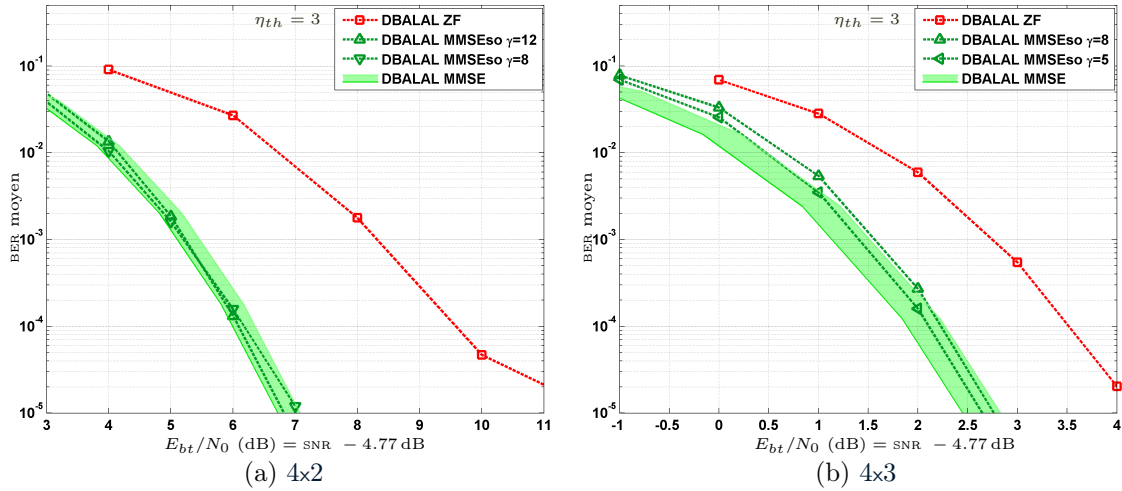


FIG. 7.8 – Performance des systèmes  $4 \times N$  utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE<sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 3$  bit/s/Hz, *chip-mapping* C1Da)

marqué en DBALAL ; les performances en  $4 \times 2$  deviennent légèrement inférieures à celles obtenues en ALAL à  $\eta_{th} = 3$  bit/s/Hz. En effet, dans cette configuration, les pentes des courbes de taux d'erreur sont plus faibles en DBALAL qui profite d'une diversité réduite par rapport aux schémas ALAL. Les schémas à diversité reprennent donc l'avantage à faible BER, et la diversité d'étalement peut alors devenir à nouveau bénéfique pour compenser le manque de diversité récupérée par le codage-canal. Alors que les performances étaient proches quel que soit le *chip-mapping* d'étalement avec  $R_c = 1/2$  (*i.e.*  $\eta_{th} = 2$  bit/s/Hz), un gain de 0.5 dB est observé sur le FER de la courbe DBALAL ZF avec  $R_c = 3/4$  (*i.e.*  $\eta_{th} = 3$  bit/s/Hz) en employant le *chip-mapping* C1De au lieu du C1Da. Les performances des schémas à haut rendement de type DBALAL reposent donc sur la qualité du codage-canal associé, qui est l'unique redondance de la chaîne de traitement et l'apport principal de diversité. Toutefois, le DBALAL garde un avantage sur les schémas à diversité, même dans cette configuration, dès que  $N > 2$ .

La figure 7.9 présente les résultats obtenus en augmentant le rendement de modulation à  $R_\chi = 4$  (16QAM) tout en conservant un puissant codage-canal de rendement  $R_c = 1/2$ , afin d'obtenir  $\eta_{th} = 4$  bit/s/Hz. Les courbes de taux d'erreur moyen confirment les précédentes conclusions. La figure (a) illustre par exemple le mauvais comportement des systèmes  $4 \times 2$  DBALAL en ZF, qui présentent toujours un seuil de taux d'erreur suite à l'inversion matricielle qui ne tient pas compte du bruit. La figure (b) illustre les bonnes performances des systèmes  $4 \times 3$  DBALAL avec une simple détection MMSEso où  $15 \leq \gamma \leq 20$ . Une courbe DBAL ZF est également affichée pour évaluer l'intérêt du schéma DBALAL qui modifie le canal équivalent un bloc sur deux.

Afin d'observer rapidement l'effet de l'optimisation des LLR sur ces schémas, nous donnons juste quelques résultats dans cette configuration en ajoutant les fiabilités proposées au chapitre 6. Bien que non optimisées pour ces schémas de codage, les fiabilités  $\xi_1$ ,  $\xi_2$  et  $\xi_3$  peuvent améliorer les performances.

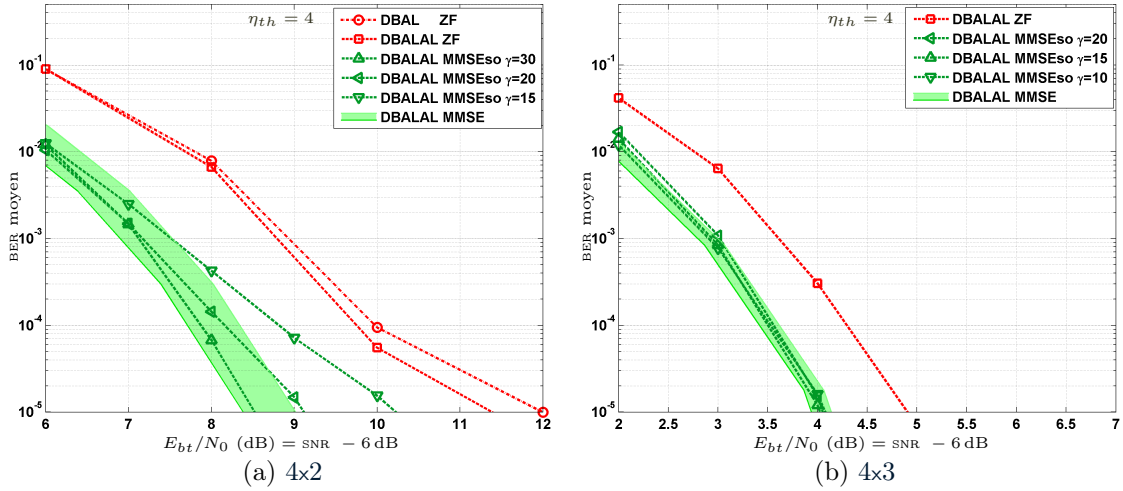


FIG. 7.9 – Performance des systèmes 4xN utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE<sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 4$  bit/s/Hz, *chip-mapping* c1Da)

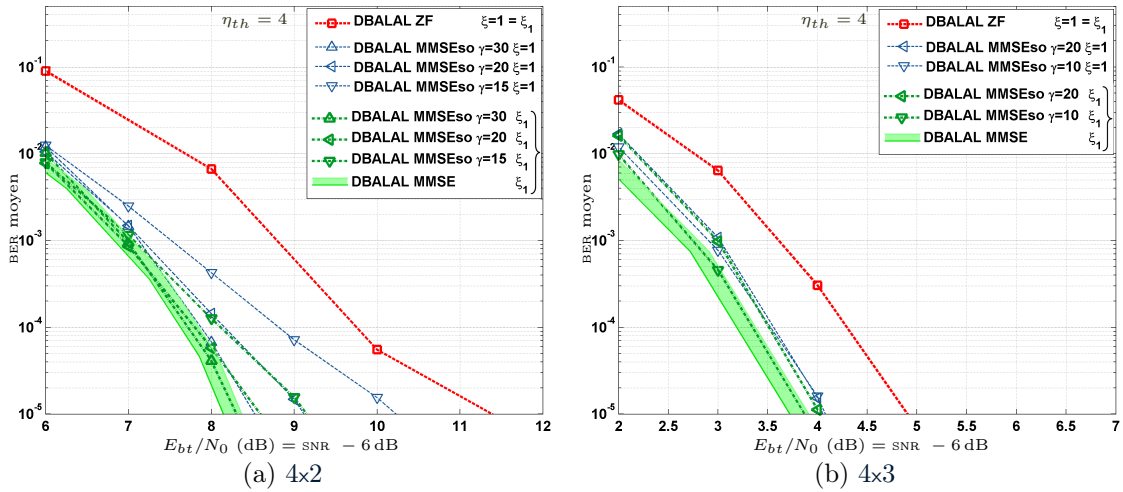


FIG. 7.10 – Performance des systèmes 4xN utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE<sub>120</sub> avec l'optimisation de LLR  $\xi_1$  ( $\eta_{th} = 4$  bit/s/Hz, *chip-mapping* c1Da)

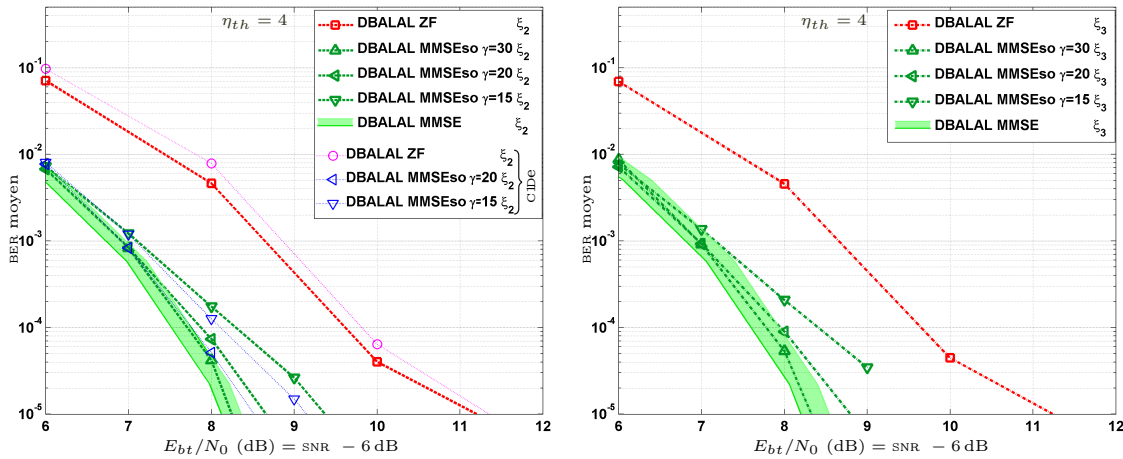


FIG. 7.11 – Performance des systèmes 4x2 utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE<sub>120</sub> avec les optimisations de LLR  $\xi_2$  et  $\xi_3$  ( $\eta_{th} = 4$  bit/s/Hz, *chip-mapping* c1Da)

Ainsi, la figure 7.10 présente les résultats obtenus en utilisant les LLR fiabilisés avec  $\xi_1$ , en DBALAL 4x2 ou 4x3. Les performances en ZF ne changent évidemment pas (puisque  $\xi_1 = 1$  en ZF), mais le gain en MMSE est appréciable, en particulier si  $\gamma$  est sous-évalué. Par exemple en 4x2, un gain de 1 dB est observé en MMSESO  $\gamma = 15$ , pour obtenir  $\text{BER} = 10^{-5}$ , en utilisant  $\xi_1 = 1/\rho$  au lieu de  $\xi = 1$  (comme décrit page 163).

Alors que l'optimisation  $\xi_1$  se justifie également pour les schémas DBALX, les LLR fiabilisés par  $\xi_2$  et  $\xi_3$  ont été spécifiquement optimisés pour les systèmes à diversité. Toutefois nous illustrons leur effet sur les schémas DBALAL afin de savoir si le changement de codage spatial tout en conservant ces LLR reste judicieux. Ainsi, la figure 7.11 présente les BER moyens obtenus en 4x2. Pour résumer,  $\xi_1$  améliore les performances sur un large éventail de  $\gamma$  (malgré la simplicité de cette optimisation), et  $\xi_2$  et  $\xi_3$  permettent d'observer un léger gain en taux d'erreur moyen si  $\gamma$  n'est pas sous-évalué (en particulier en ZF, quel que soit le SNR). Ceci approche les conclusions sur l'optimisation conjointe *chip-mapping*- $\gamma$ -LLR de la section 6.2.2.

On voit donc qu'il existe une marge de progression des performances tout en restant en détection linéaire, en employant deux des techniques mentionnées au chapitre précédent, à savoir l'optimisation du codage  $\gamma$  en effectuant des modifications du canal équivalent par blocs, et l'optimisation des LLR pour obtenir une formule simplifiée efficace pour ces nouveaux schémas. Par la suite, un réel gain en performance ne pourra être obtenu qu'en envisageant des détections non-linéaires tel qu'en ajoutant les méthodes PIC.

Enfin, la figure 7.12 présente les résultats obtenus avec un rendement asymptotique  $\eta_{th} = 6$  bit/s/Hz en 16QAM avec un codage-canal de rendement  $R_c = 3/4$ . Ces performances confirment la faisabilité d'un système haut débit tout en conservant une détection relativement simple et linéaire. Il est possible d'atteindre un rendement asymptotique équivalent en employant une 64QAM et un codage-canal de rendement 1/2. Les performances en sont légèrement améliorées, mais au détriment de la complexité au récepteur.

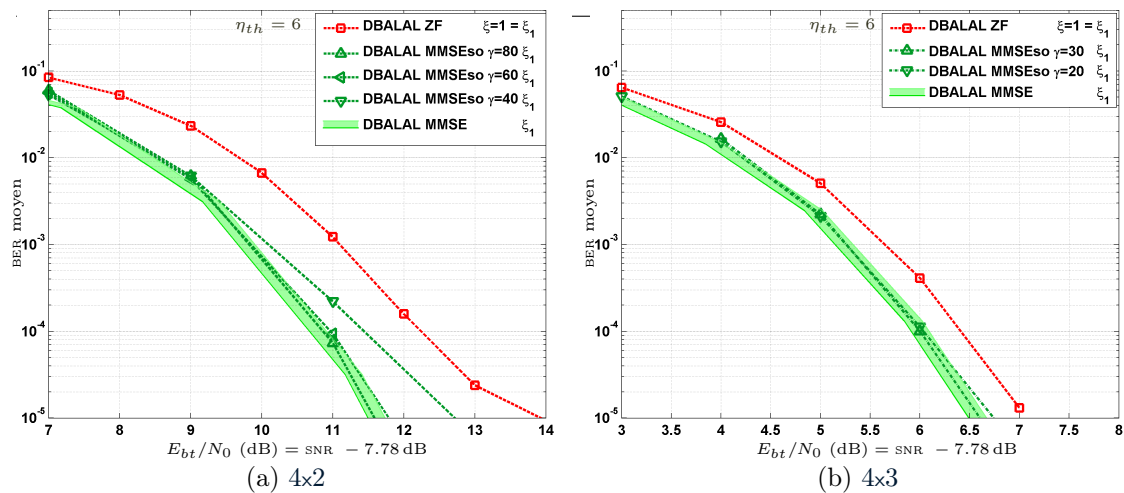


FIG. 7.12 – Performance des systèmes 4xN utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE<sub>120</sub> avec l'optimisation de LLR  $\xi_1$  ( $\eta_{th} = 6$  bit/s/Hz, *chip-mapping* CIDA)



Un compromis entre les différents rendements est donc vérifié<sup>(9)</sup>. Notons que la combinaison DBALAL 64QAM avec un codage-canal de rendement 2/3 conduit à un rendement asymptotique  $\eta_{th} = 8 \text{ bit/s/Hz}$ , tout en restant envisageable pour un système 4G puisqu'un taux d'erreur suffisamment faible est obtenu en dessous de 20 dB.

**Conclusions sur les taux d'erreur moyens obtenus**  $\triangleright$  Les performances des systèmes 4x1 en DBALX ou des des systèmes 4xN (avec  $N < 4$ ) en SM sont très mauvaises, conformément aux attentes, et n'ont donc pas été illustrées. Par contre, les schémas DBALX présentés se comportent très bien dès que  $N \geq 2$ . Les résultats sont meilleurs que ceux obtenus en OSTBC (que ce soit en 2xN ou 4xN) et même dépassent l'ensemble des schémas à diversité proposés au chapitre 6 dès que l'environnement n'est pas trop défavorable. Ils dépassent également les schémas 2xN à pur multiplexage spatial (SM). Toutefois, leur robustesse est réduite en 4x2 par rapport aux schémas de type ALAL. Nous avons mentionné au chapitre précédent que les optimisations de  $\gamma$  et du *chip-mapping* influaient peu sur les performances des systèmes à diversité ; ce degré de liberté est réduit pour les codes STFLDC à plus haut rendement spatial, y compris pour les schémas DBALX. Ainsi, les BER moyens en 4x2 sont à peu près équivalents en ALAL et DBALAL MMSE si  $\gamma$  est correctement choisi, mais les performances en DBALAL sont dégradées en ZF. Pour un MT simple avec moins de 3 antennes et peu de besoins d'évolution en débit, un système à diversité avec détection linéaire SUD s'avère suffisant, offrant simplicité, flexibilité, robustesse et compatibilité quels que soient la corrélation et le nombre d'antennes du récepteur. L'avantage des systèmes DBALAL devient plus clair dès que l'on envisage quelques optimisations, ou des détections plus complexes, ou tout simplement un rang de canal supérieur ( $N > 2$  et décorrélation suffisante). Ainsi, les systèmes 4x3 DBALAL ont largement montré leur supériorité, même avec une simple détection linéaire SUD. Les performances ne sont alors plus limitées par les courbes SIMO AWGN des systèmes à diversité, ouvrant la voie à une augmentation de la capacité qui sera d'autant plus forte que le système aura d'antennes et saura traiter les interférences. En plus de l'importance de la qualité de détection, il faut également souligner l'importance du codage-canal pour ces systèmes à plus haut rendement. Il devient en effet le seul apport de redondance de l'information et le principal traitement profitant de la diversité, contrairement aux schémas du chapitre précédent.

Enfin, un avantage des schémas basés sur les techniques DBALAL découle de leur analogie avec les schémas basés sur les techniques ALAL/ALCDD1, ce qui permet de doubler le débit en effectuant simplement un changement de variable au niveau du codage spatial. La flexibilité du système global en est renforcée. Alors que les résultats proches à rendement asymptotique modéré apportent une souplesse, les besoins en très haut débit demandent une étude approfondie, afin de choisir le schéma de codage en fonction de l'environnement, des possibilités d'adaptation des codages et de la détection, de la complexité de traitement... Avant d'établir des conclusions plus précises, il est donc nécessaire de donner des mesures de performances supplémentaires, autres qu'un BER moyen.

---

<sup>(9)</sup>La solution optimale sans limite de complexité consiste généralement à maximiser d'abord le rendement spatial  $R_{STC}$ , suivi du rendement de modulation  $R_\chi$ , et enfin à jouer sur la redondance du codage-canal à travers  $R_c$ . Par contre, la contrainte de complexité conduit souvent à considérer une constellation minimale et un codage-canal de rendement compris entre 1/2 et 3/4.



### 7.2.3 Limites de l'évaluation par BER moyen et résultats complémentaires

Assurément, les schémas de codage spatial de ce chapitre sont plus sensibles que ceux du chapitre précédent aux variations de l'environnement et à la qualité de la détection. Nous n'allons cependant pas illustrer une lourde étude système, ni même les variations en fonction de l'environnement ou des utilisateurs ici<sup>(10)</sup>. Nous allons juste présenter quelques résultats sous un autre angle pour vérifier cette réduction de robustesse, en détaillant la

<sup>(10)</sup>La sensibilité des détections a déjà été vérifiée. Concernant l'environnement, la corrélation spatiale du canal diminue l'efficacité de la séparation des flux et peut augmenter le bruit équivalent. Ainsi, les contextes LOS ne sont clairement pas adaptés aux schémas avec  $R_{STC} > 1$  : les résultats sur canal BRANEter deviennent moins bons que sur canal BRANE, contrairement aux résultats SISO de la figure 4.22.

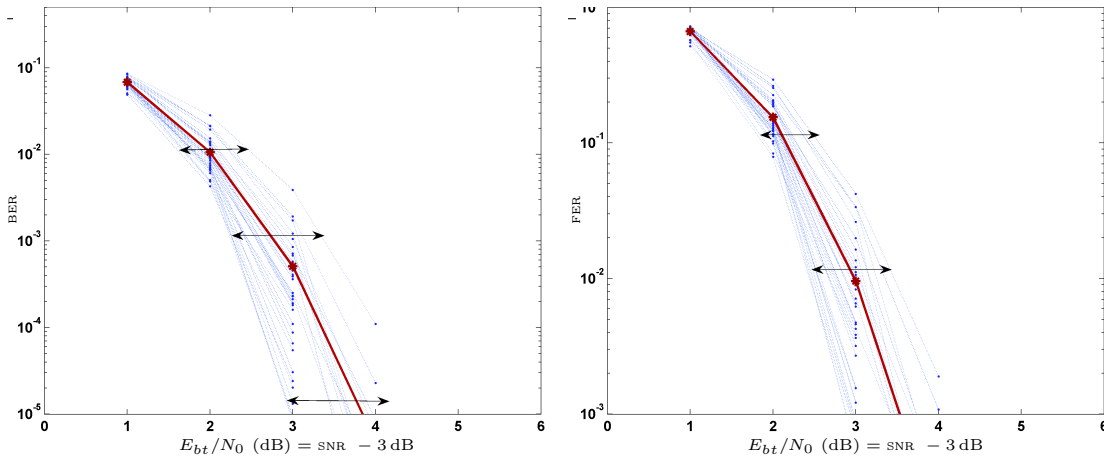


FIG. 7.13 – Taux d'erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales (500 *slots* simulés par réalisation), pour un système à diversité 4x2 ALAL ( $R_{STC} = 1$ ) sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h ; 16QAM TCC1/2, avec égalisation MMSE et *chip-mapping* c1Da ( $\eta_{th} = 2$ )

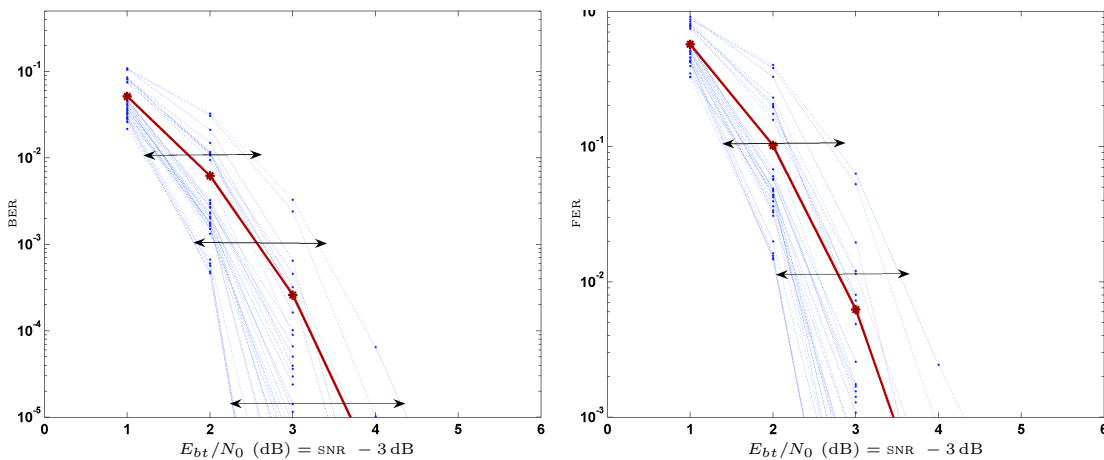


FIG. 7.14 – Taux d'erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales (500 *slots* simulés par réalisation), pour un système 4x2 DBALAL ( $R_{STC} = 2$ ) sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h ; QPSK TCC1/2, avec égalisation MMSE et *chip-mapping* c1Da ( $\eta_{th} = 2$ )

variance des erreurs. Puis nous résumerons les performances à travers une mesure de débit global de quelques systèmes. Enfin, nous proposerons une solution mêlant les intérêts des schémas ALAL et DBALAL pour maximiser les débits.

**Distribution des taux d'erreur en fonction des réalisations spatiales** ▷ De la même façon que nous avons illustré la distribution de l'erreur en plus de sa moyenne pour les systèmes à base de code Alamouti (figure 6.19), nous allons le faire pour des schémas 4x2. Ainsi les figures 7.13 et 7.14 permettent de comparer la distribution des BER et FER en fonction de la réalisation spatiale, respectivement pour un schéma à diversité ALAL et à plus haut rendement DBALAL. L'illustration est réalisée pour un rendement asymptotique  $\eta_{th} = 2$  bit/s/Hz. Alors que les valeurs moyennes des taux d'erreurs sont proches pour les deux schémas, nous voyons que la variance est plus élevée en DBALAL ; les valeurs extrêmes pour certains tirages confirment donc l'intérêt des schémas DBALX. En contexte favorable, un gain supérieur à 0.5 dB est obtenu aussi bien en BER qu'en FER. Par contre, certaines configurations spatiales favorisent un retour aux schémas à diversité.

**Débit global** ▷ De la même façon que nous l'avions fait pour des systèmes à diversité sur la figure 6.21, nous allons résumer les performances en donnant le débit total obtenu à partir des *slots* parfaitement reçus. La figure 7.15 montre ainsi les débits atteints par un MT ayant 2 antennes, sur canal BRAN $\bar{E}_{120}$ , pour 3 systèmes non-adaptatifs avec les traitements spatiaux suivants : Alamouti, ALAL et DBALAL. Les performances médiocres des systèmes SIMO et même du multiplexage spatial sont omises. Le gain en débit des systèmes proposés par rapport aux systèmes MC-CDMA SISO (cf. figure 6.21) ou SIMO est immédiat. L'intérêt des schémas ALAL est souligné, et le gain supplémentaire apporté en haut débit par les

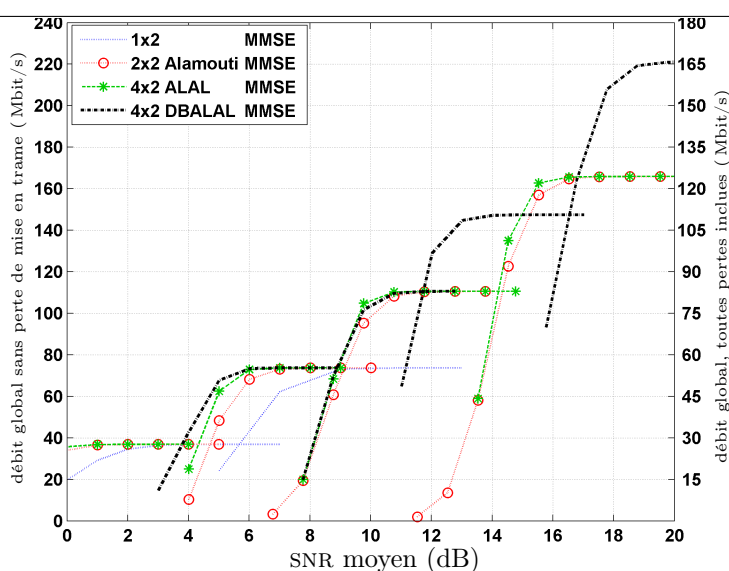


FIG. 7.15 – Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRAN $\bar{E}_{120}$  à 60 km/h, pour différents systèmes Mx2 : 2x2 Alamouti-MC-CDMA, 4x2 ALAL-MC-CDMA et 4x2 DBALAL-MC-CDMA ; égalisation MMSE et *chip-mapping* C1Da ; LLR  $\xi_1$  ;  $\eta_{th} = 1, 2, 3, 4, 4.5, 6$

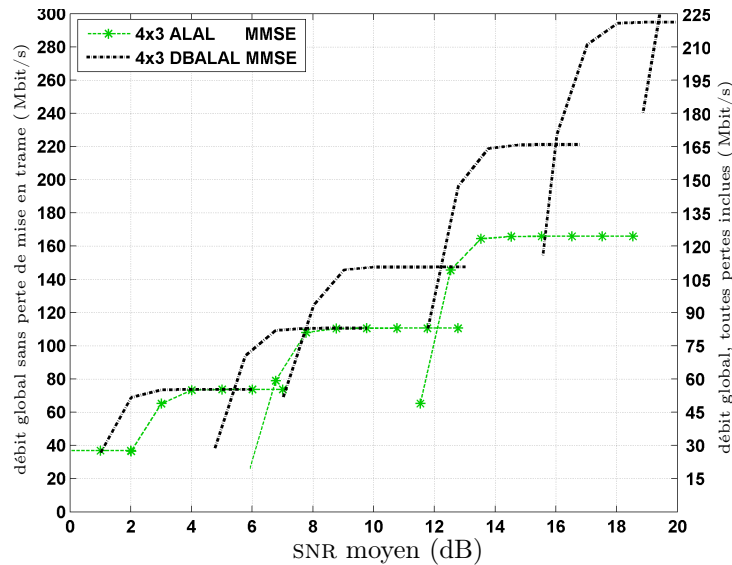


FIG. 7.16 – Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h, pour différents systèmes 4x3 : ALAL-MC-CDMA, et DBALAL-MC-CDMA ; égalisation MMSE et *chip-mapping* CLDa ; LLR  $\xi_1$  ;  $\eta_{th} = 1, 2, 3, 4, 4.5, 6, 8, 9$

schémas DBALAL est vérifié. Ces figures confirment également l'intérêt (surtout pour les schémas DBALAL) d'augmenter le débit global en augmentant la taille de constellation plutôt que le rendement de codage-canal. Enfin, à titre d'exemple à  $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$ , on atteint 37, 48, 63 et 68 Mbit/s effectifs (sans considérer la mise en trame des pilotes...), respectivement pour des schémas SIMO-MRC, Alamouti, ALAL et DBALAL. On obtient ainsi un débit presque doublé entre un système SIMO et un DBALAL, avec uniquement 2 antennes de réception dans tous les cas.

La différence entre les schémas proposés aux chapitres 6 et 7 s'accroît lorsque le nombre d'antennes de réception augmente. Ainsi, la figure 7.16 illustre les débits obtenus lorsque le récepteur possède 3 antennes, dans le même environnement BRANE<sub>120</sub>, avec les 2 systèmes ALAL et DBALAL. La supériorité du DBALAL-MC-CDMA est confirmée. Sur les différentes figures présentées, on observe à  $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$  que les systèmes proposés atteignent (toutes pertes incluses) 105 Mbit/s, plus de 165 Mbit/s et 250 Mbit/s, respectivement en 4x1, 4x2 et 4x3. De plus, ces débits peuvent encore augmenter avec un système adaptatif.

**Solution proposée**  $\triangleright$  Puisque les schémas à haut rendement spatial conviennent à certains contextes de faible corrélation spatiale, il est intéressant d'envisager un système qui puisse s'adapter suffisamment à l'environnement pour cumuler la robustesse des schémas à diversité et les avantages en débit des schémas DBALx lorsque le contexte le permet. De la même façon que les évolutions de la 2G (tel que EDGE) ou de la 3G (tel que HSDPA) permettent une augmentation des débits en accroissant les rendements de modulation en fonction de l'environnement, l'évolution des débits des systèmes 4G proposés peut se faire en augmentant les rendements du traitement spatial en fonction du contexte. Nous avons déjà discuté de la facilité d'avoir un système flexible et dual (ALALx+DBALx), en effectuant simplement

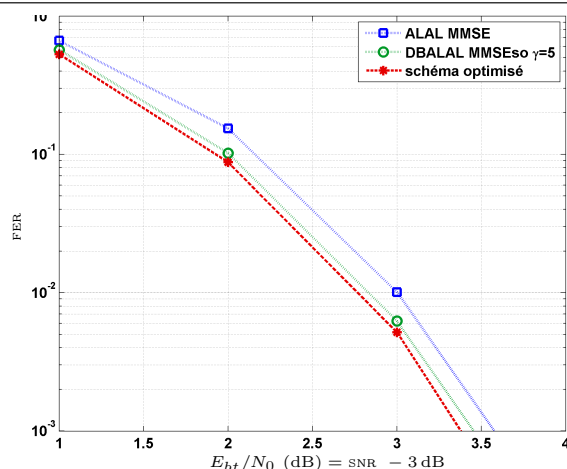


FIG. 7.17 – FER moyen obtenu en utilisant soit ALAL soit DBALAL en fonction de l’environnement, pour un système 4x2 sur canal BRAN<sub>E120</sub> à 60 km/h ;  $\eta_{th} = 2$ , *chip-mapping* CDa, LLR  $\xi_1$

quelques changements de codages. Nous avons également souligné la flexibilité de l’accès multiple qui influait peu sur les performances. Ainsi, il est envisageable de regrouper les utilisateurs qui présentent des similitudes au niveau de l’environnement sur des partitions temps/fréquence du *slot*, afin de leur associer le codage spatial le plus approprié. Notons qu’il ne s’agit pas d’une adaptation instantanée nécessitant une connaissance parfaite du canal en émission ; une simple indication de l’état de corrélation moyen (long-terme, *i.e.* de l’ordre de la seconde ou plus) suffit à améliorer les performances. Ainsi, la figure 7.17 illustre une solution très simple (notée schéma optimisé) qui sélectionne le codage donnant le meilleur taux d’erreur moyen sur la durée de communication : si l’environnement est favorable, le système emploie un schéma spatial DBALAL, sinon il conserve ALAL. Les traitements et codages sont fixés sur toute la durée de simulation dans un environnement donné (de l’ordre de la seconde, *i.e.* du millier de *slots*). Malgré cette contrainte forte et les plus faibles performances moyennes des schémas ALAL, les résultats sont déjà encourageants puisque meilleurs que précédemment, confirmant l’intérêt de ne pas considérer uniquement les performances moyennes. Ce décalage en FER moyen pour l’ensemble des SNR assure un gain en débit global, en cumulant les avantages de robustesse du ALAL et de débit du DBALAL. Dans cette configuration donnée (contexte urbain typique, rendement asymptotique  $\eta_{th} = 2$  bit/s/Hz. . .), l’utilisation du schéma ALAL au lieu du DBALAL afin d’optimiser le débit global représente grossièrement 10% des scénarios<sup>(11)</sup>. Pour résumer, le système global pourra avantageusement tirer parti de la flexibilité soulignée tout au long des chapitres 6 et 7. Cette compatibilité des systèmes fait reposer le choix de la solution principalement sur des contraintes de complexité et de consommation au MT. Toutefois l’ensemble des solutions proposées reste relativement simple à mettre en œuvre.

<sup>(11)</sup>Notons que davantage de conclusions pourraient être tirées des résultats obtenus ; en particulier, il est souhaitable d’utiliser les LLR  $\xi_1$  plutôt que  $\xi_2$  ou  $\xi_3$  dans un système adaptatif, car cette optimisation convient mieux aux schémas ALAL en contexte défavorable. La montée en rendement ou l’extension des tests dans d’autres environnements avantage également un peu plus un système adaptatif. . .

**Optimisations et Perspectives** ▷ Parmi les nombreuses perspectives, qui ont parfois été déjà mentionnées, nous retenons ici trois axes majeurs.

Le premier axe qui apporte un gain de performance sans réellement augmenter la complexité, comme nous l'avons déjà dit, est l'optimisation du traitement spatial en modifiant le canal équivalent tout au long du *slot*. Cette idée, que nous avons traitée au chapitre précédent et qui tire parti de la diversité (ou de sa conversion) dans les 3 dimensions t/f/s (pouvant ainsi étendre les principes du codage espace-temps et du CDD), améliore l'efficacité des traitements extérieurs et donc les performances globales. Un avantage supplémentaire apparaît si l'on considère conjointement le problème d'allocation des ressources et de choix des codes : Si le canal devient défavorable (par exemple, un ARQ détecte un nombre important de *slots* en erreur), ce dernier peut être "modifié" avant la retransmission, en changeant le canal équivalent<sup>(12)</sup>. Une augmentation significative des performances au niveau applicatif devrait ainsi être observée, et à complexité bien plus faible qu'en mettant en œuvre des détections itératives ou des systèmes HARQ.

Le deuxième axe d'optimisation découle de la flexibilité du système proposé. Le gain en performances ou en consommation peut devenir élevé si le système est capable d'adapter les algorithmes de codage au contexte. Quelques exemples ont illustré cette souplesse au niveau spatial, mais il s'agit de manière plus générale d'adapter les différents rendements  $R_c$ ,  $R_\chi$  et  $R_{STC}$  en fonction de l'environnement et des informations disponibles. L'étude générale nécessite d'envisager conjointement les distributions d'erreurs, les estimations de paramètres, et les procédures d'allocation des couches supérieures, ce qui est laissé en perspective. Ne plus considérer uniquement des taux d'erreur moyens permettra l'emploi de schémas à haut rendement sur les zones de transmission (périodes temporelles, configurations spatiales, bandes fréquentielles...) favorables.

Enfin, le troisième axe consiste à améliorer la détection. En linéaire, les différents outils pour approcher les performances optimales ont été fournis. Afin d'observer un gain supplémentaire, il est donc nécessaire de recourir aux détections non-linéaires, mais au détriment de la complexité au MT. La solution qui nous semble la plus adaptée est de conserver le système tel que présenté et de lui ajouter une boucle itérative (depuis la sortie du décodage-canal vers l'entrée de la détection), afin de mettre en œuvre des traitements de suppression d'interférences comme le PIC décrit en section 5.1.5.6. Ces solutions sont adaptées aux codages STFLDC à haut rendement, qui verront alors la CAI traitée non plus comme du bruit mais comme des interférents qui seront petit à petit retranchés. Le coût en complexité n'est pas négligeable puisqu'il est nécessaire d'inclure une grande partie de la chaîne d'émission/réception dans la boucle<sup>(13)</sup>, mais le gain peut être élevé en

<sup>(12)</sup>Nous avons donné, au chapitre 6, les outils pour jouer sur les trajets multiples grâce aux antennes multiples. On peut en particulier changer les antennes utilisées pour les combinaisons, et les délais de type CDD appliqués sur chacune...

<sup>(13)</sup>Pour obtenir des performances correctes et éviter la propagation d'erreur (comme sur la figure 4.24 en SISO pour les systèmes de réduction de MAI), le décodage-canal doit être inclus dans la boucle, et les fiabilités propagées avec suffisamment de bits significatifs. Avec un accès CDMA, il est également nécessaire de décoder tous les utilisateurs. La complexité augmente donc rapidement avec les traitements spatiaux et d'étalement.

contexte idéal. Les systèmes itératifs sont déjà bien étudiés dans la littérature [169, 171] et, plutôt que d'optimiser finement certains paramètres, il nous semble plus intéressant de nous pencher sur un élément clé mais souvent délaissé du récepteur : l'estimation de canal. Cette dernière est en effet complexifiée en contexte MIMO-OFDM-CDMA radio-mobile, et des verrous restent à lever pour justifier le recours aux détections cohérentes.

*En résumé, nous avons étudié et optimisé des systèmes utilisant un codage espace-temps-fréquence non orthogonal (de rendement  $R_{\text{STC}} > 1$ ), adaptés aux transmissions vers des mobiles possédant au moins 2 antennes. Nous nous sommes attachés à conserver une complexité raisonnable en employant des détections linéaires SUD, et en explorant les compromis au niveau des rendements ou du traitement de la diversité par les différents algorithmes d'émission/réception. Ainsi, après avoir évalué le potentiel mais aussi les limites des études théoriques réalisées au chapitre 5, nous avons défini des règles de conception du système et proposé quelques méthodes de codage STFLDC. La stratégie en contexte réaliste peut se résumer à privilégier le rendement spatial  $R_{\text{STC}}$ , qui doit s'adapter au rang du canal lorsque cela est possible à complexité raisonnable ; puis les rendements de modulation  $R_X$  et de codage-canal  $R_c$  sont choisis pour respecter les taux d'erreurs et débits souhaités. Ce dernier codage, le plus extérieur, tirera parti de la diversité globale recueillie sur tout le slot, et bénéficiera des optimisations effectuées au récepteur concernant l'égalisation, le chip-mapping, et la transmission des fiabilités par les LLR, afin d'apporter le maximum d'information sur chaque bit transmis. Pour évaluer les performances, nous avons utilisé les schémas spatiaux proposés sous le nom DBAL $x$ , qui étendent les systèmes  $4 \times N$  proposés au chapitre 6. Ainsi, de manière simple, il est possible de doubler le rendement spatial tout en conservant les astuces d'optimisation et de conversion de la diversité dans les 3 dimensions, en jouant sur les trajets multiples. Les résultats obtenus avec une simple détection linéaire SUD illustrent sous plusieurs formes l'intérêt de ces nouveaux schémas, mais également le potentiel accru lorsque le récepteur se complexifie (que ce soit algorithmiquement avec la détection, ou spatialement avec le nombre d'antennes). La comparaison des schémas à diversité de type ALAL et des schémas à plus haut rendement de type DBALAL permet d'explorer les domaines d'applications de chaque codage et les gains obtenus, en particulier en très haut débit. Toutefois, ces nouveaux schémas sont moins robustes que ceux proposés au chapitre 6, ce qui justifie la flexibilité du système. La solution développée pourra avantageusement bénéficier de la robustesse des schémas ALAL combiné au haut débit des schémas DBALAL en s'adaptant au contexte. Cette souplesse donne lieu à de nombreuses perspectives d'augmentation du débit global moyen, en élargissant l'espace des compromis. Notons cependant que lorsque le système est sur-défini, tel qu'en employant plus d'antennes de réception que de symboles inconnus à détecter, l'intérêt des différentes optimisations ou de l'itératif diminue rapidement avec cette diversité supplémentaire. Nous allons maintenant devoir valider l'intérêt de ces détections cohérentes et l'éventuelle nécessité d'une boucle itérative en contexte mobile en évaluant la dégradation entraînée par une réelle estimation de canal MIMO.*

**Sommaire**

---

<b>8.1 Généralités sur les techniques d'estimation de canal . . . . .</b>	<b>216</b>
8.1.1 Effet d'une erreur d'estimation sur les performances . . . . .	217
8.1.2 Techniques d'estimation SISO large-bande . . . . .	217
8.1.3 Extension des techniques en MIMO . . . . .	219
8.1.4 Conclusions et choix . . . . .	220
<b>8.2 Estimation de canal MIMO à l'aide de pilotes sur la chaîne « ortho- gonale » de référence . . . . .</b>	<b>223</b>
8.2.1 Description du système . . . . .	223
8.2.2 Résultats obtenus . . . . .	229
<b>8.3 Estimation de canal MIMO itérative sur la chaîne « orthogonale » de référence . . . . .</b>	<b>238</b>
8.3.1 Description du système . . . . .	239
8.3.2 Résultats obtenus . . . . .	242
<b>8.4 Perspectives . . . . .</b>	<b>247</b>

---

L'estimation de certains paramètres est souvent nécessaire au récepteur, en contexte radio-mobile réaliste. Des informations telles que le rapport signal-à-bruit, les données de synchronisation, ou la connaissance du canal sur le *slot* permettent la bonne détection du signal transmis. Nous avons vu précédemment qu'une connaissance précise du SNR n'était généralement pas requise, puisque les simples égalisations MMSE et ZF apportent des résultats satisfaisants. De plus, une évaluation grossière de ce rapport peut être aisément obtenue en utilisant la structure du *slot* (structure OFDM, intervalles de garde, sous-porteuses nulles...). Par ailleurs, certaines erreurs de synchronisation au niveau de la phase ou du fenêtrage aboutissent à une simple rotation des symboles échantillonnés, qui pourra être compensée par l'égalisation à partir du moment où l'estimation de canal est réalisée sur des *chips* ou pilotes subissant les mêmes déphasages. L'information la plus difficile à obtenir correspond donc aux coefficients du canal, nécessaires à la détection cohérente. Nous allons étudier cette estimation du canal MIMO dans un environnement perturbé et à mobilité parfois élevée. En réponse aux contraintes de débit de la voie descendante et de complexité au MT, nous allons proposer des solutions adaptées aux systèmes MIMO-OFDM-CDMA présentés dans les chapitres précédents. Enfin, nous en évaluerons les dégradations en présentant quelques résultats obtenus sur la chaîne « orthogonale » de référence qui associe codage spatial d'Alamouti et OFDM-CDMA.

Dans un premier temps, l'utilisation de symboles pilotes (PACE : *Pilot-aided Channel Estimation*) répartis sur le *slot* permettra une estimation MIMO-OFDM aisée, et autorisera l'évaluation des performances du système complet pour de nombreux codages. Dans un second temps, l'optimisation pour un système Alamouti-OFDM-CDMA en utilisant à la fois les pilotes et les données de manière itérative (ICE : *Iterative Channel Estimation*) permettra d'évaluer des techniques d'estimation innovantes et adaptées aux applications haut-débit à forte mobilité. Ces travaux ont abouti à de nombreux résultats intéressants, à des contributions au réseau d'excellence NEWCOM [40, 21, 41], à un partenariat international avec le DLR et des publications communes [14, 15, 16].

## 8.1 Généralités sur les techniques d'estimation de canal

Les systèmes étudiés précédemment, faisant appel à des détections cohérentes, supposaient la parfaite connaissance du canal au récepteur, aussi bien en phase qu'en amplitude (pour des modulations QAM à plusieurs niveaux). En pratique, l'estimation de canal entraîne une dégradation des performances qu'il convient d'évaluer, et de réduire. L'effet d'une erreur d'estimation sur les performances globales du système est tout d'abord brièvement étudié ; en effet, plus que l'erreur d'estimation (CEE : *channel estimation error*), ce sont les conséquences sur les taux d'erreurs (BER, FER) qui nous intéressent. Ensuite, quelques solutions concrètes pour des systèmes SISO large bande, puis MIMO-OFDM sont rappelées. Ces techniques ont pour but commun d'estimer les valeurs du canal sur l'ensemble des *chips* de données utilisés en temps / fréquence / espace. Les solutions retenues et leurs optimisations feront l'objet des sections suivantes.



### 8.1.1 Effet d'une erreur d'estimation sur les performances

**Sources d'erreur et conséquences** ▷ Après les opérations d'échantillonnage et avec une synchronisation correcte, l'unique information dont dispose le récepteur est constituée d'un nombre complexe par *chip*, qu'il soit de donnée, pilote ou autre, pour chaque antenne de réception. Les estimations seront réalisées à partir de cette information discrète et bruitée. Dans [138], nous avons étudié les sources d'erreur, en particulier pour les estimations de canal à base de pilotes. Nous n'allons pas détailler de calculs ici. Rappelons juste que les erreurs d'estimation de canal peuvent provenir d'un délai entre l'estimation et son utilisation pour la détection des données, et de la technique d'estimation à partir de l'information bruitée. Le premier point n'est généralement constaté que pour les systèmes fonctionnant en continu sans mettre à jour régulièrement l'estimation, ou lorsqu'il s'agit d'une estimation fournie par voie de retour. Cela ne sera pas le cas pour les systèmes étudiés ici en voie descendante<sup>(1)</sup>, où l'estimation aura lieu après la réception de chaque *slot*. Le second point est inévitable, et introduit une erreur de l'estimée de canal sur chaque *chip* du *slot*. Cette erreur découle des algorithmes d'estimation localisée ainsi que des techniques d'interpolation et de filtrage mises en œuvre sur le *slot* ; elle est donc d'autant plus élevée que le SNR est faible, et que la variance du canal est forte. La distribution de l'erreur est parfois difficilement modélisable, mais l'utilisation d'une valeur centrée et de l'approximation gaussienne apporte une première idée des conséquences de la CEE sur les taux d'erreurs (BER, FER) du système complet.

**Évaluation de l'effet d'une erreur d'estimation gaussienne sur les performances de quelques systèmes** ▷ En annexe A, quelques résultats sont fournis pour évaluer grossièrement l'effet d'une erreur d'estimation gaussienne sur les performances de quelques systèmes. Comme nous pouvons le voir sur la Fig.14, la dégradation pour un système 2x1 Alamouti-MC-CDMA reste inférieure à 2 dB quel que soit le débit, même en envisageant une variance de l'erreur d'estimation assez élevée, égale à la moitié de la variance du bruit. Les performances des systèmes présentés restent donc honnêtes tant que l'estimation de canal s'inscrit dans ces limites d'erreurs. Nous devons maintenant évaluer de réelles méthodes d'estimation, pour en vérifier les effets.

### 8.1.2 Techniques d'estimation SISO large-bande

**Estimation temporelle ou fréquentielle** ▷ L'estimation du canal peut se faire dans le domaine temporel, c'est-à-dire en utilisant toute l'information du signal brut après échantillonnage, afin d'en extraire l'APDP  $h(t, \tau)$ , et d'en déduire  $h(t, f)$  par la transformation mentionnée dans l'équation (2.13). La complexité peut être élevée puisque l'algorithme d'estimation, tout comme en mono-porteuse large-bande, doit traiter des échantillons qui interfèrent entre eux. Il peut être alors plus intéressant de réaliser l'estimation du canal en

<sup>(1)</sup>Un retard pour les systèmes nécessitant une connaissance du canal à l'émetteur en TDD est cependant envisageable, comme nous l'avons mentionné dans [13]. L'effet est réduit sur les systèmes à base de *beamforming*, mais peut rapidement devenir handicapant pour les systèmes de préfiltrage.

fréquentiel, c'est-à-dire après la FFT du récepteur OFDM. Nous avons vu en section 3.2.2 que la transformée de Fourier présentait le canal décomposé en modes propres, et fournissait donc des *chips* nettoyés d'interférences. Il est donc plus aisé d'obtenir directement  $h(t, f)$ . Rappelons que la dualité  $\tau \leftrightarrow f$  suggère qu'il n'est pas nécessaire d'estimer le canal sur toutes les sous-porteuses, mais qu'il existe une corrélation fréquentielle qui permet de déduire le canal sur l'ensemble des *chips* à partir d'un nombre réduit d'estimées, en respectant le théorème d'échantillonnage. Nous partons sur ce dernier choix de traitement fréquentiel pour profiter de la simplification apportée après la FFT. La manière d'obtenir l'ensemble des valeurs complexes  $h(t, f)$  sur tout le *slot* doit maintenant être discutée.

**Utilisation de connaissances *a priori* et/ou de symboles pilotes**  $\triangleright$  Afin de retrouver le signal émis en fonction du signal reçu, ou de manière similaire l'effet du canal, de nombreuses techniques peuvent être mises en œuvre. En particulier, il est possible d'envisager des traitements aveugles (*i.e.* le récepteur arrive à déduire l'effet du canal uniquement à partir de l'observation des données inconnues) ou des méthodes à bases de symboles pilotes (*i.e.* le récepteur retrouve l'effet du canal en connaissant certaines données émises [182]). La structure du *slot* et des algorithmes employés (OFDM avec préfixes cycliques ...) ou les données (une fois décodées) peuvent également être utiles. La longue durée d'observation nécessaire et les performances réduites des méthodes totalement aveugles sont peu adaptées à notre application TDD qui fonctionne par petits *slots*. Par contre, la complexité d'estimation réduite des systèmes à base de pilotes en fait une solution idéale en voie descendante. Dans tous les cas, l'utilisation des propriétés statistiques du signal émis et du canal permettront d'améliorer les performances.

Concernant les symboles pilotes, ils peuvent (tout comme les données) être distribués en temps et fréquence, voire étalés par le code. On peut ainsi distinguer trois grandes catégories d'estimation par pilotes : La première consiste à ajouter des séquences pilotes superposées (*overlaid, embedded, superimposed*) au signal [183, 184, 185], de manière indépendante, ce qui introduit des interférences. Les performances de ces systèmes avec des pilotes concurrents aux données sont donc dégradées non seulement par les erreurs d'estimation, mais également par les interférences additionnelles<sup>(2)</sup>. Il est donc préférable d'utiliser une allocation spécifique pour les pilotes dans le *slot*. La deuxième catégorie d'estimation effectue cette allocation par le code. Cette méthode est particulièrement adaptée aux systèmes combinant OFDM et étalement, puisqu'il suffit alors d'utiliser un des codes d'étalement pour un pilote connu du récepteur à la place d'une donnée. Cette méthode est très simple à mettre en œuvre mais souffre du même problème de MAI que pour les données, puisque le canal détruit l'orthogonalité entre les codes. L'estimation peut alors être réalisée avant ou après le désétalement. Dans tous les cas, les performances semblent assez limitées [130]. Enfin, la troisième catégorie d'estimation effectue une allocation spécifique en temps et fréquence des pilotes sur le *slot*. Même si cette opération de multiplexage semble compliquer légèrement l'implémentation (opération de mise en *slot* concurrente

---

<sup>(2)</sup>Un seuil de performance apparaît, d'autant plus élevé que la corrélation entre les données et la séquence pilote est forte. De longues séquences pseudo-aléatoires sont donc nécessaires pour envisager ces solutions. Notons que les performances sont dégradées même à faible vitesse.

au *chip-mapping*), elle se prête bien à la transmission par paquets et offrira de bonnes performances avec un filtrage adapté. De nombreuses études en SISO-OFDM ont également considéré ce principe [186, 187, 188, 189], en proposant parfois des algorithmes réduisant la complexité [190, 191].

**Optimisation de l'estimation** ▷ Les estimations du canal sur certains *chips* pilotes du *slot*, que nous appellerons LE (*Localized Estimates*), doivent ensuite servir à déduire le canal sur l'ensemble des *chips* de données. A ce moment, interviennent les propriétés statistiques du canal, que nous avons représenté à travers la corrélation dans l'équation (2.1). Un compromis entre l'interpolation entre ces différents LE et la réduction du bruit d'estimation en effectuant des moyennes pondérées doit être réalisé. Le filtrage de Wiener 2D, répondant au critère MMSE, est la solution optimale pour minimiser l'erreur d'estimation sur la surface du *slot* en connaissant les niveaux de bruit et de corrélation en temps et fréquence. Un compromis final entre performances et complexité, que nous avons déjà discuté dans [138], a été vérifié par d'extensives simulations, et sera présenté en MIMO en section 8.2.

D'autres méthodes d'estimation plus complexes, parfois associées à la détection et au suivi du canal pour minimiser des fonctions d'erreurs prédéfinies, ont été étudiées dans la littérature. On peut citer les techniques de minimisation de l'erreur quadratique adaptatives (LMS, RLS ...) ou les techniques EM (*Expectation Maximization* [192]). Nous nous intéresserons en section 8.3 à des méthodes itératives qui utilisent les données décodées de manière équivalente aux pilotes.

### 8.1.3 Extension des techniques en MIMO

Les méthodes SISO ci-dessus peuvent généralement être étendues en MIMO sous certaines conditions, afin d'estimer les différents sous-canaux  $h_{n,m}(t, f)$  entre chacune des  $M$  antennes d'émission et des  $N$  antennes de réception. Cependant, les interférences spatiales complexifient l'estimation. Le nombre de symboles pilotes nécessaire tend à croître linéairement avec le nombre d'antennes d'émission. En effet, pour dissocier les différents sous-canaux, il est possible d'émettre des séquences orthogonales, soit en transmettant alternativement des pilotes sur chacune des  $M$  antennes<sup>(3)</sup>, soit en employant des séquences orthogonales en espace de type WH ou Alamouti<sup>(4)</sup>. Des solutions d'estimation de canal en MIMO-OFDM avec des pilotes superposés ont été étudiées dans [193, 194], et nous détaillerons plutôt des solutions avec des pilotes multiplexés par la suite.

---

<sup>(3)</sup>L'indépendance spatiale peut provenir de la dissociation des pilotes alloués à l'estimation de chaque antenne d'émission, en temps et/ou en fréquence. Notons qu'une astuce pour dissocier les pilotes de chaque antenne peut consister à employer une méthode de décalage temporel (comme en CDD) sur des séquences de durée limitée, afin qu'une partie de bloc-OFDM soit associée au pilote d'une antenne d'émission donnée. Par transformée de Fourier, cette approche revient à sous-échantillonner en fréquence, *i.e.* alterner les sous-porteuses allouées pour les pilotes de chaque antenne, mais la manière de traiter le signal reçu diffère.

<sup>(4)</sup>En utilisant les propriétés de corrélation du canal, un tel étalement des pilotes peut être avantageux, et évite les fortes variations d'amplitude qu'entraînerait l'annulation du signal sur certaines antennes. Nous détaillerons ce principe utilisé pour l'ensemble des simulations illustrées dans ce chapitre.

## 8.1.4 Conclusions et choix

### 8.1.4.1 Choix des techniques d'estimation de canal

L'estimation réaliste du canal d'un système MIMO requiert généralement un *overhead* non négligeable, ou une perte en puissance conséquente, qui s'ajoute à la dégradation des performances due aux erreurs d'estimation. Afin de choisir une technique d'estimation, il convient de prendre en compte ces différents paramètres. Nous allons étudier le cas d'un système  $2 \times N$  (tel qu'Alamouti-OFDM-CDMA), qui nécessite donc  $2N$  estimations par *chips*. Nous noterons les puissances respectives des données et des pilotes  $\sigma_d^2$  et  $\sigma_p^2$ .

Pour un système utilisant des pilotes superposés, la perte en puissance lors de l'introduction des séquences pilotes se traduit par un décalage en SNR de  $10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_d^2 + \sigma_p^2}{\sigma_d^2} \right)$  (dB). Pour des séquences de durée réduite, la puissance requise par les pilotes peut représenter une part non négligeable de la puissance totale. De plus, les résultats de la littérature mentionnent d'importantes dégradations des performances, et un seuil de taux d'erreur dû aux interférences [195]. La perte globale est alors généralement supérieure à 3 dB, ce qui discrédite ces méthodes face à de plus simples techniques différentielles [148, 151].

Pour un système utilisant des pilotes étalés, il est nécessaire d'allouer un nombre entier  $n$  de codes aux pilotes. Pour un étalement de taille  $S_f$  sans amplification de la puissance des pilotes, cela correspond à une perte en efficacité spectrale de  $n/S_f$ . Généralement, la puissance allouée aux pilotes est supérieure à celle des données, ce qui augmente encore la perte, qui se traduit par un décalage en SNR de  $10 \log_{10} \left( \frac{(S_f - n)\sigma_d^2 + n\sigma_p^2}{(S_f - n)\sigma_d^2} \right)$  (dB). Les résultats de la littérature considèrent souvent l'allocation d'un seul code pour le pilote, mais de puissance 5 à 10 fois plus élevée que les données, introduisant une perte d'environ 20%, *i.e.* autour de 1 dB. Par ailleurs, la dégradation des performances avoisine souvent 2 dB supplémentaires, même après optimisation [130], ce qui rend ces solutions assez peu attractives par rapport aux solutions différentielles. Notons que le choix du code pour le pilote n'est pas anodin pour minimiser les interférences : il convient de maximiser les transitions sur les zones les plus corrélées.

Enfin, pour un système utilisant des pilotes multiplexés, et répartis en temps/fréquence dans le *slot*, la perte en efficacité spectrale, que nous avons déjà mentionné au chapitre 3, s'évalue à  $N_{is}/(N_{is} + N_p)$ , où  $N_{is}$  et  $N_p$  représentent respectivement le nombre de *chips* utilisés pour les données et pour les pilotes. La perte équivalente en SNR est de  $10 \log_{10} \left( \frac{N_{is}\sigma_d^2 + N_p\sigma_p^2}{N_{is}\sigma_d^2} \right)$  (dB). Cette dégradation est souvent du même ordre de grandeur que les précédentes, à savoir proche de 20% (soit environ 1 dB) pour un système  $2 \times N$  avec  $\sigma_d^2 = \sigma_p^2$ , afin de respecter le théorème d'échantillonnage dans un contexte *outdoor* à forte mobilité (*i.e.* avec des corrélations en temps et fréquence faibles). Cette valeur peut généralement être réduite et optimisée en fonction des caractéristiques du canal. Toutefois, la dégradation des performances doit idéalement être inférieure à 2 dB pour que ces solutions soient intéressantes par rapport aux techniques différentielles.

Ainsi, nous allons étudier et optimiser les performances du système global en termes de BER/FER pour évaluer la pertinence des techniques d'estimation à base de pilotes multiplexés. Pour cela, nous emploierons tout d'abord une technique PACE qui associera des estimations localisées sur les pilotes à un filtrage sur le *slot*. Puis nous ajouterons des algorithmes itératifs pour la technique ICE afin d'optimiser les performances lorsque cela sera nécessaire.

#### 8.1.4.2 Structure du *slot* et choix des pilotes

Dans [138], nous avons discuté du choix des pilotes, de leur position et de leur puissance dans le *slot*. Des études approfondies pour minimiser l'erreur d'estimation, en fonction des caractéristiques du canal, existent dans la littérature [196, 197, 198].

Cependant, nous choisissons une structure de *slot* fixe pour notre application MIMO-OFDM-CDMA, qui respectera la figure 3.1 page 42. Au delà d'une complexité réduite, cela va permettre de conserver la flexibilité des algorithmes de codage et de diversité sur les données, tel que présenté dans les chapitres précédents, tout en réduisant les contraintes de *chip-mapping*. Par ailleurs, cette structure fixe autorise une certaine souplesse pour organiser les séquences pilotes à l'intérieur des groupes de deux bloc-OFDM complets. Il est ainsi possible de coder des séquences pilotes en temps sur 2 symboles, en fréquence sur plusieurs sous-porteuses consécutives et en espace, pour optimiser les motifs en fonction des caractéristiques du canal (de manière similaire à l'étalement 2D des données), sans pour autant modifier la structure des blocs de données. Enfin, cela permettra surtout de faciliter la comparaison des performances avec différents algorithmes en conservant un *overhead* constant (et donc des tailles de blocs d'entrelacement et de codage constants).

La perte en efficacité spectrale est donc fixée par la structure du *slot* qui contient 6 bloc-OFDM de pilotes pour 24 bloc-OFDM de données, ce qui représente 20%, et correspond à une perte en SNR de presque 1 dB. Cela peut sembler sur-dimensionné, mais de nombreuses raisons ont justifié ce premier choix, qui doit permettre aux utilisateurs les plus « défavorisés » (canaux difficiles) de recevoir correctement le signal émis en voie descendante (qui s'apparente à la diffusion où tous les utilisateurs reçoivent les mêmes pilotes, ce qui compliquerait des solutions à motifs adaptatifs). A la simplification du design des séquences pilotes pour des canaux inconnus, s'ajoute de nombreuses possibilités pour moyenniser les estimations en temps et fréquence afin d'en diminuer l'erreur, quel que soit le nombre d'antennes utilisé. En particulier, si on considère des environnements *outdoor* (longs délais) et si on augmente le nombre d'antennes d'émission, un codage des différentes antennes sur la dimension fréquentielle en plus des 2 bloc-OFDM restera possible. Lorsque nous utiliserons un système  $2 \times N$ , les pilotes seront codés comme les données (Alamouti), en espace-temps puisque la dimension temporelle est généralement plus corrélée que la dimension fréquentielle (jusqu'à 200 km/h). En  $4 \times N$ , il sera possible d'envisager un codage orthogonal espace-temps-fréquence sur les 2 bloc-OFDM et 2 sous-porteuses adjacentes.

Notons que certains systèmes simulés au chapitre 6 peuvent se contenter d'une estimation de canal simplifiée, en particulier au niveau spatial puisqu'ils convertissent une partie de la diversité spatiale en temps ou fréquence. Par exemple, le système CDD peut se modéliser par un canal équivalent SIMO. Toutefois, si ce traitement spatial peut éviter le recours à une complexe estimation de canal MIMO, il ne faut pas oublier que l'estimation de canal SIMO nécessaire est en contrepartie alourdie par la réduction de la corrélation dans la dimension de conversion (temps ou fréquence). Ainsi, dans les cas CDD ou ALCD avec une estimation de type PACE, le besoin en pilotes sur l'axe fréquentiel augmente avec le délai maximal des trajets. L'*overhead* nécessaire peut donc être proche dans le cas général.

Concernant la puissance des symboles pilotes, nous la prendrons identique à la moyenne des symboles de données ( $\sigma_d^2 = \sigma_p^2$ ), ce qui valide les définitions du SNR et de  $E_{bt}/N_0$  ainsi que les conversions mentionnées en section 3.2.3.

#### 8.1.4.3 Contraintes de complexité et limites imposées

Nous devons estimer les dégradations introduites par une réelle estimation de canal sur les systèmes MIMO-OFDM-CDMA présentés dans les 2 chapitres précédents, afin de vérifier leur pertinence face à des méthodes différentielles. Il est donc nécessaire d'évaluer les pertes en contexte réaliste, non seulement sur des canaux sélectifs en fréquence et variants en temps mais aussi avec une complexité d'estimation limitée. Puisque les solutions envisagées combinent des estimations localisées à base de pilotes multiplexés dans le *slot* à des filtrages en temps et fréquence, et d'éventuelles techniques itératives, les contraintes porteront principalement sur la complexité du filtrage, et le besoin d'une boucle itérative dans certains cas extrêmes.

Concernant le filtrage 2D, nous verrons qu'il sera possible de procéder à 2 filtrages 1D de taille réduite, ce qui diminuera fortement la complexité. Par ailleurs, la structure du *slot* étant fixée, il est possible d'envisager un ensemble de coefficients précalculés pour les filtres. Enfin, l'emploi d'un codage tel qu'Alamouti pour les données permet de réduire encore la complexité tout en améliorant les performances, en envisageant le calcul d'un seul coefficient de canal pour les 2 symboles du code à détecter. Nous détaillerons ces calculs de filtrage, qui résultent d'un compromis entre interpolation, réduction du bruit, complexité...

Concernant l'ajout de techniques itératives, nous les limiterons aux récepteurs nécessitant à la fois haut débit et forte mobilité. Par ailleurs, la complexité du MT sera réduite en ré-utilisant sa partie « émission » en tant qu'élément de la boucle itérative de réception. Cela signifie que seule une information dure sera renvoyée dans la boucle (*i.e.* l'ensemble des bits décodés qui ne portent aucune information de fiabilité). Cette réduction de complexité matérielle est évidemment accompagnée d'une réduction de performances, mais présente l'avantage de dissocier l'évaluation du gain de performances due à la technique ICE du gain global de détection qu'entraînerait un système itératif souple.

En perspective, on remarque qu'en relâchant certaines contraintes, l'augmentation des performances pourra être évaluée. En particulier, une estimation de canal itérative prenant en compte la fiabilité des données ré-introduites à chaque itération est possible si une détection itérative souple est déjà mise en œuvre. Une optimisation conjointe estimation-détection est alors envisageable, au prix d'une complexité de traitement accrue au MT. Toutefois, les aspects matériels sont alors difficilement dissociables puisque les fiabilités doivent être transmises sur un nombre de bits significatifs élevé pour que le gain soit perceptible. Par ailleurs, une diminution de l'*overhead* lié aux pilotes est possible, et une idée qui permettrait de conserver la souplesse actuelle des différents algorithmes consisterait à considérer conjointement les besoins des couches supérieures. Ainsi, certains *chips* attribués aux pilotes pourraient être réservés à d'autres estimations ou signaux de signalisation (plutôt qu'aux données), conservant ainsi la structure bloc et les possibilités de *chip-mapping* de la zone de données.

## 8.2 Estimation de canal MIMO à l'aide de pilotes sur la chaîne « orthogonale » de référence

Dans cette section, nous allons ajouter aux systèmes TDD MIMO-OFDM étudiés jusqu'à présent un algorithme d'estimation de canal uniquement basé sur les pilotes multiplexés dans le *slot* (PACE). Ce système général sera décrit et optimisé en considérant les statistiques du canal radio-mobile, afin de trouver un bon compromis entre performances et complexité. Quelques résultats obtenus en voie descendante pour le cas particulier de la chaîne « orthogonale » de référence (Alamouti-MC-CDMA) seront fournis pour illustrer le lien entre les corrélations temps/fréquence du canal, la qualité d'estimation, et les performances globales en termes de BER, FER ou débit.

### 8.2.1 Description du système

#### 8.2.1.1 Principe général de l'estimation PACE

Rappelons tout d'abord l'équation générale du signal reçu, conformément aux notations de la figure 8.1 :

$$y_n(l, k) = \sum_{m=1}^M (h_{n,m}(l, k)x_m(l, k) + \nu_n(l, k)) \iff \mathbf{y}(l, k) = \mathbf{H}(l, k) \mathbf{x}(l, k) + \boldsymbol{\nu}(l, k) \in \mathbb{C}^N \quad (8.1)$$

où  $n, m, l, k$  sont respectivement les indices d'antenne de réception, d'antenne d'émission, de bloc-OFDM (temporel) et de sous-porteuse (fréquentiel). Conformément à la structure du *slot* de la figure 3.1, nous distinguerons dorénavant (pour l'indice temporel) les bloc-OFDM de données ( $\{l\} \in \mathcal{D}$ ) des bloc-OFDM de pilotes ( $\{l'\} \in \mathcal{P}$ ). Avec des pilotes multiplexés, ces espaces sont disjoints :  $\mathcal{D} \cap \mathcal{P} = \emptyset$ . Lorsque les traitements ont lieu indépendamment par sous-porteuse, l'indice  $k = 1, \dots, N_c$  peut être omis dans la description, ce que nous



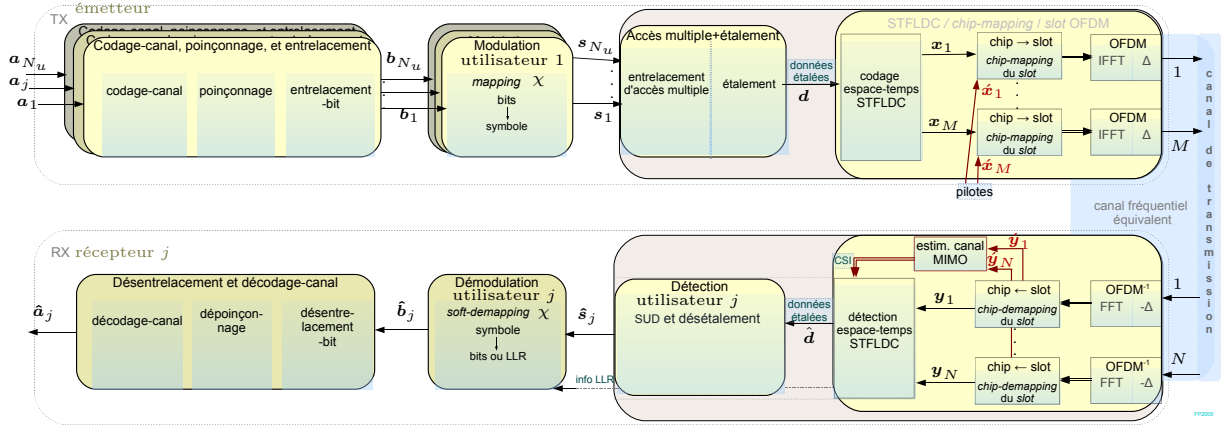


FIG. 8.1 – Schéma de la chaîne de transmission MIMO complète en bande de base, combinant STFLDC, OFDM-CDMA, codage-canal et estimation de canal PACE

ferons pour alléger les notations (qui seront donc 2D espace-temps, mais la généralisation 3D espace-temps-fréquence reste possible). Par ailleurs, l'ensemble des sous-porteuses considéré pour l'estimation  $N_c$  et le nombre de sous-porteuses réellement utilisé pour la transmission de données  $N_d$  diffère dans le cas général; pour simplifier la présentation, nous utiliserons uniquement  $N_c$  lorsque la distinction n'est pas nécessaire. Les subtilités de cette dimension seront réintroduites lors du filtrage fréquentiel. En utilisant la notation prime pour les pilotes, et une représentation matricielle espace-temps, le signal reçu (sur une sous-porteuse et un bloc pilote de taille  $T$ ) peut s'exprimer

$$\underset{(N \times T)}{\mathbf{Y}'} = \underset{(N \times M)}{\mathbf{H}} \cdot \underset{(M \times T)}{\mathbf{X}'} + \underset{(N \times T)}{\boldsymbol{\nu}}. \quad (8.2)$$

On s'aperçoit qu'il est nécessaire d'estimer  $NM$  canaux  $h$  à partir de  $NT$  signaux reçus, ce qui implique  $T \geq M$  en supposant le canal invariant sur ces  $T$  chips, afin d'avoir au moins autant d'équations que d'inconnues pour des estimées fiables. Le bloc pilote  $\mathbf{X}'$  étant connu au récepteur, il est possible d'estimer  $\mathbf{H}$  par  $\check{\mathbf{H}}$  en employant des traitements matriciels minimisant une métrique donnée. Ainsi, de manière équivalente aux techniques de détection, nous pouvons chercher à minimiser  $\text{tr} \left( \mathbb{E} \left[ (\mathbf{Y}' - \check{\mathbf{H}} \mathbf{X}')^H (\mathbf{Y}' - \check{\mathbf{H}} \mathbf{X}') \right] \right)$ . Cette méthode LS (*Least Squares*) s'apparente à la détection ZF sans bruit, et l'estimation est alors

$$\check{\mathbf{H}} = \mathbf{Y}' \mathbf{X}'^H (\mathbf{X}' \mathbf{X}'^H)^{-1}. \quad (8.3)$$

En procédant de la même manière pour minimiser  $\text{tr} \left( \mathbb{E} \left[ (\check{\mathbf{H}} - \mathbf{H})^H (\check{\mathbf{H}} - \mathbf{H}) \right] \right)$ , on aboutit aux techniques LMMSE. En supposant des coefficients de canal complexes-gaussiens et indépendants du bruit, cette méthode s'apparente au MMSE. Ainsi, après développements dans le cas où  $T = M$ ,

$$\check{\mathbf{H}} = (\mathbf{R}_{HY}) \cdot (\mathbf{R}_{YY})^{-1} \cdot \mathbf{Y}'. \quad (8.4)$$

où  $\mathbf{R}_{HY} = \mathbb{E} \left[ \mathbf{H} \mathbf{Y}'^H \right]$  et  $\mathbf{R}_{YY} = \mathbb{E} \left[ \mathbf{Y}' \mathbf{Y}'^H \right]$  peuvent être calculés en fonction des statistiques des signaux. D'autres formes sont possibles en fonction des tailles de matrices, et des hypothèses simplificatrices (indépendance, orthogonalité...).



Cependant, nous ne cherchons pas à estimer le canal uniquement au niveau des blocs pilotes, mais surtout sur l'ensemble des *chips* utilisés pour les données. Puisque ces estimations localisées (LE) ne seront pas indépendantes d'autres LE sur le *slot*, nous allons procéder à l'estimation du canal en deux étapes : dans un premier temps, nous emploierons la technique LS pour calculer l'ensemble des LE du *slot*, puis, dans un second temps, nous filtrerons en employant un principe MMSE qui tiendra compte des corrélations en temps et en fréquence du canal. Nous allons détailler ces deux principes dans le cas particulier d'un système  $2 \times N$  avec des séquences pilotes orthogonales.

### 8.2.1.2 Étape 1 : Estimation localisée à partir des séquences pilotes

**Choix des séquences pilotes** ▷ Le choix des séquences pilotes  $\hat{\mathbf{X}}$  peut se faire en optimisant un critère donné. La minimisation du BER étant difficilement envisageable par le calcul, nous pouvons nous reporter sur la minimisation de la CEE, en cherchant à annuler  $\text{grad}_{\hat{\mathbf{X}}} [\text{tr} (\mathbb{E} [(\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H})^H (\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H})])]$ . En prenant l'exemple de l'estimation LS de l'équation (8.3), sans connaissance *a priori* sur le canal, le développement revient à minimiser  $\mathbb{E}_{\mathbf{H}, \nu} \left[ \left\| \nu \hat{\mathbf{X}}^H (\hat{\mathbf{X}} \hat{\mathbf{X}}^H)^{-1} \right\|^2 \right]$ . Cela confirme que la puissance des pilotes doit être maximisée par rapport au bruit, et équitablement distribuée. Sous la contrainte de puissance  $\text{tr} (\hat{\mathbf{X}} \hat{\mathbf{X}}^H)$  constante, on en déduit que les séquences optimales sont orthonormales en espace (on peut le voir facilement en décomposant  $\hat{\mathbf{X}} \hat{\mathbf{X}}^H$  par SVD). Un calcul pour une estimation LMMSE ou pour maximiser l'information mutuelle aboutit à la même conclusion :  $\hat{\mathbf{X}} \hat{\mathbf{X}}^H = \alpha \mathbf{I}$ .

Dans notre cas large-bande, un degré de liberté supplémentaire apparaît en fréquence, pour le choix des pilotes. Il est alors possible de faire intervenir d'autres critères dans le choix (minimisation du PAPR en évitant des séquences constantes en fréquence sur un bloc-OFDM, dissociation temporelle des séquences émises par chaque antenne en effectuant des rotations de phase en fréquence...). Quelques exemples de séquences pilotes respectant l'orthogonalité spatiale sont données sur la figure 8.2. Le premier choix le plus simple consiste à séparer temporellement l'émission de pilotes pour chaque antenne. Un second choix consiste à employer les techniques de transmission orthogonales envisagées dans les

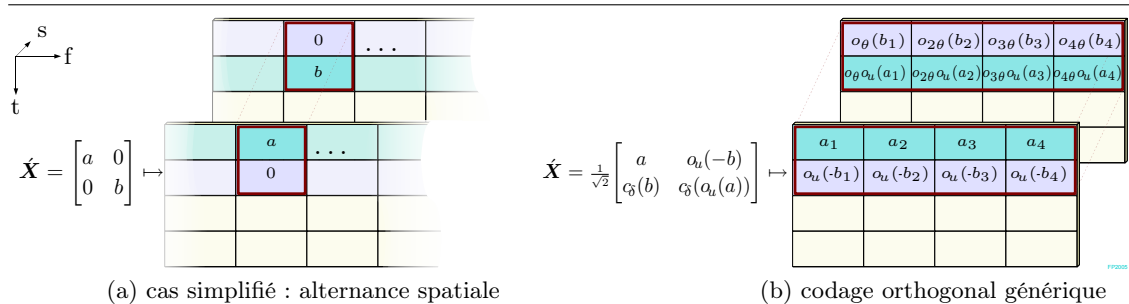


FIG. 8.2 – Exemples de codages des pilotes proposés pour les systèmes  $2 \times N$

chapitres précédents. Ainsi, la solution suivante (schéma (b)) sera retenue :

$$\dot{\mathbf{X}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a & o_u(-b) \\ b & o_u(a) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times T} \quad (8.5)$$

où  $o_u(\cdot)$  est une opération complexe unitaire fixée telle que décrit en annexe B.2 (pouvant combiner une rotation et éventuellement une opération de conjugaison), et avec  $|a| = |b| = 1$ . Nous vérifions alors que le code d'Alamouti est un cas particulier où  $o_u$  est l'opération de conjugaison, et que la matrice d'Hadamard  $\mathbf{U}_{WH}$  est également un cas particulier où  $o_u$  est l'opération identité. Nous choisirons ce dernier codage WH, qui a l'avantage de fournir les codes réels orthogonaux les plus courts, et une puissance constante en prenant  $a = b = 1$ . Par ailleurs, les rotations de phase n'affectant pas les performances dans ce contexte, nous n'optimisons pas la variation fréquentielle ici.

**Simplification du calcul des LE**  $\triangleright$  La généralisation étant aisée pour d'autres séquences pilotes et d'autres valeurs de paramètres, nous allons détailler le cas d'un système  $2 \times N$  employant des séquences pilotes unitaires WH en espace-temps (que nous noterons  $\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{U}$ ), et procédant au même codage sur toutes les sous-porteuses  $k = 1, \dots, N_c$ . Avec des séquences pilotes orthogonales  $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \alpha \mathbf{I}_M$ , et un bruit (de variance  $\sigma_\nu^2$  par *chip*) décorrélé en espace et en temps, l'équation (8.4) (LMMSE) se réduit à

$$\check{\mathbf{H}} = (\mathbf{R}_{HH}) \cdot (\alpha \mathbf{R}_{HH} + \sigma_\nu^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \cdot \dot{\mathbf{Y}}\mathbf{U}^H \quad \text{avec} \quad \mathbf{R}_{HH} = \mathbb{E}[\mathbf{H}\mathbf{H}^H]. \quad (8.6)$$

Sans aucune connaissance statistique sur le canal, en prenant  $\mathbf{R}_{HH} = \mathbf{I}$ , les estimations LS et LMMSE se rejoignent :  $\check{\mathbf{H}} \propto \dot{\mathbf{Y}}\mathbf{U}^H$ . Par ailleurs, on s'aperçoit que l'estimation LMMSE peut être calculée en deux étapes, en passant par l'estimation LS qui sera ensuite filtrée en fonction de la connaissance de  $\mathbf{R}_{HH}$ .

Ainsi, les différentes équations se simplifient, et l'estimation localisée moyenne (au milieu des 2 bloc-OFDM pilotes) du coefficient de canal entre l'antenne d'émission  $m$  et l'antenne de réception  $n$  devient

$$\check{h}_{n,m} = \frac{1}{\alpha} \mathbf{U}_m^T \cdot \dot{\mathbf{y}}_n, \quad \text{avec} \quad \dot{\mathbf{y}}_n = \begin{bmatrix} \dot{y}_n(1) \\ \vdots \\ \dot{y}_n(M) \end{bmatrix}, \quad (8.7)$$

où  $\mathbf{U}_m$  est la colonne  $m$  de la matrice unitaire  $\mathbf{U}$ . Ayant choisi des pilotes de puissance unitaire,  $\alpha = 1$ . Ce désétalement des  $M = 2$  bloc-OFDM pilotes par la matrice WH permet d'obtenir simplement les estimations LS, pour tout un bloc de pilotes en effectuant l'opération sur l'ensemble des sous-porteuses  $k = 1, \dots, N_c$ . Notons qu'en supposant le PDP du canal constant sur la longueur d'étalement ( $M = T = 2$  bloc-OFDM ici), l'équation (8.7) fournit une estimation non biaisée

$$\check{h}_{n,m}(l', k) = h_{n,m}(l', k) + \mathbf{U}_m^T \boldsymbol{\nu}_n(l', k) \quad \forall l' \in \mathcal{P}, \quad k = 1, \dots, N_c. \quad (8.8)$$

### 8.2.1.3 Étape 2 : Filtrage, interpolation, et réduction du bruit d'estimation

**Présentation des solutions** ▷ Les estimations du canal sur l'ensemble des *chips* de données du *slot* peuvent être obtenues à partir des LE précédents (calculés sur les 3 blocs pilotes) par différentes méthodes d'interpolation (linéaires, polynomiales, splines...). De nombreuses techniques ont été proposées pour réduire la complexité [190, 191]. Par ailleurs, l'estimation peut être améliorée en effectuant des moyennes si le canal est fortement corrélé en temps et/ou fréquence, afin de réduire l'effet du bruit dans l'équation (8.8). Notons que ce bruit équivalent après désétalement reste une variable aléatoire gaussienne centrée, et qu'il n'est pas amplifié en LS (contrairement à la détection) puisque la puissance des pilotes demeure inchangée. Ainsi, un compromis existe en fonction des corrélations et du niveau de bruit. La solution linéaire optimale pour effectuer ces moyennes pondérées est d'utiliser un filtrage 2D permettant d'obtenir les estimations finales de la fonction de transfert du canal  $\hat{h}_{n,m}(l, k)$  en fonction des LE  $\check{h}_{n,m}(l', k')$  :

$$\hat{h}_{n,m}(l, k) = \sum_{\{l', k'\} \in \mathcal{T}_{l,k}^m} \omega_{l', k', l, k}^m \cdot \check{h}_{n,m}(l', k') \quad \forall l \in \mathcal{D}, k = 1, \dots, N_c. \quad (8.9)$$

où  $\omega_{l', k', l, k}^m$  est le filtre FIR 2D, dans le cas général variant en temps, fréquence et espace. Le sous-espace  $\mathcal{T}_{l,k}^m$  regroupe l'ensemble des LE utilisés pour obtenir l'estimation finale  $\hat{h}_{n,m}(l, k)$ .

**Filtrage optimal de Wiener** ▷ La solution de filtrage optimale au sens de la minimisation de l'erreur quadratique d'estimation est fournie par la théorie de Wiener [199, 187, 95] lorsque les statistiques de canal sont connues à l'ordre 2. La complexité d'un tel filtrage brutal sur l'ensemble du *slot* n'est pas envisageable. Cependant, on peut raisonnablement penser que les densités spectrales de puissance des délais (APDP) et du Doppler sont statistiquement indépendantes, ce qui permet de simplifier le traitement en cascade de deux filtres de Wiener 1D, l'un en fréquence et l'autre en temps. Pour que le filtrage puisse assurer un suivi correct du canal, il est nécessaire que la répartition des pilotes sur le *slot* soit suffisante pour respecter le théorème d'échantillonnage. Autrement dit, la distance maximale en fréquence et en temps entre 2 pilotes dépend directement de la corrélation fréquentielle (*i.e.* de l'APDP) et temporelle (*i.e.* de la vitesse), ce qui se résume avec nos notations :

$$\frac{\tau_P}{2} D_f \Delta_{pk} \leq \frac{1}{2}, \quad \text{et} \quad \varphi_D T_x \Delta_{pl} \leq \frac{1}{2}, \quad (8.10)$$

où  $\Delta_{pk}$  et  $\Delta_{pl}$  sont respectivement les espacements normalisés des pilotes en fréquence (nombre de sous-porteuses) et en temps (nombre de bloc-OFDM). Un rapide calcul avec nos paramètres dans un canal BRANE à 180 km/h donne grossièrement (sans tenir compte des profils)  $\Delta_{pk} \leq 10$  et  $\Delta_{pl} \leq 28$ , ce qui est largement respecté dans le *slot* où  $\Delta_{pk} = 1$  et  $\Delta_{pl} = 14$ . Il est souvent admis qu'un sur-échantillonnage d'un facteur 2 est un bon compromis [187]. Nous vérifions donc que la dimension fréquentielle pourra servir pour estimer d'autres antennes ou effectuer une réduction conséquente du bruit d'estimation avant de filtrer en temps.

Nous allons donc procéder à un premier filtrage dans la dimension fréquentielle, suivi d'un filtrage temporel, comme précisé sur la figure 8.3. Le principe général étant identique,

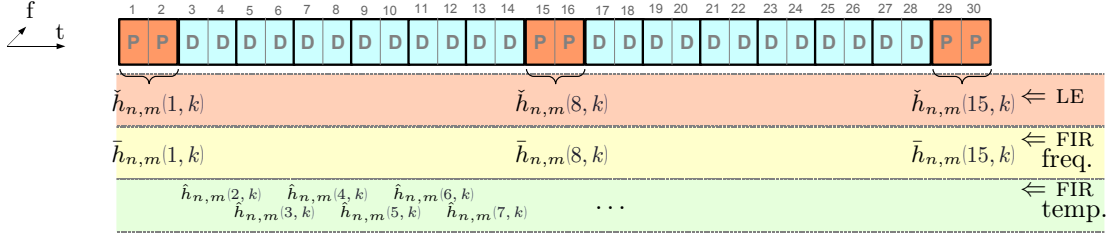


FIG. 8.3 – Étapes de calcul pour l'estimation PACE

nous rappelons le calcul d'un filtre 1D  $\omega^o$  (par exemple en temps) de taille  $N_{\text{FIR}}$  qui minimise  $\mathbb{E} \left[ |h(l) - \hat{h}(l)|^2 \right]$  pour un emplacement  $l$  que nous cherchons à estimer.

$$\omega^o = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{p}, \quad \text{avec } \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(N_{\text{FIR}} - 1) \\ r(1) & r(0) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & r(1) \\ r(N_{\text{FIR}} - 1) & \dots & r(1) & r(0) \end{bmatrix} \quad \text{et } \mathbf{p} = \begin{bmatrix} p(0) \\ p(1) \\ \vdots \\ p(N_{\text{FIR}} - 1) \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

$\mathbf{R}$  est la matrice d'autocorrélation des entrées, de forme Toeplitz. Ces entrées sont  $\check{h}(k')$  dans le cas du filtre fréquentiel, et  $\bar{h}(l')$  dans le cas du filtre temporel. Simplifiant la présentation en parlant uniquement du filtre temporel,  $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{\bar{h}\bar{h}} + \sigma_{\check{h}}^2 \mathbf{I}$ , où  $\sigma_{\check{h}}^2$  correspond à la puissance du « bruit équivalent », *i.e.* la variance de l'erreur d'estimation provenant de l'étape précédente.  $\mathbf{p}$  est le vecteur de corrélation entre les entrées  $\bar{h}(l')$  et le signal désiré  $h(l)$ . En supposant les statistiques de canal invariantes en temps, on peut simplifier le calcul et aboutir à  $r(i) = \mathbb{E}[h_0 h_i^*] + \sigma_{\check{h}}^2 \delta_{0i}$  (où  $\mathbb{E}[h_0 h_i^*]$  correspond au facteur de corrélation entre les 2 entrées séparées de  $i$  et  $\delta_{0i}$  vaut 1 uniquement si  $i = 0$ ), et  $p(i) = \mathbb{E}[h h_i^*]$ . Quelques-uns des filtres utilisés pour les simulations seront illustrés par la suite, en tenant compte des subtilités de structure du *slot*.

**Solution retenue**  $\triangleright$  En pratique, les profils de corrélation et les DSP sont rarement parfaitement connus au récepteur. Il est alors plus simple de concevoir des filtres robustes [189] en supposant certains profils précalculés. En particulier, nous mènerons des simulations en employant l'hypothèse de profils rectangulaires<sup>(5)</sup>. Ainsi, nous supposons souvent un spectre Doppler uniforme entre  $-\varphi_{D_{\text{FIR}}}$  et  $\varphi_{D_{\text{FIR}}}$ , où  $\varphi_{D_{\text{FIR}}}$  peut être différent de la réelle fréquence Doppler maximale  $\varphi_D$ . Un ensemble de filtres temporels ne dépendant que de cette fréquence Doppler maximale (*i.e.* de la vitesse mesurée au récepteur) et du niveau de bruit moyen peut alors être conservé dans le MT et éviter le recours à de complexes calculs de coefficients. De la même façon, il est possible de précalculer les filtres fréquentiels en supposant un APDP uniforme ou décroissant avec un retard maximal  $\tau_{P_{\text{FIR}}}$ . Nous comparerons avec d'autres solutions sous-optimales telles que de simple moyennes, interpolations

<sup>(5)</sup>Plusieurs solutions ont été implémentées pour calculer en temps-réel des filtres en fonction de mesures sur le canal (usant au besoin d'optimisations, tel que pour l'inversion de matrices Toeplitz); mais nous profiterons surtout du fonctionnement par paquet en utilisant des listes de coefficients précalculés, correspondant à des filtres adaptés à certains profils (rectangulaire, triangulaire, Jakes, exponentiel décroissant...), à la structure fixe du *slot* (*linear shift-variant filters*), et à différents niveaux de bruit.

linéaires, moyennes pondérées sur seulement 3 coefficients... Notons que l'ensemble des filtres considérés tiendra compte de la structure du *slot* fixée en première partie, en particulier de la position de certains blocs ou sous-porteuses nulles. Vu que cette étape n'est nécessaire que pour le calcul des coefficients, elle ne compliquera pas le traitement au MT et n'est pas exposée ici.

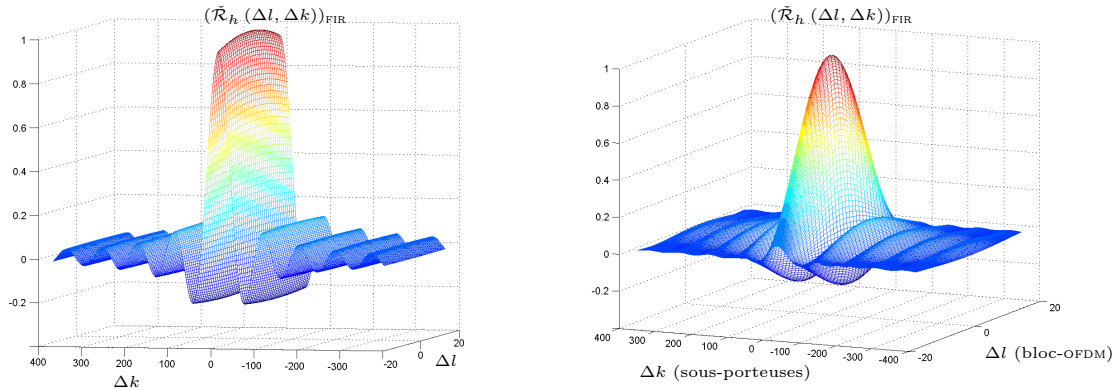
Enfin, nous utiliserons des filtres ayant un nombre réduit de coefficients, généralement entre 3 et 7. Par ailleurs, une simplification qui divise par 2 le nombre d'estimations de canal nécessaires consiste à tenir compte de l'algorithme MIMO utilisé. Comme la détection Alamouti ne nécessite qu'une estimation de canal pour 2 bloc-OFDM, nous calculerons une seule estimation finale au milieu de ces 2 *chips*. Cela explique pourquoi nous insistons sur le calcul des LE au « milieu » de 2 bloc-OFDM, qui serviront pour le calcul des estimations finales également au milieu de 2 bloc-OFDM, ce qui optimisera à la fois les performances, et la complexité (en conservant des nombres entiers de bloc-OFDM pour les calculs de corrélation et surtout en réduisant le nombre d'estimations puisque les espaces  $\mathcal{D}$  et  $\mathcal{P}$  sont alors divisés par 2 au filtrage).

### 8.2.2 Résultats obtenus

Avant de fournir des résultats en utilisant l'ensemble des algorithmes présentés sur la chaîne de simulation de la figure 8.1, nous allons présenter les effets des variations du canal en temps et en fréquence sur la qualité d'estimation, afin de détecter les scénarios limites qui pourraient nécessiter une autre mise en trame ou des algorithmes de suivi de canal plus évolués. Par exemple, pour dissocier les imperfections du filtrage des imperfections d'estimation localisée par LS, nous donnerons quelques résultats avec LE parfait et filtrage temporel (permettant de vérifier les bornes de performances optimales). Puis les réelles estimations localisées, suivies ou non d'un filtrage fréquentiel, puis temporel, apporteront les mesures de performances finales sur la chaîne complète en PACE, en termes de CEE, BER, FER et débit. La CEE correspond à l'erreur quadratique moyenne d'estimation du canal sur les *chips* de données. Notons que les résultats de taux d'erreurs seront donnés en employant non plus un turbo-codage, mais un simple codage-canal convolutif UMTS, ce qui réduit la complexité et permettra des évolutions en itératif<sup>(6)</sup>. Rappelons que l'*overhead* des pilotes est inclut dans la perte en débit, mais pas dans le décalage de SNR équivalent pour les illustrations de taux d'erreur<sup>(7)</sup>.

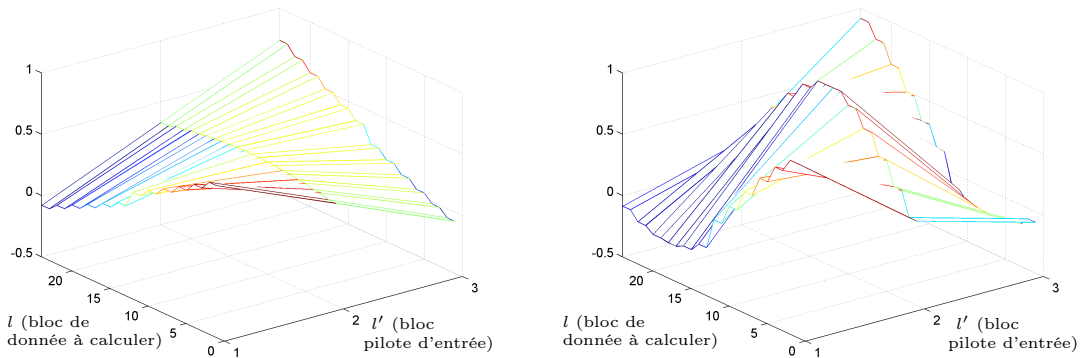
<sup>(6)</sup> En effet, avec le récepteur itératif nécessaire pour les techniques ICE, il sera plus judicieux d'envisager une boucle globale au récepteur associant estimation-détection-décodage plutôt qu'une boucle itérative locale au niveau du décodage. Cependant, l'intérêt ne pourra être visible qu'en fournissant des résultats avec un traitement souple complet.

<sup>(7)</sup> Comme dans l'ensemble du rapport puisque la structure de *slot* est fixe, l'insertion des pilotes réduit le débit à respectivement 27.65 et 124.4 Mbit/s en QPSK  $R_c = 1/2$  et 64QAM  $R_c = 3/4$ . Comme mentionné en section 8.1.4.1, cette perte est équivalente à un décalage de SNR de  $10\log_{10}\left(\frac{30}{24}\right) \approx 1$  dB.



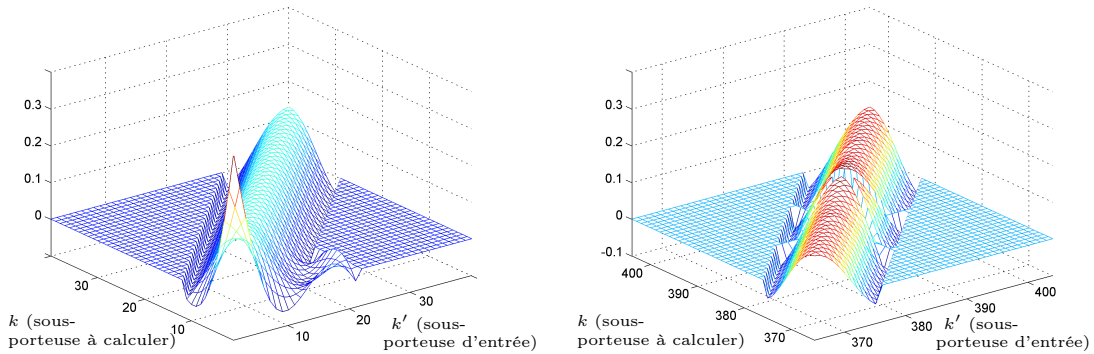
(a) 60 km/h ( $\varphi_{D_{\text{FIR}}} = 290 \text{ Hz}$ ),  $\tau_{P_{\text{FIR}}} = 0.5 \mu\text{s}$       (b) 300 km/h ( $\varphi_{D_{\text{FIR}}} = 1444 \text{ Hz}$ ),  $\tau_{P_{\text{FIR}}} = 0.5 \mu\text{s}$

FIG. 8.4 – Modèles de corrélation de canal utilisés pour du filtrage robuste, en supposant des profils (APDP et Doppler) rectangulaires



(a) rect. 60 km/h ( $\varphi_{D_{\text{FIR}}} = 290 \text{ Hz}$ )      (b) rect. 300 km/h ( $\varphi_{D_{\text{FIR}}} = 1444 \text{ Hz}$ )

FIG. 8.5 – Filtres temporels (variants en temps) correspondants, pour un bruit d'entrée fixé à  $\sigma_{\vartheta}^2 = 0.01$



(a) zoom sous-porteuses d'extrémité      (b) zoom sous-porteuses centrales

FIG. 8.6 – Filtre fréquentiel (variant en fréquence, 21 coef.) correspondant à l'APDP rectangulaire de retard maximal  $\tau_{P_{\text{FIR}}} = 1.5 \mu\text{s}$ , pour un bruit d'entrée fixé à  $\sigma_{\vartheta}^2 = 0.1$

### 8.2.2.1 Mesures du canal et illustration des filtres obtenus

Nous illustrons rapidement les modèles robustes utilisés, pour les comparer aux mesures à l'ordre 2 du canal et ensuite en vérifier les effets (à travers la CEE...), afin d'avoir une idée grossière des performances du filtrage en fonction du canal et de sa connaissance. Ainsi, en supposant des profils d'APDP et de spectre Doppler rectangulaires, on obtient par *slot* les surfaces de corrélation 2D (en fréquence et temps) illustrées sur la figure 8.4 pour 2 vitesses de déplacement différentes. Cette corrélation peut être comparée aux mesures réelles effectuées sur le canal au chapitre 3, en particulier avec la figure 3.5. Les formes sont assez proches autour du point central de calcul, pour peu que les valeurs de  $\tau_{P_{\text{FIR}}}$  et de  $\varphi_{D_{\text{FIR}}}$  soient bien choisies. Ces surfaces découlent directement des conversions par transformées de Fourier vues au chapitre 2, ce qui donne une amplitude de corrélation

$$(\tilde{\mathcal{R}}_h(\Delta l, \Delta k))_{\text{FIR}} = \frac{\sin 2\pi\varphi_{D_{\text{FIR}}} T_x \Delta l}{2\pi\varphi_{D_{\text{FIR}}} T_x \Delta l} \cdot \frac{\sin \pi\tau_{P_{\text{FIR}}} D_f \Delta k}{\pi\tau_{P_{\text{FIR}}} D_f \Delta k} \quad (8.12)$$

où  $\Delta k$  et  $\Delta l$  sont respectivement les espacements en nombre de sous-porteuses et de bloc-OFDM entre les deux points de mesure. De même, l'hypothèse d'un profil de retard triangulaire donnerait une corrélation fréquentielle  $\text{sinc}^2$ , et un profil de Doppler Jakes (cf. équation (2.32)) donnerait une corrélation temporelle de forme Bessel.

Nous limitons la présentation à quelques filtres robustes déduits des profils rectangulaires. Ainsi, la figure 8.5 représente les coefficients des filtres temporels correspondant aux corrélations de canal illustrées sur la figure 8.4, et tenant compte de la structure de *slot* pour délivrer les 12 blocs de données à partir des 3 blocs pilotes. De même, la figure 8.6 représente le filtre fréquentiel correspondant à un retard  $\tau_{P_{\text{FIR}}} = 1.5 \mu\text{s}$ , limité à 21 coefficients par sous-porteuse, et tenant compte de la structure de *slot* pour délivrer les estimations filtrées sur  $N_d = 768$  sous-porteuses. Puisque les coefficients sont identiques pour la plupart des sous-porteuses n'ayant pas « d'effet de bord », seuls sont représentés les coefficients des sous-porteuses extrêmes et des sous-porteuses centrales (effet de la sous-porteuse DC nulle), respectivement en (a) et (b).

### 8.2.2.2 Résultats avec LE parfaits et effets du filtrage temporel

Cet ensemble de simulations permet de vérifier l'effet des traitements temporels (interpolations, moyennes, filtrages...) indépendamment des problèmes d'estimation des blocs de pilotes. Notons que la CEE ne varie pas en fonction du SNR dans ce cas particulier où les LE sont parfaits, la seule source d'erreur provenant de l'interpolation. Par ailleurs, les résultats de taux d'erreurs seront donnés pour un système 2x2 Alamouti-MC-CDMA à pleine-charge, avec *chip-mapping* CIDA et égalisation linéaire SUD MMSE, sauf lorsque précisé. Nous allons juste illustrer quelques exemples et donner les conclusions.

**Performances à 60 km/h** ▷ La figure 8.7 présente les résultats obtenus dans un contexte haut-débit (64QAM,  $R_c = 3/4$ , *i.e.*  $\eta_{th} = 4.5$ ) à vitesse modérée (60 km/h). Les LE étant parfaits, aucun filtrage fréquentiel n'est nécessaire ; par contre, une interpolation temporelle



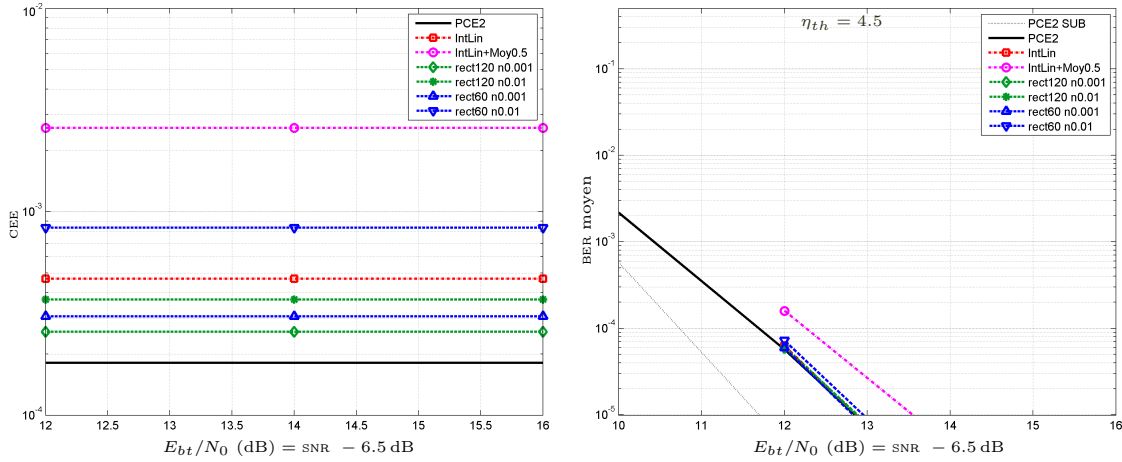


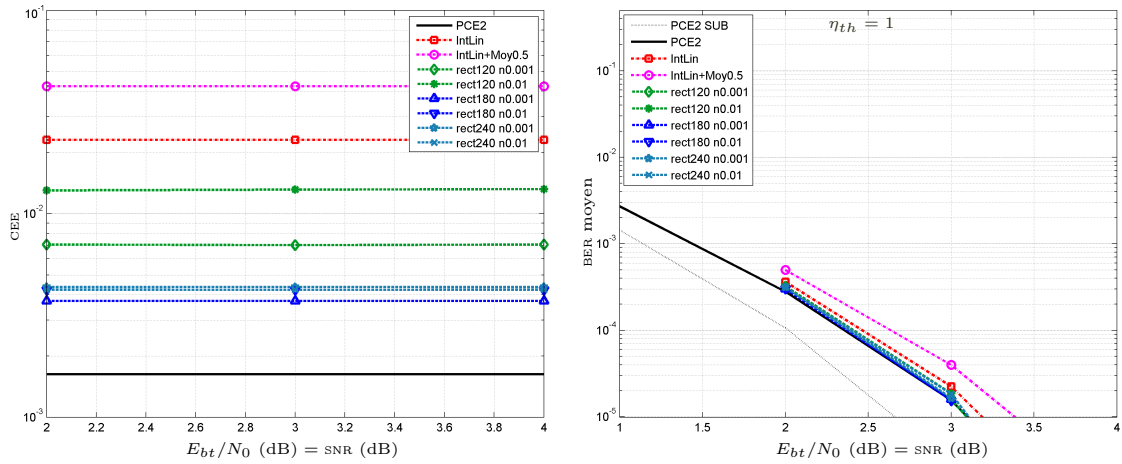
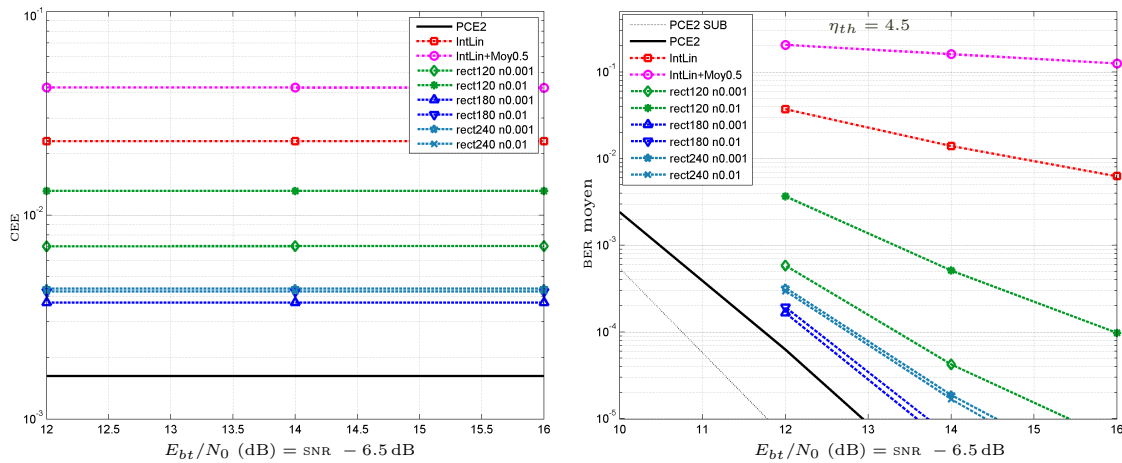
FIG. 8.7 – Performance de systèmes 2×2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h, pour différentes interpolations temporelles de LE parfaits (64QAM CCC 3/4)

permet d'obtenir les estimations sur les *chips* de données à partir de ces LE. Utilisant un système Alamouti, l'astuce qui consiste à fournir une seule estimation pour 2 bloc-OFDM est utilisée, y compris lorsque le canal est parfaitement connu (ce qui est noté PCE2 pour *Perfect Channel Estimation* avec une moyenne sur 2 bloc-OFDM). Notons qu'en pratique, cette moyenne améliore les BER et FER, même en PCE, par rapport à un algorithme de détection qui utiliserait uniquement le coefficient de canal d'un des deux bloc-OFDM. La notation SUB correspond toujours à la borne de performance mono-utilisateur (MRC). La notation IntLin signifie qu'une simple interpolation linéaire entre chaque bloc de LE est utilisée. La notation IntLin+Moy0.5 correspond à un compromis entre une interpolation linéaire et une moyenne. Enfin, la notation  $\text{rect}X_v nX_n$  correspond à l'utilisation d'un filtre robuste précalculé (cf. figure 8.5 par exemple), optimisé pour un profil de corrélation rectangulaire avec une vitesse de déplacement de  $X_v$  km/h et un « bruit équivalent » d'entrée  $\sigma_y^2 = X_n$ . Les solutions qui supposent un bruit d'entrée nul ( $X_n \rightarrow 0$  ou IntLin) sont évidemment les meilleures puisque les LE sont parfaits. On s'aperçoit que les performances sont très proches de l'estimation parfaite, même avec une simple interpolation linéaire. Ainsi, en dehors du IntLin+Moy0.5 qui moyenne trop les LE, toutes les solutions présentent une dégradation inférieure à 0.1 dB, quel que soit le filtre robuste utilisé avec  $30 \leq X_v \leq 120$ , et l'égalisation (ZF ou MMSE). Les performances SUB ou à plus faible rendement (tel qu'en QPSK CCC 1/2) ne sont pas illustrées car la différence est encore plus faible. Notons l'effet compensatoire entre la fréquence Doppler utilisée pour le filtre (*i.e.* la vitesse) et la valeur de bruit<sup>(8)</sup>. Notons également que les simulations en 2×1 aboutissent aux mêmes conclusions.

Pour résumer, la structure du *slot* est parfaitement adaptée aux transmissions avec une vitesse de déplacement faible à modérée ( $\leq 100$  km/h), et les contraintes sur le traitement temporel sont alors réduites. Il n'y aura donc pas de problème pour suivre les évolutions

<sup>(8)</sup>Par exemple, le fait de sous-estimer la corrélation compense la sur-estimation du bruit, en réduisant l'effet de moyenne, ce qui explique les meilleures performances en CEE du rect120 ici.




 FIG. 8.8 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE<sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes interpolations temporelles de LE parfaits (QPSK CCC 1/2)

 FIG. 8.9 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE<sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes interpolations temporelles de LE parfaits (64QAM CCC 3/4)

du canal en PACE, et un filtrage robuste à partir des 3 blocs de LE, ou même une simple interpolation-linéaire-moyennée entre 2 LE, devrait suffire à la plupart des applications urbaines.

**Performances à 180 km/h** ▷ A plus haute vitesse de déplacement du MT, le comportement est modifié et la CEE augmente rapidement. Tant qu'une constellation de petite taille est utilisée, les taux d'erreurs (BER et FER) restent relativement insensibles à ces variations de canal, comme l'illustre la figure 8.8 en QPSK. L'ensemble des filtres robustes testés permet d'approcher les résultats PCE2. Par ailleurs, une simple interpolation linéaire entraîne une dégradation acceptable. Lorsque la vitesse augmente simultanément avec le débit, les conclusions changent radicalement. La qualité du filtrage temporel est alors primordiale pour obtenir des résultats corrects, comme l'illustre la figure 8.9 en 64QAM. Les solutions basées sur des interpolations linéaires ne sont alors plus adaptées, et la bonne estimation

des paramètres du canal est nécessaire pour éviter une forte réduction de performance et un palier de taux d'erreur. Même l'utilisation du filtre optimal (connaissant le spectre Doppler et le bruit) avec des LE parfaits entraîne une dégradation minimale de 0.5 dB. Notons par contre que pour le calcul du filtre, l'utilisation d'une fonction de corrélation réduite (se limitant à quelques zones de cohérences) suffit pour obtenir des coefficients de filtre corrects.

Pour résumer, au delà de 200 km/h, l'estimation PACE avec cette structure de *slot* ne sera donc plus adaptée au haut-débit. En effet, on peut vérifier que le temps de cohérence à 200 km/h s'approche de l'espacement entre les blocs de pilotes. Des solutions de suivi du canal ou l'utilisation des données en itératif pourront alors améliorer les performances à haute vitesse.

### 8.2.2.3 Résultats avec estimation PACE complète

De nombreuses simulations avec différents traitements (filtrage/interpolation/moyennes...) sur différents nombres de coefficients en temps et en fréquence et plusieurs niveaux de bruit ont permis d'évaluer la pertinence du PACE pour plusieurs systèmes. Ne pouvant pas exposer l'étendue de cette étude, nous serons parfois amenés à donner quelques conclusions sans les illustrer. Par ailleurs, parmi les nombreux débits et vitesses envisagés, nous limitons la présentation aux rendements extrêmes ( $\eta_{th} = 1$  et 4.5 bit/s/Hz) avec deux vitesses représentatives (60 et 180 km/h), avant de conclure sur les configurations qui pourraient bénéficier d'un traitement itératif pour l'estimation du canal.

**Performances à 60 km/h** ▷ Nous avons choisi d'illustrer les performances à partir de solutions d'estimation robustes de complexité raisonnable, en utilisant l'estimation localisée LS de l'équation (8.7), suivie d'un éventuel traitement fréquentiel sur 3 à 7 coefficients, puis d'un traitement temporel sur un maximum de 3 coefficients (correspondant aux 3 blocs pilotes par *slot*). Ce choix est justifié par le bon rapport performances/complexité obtenu. Rappelons qu'ici tous ces coefficients sont précalculés. Ainsi, la figure 8.10 illustre les performances pour une efficacité spectrale  $\eta_{th} = 1$  bit/s/Hz, en CEE et en BER. Notons que la CEE augmente par rapport aux figures de la section précédente, et dépend maintenant du SNR puisque l'estimation localisée devient le facteur de dégradation prédominant. Concernant la légende, l'estimation PACE est décrite par les 3 traitements successifs utilisés, à savoir les LE suivis de "f(X) t(Y)" où X et Y représentent respectivement les traitements en fréquence et en temps. Dans la dimension fréquentielle, X définit le nombre de coefficients utilisés suivi du type de traitement (3Moy correspond alors à une simple moyenne sur 3 coefficients, 5rect n0.1 correspond à un filtre robuste sur 5 coefficients...). Dans la dimension temporelle, Y définit le type de traitement, réalisé à partir des 3 blocs d'estimation précédents (IntLin correspond alors à une simple interpolation linéaire, rect60 n0.01 correspond à un filtre robuste sur 3 coefficients, optimisé pour un profil Doppler rectangulaire à 60 km/h avec un bruit  $\sigma_{\vartheta}^2 = 0.01$ ...). De même, la figure 8.11 illustre les performances obtenues pour une efficacité spectrale  $\eta_{th} = 4.5$  bit/s/Hz.

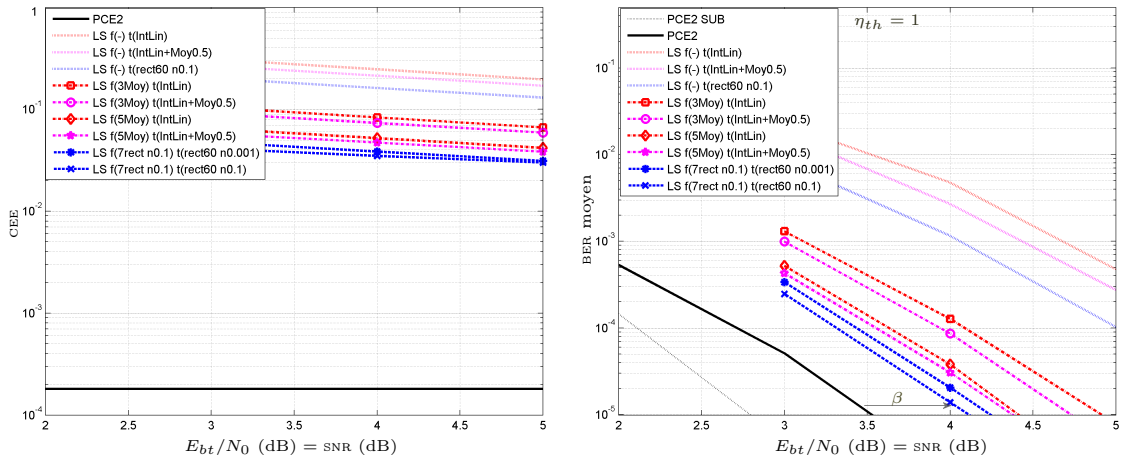


FIG. 8.10 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (QPSK CCC 1/2)

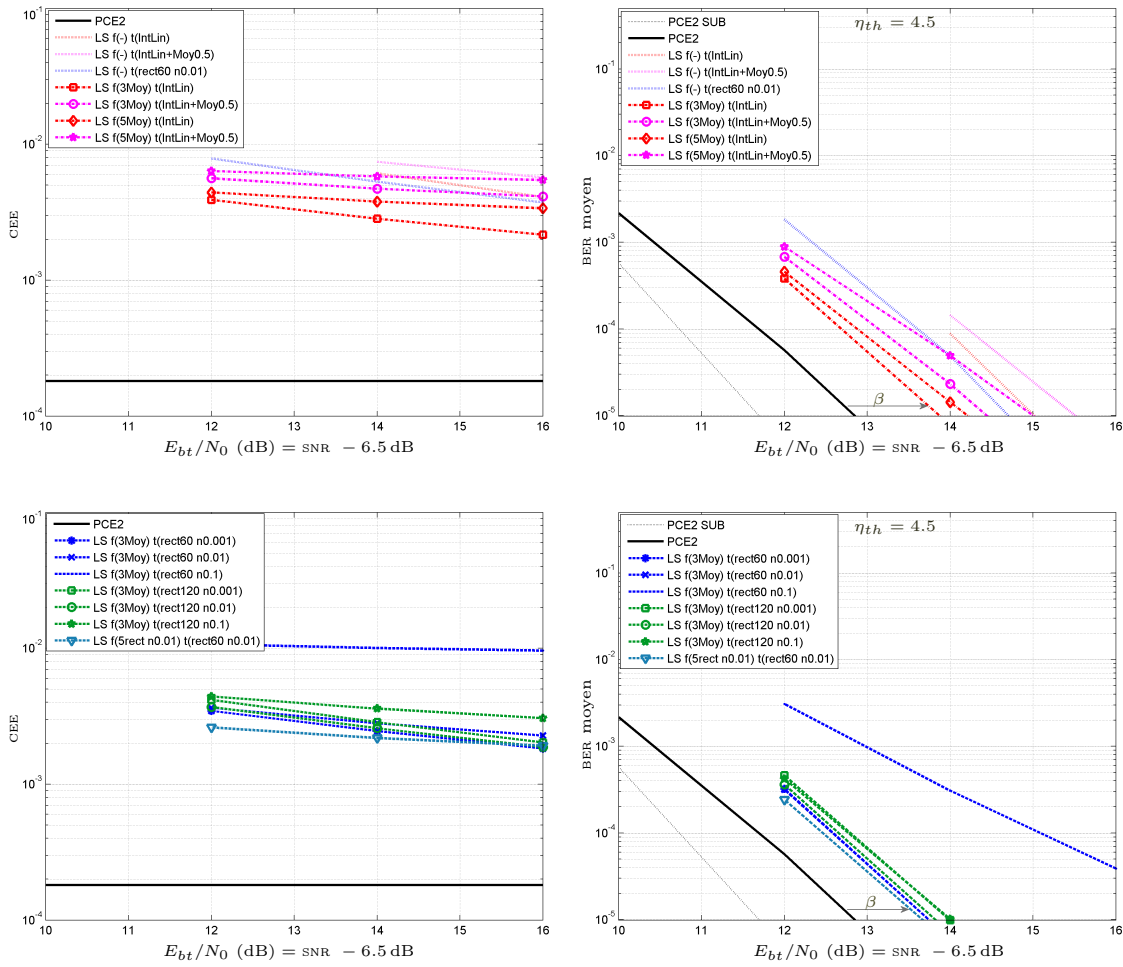


FIG. 8.11 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE<sub>120</sub> à 60 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (64QAM CCC 3/4)

Ce qui peut être retenu est l'importance du traitement fréquentiel dans ce contexte bruité, en particulier à faible SNR, pour réduire l'erreur sur les LE. Ainsi, l'absence de traitement fréquentiel ( $f(-)$ ) entraîne d'importantes dégradations (une moyenne en temps à faible vitesse et faible SNR permet de compenser légèrement). Le nombre de coefficients utilisé en fréquence est donc le principal facteur agissant sur la qualité d'estimation (décalage en SNR). Toutefois, au delà de 7 coefficients, le gain devient faible par rapport à l'augmentation de complexité<sup>(9)</sup>. Par ailleurs, le traitement fréquentiel est particulièrement robuste en QPSK puisqu'une simple moyenne sur les sous-porteuses adjacentes délivre des performances similaires à un filtrage avec des coefficients optimisés. Par contre, en 64QAM à haut SNR, la sensibilité à la qualité du filtrage augmente, et il convient de ne pas trop moyenner vu que les LE sont peu bruités ; une simple moyenne sur 3 LE suffit (et un filtre robuste sur 3 à 5 LE apporte un faible gain). Une remarque intéressante est que cette moyenne en fréquence peut aider à réduire la MAI (*chip-mapping* CIDA) à pleine-charge même si elle n'a pas d'effet (voire un effet négatif) en SUB (résultats SUB PACE non présentés). Concernant le traitement temporel, une simple interpolation linéaire entre 2 blocs suffit. Un léger gain est obtenu en employant un filtre robuste sur 3 coefficients, tant que celui-ci ne sur-estime pas le bruit (puisque les précédents traitements ont fortement réduit l'erreur d'estimation). L'importance de ce filtre augmente évidemment avec la vitesse.

Avec ces choix simples (y compris une moyenne fréquentielle suivie d'une interpolation linéaire temporelle), la dégradation reste inférieure à 1 dB quel que soit le débit de transmission jusqu'à 60 km/h, ce qui conforte les choix effectués jusqu'à présent, et en particulier l'utilisation de détections cohérentes. L'estimation de canal PACE est alors parfaitement adaptée, et le gain qu'il serait possible d'obtenir avec un système itératif utilisé pour l'estimation de canal et/ou la réduction de MAI est assez faible. Même en supposant une estimation optimale et la totale suppression de la MAI, ce gain n'excédera pas 2 dB dans le meilleur cas (cf. courbe PCE2 SUB en 64QAM).

**Performances à 180 km/h** ▷ Les résultats à 180 km/h sont illustrés en termes de BER et FER. Notons que pour les débits faibles à modérés, les performances avec connaissance parfaite du canal s'améliorent par rapport à celles à 60 km/h, profitant de la diversité temporelle supplémentaire. En PACE, cette diversité est compensée par l'erreur d'estimation de canal accrue. Ainsi, les résultats en QPSK PACE à 60 et 180 km/h sont proches, mais la dégradation d'estimation passe de 0.5 à 1 dB en employant un traitement similaire (7 coefficients en fréquence et interpolation linéaire en temps). En QPSK, ces traitements simples illustrés sur la [figure 8.12](#) restent robustes et l'optimisation des filtres n'est pas nécessaire. Par contre, lorsque la taille de constellation augmente, ces conclusions changent radicalement. Ainsi, les résultats 64QAM présentés sur la [figure 8.13](#) illustrent la sensibilité de cette configuration à la qualité d'estimation, en particulier à l'optimisation des paramètres de filtrage temporel. Les performances sans traitement fréquentiel ( $f(-)$ ) souffrent à la fois du bruit d'estimation des LE (en comparant avec la [figure 8.9](#)) et de la sensibilité au suivi

<sup>(9)</sup>Si nous voulons augmenter encore les performances en restant à complexité raisonnable, il existe un compromis puissance-filtrage, *i.e.* il peut être plus judicieux d'augmenter légèrement la puissance des pilotes par rapport aux données.

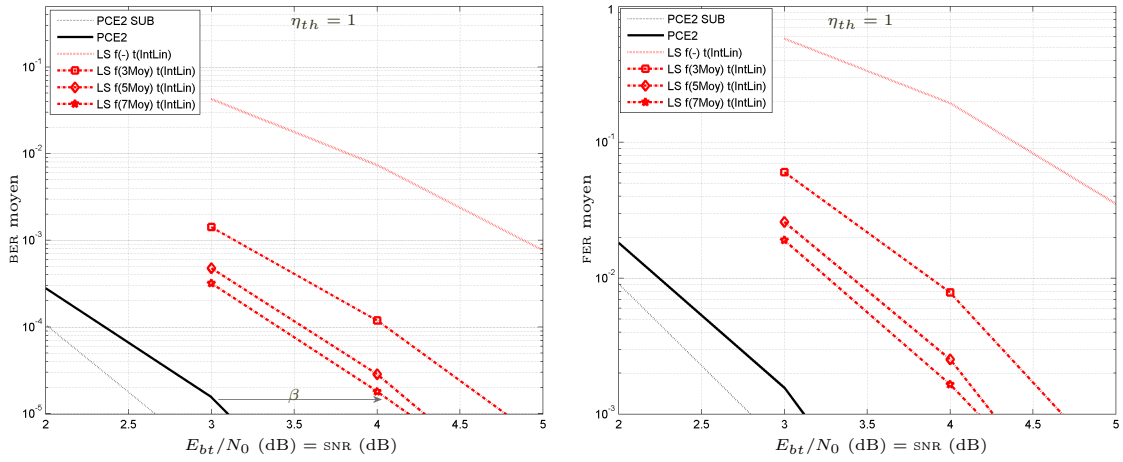
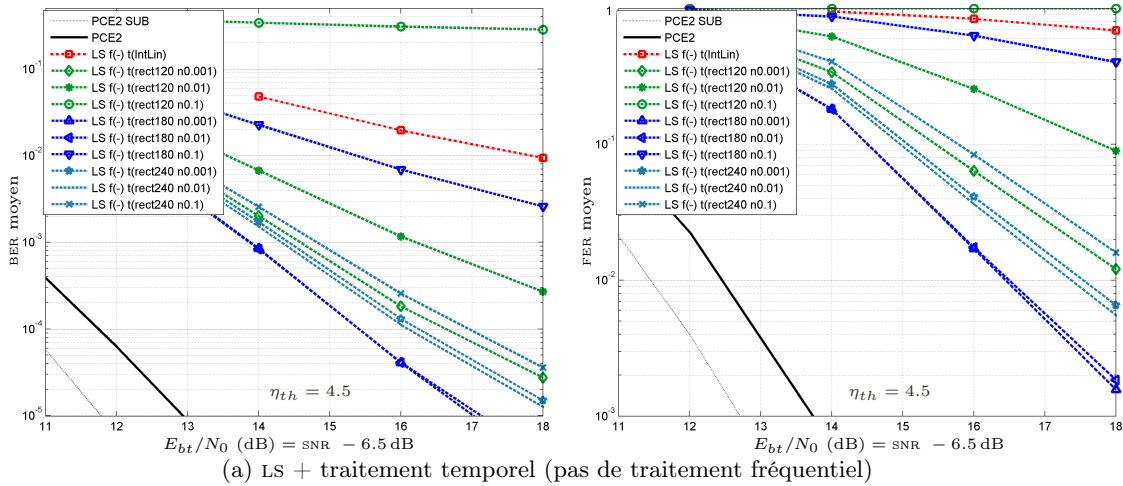
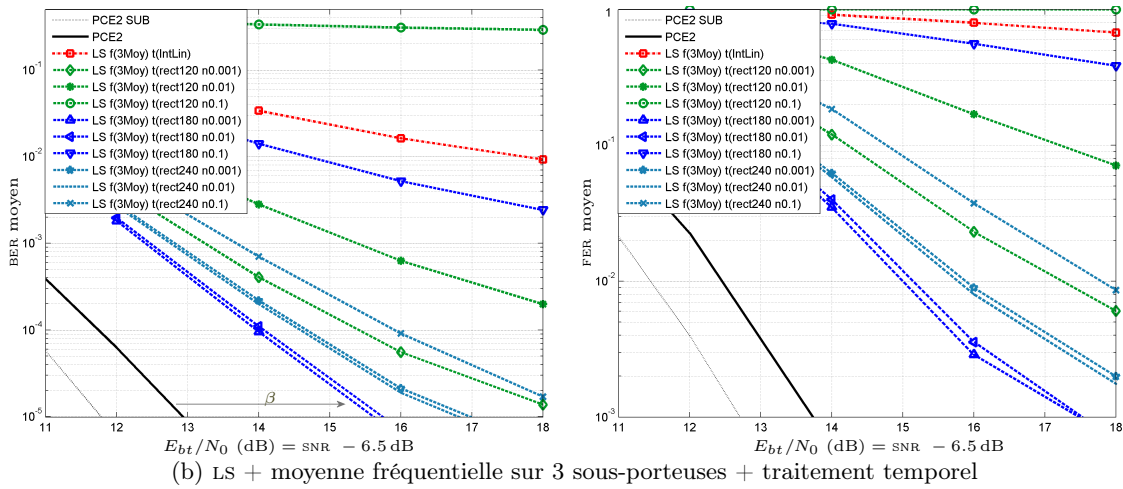


FIG. 8.12 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRAN $E_{120}$  à 180 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (QPSK CCC 1/2)



(a) LS + traitement temporel (pas de traitement fréquentiel)



(b) LS + moyenne fréquentielle sur 3 sous-porteuses + traitement temporel

FIG. 8.13 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRAN $E_{120}$  à 180 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (64QAM CCC 3/4)

temporel du canal en fonction des filtres considérés, entraînant une dégradation supérieure à 4 dB. En ajoutant une moyenne sur 3 sous-porteuses, cette dégradation peut descendre à 2.5 dB. Cependant, même en augmentant la qualité du traitement fréquentiel (filtre robuste sur 5 ou 7 coefficients) et avec un filtre temporel robuste adapté, la dégradation d'estimation PACE minimale est de l'ordre de 2 dB.

**Synthèse** ▷ En étudiant l'estimation PACE constituée d'une estimation localisée LS suivie d'un éventuel filtrage fréquentiel sur 3 à 7 coefficients puis d'un filtrage temporel, nous avons pu identifier les scénarios adaptés et ceux où les algorithmes employés montraient leur limites. Notons que le traitement fréquentiel peut généralement se contenter de coefficients non optimisés, voire d'une simple moyenne sur 3 à 7 coefficients à faible SNR (*i.e.* faible débit) et sur 3 à 5 coefficients à plus haut SNR. Ceci se justifie par la corrélation assez élevée entre sous-porteuses adjacentes, même avec l'APDP BRANÉ utilisé. Le traitement temporel peut également se contenter d'une simple interpolation linéaire dans la plupart des scénarios urbains, mais doit être optimisé en contexte haut-débit à vitesse de déplacement élevée. Ceci se justifie par la réduction du bruit équivalent à l'entrée du traitement temporel si la combinaison du LE et du filtrage fréquentiel a fortement réduit l'erreur d'estimation<sup>(10)</sup>, et l'effet réduit des variations de canal si le produit vitesse-débit reste raisonnable.

Ainsi, il est possible de garantir un débit minimum dès les faibles SNR (et une certaine robustesse), même à 180 km/h à pleine-charge en PACE, comme le montre les résultats en QPSK qui ne présentent pas de seuil de taux d'erreur sur la plage considérée, contrairement aux résultats en 64QAM. Les performances à haut-débit sont beaucoup plus sensibles à la vitesse de déplacement du MT. En effet, dans les scénarios au dessus de 150 km/h, le gain en diversité temporelle (Doppler) est inférieur aux pertes (interférences entre porteuses ou entre antennes pour l'OFDM et l'OSTBC respectivement, qui supposaient l'invariance du canal sur 1 ou 2 bloc-OFDM), et l'estimation présente des difficultés à suivre le canal. Ainsi, la combinaison haut-débit et vitesse élevée (correspondant au pire cas montré sur la figure 8.13) affiche des limites avec l'estimation PACE. Ces scénarios extrêmes nécessitent de revoir les algorithmes d'estimation utilisés. Nous allons donc proposer des techniques itératives plus adaptées à ces besoins spécifiques, pour des terminaux plus complexes.

### 8.3 Estimation de canal MIMO itérative sur la chaîne « orthogonale » de référence

Après avoir étudié et optimisé les solutions générales n'utilisant que des pilotes pour fournir les estimations de canal en MIMO-OFDM, nous proposons une solution complémentaire adaptée à notre système Alamouti-MC-CDMA. Cette technique d'estimation ICE utilise à la fois les pilotes et les données, puisque ces dernières sont transmises en employant une forme

<sup>(10)</sup>Rappelons que les coefficients optimaux pour le filtrage dépendent non seulement du canal mais aussi des traitements qui précèdent (LE, filtrage fréquentiel...), ces derniers pouvant modifier le bruit équivalent.

de signal spécifique. Cette solution doit non seulement améliorer l'estimation, mais surtout répondre aux limitations détectées dans la section précédente, dans certains contextes combinant haute vitesse de déplacement et haut débit. L'utilisation d'un récepteur itératif optimisé pour la détection et l'estimation permettra de tendre vers des bornes SUB, tout en profitant d'un effet turbo en incluant le décodage-canal dans la boucle. Ici, nous allons toutefois dissocier les optimisations et limiter la complexité du système en étudiant uniquement l'estimation de canal itérative. Pour cela, nous conservons la simple détection linéaire SUD sans suppression d'interférences des chapitres précédents, et réduisons la complexité en utilisant uniquement les données décodées de manière dure. Autrement dit, la boucle itérative correspond au récepteur linéaire utilisé en PACE auquel s'ajoute le module d'émission « dure » du MT (qui travaille à partir d'une information binaire et ne transfère pas d'information de fiabilité entre les deux). La réutilisation de la partie émission du MT (qui rappelons-le, fonctionne en mode TDD) en tant que sous-organe du système itératif de réception réduit la complexité par rapport à un nouveau récepteur entièrement souple et autorise un fonctionnement sur peu de bits significatifs, tout en permettant de dissocier les optimisations propres à l'estimation de canal de celles des détections/décodages.

### 8.3.1 Description du système

#### 8.3.1.1 Principe général de l'estimation ICE

Pour améliorer l'estimation PACE, des études en SISO-OFDM [200, 201, 202, 203] utilisent les données décodées en tant que références, de manière itérative. Il est possible d'étendre ce principe en MIMO et de l'adapter au MC-CDMA, ce que nous proposons dans [16]. La figure 8.14 étend la figure 8.1, mais ne présente que le récepteur qui se voit ajouté une boucle itérative dure, afin de ramener les données décodées au module d'estimation de canal. Ainsi, à l'itération initiale ( $i = 0$ ), le module d'estimation n'utilise que les pilotes (comme en PACE) pour fournir une première estimation qui sert à la détection des symboles des différents utilisateurs, qui sont ensuite démodulés et décodés pour fournir les trains binaires de données. Ces bits d'information  $\hat{\mathbf{a}}_i$  ( $i = 1, \dots, N_u$ ) sont réintroduits dans la

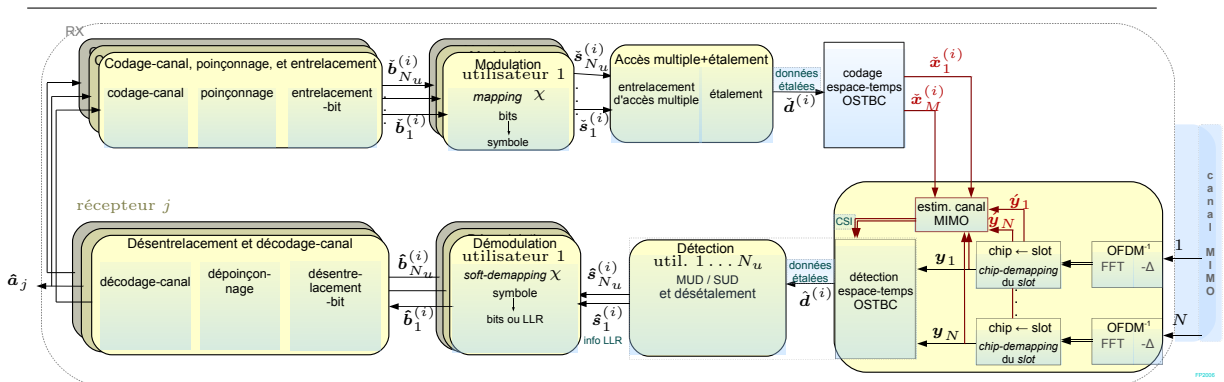


FIG. 8.14 – Schéma du récepteur itératif d'un système MIMO-OFDM-CDMA utilisant l'estimation de canal ICE



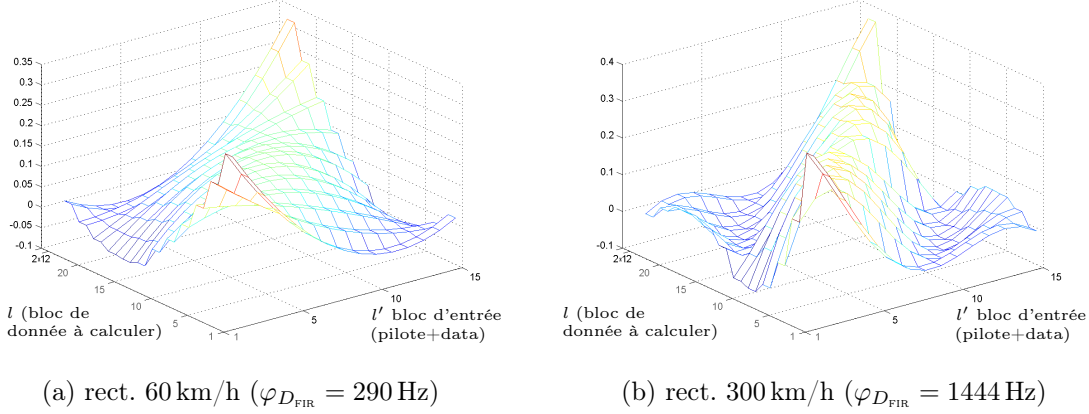


FIG. 8.15 – Filtres temporels (variants en temps) sur 15 coefficients (utilisables en ICE), pour un bruit d'entrée fixé à  $\sigma_g^2 = 0.01$

boucle pour reconstruire le signal émis  $\check{x}_m^{(i)}(l, k)$  ( $m = 1, \dots, M$ , et  $l \in \mathcal{D}$ , et  $k = 1, \dots, N_c$ ). Aux itérations suivantes ( $i > 0$ ), l'estimateur de canal peut alors exploiter à la fois les pilotes reçus ( $\check{y}_n(l', k)$ ,  $n = 1, \dots, N$ , et  $l' \in \mathcal{P}$ ), les données reçues ( $y_n(l, k)$ ,  $n = 1, \dots, N$ , et  $l \in \mathcal{D}$ ) et le signal d'émission reconstruit ( $\check{x}_m^{(i)}(l, k)$ ,  $m = 1, \dots, M$ , et  $l \in \mathcal{D}$ ) pour améliorer la précision des estimations. Notons que les modulation et démodulation OFDM sont exclues de la boucle pour réduire la complexité.

A partir des nombreux LE, il est possible aux itérations  $i > 0$  d'utiliser d'autres filtrages en fréquence et en temps. En particulier dans la dimension temporelle, le filtrage peut maintenant être effectué sur plus de 3 coefficients, utilisant non seulement les LE des pilotes mais aussi ceux obtenus à partir des données, aboutissant à des filtres de taille 3 à 15 par *slot*, comme le montre la figure 8.15 à travers 2 exemples. Cependant, nous verrons à travers les optimisations proposées que les coefficients de ces nouveaux filtres pourront être pondérés par la fiabilité relative des estimations précédentes. En particulier, il conviendra de tenir compte de la spécificité du signal émis et de dissocier les LE pilotes dont la variance est connue des LE provenant des données dont la fiabilité dépend de nombreux facteurs.

### 8.3.1.2 Estimations localisées supplémentaires obtenues à partir des données

L'obtention des LE sur les données exploite le caractère orthogonal en espace du signal émis par OSTBC, afin d'obtenir  $\check{h}_{n,m}^{(i)}(l, k)$  pour  $l \in \mathcal{D}$ . Dans le cas Alamouti, les estimations localisées au niveau des données peuvent être calculées par

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \check{h}_{n,1}^{(i)} \\ \check{h}_{n,2}^{(i)} \end{bmatrix} &= \frac{\sqrt{2}}{\mathcal{X}^{(i)2}} \begin{bmatrix} \check{x}_1^{(i)} & \check{x}_2^{(i)} \\ -(\check{x}_2^{(i)})^* & (\check{x}_1^{(i)})^* \end{bmatrix}^H \cdot \begin{bmatrix} y_n(1) \\ y_n(2) \end{bmatrix}, \\ \mathcal{X}^{(i)2} &= |\check{x}_1^{(i)}|^2 + |\check{x}_2^{(i)}|^2 + 1/\gamma, \end{aligned} \quad (8.13)$$

avec  $1/\gamma = 0$  si l'algorithme LS est employé. L'estimation qui considère  $\gamma \neq 0$  s'apparente au MMSE, en utilisant le SNR comme un paramètre supplémentaire de confiance, mais aboutit à une estimation localisée biaisée.



Malheureusement, le rapport signal-à-bruit au niveau des données qui servent à calculer ces nouveaux LE varie fortement. En particulier, pour un signal MC-CDMA, nous avons vu sur la [figure 4.6](#) que l'étalement provoquait l'émission d'un signal dont la puissance pouvait être souvent très faible. En contexte multi-utilisateurs, la superposition des signaux étalés par des codes WH peut causer la transmission de *chips*  $x$  nuls (par exemple, cette probabilité avoisine 2% en QPSK avec un étalement  $S_f = 32$ ). Par conséquent, si nous voulons éviter une augmentation du bruit équivalent d'estimation sur les *chips* émis à faible puissance en ICE, nous devons soigner le calcul des LE aux emplacements des données. Un traitement MMSE complet sur le *slot* avec un filtre adaptatif optimal, prenant en compte l'éventuel biais des LE et la fiabilité sur chaque *chip*, n'est pas une solution envisageable en pratique. Nous proposons donc ci-dessous trois solutions pour calculer l'ensemble des estimations  $\check{h}_{n,m}^{(i)}$  tout en conservant un bon compromis entre performances et complexité.

**MLS1** ▷ Cette première solution permet d'éviter la remontée du bruit d'estimation sur les données de faible puissance à chaque itération en ICE :

$$\begin{bmatrix} \check{h}_{n,1}^{(i)} \\ \check{h}_{n,2}^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{\mathcal{X}^{(i)2}} \begin{bmatrix} \check{x}_1^{(i)} & \check{x}_2^{(i)} \\ -(\check{x}_2^{(i)})^* & (\check{x}_1^{(i)})^* \end{bmatrix}^H \cdot \begin{bmatrix} y_n(1) \\ y_n(2) \end{bmatrix}, & \text{si } \mathcal{X}^{(i)2} > \rho_{\text{th}}, \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, & \text{si } \mathcal{X}^{(i)2} \leq \rho_{\text{th}}, \end{cases} \quad (8.14)$$

où  $\rho_{\text{th}}$  est un seuil prédéfini en dessous duquel l'estimation est jugée insuffisamment fiable. Cependant, avec cette technique, l'erreur d'estimation peut devenir importante quand le signal émis est faible, puisque l'estimée est forcée à 0 si le signal reconstruit est nul ou en dessous du seuil.

Pour éviter le biais introduit par les solutions d'estimation localisée MLS1 ou MMSE, il est alors préférable de conserver l'estimation LS de l'équation (8.13) et d'enlever les estimations jugées non fiables de l'espace  $\mathcal{T}_{l,k}^m$  utilisé pour les traitements qui vont suivre. Dans les deux solutions suivantes, nous allons plutôt introduire un facteur de pondération souple entre le calcul des LE et les filtrages, qui agira comme un indice de fiabilité.

**MLS2** ▷ La deuxième solution proposée se base sur l'estimation LS, mais différencie les LE en y ajoutant une notion de fiabilité. Ainsi, nous définissons

$$\text{fiabilité de } \check{h}_{n,m}^{(i)} = \zeta_{\check{h}_{n,m}^{(i)}} = \begin{cases} A, & \text{si } \mathcal{X}^{(i)2} > \rho_{\text{th}}, \\ B, & \text{si } \mathcal{X}^{(i)2} \leq \rho_{\text{th}}. \end{cases} \quad (8.15)$$

Nous emploierons les valeurs  $A = 1$ , et  $B = 10^{-2}$  au lieu de  $B = 0$  pour éviter l'utilisation de filtres composés uniquement de coefficients nuls si de longues séquences de données à faible puissance apparaissent. Cette fiabilité sera utilisée dans les filtrages qui vont suivre pour pondérer les coefficients. Ainsi, les nouveaux coefficients du filtre "fiabilisé" peuvent être modélisés par

$$\omega_{l',k',l,k}^F = \frac{1}{\sum_{\{l'',k''\} \in \mathcal{T}_{l,k}} \zeta_{\check{h}_{n,m}^{(i)}} \omega_{l'',k'',l,k}} \zeta_{\check{h}_{n,m}^{(i)}} \omega_{l',k',l,k} \quad \forall \{l',k'\} \in \mathcal{T}_{l,k}. \quad (8.16)$$

**MLS3** ▷ La troisième solution proposée conserve l'estimation LS de l'équation (8.13), en ajoutant à chaque LE la fiabilité

$$\zeta_{\check{h}_{n,m}^{(i)}} = \mathcal{X}^{(i)2}. \quad (8.17)$$

En évitant la division par zéro pour les *chips* nuls et en réduisant la valeur de fiabilité lorsque  $\mathcal{X}^{(i)2}$  est faible (*i.e.* lorsque le signal reconstruit estime que les *chips* émis sont faibles), nous allons ainsi améliorer l'efficacité du filtrage et les performances en taux d'erreur dès la première itération. Cette solution assez simple devrait permettre de délivrer des estimations non biaisées, répondant aux besoins.

### 8.3.1.3 Étapes de l'algorithme ICE complet

Les estimations localisées à partir des 3 blocs pilotes (en employant l'équation LS) ne sont réalisées qu'à l'itération initiale, conformément au PACE. Lorsque l'algorithme ICE est utilisé ( $i > 0$ ), les étapes suivantes sont réalisées à chaque itération :

- Reconstruction du signal émis  $\check{x}_m^{(i)}(l, k)$  ( $m = 1, \dots, M$ , et  $l \in \mathcal{D}$ , et  $k = 1, \dots, N_c$ ) à partir des données binaires estimées. Rappelons que les simulations présentées se limiteront à l'utilisation des décisions dures prises en sortie du décodeur.
- Calcul des LE  $\check{h}_{n,m}^{(i)}(l, k)$  ( $\forall l \in \mathcal{D}$ ), conformément aux propositions précédentes (8.13) ou (8.14). Seuls les LE sur les données sont calculés, avec une estimation pour deux symboles, afin de réduire la complexité.
- Obtention des estimations finales des coefficients de canal pour l'itération courante  $i$ , entre chaque antenne d'émission  $m$  et de réception  $n$ , en employant un filtrage sur l'ensemble des LE disponibles (provenant des pilotes ou des données). Suivant l'optimisation considérée (MLS1 ou MLS2/MLS3), les filtres précalculés ou fiabilisés (cf. équation (8.16)) pourront être utilisés :

$$\hat{h}_{n,m}^{(i)}(l, k) = \sum_{\{l', k'\} \in \mathcal{T}_{l,k}} \omega_{l', k', l, k}^{(i)} \cdot \check{h}_{n,m}^{(i)}(l', k') \quad \forall l \in \mathcal{D}, k = 1, \dots, N_c. \quad (8.18)$$

où le sous-espace  $\mathcal{T}_{l,k}$  regroupe l'ensemble des LE ( $\mathcal{P} \cup \mathcal{D}$ ) utilisés pour obtenir l'estimation finale. Dans les simulations, le traitement sera simplifié en employant tout d'abord un filtrage 1D en fréquence sur 3 à 5 sous-porteuses adjacentes, suivi d'un filtrage temporel sur 3 à 5 bloc-OFDM. L'utilisation de coefficients précalculés (filtre de Wiener robuste) éventuellement fiabilisés par les équations (8.15) ou (8.17) fera l'objet de comparaisons en taux d'erreurs.

- Utilisation des nouvelles estimations de canal  $\hat{h}_{n,m}^{(i)}(l, k)$  en tant que CSI pour le bloc de détection (qui inclut le décodage espace-temps et la détection SUD ou MUD), afin d'obtenir de nouvelles estimations des données binaires émises.

## 8.3.2 Résultats obtenus

Les résultats présentés conserveront la même configuration qu'en PACE pour faciliter la comparaison (système 2x2 Alamouti-MC-CDMA dans le "pire-cas" pleine-charge, avec *chip-mapping* CIDA et égalisation linéaire SUD MMSE, une puissance des pilotes et des données

identique. . .). Après avoir borné les performances entre PCE et PACE en fonction des données connues au récepteur, nous allons brièvement exposer les gains possibles sur quelques scénarios, et vérifier la robustesse des algorithmes tout en limitant la complexité. Nous emploierons donc un nombre limité de coefficients pour le filtrage, en supposant les filtres constants quels que soient la modulation, le bruit, ou l'itération  $i$ , pour valider la stabilité des solutions, même avec des paramètres robustes non nécessairement optimisés. Suivant les besoins et la complexité autorisée au récepteur, nous pourrions alors fournir quelques règles de conception et les performances correspondantes.

Comme nous avons mentionné que les vitesses élevées regroupaient les scénarios les plus difficiles, nous ne présenterons pas les résultats inférieurs à 100 km/h, mais uniquement ceux à 180 km/h. Puisque le système proposé utilise des bloc-OFDM complets de pilotes, le filtrage fréquentiel sert principalement à réduire le bruit sur les LE. Par conséquent, nous utiliserons 5 coefficients à faible SNR et seulement 3 à haut SNR. Notons que l'utilisation de coefficients robustes précalculés fournit à peu près les mêmes performances qu'une simple moyenne sur les sous-porteuses adjacentes. En PACE ou à l'itération initiale, un filtre de Wiener robuste est ensuite appliqué dans la dimension temporelle pour obtenir les estimations finales à partir des 3 LE pondérés par ces coefficients de filtres. Pour le précalcul du filtre, le profil Doppler était supposé uniforme avec une fréquence maximale  $\varphi_D = 867 \text{ Hz} = 0.014/D_f$ . Pour conserver une complexité raisonnable en ICE, nous appliquerons généralement aux itérations suivantes ( $i > 0$ ) un filtrage temporel sur 3 à 5 coefficients, sur des LE consécutifs (qu'ils soient de pilotes ou de données). Pour simplifier la légende des résultats présentés, seul le nombre de coefficients utilisés en fréquence et en temps est donné sous la forme "fXtY" en supposant par défaut un filtrage robuste. Le nombre de coefficients à l'itération initiale (PACE) et aux itérations suivantes (ICE) peut différer. Le nombre d'itérations est noté "#".

**Mesures de taux d'erreurs à débit modéré** ▷ A débit modéré, *i.e.* à faible SNR, les performances PACE restaient honnêtes à partir du moment où le filtrage fréquentiel était

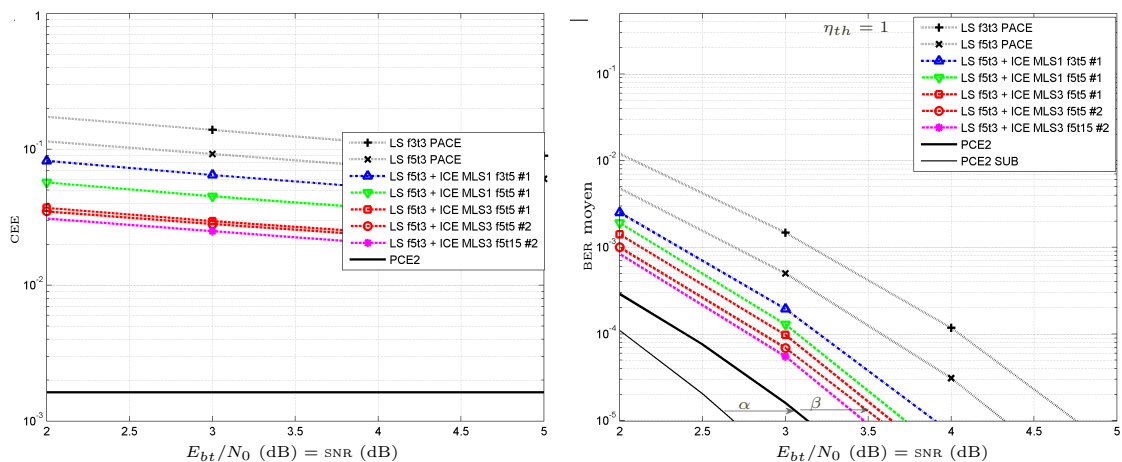


FIG. 8.16 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRAN $E_{120}$  à 180 km/h, pour différentes estimations de canal (PCE, PACE, ICE) en QPSK CCC 1/2

suffisant pour réduire le bruit sur les LE. En QPSK avec  $R_c = 1/2$  ( $\eta_{th} = 1$  bit/s/Hz) à 180 km/h, la figure 8.16 illustre les performances obtenues pour différentes estimations de canal, et montre qu'il est possible de réduire la dégradation de 1 dB observée en PACE en dessous de 0.5 dB en ICE, en une seule itération et avec un filtrage de faible complexité. Par exemple, parmi les courbes en tiret représentant les résultats ICE, la solution MLS3 proposée (en rouge) avec un filtrage sur 5 sous-porteuses et 5 coefficients temporels délivre un bon rapport performance/complexité dès la première itération. Une légère amélioration est obtenue lors d'une seconde itération, malgré l'absence d'optimisation des coefficients de filtre. La robustesse de cette solution est donc vérifiée.

Notons que les performances en PCE à pleine-charge ne sont qu'à  $\alpha = 0.4$  dB de la SUB, ce qui ramène la différence ( $\alpha + \beta$ ) entre SUB et solution ICE complète à pleine-charge en dessous de 1 dB. Le faible décalage  $\alpha$  avec la charge provient de l'étalement CDMA qui limite la MAI puisque les coefficients de canal sont fortement corrélés. Quant à la dégradation  $\beta$ , elle provient principalement du bruit sur les LE pour ces scénarios à faible débit, et il reste donc possible d'améliorer les performances en augmentant simplement la taille du filtrage, en particulier dans la dimension fréquentielle<sup>(11)</sup>. Les résultats progressent également légèrement en employant systématiquement les LE pilotes en plus des LE adjacents pour le filtrage temporel. Toutefois l'augmentation du filtrage temporel, comme vérifié par la courbe f5t15 qui utilise les 15 blocs de LE du *slot* pour le filtrage, n'apporte qu'un gain limité. Par ailleurs, nous pouvons affirmer que les performances avec la solution MLS1 sont dégradées par rapport à MLS3, quelle que soit l'optimisation du seuil  $\rho_{th}$  (fixé à  $10^{-2}$  sur la figure). Enfin, les résultats MLS2 ou MMSE ne sont pas affichés puisqu'ils restent moins bons que MLS3, fournissant généralement des performances entre MLS1 et MLS3.

**Mesures de taux d'erreurs à haut débit** ▷ En augmentant le débit ( $\eta_{th} = 4.5$  bit/s/Hz) avec une 64QAM et  $R_c = 3/4$ , la figure 8.17 illustre les performances obtenues à 180 km/h pour différentes estimations de canal. Les résultats présentés considèrent toujours une simple estimation LS suivie de filtrages robustes en fréquence et en temps sur seulement 3 coefficients à l'itération initiale. Parmi l'ensemble des combinaisons possibles de filtrages et d'itérations, 6 résultats ICE typiques sont représentés, utilisant les solutions MLS1 ou MLS3, avec 1 ou 2 itérations, et différentes tailles de filtres temporels aux itérations  $i > 0$ .

En première remarque, la pente des courbes de BER augmente avec le nombre d'itérations  $i$ . En effet, quand le canal subit un évanouissement profond, la propagation des erreurs de décisions dures ramenées au module d'estimation dégrade les performances. Par contre, à haut SNR, la dégradation  $\beta$  peut descendre en dessous de 1 dB pour obtenir  $BER \leq 10^{-5}$ . Notre solution MLS3 avec un filtrage sur seulement 3 sous-porteuses et 5 coefficients temporels affiche de bons résultats, en particulier en termes de FER où la dégradation après 2 itérations approche 0.5 dB (comparé au PCE2 à  $FER = 10^{-2}$ ), et se

<sup>(11)</sup>Nous avons également montré dans [14] que l'absence simultanée de filtrage fréquentiel et de solution fiabilisée comme MLS3 empêche l'amélioration des performances de BER en ICE. Ceci est logique puisque les LE sur les données peuvent être fortement bruités, et la prise en compte d'une fiabilité d'estimation est le facteur clé du processus itératif. L'intérêt des moyennes fréquentielles est souligné en comparant les résultats de [14] qui confirment la forte augmentation de MAI en ICE avec ceux de la figure 8.16.

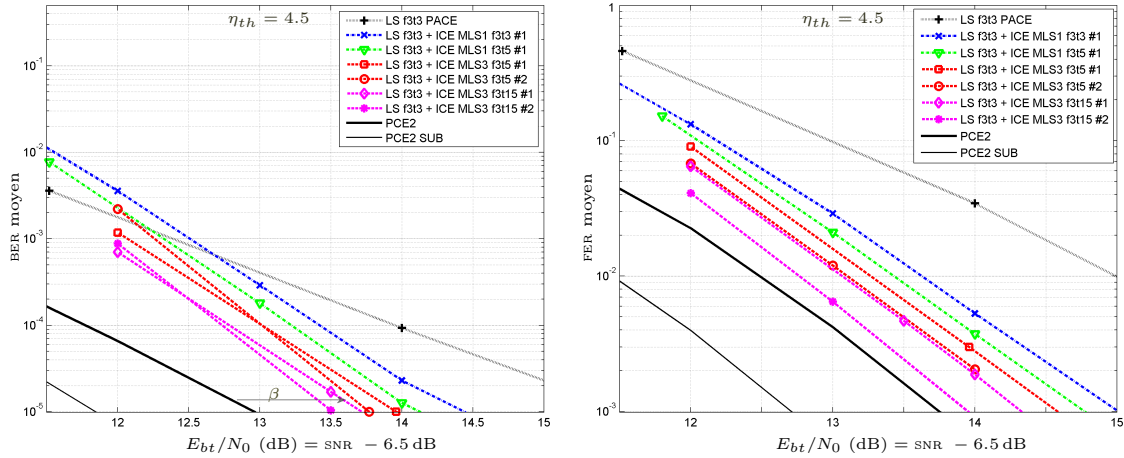


FIG. 8.17 – Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRAN E<sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes estimations de canal (PCE, PACE, ICE) en 64QAM CCC 3/4

réduit même à 0.2 dB avec la meilleure courbe qui réalise un filtrage temporel sur les 15 coefficients du *slot*. Remarquons également que les performances en FER sont proches avec les deux solutions ‘LS f3t3 + ICE MLS3 f3t5 #2’ et ‘LS f3t3 + ICE MLS3 f3t15 #1’, *i.e.* avec 2 itérations et un filtrage limité en taille ou bien 1 seule itération et un filtrage temporel plus important. Autrement dit, il existe un compromis, dont le choix pourra dépendre de la procédure de détection globale retenue (si elle nécessite plusieurs itérations...). Les meilleures performances sont évidemment obtenues en combinant les deux, à savoir qualité de filtrage et plusieurs itérations.

Contrairement aux résultats en QPSK, la CEE en PACE à haut SNR est dominée par l’erreur d’interpolation entre les LE dans la direction temporelle. Par conséquent, un bon filtrage temporel et l’obtention de LE supplémentaires avec les solutions MLS proposées sur les données permet de réduire l’erreur d’interpolation après application de l’équation (8.18), et les estimations ICE surpassent les PACE au prix d’une complexité accrue. L’utilisation de 7 coefficients temporels en incluant systématiquement les pilotes (au lieu de 5) améliore légèrement les performances tout en restant moins complexe qu’un filtrage sur les 15 coefficients. Par ailleurs, l’augmentation du filtrage fréquentiel sur les LE de données (en passant de 3 à 5 coefficients par exemple) permet également de diminuer le taux d’erreur.

Une dernière remarque importante concerne le comportement différent des mesures de CEE, BER et FER. Dans cette configuration, alors que le gain en passant du PACE au ICE est d’environ 1 dB pour obtenir  $BER = 10^{-4}$  et n’augmente pas avec les itérations, ce gain double en FER et augmente avec  $i$ . Les itérations permettent en effet de regrouper les paquets d’erreurs, et de supprimer les erreurs éparpillées. Ce principe présente un grand intérêt pour des services en mode paquet nécessitant un taux d’erreur final nul (transmission de données...) et peut éviter l’emploi de complexes systèmes additionnels (HARQ...) en rendant plus “binaire” l’erreur par *slot* (tout bon ou tout faux). Par conséquent, nous préférons une mesure de débit en fonction du SNR, plus adaptée aux transmissions en mode paquet.

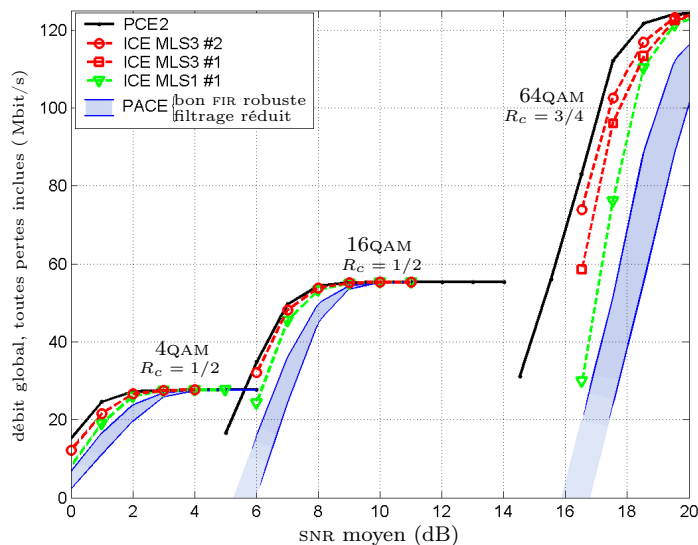


FIG. 8.18 – Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRAN $E_{120}$  à 180 km/h, pour différentes estimations de canal ; système 2x2 Alamouti-MC-CDMA, égalisation MMSE, *chip-mapping* CIDA ;  $\eta_{th} = 1, 2, 4.5$

**Évaluation des débits proposés par le système complet** ▷ Pour résumer les performances, une mesure plus adaptée aux communications par paquets est proposée sur la figure 8.18. Elle revient à calculer le débit global obtenu en ne comptabilisant que les *slots* parfaitement reçus. Pour conserver une clarté suffisante, la figure présente uniquement 3 schémas de modulation+codage, ayant des rendements respectifs de 1, 2, et 4.5 bit/s/Hz. Pour cela, les combinaisons considérées sont à base de QPSK, 16QAM et 64QAM avec un codage convolutif de rendement 1/2 ou 3/4. A un SNR donné, le débit peut quasiment doubler en utilisant les solutions ICE MLS3 au lieu du PACE, en particulier pour les scénarios haut-débit à vitesse élevée. Par exemple à 18 dB et 180 km/h, le schéma présenté en PACE peut difficilement fournir plus de 60 Mbit/s, alors que ce débit grimpe à 94 Mbit/s en ICE MLS1. La solution MLS3 peut fournir 10 ou 17 Mbit/s supplémentaires respectivement avec 1 ou 2 itérations (pour atteindre 111 Mbit/s), et ce gain peut augmenter avec la vitesse de déplacement. Par ailleurs, nous avons à peine 60 Mbit/s en SISO MC-CDMA avec une connaissance parfaite du canal, alors que nous pouvons maintenant fournir près du double en 2x2 avec une réelle estimation (ICE). L'estimation de canal n'est donc plus un problème en MIMO, et les gains réalisés sont supérieurs aux dégradations d'estimation. La robustesse et la pertinence de ces schémas sont ainsi assurées jusqu'à 200 km/h.

**Synthèse** ▷ Après avoir étudié des solutions PACE, quelques règles ont été fixées (filtrage robuste de taille réduite, puissance équirépartie...) afin d'établir et optimiser des solutions additionnelles ICE. Le choix de l'algorithme d'estimation résulte d'un ensemble de compromis tenant compte principalement de la complexité et du scénario. Les solutions ICE permettent surtout de compenser les erreurs d'interpolation à vitesse élevée si le SNR est suffisant, et ces schémas itératifs ont montré leur intérêt pour réduire le FER et ainsi accroître le débit global.

## 8.4 Perspectives

A partir de la chaîne de simulation générique réalisée, une étude système plus approfondie, en faisant varier quelques-uns des nombreux paramètres et en profitant de la flexibilité, permettrait d'établir plus précisément des règles de conception en fonction des scénarios. La durée élevée des simulations ne nous a pas permis d'obtenir l'ensemble des résultats nécessaires à la vérification d'une optimisation globale, ni de détecter de différences nettes favorisant tel ou tel algorithme en fonction de l'estimation de canal choisie. Une étude relative permettrait de vérifier que l'ajout des estimations proposées ne pénalise pas les choix des chapitres précédents (codages, fiabilités, *chip-mapping*,...). Les principales règles retenues au niveau de l'estimation de canal concernent tout d'abord la mesure de performance. Il est important de viser un taux d'erreur minimum ou un débit maximum, et non une erreur d'estimation de canal minimale. Par exemple, l'augmentation du seuil  $\rho_{th}$  dans l'équation (8.14) peut réduire la CEE sans diminuer les BER ou FER, ce qui est logique en considérant conjointement l'emploi de ces estimations de canal dans la procédure de détection. Ensuite nous nous sommes penchés sur le compromis performance-complexité, avec les LE suivis de différents filtrages (dépendant des bruits, corrélations...), et leurs conséquences sur la CEE, la MAI et surtout les taux d'erreurs finaux. Les résultats n'ont été présentés qu'avec 2 antennes d'émission, mais l'intérêt des solutions ICE proposées croît avec le débit et avec le nombre d'antennes  $M$ .

A titre d'exemple, on peut étudier conjointement l'estimation de canal avec les questions de modulation, étalement ou précodage linéaire. On pourrait en effet penser qu'éviter les zéros en sortie d'étalement en employant autre chose qu'un WH serait avantageux pour l'estimation ICE, conformément aux probabilités mentionnées au chapitre 4. En pratique, il n'en est rien, car les autres étalements ayant une probabilité de zéro réduite conservent une probabilité de valeur faible importante (cf. courbes page 73 tendant vers une gaussienne). On préfère donc garder un étalement WH associé aux solutions MLS proposées.

Les idées mentionnées au niveau de la propagation de fiabilités peuvent être étendues à plusieurs niveaux. Il est par exemple possible de tenir compte de la structure du *slot* et des effets de bord qui diminuent la fiabilité de certaines estimations. Par ailleurs, le gain en employant un retour de décision souple au lieu d'une information binaire doit être évalué. Enfin, il est maintenant possible de propager la fiabilité calculée par les solutions MLS jusqu'au décodage. On peut ainsi optimiser le calcul des LLR comme au chapitre 6, mais en tenant compte à la fois des informations de détection et d'estimation de canal. Le processus itératif souple qui se met en place peut aussi profiter d'une amélioration de la détection (MUD qui supprime quelques interférences à chaque itération...). La perte de performance liée au passage du TCC au CCC est alors largement compensée par ce nouveau système itératif. Une étude plus précise de la complexité globale doit alors être réalisée en parallèle, avec des choix matériels définis.

Des modifications plus importantes sur la structure du *slot* et sur les algorithmes d'estimation de canal pourraient être envisagées pour certains contextes particuliers, tels



que les situations statiques ou au contraire les très fortes mobilités. Dans le premier cas, il est aisé de réduire l'*overhead* des pilotes, et dans le second cas la répartition des pilotes et le choix des algorithmes de suivi de canal sont à rediscuter. Les modulations différentielles restent un bon compromis à vitesse très élevée. Cependant, dans [13], nous avons préféré associer ces situations extrêmes à d'autres traitements spatiaux plus adaptés.

Enfin, la dernière phase d'optimisation passe par une considération conjointe avec les couches supérieures (*cross-layer design*). Nous avons par exemple mentionné l'intérêt des solutions MLS pour éviter des systèmes HARQ additionnels, diminuant ainsi complexité et délais. Rappelons aussi l'intérêt des systèmes de contrôle et d'allocation dynamique (comme aux chapitres précédents où nous visions l'adaptation en temps réel des algorithmes et débits en fonction du contexte). Une reconfigurabilité en fonction de l'application ou des corrélations moyennes est également envisageable.

---

*En résumé, nous avons étudié quelques solutions d'estimation de canal MIMO adaptées au slot et aux algorithmes proposés précédemment. L'utilisation des blocs de pilotes (orthogonaux en espace) après démodulation OFDM autorise une estimation rapide en temps/fréquence/espace des sous-canaux MIMO-OFDM. Cette estimation PACE consiste alors à effectuer des estimations localisées en employant un simple algorithme LS, suivi de 2 filtrages (en fréquence et en temps) répondant si possible au principe MMSE. Cette première solution confirme la pertinence des détections cohérentes en MIMO. En effet, la robustesse en contexte réaliste est vérifiée jusqu'à 100 km/h ou pour des débits faibles à modérés, en employant des filtres réduits ou des interpolations suivant des règles de conception simples.*

*Au delà, afin de conserver un haut-débit, nous ajoutons des solutions itératives (ICE) adaptées aux transmissions étudiées au chapitre 6 (OSTBC-MC-CDMA). Cependant, la superposition des signaux étalés des différents utilisateurs peut entraîner l'émission de chips nuls. Nous proposons alors différentes méthodes pour utiliser les données décodées comme références supplémentaires pour l'estimation de canal, sans impliquer d'augmentation de bruit à chaque itération. L'utilisation de fiabilités combinée à du filtrage robuste est un bon compromis pour conserver de simples filtres précalculés, évitant ainsi de complexes calculs à chaque mesure du canal de propagation MIMO, tout en conservant des performances de premier plan. En particulier, notre solution MLS3 permet de réduire élégamment le taux d'erreur-slot et d'atteindre de hauts débits dès la première itération. Nous avons ainsi pu confiner la dégradation due à l'estimation en dessous de 1 dB pour un FER de 1%, même à 200 km/h et quels que soient le SNR et le débit visé. Nous avons alors vérifié un débit supérieur à 100 Mbit/s avec un système 2x2 assez simple à 18 dB, en contexte défavorable de forte mobilité.*

*L'adaptation des filtres à chaque itération et une prise en compte plus générale des fiabilités souples dans toute la chaîne reste une perspective intéressante pour améliorer encore la convergence et éviter la propagation d'erreurs; toutefois, cela nécessite en parallèle une étude plus précise de faisabilité (sur des composants en virgule fixe...) en raison de la complexité matérielle qui en découle.*



# Conclusion et perspectives

## Conclusion générale

Au niveau de la couche physique, les systèmes multi-porteuses et multi-antennes permettent d'exploiter le canal de propagation avec une grande flexibilité. La souplesse de configuration offre de nombreux avantages (scalabilité suivant les capacités du récepteur mobile, adaptation à l'environnement. . .), mais le grand nombre de combinaisons possibles implique également des études comparatives équitables. Le potentiel de ces techniques a été évalué afin de satisfaire aux contraintes d'efficacité spectrale, de robustesse, ou encore de compatibilité avec des récepteurs simples et économiques, dans des environnements variés. L'optimisation s'est principalement portée sur l'association MIMO-OFDM-CDMA pour la voie descendante des systèmes radio-mobiles cellulaires. Ce cadre de travail a permis de contribuer au projet européen MATRICE, au réseau d'excellence NEWCOM, et à un contrat de recherche externe avec France Telecom R&D.

La première partie du document cadre l'étude en exposant les contraintes et espoirs autour de la 4G, ainsi que le contexte de travail. Le besoin croissant en qualité de service impose un débit adapté quels que soient le nombre d'utilisateurs simultanés et la mobilité, afin de couvrir des zones géographiques et des terminaux variés. Les différentes configurations devront offrir un coût réduit, que ce soit par bit transmis, pour l'équipement, ou encore la consommation. Ensuite, pour justifier les choix généraux, nous avons caractérisé le canal de propagation MIMO large-bande en contexte mobile. Différents modèles ont été comparés, et leurs effets ont été vérifiés sur les corrélations en temps / fréquence / espace, afin d'assurer l'adéquation avec l'exigence de réalisme. Enfin, ces caractéristiques induisent le dimensionnement du système présenté et les principaux choix algorithmiques. Les grandes lignes des décisions sont liées à des soucis d'interopérabilité et aux projets 4G, comme la trame "compatible" UMTS au niveau échantillonnage et durée. Par ailleurs, les services typiques mentionnés ont permis d'identifier un besoin de débit en voie descendante dans des scénarios variés, tout en respectant des complexités de détection relativement faibles au niveau des mobiles.

La deuxième partie du document a été consacrée à la description générale du système étudié et développé. Les solutions multi-porteuses ont prouvé leur efficacité pour approcher les limites théoriques en termes de capacité si elles sont correctement utilisées, tout en permettant souplesse et réduction de complexité au récepteur en voie descendante. Les solutions multi-antennes apportent une dimension supplémentaire, autorisant une forte augmentation de la capacité dans des conditions idéales, mais également des possibilités en termes de qualité de transmission à bande constante quel que soit le rapport signal-à-bruit. Après un état de l'art, une approche unifiée des différents traitements linéaires a permis de formaliser les méthodes de détections multi-dimensionnelles.

Le **chapitre 4** illustre ces méthodes avec un accès large-bande multi-utilisateurs combinant techniques multi-porteuses et étalement temps/fréquence. Le système mono-antenne générique et paramétrable développé a permis de contribuer aux projets et également d'optimiser le compromis entre diversité et orthogonalité de l'accès multiple à l'aide de procédures de *chip-mapping* et d'égalisation adaptées. Les performances de référence obtenues avec la chaîne complète (incluant du codage-canal basé sur le principe turbo...) ont montré l'intérêt du MC-CDMA avec une simple égalisation linéaire respectant le principe MMSE, en exploitant la diversité fréquentielle par un *chip-mapping* entrelacé.

Le **chapitre 5** étend l'étude au domaine spatial de manière globale et rationnelle, en présentant et comparant différentes approches. Pour utiliser correctement les propriétés du canal de transmission multi-trajet sous différentes contraintes et connaissances à l'émission et à la réception, des systèmes variés ont été évalués afin d'exploiter plus ou moins les gains de réseau, de diversité et de multiplexage. Cette comparaison équitable de techniques multi-antennes, jusqu'alors étudiées séparément dans des contextes très différents, est source de contributions. Par la suite, nous insistons sur le sous-ensemble de solutions qui nous semble le plus réaliste, ne supposant pas de connaissance parfaite du canal à l'émission. Les différents schémas de codage espace-temps sont regroupés sous une représentation matricielle générique STLDC, qui inclut les cas particuliers du codage orthogonal (OSTBC comme le code d'Alamouti) et du multiplexage spatial. Par ailleurs, le système complet associant des techniques MIMO-OFDM, de l'étalement, et un accès multi-utilisateurs, a été présenté de manière suffisamment générique pour que les développements mathématiques proposés sur les détections soient applicables de manière simple sur ce modèle multi-dimensionnel. Les différents codages peuvent être représentés de manière uniformisée et combinée avec le canal de transmission pour aboutir à un canal équivalent sur lequel il est plus facile de travailler pour effectuer les traitements de détection et/ou suppression d'interférences (d'accès multiple et d'antennes multiples). Combinés à des méthodes de *chip-mapping* de l'information en temps / fréquence / espace, ces traitements génériques (basés sur des solutions existantes) plus ou moins complexes en réception peuvent être évalués. Les performances obtenues sur canaux théoriques illustrent les bons résultats de référence dans un cas particulier Alamouti-MC-CDMA.

La troisième partie du document contient les principales contributions pour optimiser, suivant les conditions de fonctionnement, le système générique précédemment défini. Après une étude fédératrice au niveau algorithmique, il convient en effet de proposer des

solutions adaptées à l'environnement et à la configuration de l'émetteur et du récepteur (nombre d'antennes, corrélation...), et de choisir des méthodes de traitement du signal de complexité raisonnable au niveau du mobile. Ainsi, deux sous-ensembles de codage espace-temps-fréquence sont évalués aux chapitres 6 et 7, pour répondre aux différents compromis performance/complexité. L'étude des aspects diversité et capacité en contexte réaliste permet d'exploiter la corrélation en temps / fréquence / espace pour répondre aux compromis diversité/orthogonalité/multiplexage des différents traitements effectués par le système. Nous proposons alors de nouvelles solutions algorithmiques innovantes. Enfin, une réflexion sur les verrous existants, en termes de détection et d'estimation de canal MIMO avec une complexité limitée, nous a conduit à proposer de nouvelles méthodes d'estimation de canal.

Le **chapitre 6** se focalise sur les systèmes MIMO-OFDM-CDMA utilisant des techniques de diversité uniquement, c'est-à-dire sans multiplexage spatial, dont la complexité de détection est faible, ce qui est adapté à la voie descendante et même compatible avec des mobiles mono-antenne. En effet, l'OFDM permet de s'affranchir de la sélectivité fréquentielle par sous-porteuse, ce qui facilite le traitement spatial, et les techniques de diversité présentées permettent d'éviter la création d'interférences entre antennes avec une simple combinaison au récepteur. Après avoir proposé une mesure de la diversité disponible en temps / fréquence / espace au niveau du canal, nous en optimisons le traitement tout en discutant du compromis avec le besoin d'orthogonalité de certaines procédures (codes d'accès multiple ou d'antennes multiples). Contrairement aux conclusions en SISO, un *chip-mapping* adjacent (étalement par blocs) est préféré pour réduire les interférences d'accès multiple, au détriment de la diversité temps/fréquence qui est compensée par la diversité spatiale. Ceci est particulièrement vrai avec un bon codage-canal et les optimisations proposées au niveau du codage, de la détection et de la propagation de fiabilités (LLR). En résumé, nous privilégions un codage spatial qui conserve un rendement  $R_{\text{STC}} = 1$  et l'orthogonalité, et proposons de jouer sur les trajets multiples grâce aux antennes supplémentaires. Cette modification du canal équivalent vu par le récepteur est flexible, et des règles de conception sont proposées pour les nouvelles techniques de codage espace-temps-fréquence, en particulier en  $4 \times N$  (avec  $N < 4$  généralement en voie descendante). Au delà du gain en performances, de nombreux avantages s'ajoutent avec une meilleure répartition en puissance sur les antennes, un potentiel d'adaptabilité et de robustesse accru, tout en conservant l'efficacité des simples détections linéaires. La comparaison avec différentes techniques OSTBC ou CDD donne l'avantage aux nouveaux codes, même avec une simple détection ZF, et permet de répondre dès aujourd'hui aux attentes de la 4G.

Le **chapitre 7** relâche certaines contraintes afin d'augmenter les débits lorsque le contexte est favorable. La recherche d'un compromis entre diversité, multiplexage et complexité de détection conduit à la définition de nouveaux schémas de codage (non orthogonaux) rentrant dans le cadre des STFLDC. Ces techniques sont évaluées en contexte réaliste, et confirment leur potentiel supérieur dès que le nombre d'antennes de réception et le débit requis augmentent, même en conservant une détection linéaire de complexité raisonnable. La stratégie en contexte réaliste peut se résumer à privilégier le rendement spatial  $R_{\text{STC}}$ ,

qui doit s'adapter au rang du canal lorsque cela est possible, puis les rendements de modulation et de codage-canal, qui sont choisis pour respecter les taux d'erreurs et débits souhaités. Ce dernier codage, le plus extérieur, tirera parti de la diversité globale recueillie sur tout le *slot*, et bénéficiera des optimisations effectuées au récepteur concernant l'égalisation, le *chip-mapping*, et les LLR, afin d'apporter le maximum d'information sur chaque bit transmis. Enfin, la flexibilité du système générique et la similitude des différents schémas proposés permet d'envisager une solution adaptative en fonction de l'environnement, et un éventuel repli vers les techniques de diversité si la corrélation spatiale est forte ou la robustesse insuffisante.

Le **chapitre 8** introduit des solutions d'estimation de canal au récepteur mobile dans un contexte MIMO-OFDM-CDMA. L'utilisation de blocs de pilotes orthogonaux en espace après démodulation OFDM autorise une estimation rapide en temps / fréquence / espace des sous-canaux MIMO-OFDM. Cette méthode PACE consiste à effectuer des estimations localisées en employant un simple algorithme LS, suivi de 2 filtrages (en fréquence et en temps) respectant si possible le principe MMSE. Cette première solution confirme la pertinence des détections cohérentes en MIMO, puisque la robustesse en contexte réaliste est vérifiée jusqu'à 100 km/h ou pour des débits faibles à modérés, en employant des filtres-interpolateurs suivant des règles de conception simples. Au delà, afin de conserver un haut-débit, nous ajoutons des solutions itératives (ICE) adaptées aux transmissions étudiées au chapitre 6. Nous proposons différentes méthodes pour utiliser les données décodées comme références supplémentaires pour l'estimation de canal, sans impliquer d'augmentation de bruit à chaque itération. L'utilisation de fiabilités combinée à du filtrage robuste présente un bon compromis performance/complexité, puisque la conservation de simples filtres précalculés évite de complexes calculs à chaque mesure du canal de propagation MIMO. En particulier, notre solution MLS3 permet de réduire élégamment le taux d'erreur-slot et d'atteindre de hauts débits dès la première itération. Nous avons ainsi pu confiner la dégradation due à l'estimation en dessous de 1 dB pour un FER de 1%, même à 200 km/h et quels que soient le SNR et le débit visé. Nous avons alors vérifié un débit supérieur à 100 Mbit/s avec un système 2x2 assez simple à SNR = 18 dB, en contexte défavorable de forte mobilité.

## Perspectives

Un large éventail de compromis a été proposé, que ce soit pour le codage et le *chip-mapping* espace-temps-fréquence, la détection ou l'estimation de canal au récepteur, et les solutions les plus réalistes ont été évaluées afin de valider les meilleurs rapports performance/complexité dans différents contextes. A partir du modèle générique développé, de nombreuses simulations combinant les différentes optimisations peuvent être menées afin d'étendre, au besoin, l'étude vers une optimisation système. Il convient également d'étendre l'approche pragmatique à d'autres niveaux, comme l'implémentation matérielle, ou la considération conjointe des couches supérieures et des aspects de contrôle en temps-réel. Parmi les nombreuses perspectives et évolutions suggérées tout au long du document, les axes qui nous semblent les plus importants sont rappelés ici.

Concernant la base combinant OFDM et étalement, il est intéressant dans un premier temps d'optimiser l'utilisation des intervalles de garde. Le préfixe cyclique peut être utilisé pour l'estimation de paramètres, ou bien remplacé par un temps de garde nul, une séquence connue ou encore une combinaison de ces solutions pour exploiter les propriétés du canal. Suite aux résultats, l'étalement peut être réduit voire supprimé. Il convient cependant d'étendre cette étude à d'autres contextes (détections itératives...) et de considérer conjointement les questions d'allocation dynamique et d'interférences multi-cellulaires. D'autres étalements (en particulier DFT en voie montante) et les effets combinés des entrelaceurs sont des perspectives d'études supplémentaires.

Un second axe d'étude majeur consiste à adapter le traitement du signal de réception suivant le besoin et la classe du terminal (éventuellement reconfigurable). La première solution simple proposée reposait principalement sur des opérations linéaires en utilisant les schémas de diversité avec une détection de type ZF, un codage-canal (turbo-code UMTS ou duo-binaire) et une estimation de canal PACE. Dans une perspective d'accroissement des performances, le compromis entre l'augmentation du nombre d'antennes et la complexité de réception en ajoutant des retours de décision plus larges doit être évalué. L'utilisation d'un récepteur itératif pour améliorer à la fois la détection et l'estimation de canal demande approfondissement en contexte réaliste. Les méthodes de suppression d'interférences associées permettent d'envisager des optimisations supplémentaires au niveau des constellations, *chip-mapping*, et entrelacements dans toute la chaîne. Par ailleurs, nous avons fourni des perspectives d'évolution de l'estimation de canal itérative ICE. La réflexion sur la propagation des fiabilités doit être poursuivie en étudiant en parallèle les gains de performances et la complexité introduite. En effet, l'extension des traitements souples et du principe MMSE à l'ensemble de la chaîne de réception n'est pas dissociable des problématiques de faisabilité matérielle sur des composants en virgule fixe. Enfin, l'adaptation de paramètres tels que les filtres en fonction du canal et des itérations peut améliorer la convergence et éviter la propagation d'erreurs. Pour un signal d'émission donné, les performances pourront donc être optimisées en fonction des capacités du récepteur, et l'échange d'information ou l'estimation de paramètres au récepteur comme à l'émetteur permettent de profiter de la flexibilité des schémas présentés. Cette flexibilité peut même être étendue à l'utilisation de la bande, suivant les sous-porteuses non-nulles allouées à un récepteur donné.

Un troisième axe d'étude vise à utiliser ces informations partielles supplémentaires disponibles de part et d'autre de la transmission pour optimiser en temps-réel les nouvelles techniques de codage proposées. Suivant la connaissance de l'environnement, non seulement les rendements pourront varier, mais l'adaptation des paramètres de codage espace-temps-fréquence (délais et puissances associés à chaque antenne...) permettra d'éviter les évanouissements profonds et prolongés. La souplesse des schémas présentés doit donc être étudiée conjointement avec le contrôle effectué par les couches supérieures afin d'optimiser de manière globale le compromis entre débit et robustesse des liaisons.

Cette étude de la couche physique constitue une base solide pour des évaluations au niveau système répondant à différentes qualités de service, afin d'apporter des solutions aux principales applications mobiles de la prochaine décennie.

# Annexe





# Annexe A — Article publié au “Journal of Communications and Networks”

Cet article a également été publié au “Journal of Communications and Networks” dans son édition spéciale *Towards the next generation mobile communications* en Juin 2005. Il propose plusieurs techniques de transmissions multi-antennes afin d’adapter les algorithmes en fonction de l’environnement, décrit en terme de CSI et de mobilité du terminal dans un système MC-CDMA. Les solutions préconisées (préfiltrage, *beamforming*, OSTBC...) autorisent une complexité raisonnable au récepteur et une flexibilité en nombre d’antennes.

# Transmission Techniques for Downlink Multi-Antenna MC-CDMA Systems in a Beyond-3G Context

Fabrice Portier, Ivana Raos, Adão Silva, Jean-Yves Baudais, Jean-François Hélar, Atílio Gameiro, and Santiago Zazo

**Abstract:** The combination of multiple antennas and multi-carrier code division multiple-access (MC-CDMA) is a strong candidate for the downlink of the next generation mobile communications. The study of such systems in scenarios that model real-life transmissions is an additional step towards an optimized achievement. We consider a realistic MIMO channel with two or four transmit antennas and up to two receive antennas, and channel state information (CSI) mismatches. Depending on the mobile terminal (MT) class, its number of antennas or complexity allowed, different data-rates are proposed with turbo-coding and asymptotic spectral efficiencies from 1 to 4.5 bit/s/Hz, using three algorithms developed within the European IST-MATRICE project. These algorithms can be classified according to the degree of CSI at base-station (BS): *i*) transmit space-frequency pre-filtering based on constrained zero-forcing algorithm, with complete CSI at BS; *ii*) transmit beamforming based on spatial correlation matrix estimation from partial CSI at BS; *iii*) orthogonal space-time block coding based on Alamouti scheme, without CSI at BS. All presented schemes require a reasonable complexity at MT, and are compatible with a single-antenna receiver. A choice between these algorithms is proposed in order to significantly improve the performance of MC-CDMA and to cover the different environments considered for the next generation cellular systems. For Beyond-3G, we propose prefiltering for indoor and pedestrian microcell environments, beamforming for suburban macrocells including high-speed train, and space-time coding for urban conditions with moderate to high speeds.

**Index Terms:** Antenna arrays, MIMO communication systems, mobile wireless systems, multi-carrier communication.

## I. INTRODUCTION

The recent third generation (3G) of mobile cellular systems aims at supporting various multimedia services from voice and low-rate to high-rate data with up to 144 kbps in vehicular, 384 kbps in outdoor-to-indoor, and 2 Mbps in indoor and picocell environments, in its current terrestrial version [1]. However, as the demand for wireless services increases, the physical layer must provide a flexible multiple-access with a higher capacity at low cost.

The success of mobile communications for the mass market in the future will depend on the availability of attractive applications for end users. In order to meet the quality of service

requirements of new multimedia applications, the next generation systems must be able to offer data-rates significantly greater than 2Mbps. The European vision for a Beyond-3G (also called 4G) system is a short-packet-based integrated system offering a wide range of services in all environments, and supporting various terminal classes. A set of target data-rates for end users can be defined depending on the environment: more than 100 Mbps in indoor and picocell under 10 km/h, 20-50 Mbps up to 60 km/h in urban environments and 10-20 Mbps at 300 km/h (including train), using a 50 MHz bandwidth [2] [3]. Evidently, these requirements cannot be addressed with current UMTS standards.

Multi-carrier code division multiple-access (MC-CDMA) is one of the most promising multiple-access scheme for achieving such high data-rates, specially for the downlink (DL), *i.e.* from base station (BS) to mobile terminal (MT) [4]. This technique combines efficiently an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) and code division multiple-access (CDMA). Therefore, MC-CDMA benefits from OFDM characteristics such as high spectral efficiency and robustness against multipath propagation, and CDMA advantages like flexibility and good interference properties for cellular environments [5]. However, MC-CDMA like all CDMA-based systems is limited by the multiple-access interference (MAI) induced by the loss of orthogonality among the users after multipath propagation. In conventional MC-CDMA downlink, the MAI is mitigated by frequency domain equalization techniques at MT. Since low complexity is required at MTs, we mainly consider simple single-user detection (SUD) techniques for implementation [6] [7], limiting the MAI cancellation capability.

Recent studies have shown that multiple-input multiple-output (MIMO) systems, using antenna arrays at both sides (BS and MT), yield substantial increases in channel capacity compared to single-input single-output (SISO) systems [8] [9] [10]. These capacity enhancements are based on the premise that a rich scattering environment provides independent transmission paths from each transmit (TX) antenna to each receive (RX) antenna. It has been shown [11] [12] that the combination of antenna arrays with MC-CDMA systems is very advantageous in mobile communications, even in multiple-input single-output (MISO) cases. At the European level, the combination of MIMO techniques with MC-CDMA has been studied during three years within the IST FP5 project MATRICE [2]. The European IST FP6 project 4MORE [3] aims at enhancing MATRICE by advancing one step towards an optimized implementation. In this project, performance degradation due to additional imperfections, like radio-frequency impairments, is studied as well. This paper intends to present the different

Manuscript received February, 2005.

F. Portier, J.-Y. Baudais and J.-F. Hélar are with the Institute of Electronics and Telecommunications in Rennes, France, email:fabrice.portier@free.fr.

I. Raos and S. Zazo are with E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid, Spain, email: ivana@gaps.ssr.upm.es.

A. Silva and A. Gameiro are with the Dept. Elect. & Telec., Inst. Telec. Univ. Aveiro, Portugal, email: asilva@av.it.pt.

MISO/MIMO approaches that have been studied for the downlink within the MATRICE project, and to propose solutions in order to cover the different environments considered for the next generation mobile communications. These techniques can be classified according to the degree of channel state information (CSI) available at transmitter:

- Complete CSI, for which space-time/frequency prefiltering strategies are optimal [13]. If BS has instantaneous CSI, the best solution is to adapt the transmitted signal to the channel fading. Considering time division duplex (TDD), prefiltering at transmitter side is performed using the inherent channel reciprocity between the uplink and downlink transmission periods. The CSI estimation from uplink can be used to improve the performance in downlink by reducing the MAI term at the mobile terminal or improving the signal to interference plus noise ratio (SINR). However, these techniques are reliable only for indoor or pedestrian environments, *i.e.* for low mobility scenarios. The aim of these algorithms is to allow the use of simple low-cost, low-consuming MT, while providing a performance usually superior to the one that would be obtained with multi-user detection (MUD). Transmit space-frequency prefiltering applied to MC-CDMA is a subject that came up only recently [14] [15].
- Partial CSI, for which sub-optimal prefiltering and beamforming algorithms can be studied. We generally have information about spatial parameters that are not as variable as channel frequency response, like spatial autocorrelation matrix or angle of arrival (AOA) of main paths. Those estimates can be used to perform transmit beamforming, that is principally suitable when the spatial correlation between TX-antennas and the spatial separation between users are significant. Algorithms considered assume partial CSI, more precisely an averaged spatial autocorrelation matrix. Averaging is done in frequency domain considering perfect CSI available on one subset of the total available subcarriers at BS. Therefore, frequency-invariant beamforming weights are calculated, over the whole bandwidth, to improve signal to noise ratio (SNR) or to point to the main (AOA) of the considered user. This approach combined with MC-CDMA was published in [16] [17].
- Unavailable CSI, for which space-time codes (STC) have been proposed. In contrast to the previous approaches that try to exploit the fading over the MIMO channel, the goal is to mitigate fading effect, avoiding deep fades by averaging symbol information over multiple paths gains. STC spread information across antennas and time to benefit from transmit diversity. The first STC scheme was proposed by Alamouti [18] for two TX-antennas and one RX-antenna, and Tarokh [19] generalized orthogonal coding to a higher number of TX-antennas. These space-time block codes (STBC) based on an orthogonal transmission matrix provide full spatial diversity gains, no inter-symbol interference (ISI), and low-complexity maximum-likelihood receivers over frequency non-selective channels. Moreover, with orthogonal STBC, a single-antenna receiver can be used; in such a MISO design with two TX- and one RX- antennas, Alamouti STBC is also optimal from a capacity point of view, when no CSI is available at transmitter. The main advantages of the combination of STBC with MC-CDMA were detailed in [20] [21].

This paper presents three downlink MIMO MC-CDMA schemes, one from each of the categories listed above: transmit space-frequency prefiltering based on constrained zero-forcing (CZF) algorithm with complete CSI, transmit beamforming based on averaged SNR maximization (MSNR) or AOA with partial CSI, and orthogonal STBC based on Alamouti scheme without CSI at transmitter. We also compare these algorithms for different scenarios with perfect and imperfect channel estimates. As our system approach is valid only considering a global layer-1 process, we take into account the channel coding to treat the remaining diversity over each transmitted packet, using turbo-coding (TC). We then introduce average performance for the physical layer, without considering upper-layer processing or optimizations that could adapt transmission flow to the channel state, especially for non-real-time traffic.

The paper is organized as follows. Section II describes the general downlink MIMO MC-CDMA system. In section III, the three proposed transmit schemes are developed, according to the degree of CSI available at transmitter. Section IV presents the 3GGP-like MIMO channel model and the simulations parameters. Section V provides simulation results for the three considered algorithms, in a common urban scenario. Section VI discusses the validity of previous results and gives inputs concerning the variation of performance in other scenarios, in order to propose a strategy to fill Beyond-3G requirements. Finally, the main conclusions are pointed out in section VII.

In this paper, we will use the following notations. Bold upper letters denote matrices, and bold lower letters stand for column vectors, unless stated.  $I_N$  denotes the identity matrix of size  $(N \times N)$ ;  $\text{diag}\{a_1 \dots a_N\}$  denotes a  $(N \times N)$  diagonal matrix with diagonal entries  $a_1 \dots a_N$ .  $E[\alpha]$  denotes the expected value of  $\alpha$ ;  $\otimes$  is the Kronecker product. For matrix manipulations, we will use the following superscripts:  $[\cdot]^T$  denotes matrix transposition,  $[\cdot]^*$  denotes complex conjugate, and their combination for matrix Hermitian is noted  $[\cdot]^H$ .

## II. GENERIC TRANSMISSION SCHEME

### A. Downlink MC-CDMA Design

The studied MC-CDMA system and radio context are defined as follows. It combines a multiple-access through Walsh-Hadamard spreading sequences of length  $S_f$ , and a multi-carrier modulation through classical (non-oversampled rectangular shape in time) OFDM with guard-interval  $\Delta$ .  $N_c$  of the  $N_{fft}$  subcarriers are used for data. For each subcarrier  $p$ , the channel response  $h^p(t)$  varies in time depending on mobility, and adjacent subcarriers are correlated in the frequency domain depending on multipath propagation. These channel properties are taken into account in the design of presented algorithms to benefit from the channel correlation or diversity.

From these inputs, we have options to optimize the discrete-time baseband equivalent model. The guard-interval duration is chosen larger than the delay spread of the impulse response to avoid ISI. Moreover, using a cyclic-prefix (CP) for guard-interval will reduce the constraint of precise FFT window, and avoid inter-carrier interference (ICI) since we assume perfect synchronization. For bandwidth efficiency and to obtain flat-

fading per subcarrier in an outdoor context, the OFDM-symbol duration  $T_x$  is increased by increasing  $N_{fft}$ . Then, for a given OFDM-symbol, the channel can be represented in the frequency domain by a single coefficient on each subcarrier. However, OFDM-symbol duration (and then the number of subcarriers) must be restrained for complexity issues and to ensure a low channel variation in time over OFDM-symbols, in order to perform a correct decoding. In particular, for Alamouti STBC applied in time, the decoding algorithm assumes channel invariance over two OFDM-symbols. The consequent parameter choices are given in section IV. With  $N_c$  multiple of  $S_f$ , several solutions of chip-mapping are available [21]. In this paper, we present results with 1D-spreading in frequency, using a linear frequency interleaving, in order to allow each spread-symbol to benefit from the frequency diversity offered by the whole bandwidth.

Nevertheless, channel impairments introduce several limits for the system. Frequency diversity is welcome in a single-user case, but can eliminate the CDMA orthogonality between users. Moreover, additive white Gaussian noise (AWGN) corrupts the received signal. To finely overcome these two effects, we need to know the channel at transmitter or at receiver, performing pre- or post-equalization. In downlink, the broadcasted signal allows simple equalizations at MT, estimating the channel from known pilot-symbols for example, while in uplink, as each user's signal experiences a different channel, BS generally does not have information of all users' channels over all the bandwidth. That is why we often assume complete CSI at MT, while CSI at BS is limited and suboptimal algorithms need to be implemented.

### B. Spatial Dimension Benefits

Multiple antennas at transmitter and at receiver offer a new dimension to the previous system, allowing a capacity gain depending on the channel matrix properties. We will consider a realistic system with a maximum of  $M = 4$  TX-antennas, and up to  $N = 2$  RX-antennas, since the BS usually provides more space flexibility. For each subcarrier, we will now consider a channel matrix  $\mathbf{H}^p(t)$  of size  $(N \times M)$ , whose entries can be statistically correlated.

In this paper, we present MIMO schemes with a rate of 1, *i.e.* the additional Space-Time-Frequency processing does not change the data-rate, but is used to increase the SINR for a given user in prefiltering and beamforming strategies, or to increase the diversity by spreading data in space with STBC. This choice ensures a compatibility with single-antenna receivers. In particular, we only consider orthogonal STBC based on Alamouti scheme, as other orthogonal STBC have a lower rate suboptimal for capacity. Furthermore, non-orthogonal STBC with higher rates, like spatial multiplexing, imply more complex or ineffective receivers with a channel rank of 1, for instance with single-antenna receivers. We present STBC results with 2 TX-antennas and 1 or 2 RX-antennas. An extension to 4 TX-antennas for orthogonal STBC, like switched-Alamouti, would exhibit a negligible gain in performance. However, incrementing the number of RX-antennas, an additional gain is achieved and low-complexity processing is preserved.

Nevertheless, synchronization and channel estimation as-

pects are complicated when increasing the number of antennas at both sides. Concerning synchronization, the classical OFDM is well localized in time, but not in frequency, and the use of multiple antennas adds a spatial dimension. Concerning channel knowledge over frequency, time and space, estimation using low overhead leads to noisy coefficients. In this paper, we assume perfect synchronization and sampling, and give results with perfect and imperfect channel knowledge.

### C. Common MIMO MC-CDMA Scheme

Fig. 1 shows a simplified MIMO MC-CDMA downlink system (framing processes are omitted), general enough to gather all schemes presented in this paper, with  $K$  active users transmitting streams over  $M$  antennas and received by user  $j$  over  $N$  antennas. After channel encoding and interleaving processes, bit streams are mapped to a constellation  $\chi$  (QPSK or higher-order QAM). Each user  $k$  ( $k = 1 \dots K$ ) provides  $N_s = N_c/S_f$  symbols per OFDM-symbol  $t$ . These symbols  $\mathbf{s}_k^t = [s_k^{t,1} \dots s_k^{t,q} \dots s_k^{t,N_s}]^T$  are delivered to the main transmit block that depends on the chosen multi-antenna multi-user algorithm. If CSI is available at transmitter, the symbols are weighted in function of the user or subcarrier, while no CSI means that this space-time-frequency process is applied independently on the signals of all users, which are then spread and summed. Note that we can swap the linear space-time-frequency and spreading processes. For our three algorithms, the CDMA spreading is performed in the same way on each TX-antenna using orthogonal sequences  $\mathbf{c}_k = [c_k^1 \dots c_k^{S_f}]^T$ , where  $\mathbf{c}_k$  is column  $k$  of the  $(S_f \times K)$  Walsh-Hadamard matrix  $\mathbf{C}$ . The resulting multi-user chips  $\mathbf{x}_m^t = [x_m^{t,1} \dots x_m^{t,p} \dots x_m^{t,N_c}]^T$  are spanned over the  $M$  TX-antennas and  $N_c$  subcarriers after OFDM modulation. A chip-mapping process defines the positions of these chips over the bandwidth, performing a linear frequency interleaving in the presented results. OFDM modulation is a simple IFFT on  $N_{fft} > N_c$  subcarriers to facilitate digital filtering using null subcarriers on edges of the band; it is followed by the insertion of a CP, creating a copy between the beginning and the end of the OFDM-symbol. The signals are transmitted over a channel

$$\mathcal{H}^t = \left[ (\mathbf{H}^{t,1})^T \dots (\mathbf{H}^{t,p})^T \dots (\mathbf{H}^{t,N_c})^T \right]^T,$$

with  $\mathbf{H}^{t,p}$  of size  $(N \times M)$ , whose complex-Gaussian entries  $h_{n,m}^{t,p}$  represent the channel response from antenna  $m$  to antenna  $n$ , on subcarrier  $p$ , at OFDM-symbol  $t$ . The channel is generated from a realistic 3GPP model, correlated in space, time and frequency, and assumed normalized. A white zero-mean complex-Gaussian noise  $\boldsymbol{\nu}_n^t = [\nu_n^{t,1} \dots \nu_n^{t,N_c}]^T$  is added on each RX-antenna, where each noise term is independent. In other words,  $E[|h_{n,m}^{t,p}|^2] = 1$  and  $E[|\nu_n^{t,p}|^2] = N_0$ ,  $\forall p, t, n$ .

At the receiver, OFDM demodulation consists in a guard-interval removal and an FFT, assuming perfect synchronization. The vector obtained on antenna  $n$  in the frequency domain after OFDM demodulation and chip-demapping is  $\mathbf{y}_n^t = [y_n^{t,1} \dots y_n^{t,p} \dots y_n^{t,N_c}]^T$ . The relation between this received

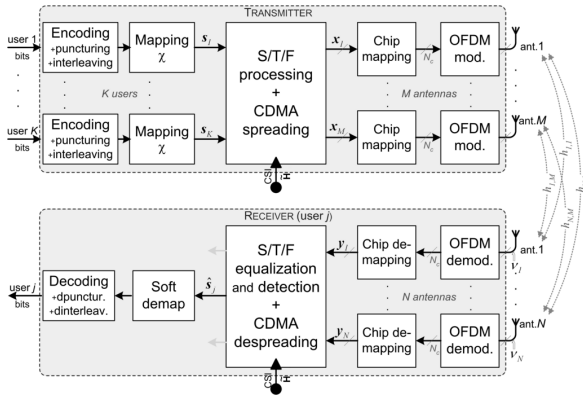


Fig. 1. Common MIMO MC-CDMA transmitter and receiver

signal and the transmitted one is

$$\mathbf{y}_n^t = \text{diag} \left( \mathcal{H}_{(n)}^t (\mathcal{X}^t)^T \right) + \boldsymbol{\nu}_n^t, \quad (1)$$

where we use the diagonal entries of the product between the  $(N_c \times M)$  matrix  $\mathcal{H}_{(n)}^t$  (with  $\mathcal{H}_{(n)}^t$  an excerpt of  $\mathcal{H}^t$  concerning RX-antenna  $n$ ) and the transpose of  $\mathcal{X}^t = [\mathbf{x}_1^t \cdots \mathbf{x}_M^t]$ .

If several RX-antennas are considered, equalization takes into account the frequency and spatial dimensions. If STBC is applied in time, several OFDM-symbols are considered for detection. After that, as we only consider single-user detection in our algorithms for complexity issues, user  $j$  is easily extracted from the multi-user signal by multiplication with its spreading code  $\mathbf{c}_j$ . Detected symbols  $\hat{\mathbf{s}}_j^t = [\hat{s}_j^{t,1} \cdots \hat{s}_j^{t,p} \cdots \hat{s}_j^{t,N_s}]^T$  are soft estimations of the symbols  $\mathbf{s}_j^t$ . A soft demapping is followed by decoding processes to deliver the user  $j$  bit stream.

Concerning CSI at transmitter and receiver, we will consider perfect channel knowledge, or imperfect knowledge with matrices  $\tilde{\mathbf{H}}^{t,p}$ . These matrices are generated from the perfect ones, adding a white complex-Gaussian noise on each entry  $h_{n,m}^{t,p}$ , with a variance defined in section IV.

### III. MULTI-ANTENNA PROCESSING

From a common MC-CDMA system, performance improvement implies to take benefit from channel properties and variations in frequency/time/space, increasing SNR at receiver side for a given user, decreasing MAI, and avoiding deep fades. Antenna processing and equalization try to meet these requests, and this section presents three typical algorithms, as mentioned above.

#### A. Transmit Space-Frequency Prefiltering based on CZF Algorithm, with Complete CSI

In this subsection we develop a space-frequency prefiltering algorithm that has two main advantages: reducing the MAI at MTs by pre-formatting the signal so that the received signal at decision point is free from interferences, and allowing a transfer of computational burden from MT to BS. Using an antenna array at BS, the prefiltering can be done in space and frequency dimensions. We propose to jointly optimize the user

separation in space and frequency by the use of criteria based on the decision variable after despreading at MT. This technique requires complete CSI at transmitter, and then, is suitable for systems with channel reciprocity between UL and DL, like TDD systems with low mobility. Concerning the receiver, we propose a single-antenna system with an OFDM demodulation, chip-demapping and despreading operations, *i.e.* we do not perform channel equalization, keeping the MT at low complexity.

In the prefiltering case, the  $S_f M$  chips for user  $k$  and symbol  $q = [1, \dots, N_s]$  are weighted by a column vector  $\mathbf{w}_k^q = [\mathbf{w}_{k,1}^q \cdots \mathbf{w}_{k,M}^q]^T$  where  $\mathbf{w}_{k,m}^q$  contains the  $S_f$  coefficients that weights the chips for antenna  $m$ . These weights are calculated using the CSI according to the criterion presented below. The decision variable at MT  $j$  is

$$\begin{aligned} \hat{s}_j^q &= \mathbf{c}_j^H \underbrace{\sum_{m=1}^M (\mathbf{h}_{j,m}^q \circ \mathbf{w}_{j,m}^q) \circ \mathbf{c}_j \mathbf{s}_j^q}_{\text{Desired Signal}} \\ &+ \underbrace{\mathbf{c}_j^H \sum_{i=1, i \neq j}^K \sum_{m=1}^M (\mathbf{h}_{j,m}^q \circ \mathbf{w}_{i,m}^q) \circ \mathbf{c}_i \mathbf{s}_i^q}_{\text{MAI}} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \boldsymbol{\nu}_j}_{\text{Noise}}, \quad (2) \end{aligned}$$

where  $\mathbf{h}_{j,m}^q$  is the channel frequency response vector of size  $S_f$  for user  $j$ , data symbol  $q$  and antenna  $m$  and  $\boldsymbol{\nu}_j$  contains the noise samples on the  $S_f$  subcarriers. The signal of (2) involves three terms: the desired signal, the MAI caused by the loss of code orthogonality among the users, and the residual noise after despreading.

The prefiltering algorithm is based on a zero-forcing criterion, since we constrain the MAI term to be null, at all mobile terminals at the same time. Furthermore, as it takes into account the transmit power at BS, we call it the constrained zero-forcing algorithm. Applying the zero-forcing criterion to equation (2), we ensure that each user receives a signal that is free from MAI after despreading. The first term on the right side of (2), which is the desired signal, is strained to a constant for normalization purposes, while the second term, which represents the interference caused by other  $(K-1)$  users, should be equal to zero.

The interference that the signal of user  $k$  produces at another MT  $j$  is obtained for a generic data symbol according to (2),

$$MAI(k \rightarrow j) = \mathbf{c}_j^H \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{j,m}^q \circ \mathbf{w}_{k,m}^q \circ \mathbf{c}_k = \boldsymbol{\varphi}_{j,k}^T \mathbf{w}_k^q, \quad (3)$$

with  $\boldsymbol{\varphi}_{j,k} = \hat{\mathbf{c}}_k \circ [\mathbf{h}_{j,1}^q \cdots \mathbf{h}_{j,M}^q]^T \circ \hat{\mathbf{c}}_j^*$ , and  $\hat{\mathbf{c}}_k = [\mathbf{c}_k^T \cdots \mathbf{c}_k^T]^T$  is a column vector of size  $MS_f$  since the same code is used for all antenna branches.

The weight vector for user  $j$  is then obtained by constraining the desired signal part of its own decision variable to a constant  $\xi_j^q$  while canceling its MAI contribution at all other mobile terminals at the same time. This leads to the following set of conditions:

$$\begin{cases} \mathbf{c}_j^H \left( \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{j,m}^q \circ \mathbf{w}_{j,m}^q \circ \mathbf{c}_j \right) = \xi_j^q \\ \mathbf{c}_k^H \left( \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{k,m}^q \circ \mathbf{w}_{j,m}^q \circ \mathbf{c}_j \right) = 0, \forall k \neq j. \end{cases} \quad (4)$$

Therefore, to compute the weights for user  $j$ , we have to solve a linear system of  $K$  equations (constraints) and  $S_f M$  variables (degrees of freedom), where  $\mathbf{A}_j^q$  is a matrix of size  $(K \times MS_f)$  given by  $\mathbf{A}_j^q \mathbf{w}_j^q = \mathbf{b}$

$$\mathbf{A}_j^q = \begin{bmatrix} \left[ \mathbf{h}_{j,1}^q \top \cdots \mathbf{h}_{j,M}^q \top \right] \\ \varphi_{0,j}^\top \\ \vdots \\ \varphi_{j-1,j}^\top \\ \varphi_{j+1,j}^\top \\ \vdots \\ \varphi_{K-1,j}^\top \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \zeta_j^q \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

The prefiltering algorithms should take into account the minimization of the transmit power. Therefore, the transmit power must be minimized under the  $K$  above constraints. When the number of constraints equals the number of degrees of freedom, a single solution exists if there are no singularities. However, if we have more degrees of freedom than constraints ( $S_f M > K$ ) then signal can be designed to optimize a cost function, like the total transmit power. The higher ( $S_f M - K$ ) is, the more effective optimization will be. This optimization can be solved with the Lagrange multipliers method. After mathematical manipulations [12], we obtain the CZF based prefiltering vector,

$$\mathbf{w}_j^q = \zeta_j^q \mathbf{A}_j^q \mathbf{H} (\mathbf{A}_j^q \mathbf{A}_j^q \mathbf{H})^{-1} \mathbf{b} = \zeta_j^q \mathbf{A}_j^q \mathbf{H} \Psi_j^q \mathbf{b}, \quad (6)$$

where  $\Psi_j^q = (\mathbf{A}_j^q \mathbf{A}_j^q \mathbf{H})^{-1}$  is a square and Hermitian matrix of size  $(K \times K)$ , and  $\zeta_j^q$  is a constant used to normalize the vector weight according to  $|\mathbf{w}_k^q|^2 = \mathbf{w}_k^{qH} \mathbf{w}_k^q = 1, \forall k = 1 \dots K$ .

Last equation shows that the most computational intensive task, to calculate the weights, is matrix  $\Psi_j^q$  inversion. However, the size of this matrix is just  $(K \times K)$ , independently of the spreading factor and the number of antennas, which makes this algorithm very attractive for practical implementations.

### B. Transmit Beamforming based on Spatial Correlation Matrix, with Partial CSI

Transmit beamforming is a purely-spatial prefiltering technique that allows spatially-selective transmissions based on instantaneous or long-term channel knowledge at BS. The second approach is useful in rapidly variable channels where averaged spatial information is not as variable as instantaneous CSI, and then, can be applied in TDD scenarios with mobility and in FDD schemes, where instantaneous channel knowledge is unavailable at the transmitter. Moreover, the considered signal bandwidth is very large and channel exhibits frequency selectivity. Thus, what can be considered "constant" is spatial information like AoA or spatial autocorrelation matrix.

Considering transmit beamforming with wideband MC-CDMA, we must notice two limits. First, each user, independently of others, has its specific beamforming weights, which is equivalent to experience different propagation channels; this fact may require more complex processing at receiver if MAI has to be minimized, like in uplink MC-CDMA. Secondly, one

of the best known beamforming method in multi-user systems is pointing to the most significant AoA, and putting nulls in AoA of other users; however, this strategy is not adequate for our wideband scenario in which energy arrives from a very wide angle spread.

Then, the schemes analyzed assume beamforming weights that are frequency-invariant over the whole bandwidth, and either maximize user average SNR or point to the main AoA.

### B.1 Single-User Solution

Assuming a single-user case, optimum solution in terms of SNR maximization is well known. We define  $\mathbf{H}$  the MISO channel matrix ( $S_f \times M$ ) from BS to this user and  $\mathbf{V}$  the beamforming set of vectors sized  $(S_f M \times 1)$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= [(\mathbf{h}^1)^\top \cdots (\mathbf{h}^{S_f})^\top]^\top \\ \mathbf{V} &= [(\mathbf{v}^1)^\top \cdots (\mathbf{v}^{S_f})^\top]^\top, \end{aligned} \quad (7)$$

where  $\mathbf{h}^p$  stands for the corresponding row vector of matrix  $\mathbf{H}$  associated to frequency  $p$ .

Received vector on  $S_f$  subcarriers (corresponding to one MC-CDMA symbol) after OFDM demodulation and chip-demapping can be described in the frequency domain by equation (8) where  $\mathbf{C} = \text{diag}\{\mathbf{c}\}$  is a diagonal matrix with user code  $\mathbf{c}$  on the main diagonal,  $s$  is the transmitted symbol and  $\mathbf{v}$  are AWGN samples.

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \text{diag}\{\mathbf{h}^1 \dots \mathbf{h}^{S_f}\} \mathbf{V} s + \mathbf{v}. \quad (8)$$

Optimum solution presented in equation (9) is based on the Maximum-Ratio-Combining concept where  $\|\cdot\|_F$  is Frobenius norm, and  $\mathbf{v}^p$  are the Hermitian normalized rows of matrix  $\mathbf{h}^p$ .

$$\mathbf{v}^p = \frac{(\mathbf{h}^p)^H}{\|\mathbf{h}^p\|_F}, \quad 1 \leq p \leq S_f. \quad (9)$$

This approach has been described in [11]. However, as it requires complete CSI, we will not develop it in this contribution. Indeed, perfect CSI is available in TDD modes if both links use the same sets of carriers per user, but this hypothesis is unrealistic in FDD (without feedback) or even TDD where channel reciprocity is not applicable. This case arises if another multiple-access scheme is used in UL, e.g. SS-MC-MA [22] where different users are frequency multiplexed over different sets of carriers to simplify uplink synchronizations and channel estimation.

### B.2 Averaged MSNR Algorithm

Here, we present an alternative to the simpler phased array proposal, based on the estimation of the spatial autocorrelation matrix. The new signal model considering a common beamformer for all the carriers can be stated as follows:

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{H} \mathbf{w} s + \mathbf{v}, \quad (10)$$

where  $\mathbf{w}$  is a  $(M \times 1)$  vector. Standard SNR maximization problem can be formulated as a Rayleigh quotient

$$\mathbf{w}^p = \max_{\mathbf{w}^i} \frac{\mathbf{w}^{iH} \mathbf{h}^{pH} \mathbf{h}^p \mathbf{w}^i}{\mathbf{w}^{iH} \mathbf{w}^i}, \quad (11)$$

where the optimum solution is the eigenvector of  $\mathbf{R}^p = \mathbf{h}^p \mathbf{h}^p$  corresponding to the maximum eigenvalue.  $\mathbf{R}^p$  is the specific spatial autocorrelation matrix for this channel trial and, being channel dependent, can not be used in the partial CSI case. However, instead of the instantaneous matrix  $\mathbf{R}^p$ , an averaged estimation of this matrix can be implemented,

$$\mathbf{w} = \max_{\mathbf{w}_i} \frac{\mathbf{w}_i^H E[\mathbf{h}^p \mathbf{h}^p] \mathbf{w}_i}{\mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i}, \quad (12)$$

where matrix  $\hat{\mathbf{R}} = E[\mathbf{h}^p \mathbf{h}^p]$  can be estimated by frequency averaging in the uplink and used to design the suboptimum beamformer in downlink. This frequency domain averaging is performed over calculated autocorrelation matrices from channel frequency response estimates over all subcarriers dedicated to the desired user. Users beamformer weights  $\mathbf{w}_k$  are given by the eigenvector associated with the maximum eigenvalue obtained from eigendecomposition of this averaged autocorrelation matrix. As this beamforming scheme is frequency-invariant but user specific, it must be performed before summing of spreaded users' chips in transmitter. After performing beamforming weighting, user symbols are adequately grouped and Fast Hadamard Transform (FHT) spreading is performed on each TX-antenna.

### B.3 Averaged AoA Algorithm

Another possibility to benefit from available spatial information is to extract main AoA from estimated spatial autocorrelation matrix. The applied algorithm for its estimation is the Bartlett one, as it has low complexity and is found to have sufficiently good performance, even compared with Capon estimation [23]. Bartlett estimation consists in maximization of the following spatial spectrum expression:

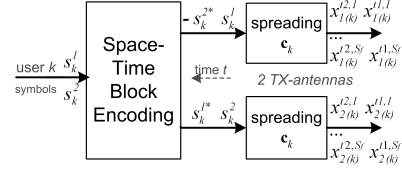
$$\theta = \max_{\theta_i} \mathbf{a}(\theta_i)^H E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}] \mathbf{a}(\theta_i), \quad (13)$$

where  $\mathbf{a}(\theta_i)$  is steering vector pointing to angle  $\theta_i$ . This algorithm is simpler than averaged MSNR; however, when a small number of TX-antennas is available at transmitter, their beamwidth does not allow very accurate adaptation to the receive energy diagram. In this case, the beamforming weight per TX-antenna  $m$  ( $m = 0, \dots, M - 1$ ) is

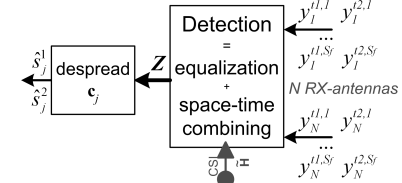
$$\mathbf{w}_m = e^{jm \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta}. \quad (14)$$

### B.4 Receiver Processing

At receiver, conventional single-RX-antenna MC-CDMA signal processing is performed as users are not aware that beamforming is performed at BS. Therefore, after chip-demapping, the module called "S/T/F equalization and detection + CDMA despreading" in Fig. 1 performs minimum mean square error (MMSE) equalization per carrier, followed by Hadamard despreading. This way, the receiver remains simple, and the advanced signal processing is done at BS.



a) STBC and MC-CDMA spreading at transmitter for user  $k$



b) Detection and despreading part at receiver of user  $j$

Fig. 2. STBC MC-CDMA details

### C. Orthogonal Space-Time Block Coding Algorithm, without CSI at Transmitter

In this subsection, we describe orthogonal STBC based on Alamouti scheme with 2 TX-antennas, whatever the number of RX-antennas is. This scheme can be applied in all scenarios, although the presented decoding algorithm assumes channel invariance in time over two OFDM-symbols. The combination of STBC with MC-CDMA is simple since we apply the Alamouti coding over each subcarrier  $p$  of the system, as shown on Fig. 2. We present the STBC process before CDMA spreading at transmitter but we can swap these two linear processes. The coding is applied in time over two consecutive OFDM-symbols, assuming that channel variations in frequency are more important than in time in our scenario. This combination tries to benefit from the maximum diversity in space, time and frequency. After mapping, each user  $k$  simultaneously transmits two symbols  $w_{k,1}^{t1} = s_k^1$  and  $w_{k,2}^{t1} = s_k^2$  from both TX-antennas at time  $t1$ , then  $w_{k,1}^{t2} = -(s_k^2)^*$  and  $w_{k,2}^{t2} = (s_k^1)^*$  at time  $t2 = t1 + T_x$ . As this process is applied on each subcarrier, we drop the subcarrier index  $p$ . Dropping time index at the space-time encoder output, the data symbols of the  $K$  users  $\mathbf{w}_1 = [w_{1,1} \dots w_{k,1} \dots w_{K,1}]^T$  (the same for symbol  $w_2$ ) are multiplied by their specific orthogonal spreading code  $\mathbf{c}_k$ . FHT can be used in downlink to spread and sum data of all users, preserving their orthogonality until transmission. In the following equations, we consider only  $S_f$  subcarriers from 1D-spreading in frequency (classical MC-CDMA) without losing generality as the extension is straightforward. Each data symbol is then transmitted on  $S_f$  parallel subcarriers. The vector obtained at RX-antenna  $n$  after perfect OFDM demodulation and chip-demapping, at time  $t1$  and  $t2$ , is given by

$$\mathbf{Y}_n = \mathcal{H}_n \mathbf{C} \mathbf{S} + \mathbf{\Gamma}_n, \quad \mathcal{H}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{n,1} & \mathbf{H}_{n,2} \\ \mathbf{H}_{n,2}^* & -\mathbf{H}_{n,1}^* \end{bmatrix}, \quad (15)$$

where  $\mathbf{Y}_n = [(\mathbf{y}_n^{t1})^T (\mathbf{y}_n^{t2})^H]^T$  is a column vector of size  $2S_f$ , with  $\mathbf{y}_n^t = [y_n^{t,1} \dots y_n^{t,S_f}]^T$ ; where  $\mathbf{H}_{n,m} = \text{diag}\{h_{n,m}^1 \dots h_{n,m}^{S_f}\}$ ; where  $\mathbf{C} = \mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{C}$ ;

where  $\mathcal{S} = [(\mathbf{s}^1)^\top (\mathbf{s}^2)^\top]^\top$  with  $\mathbf{s}^q = [s_1^q \dots s_K^q]^\top$ ;  
where  $\mathbf{\Gamma}_n = [(\boldsymbol{\nu}_n^{t1})^\top (\boldsymbol{\nu}_n^{t2})^\top]^\top$  represents AWGN.

Channel invariance during two OFDM-symbols is assumed to permit the recombination of symbols, even if channel is slightly varying in high-speed scenarios. At the receiver, in order to detect the two transmitted symbols  $s_j^1$  and  $s_j^2$  for the desired user  $j$ , channel knowledge is necessary. It allows simple one-tap equalization per subcarrier, combined with a space-time block decoding. With such an orthogonal STBC, a simple linear decoding is performed as it provides results equivalent to an exhaustive Maximum-Likelihood research at low complexity. Thus, the two successive received MC-CDMA symbols are combined, equalized and added from the  $N$  RX-antennas to detect the two symbols. After despreading, the data symbols of user  $j$  are

$$[\hat{s}_j^1 \hat{s}_j^2]^\top = (\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{c}_j^\top) \mathbf{Z} = (\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{c}_j^\top) \sum_{n=1}^N \mathcal{G}_n \mathbf{Y}_n, \quad (16)$$

with

$$\mathcal{G}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{n,1} & \mathbf{G}_{n,2}^* \\ \mathbf{G}_{n,2} & -\mathbf{G}_{n,1}^* \end{bmatrix},$$

where  $\mathbf{Z} = [z_1^1 \dots z_{S_f}^1 z_1^2 \dots z_{S_f}^2]^\top$  is the vector of the received signals equalized and combined from the  $N$  antennas.  $\mathbf{G}_{n,m}$  is a diagonal matrix, since we used an SUD scheme, containing the  $S_f$  equalization coefficients  $g_{n,m}^p$  ( $p = 1 \dots S_f$ ) for the channel between the TX-antenna  $m$  and the RX-antenna  $n$ . For instance, to detect  $s_i^1$ , the MMSE-SUD coefficients  $g_{n,m}^p$  minimize the mean square value of error between the signal  $\sum_{k=1}^K c_k^p s_k^1$  transmitted on subcarrier  $p$  and the signal  $z_p^1$  combined from the  $N$  RX-antennas by the Alamouti decoding. In the same way, the zero-forcing (ZF) coefficients  $g_{n,m}^p$  restore the orthogonality between the different users. It is well known that with SISO systems, ZF leads to excessive noise amplification for low subcarrier SNR. In our MIMO case, spatial diversity, equal to the product ( $N \times M$ ) in the decorrelated situation, statistically reduces this occurrence. Thus, with an increasing number of antennas, ZF tends to MMSE efficiency, and does not require SNR estimation  $\gamma$  at receiver. We assume the same noise level statistically for each subcarrier or RX-antenna. Besides, knowledge of the spreading codes  $\mathbf{c}_i$ , ( $i \neq j$ ) of the interfering users is not required to derive the ZF and MMSE-SUD coefficients, as shown in the following MMSE equation:

$$g_{n,m}^p = (h_{n,m}^p)^* / \left[ \sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^N |h_{n,m}^p|^2 + \frac{1}{\gamma} \right]. \quad (17)$$

ZF equations are similar assuming  $1/\gamma = 0$ . Note that the threshold detection should be normalized by  $\rho$  for MMSE with high-order modulations. The sum is performed on the  $S_f$  subcarriers where the considered symbol is spread:

$$\rho = S_f / \sum_{p=1}^{S_f} \frac{\sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^N |h_{n,m}^p|^2}{\sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^N |h_{n,m}^p|^2 + \frac{1}{\gamma}}. \quad (18)$$

## IV. CHANNEL MODEL AND SYSTEM PARAMETERS

### A. MIMO Channel Model and Configuration

There are two main categories of MIMO channel models: first type contains directional information, whether geometrically or statistically based, second type is based on the statistical correlation. Models with directional information can be used both to evaluate beamforming and diversity techniques while the former one is not suitable for antenna use with directional techniques. As we are concerned with different usage of multiple antennas, the directional 3GPP-3GPP2 propagation model was simulated [24].

This MIMO spatial channel model is a hybrid approach between a geometrical concept depending on cluster positions and a tapped delay line model described by an average power delay profile with fixed number of taps. The difference of this model when compared to standardized tapped delay line model is the introduction of a variable  $\theta$  for angular variations in azimuth-plane. Each scenario having its specific channel parameters, the IST-MATRICE project developed such a model with a set of scenarios adapted to the 5GHz carrier frequency with 50MHz bandwidth.

Table 1 summarizes the main MIMO channel parameters of our common urban propagation scenario, used to present results in section V [25] [26]. It models the non-line-of-sight (non-LOS) BRAN E channel, characterized by a large delay spread and angular spread. Different users (channel realizations) are uniformly distributed within a 120 degrees sector, each one respecting the Table 1 parameters. Linear arrays are used at BS and MT, and simulations consider a TX-antenna spacing of  $10 \lambda$ , and RX-antenna spacing of  $0.5 \lambda$ , except for beamforming algorithms where TX-antennas are separated of 0.5 wavelengths. The consequent spatial correlation is inferior to 0.1 for an antenna spacing of  $10 \lambda$ , while a  $0.5 \lambda$  spacing leads to a correlation around 0.7 at BS, and 0.35 at MT. In the frequency domain, a measure of the coherence bandwidth is around 1.5 MHz. Correlation in time, derived from Doppler frequency, is given by the measured coherence time that is close to the frame duration at 60 km/h, where frame is defined as a packet of 30 OFDM-symbols.

Table 1. Main MIMO channel parameters.

Channel profile	BRAN E
Maximum delay $\tau_{max}$	1.76 $\mu$ s
Number of paths	17
Number of sub-rays per path	20
Velocity	60 km/h in common scenario
Mean angle spread at BS	$E[\sigma_{AS}] = 21.4$
Mean angle spread at MT	$E[\sigma_{AS,MT}] = 68$
RMS delay spread	$E[\sigma_{DS}] = 0.25 \mu$ s
Element spacing	$0.5 \lambda - 10 \lambda$

### B. System Parameters

The system parameters are chosen according to the time and frequency coherence of the channel in order to reduce ICI and ISI. Besides, investigated MC-CDMA configurations are de-



Table 2. Main MIMO system parameters.

Sampling frequency $F_s$	57.6 MHz
FFT size $N_{fft}$	1024
Number of used subcarriers $N_c$	736
Guard interval duration $\Delta$	3.75 $\mu$ s
Total OFDM duration $T_x = T_u + \Delta$	21.52 $\mu$ s
Subcarrier spacing $D_f = 1/T_u$	56.2 kHz
Length $S_f$ of spreading codes	32
Modulation (Gray mapping)	QPSK, 16QAM, 64QAM
Center frequency $f_c$	5.0 GHz
Occupied bandwidth $B_o$	41.46 MHz
Frame duration / Guard duration	30 $T_x$ / 20.8 $\mu$ s

Table 3. Link between global-rate and data-rate.

$R$ (bit/s/Hz)	1	2	3	4.5
class modul.	QPSK	16QAM	16QAM	64QAM
class coding	TC 1/2	TC 1/2	TC 3/4	TC 3/4
Data-rate Mbit/s	33.1	66.2	99.3	149

signed to propose high throughput solutions for outdoor scenarios, as shown in Table 2.

The studied configuration is based on a sampling frequency multiple of the 3.84 MHz UMTS frequency, to obtain the same frame duration as UMTS (0.666 ms). So  $F_s$  is equal to  $15 \times 3.84 = 57.6$  MHz. We consider a carrier frequency  $f_c = 5$ GHz, an FFT size of 1024 with  $N_c = 736$  used subcarriers. The guard-interval duration  $\Delta = 3.75\mu$ s, chosen according to the maximum delay  $\tau_{max} = 3.5\mu$ s to avoid ISI, leads to a 18 % spectral efficiency loss. An additional guard-interval is used between frames to allow TDD alternating DL and UL. The global spectral efficiency loss is then 20 %, corresponding to a power efficiency loss of 0.97 dB. The overall data-rate is then 33.1 Msymbols/s, shared between users. The length  $S_f$  of the spreading codes is chosen to allow 32 users at full-load.

Interleaving and coding processes are applied over a whole frame of 30 OFDM-symbols, and taken from UMTS standards. In particular, the channel coding scheme is the turbo-code defined in current UMTS with a rate of  $\frac{1}{3}$ , using two 8-states parallel concatenated convolutional codes. This is combined with a puncturing process to have an overall coding-rate  $R_c$  of  $\frac{1}{2}$  or  $\frac{3}{4}$ . Results are given for 6 iterations at the channel decoder.

We call global-rate  $R$  the theoretical spectral efficiency of the combination channel coding plus mapping plus multi-antenna coding. In other words, as we assumed a multi-antenna coding-rate equal to one,  $R = \log_2|\chi| \times R_c$ , where  $|\chi|$  is cardinality of the mapping. Table 3 links maximal data-rates to  $R$ .

Results are presented assuming different degrees of channel estimation errors: perfect CSI or imperfect CSI. In the imperfect case, we model these errors with a Gaussian noise; then, the ‘‘noise level’’ added on channel coefficients is proportional to the noise level in the channel, *i.e.* with variance that is  $\alpha$  times the variance of the AWGN. In results, we call ‘CHperfect’ a perfect CSI, ‘CHvar0.5’ a CSI with  $\alpha = 0.5$ , and ‘CHvar0.1’ a CSI with  $\alpha = 0.1$ .

## V. SIMULATION RESULTS

In this section, we present results obtained with three algorithms, in the common urban scenario defined in section IV. Results are compared to SISO results with SUD based on the MMSE criterion, being the most efficient linear SUD scheme in full-load, but SISO ZF results are also presented. As reference, we also give SISO bounds in a Gaussian channel, *i.e.* an optimal channel flat in time and frequency only considering AWGN. In the three first subsections, performance is displayed as bit-error-rates (BER) versus  $E_{bt}/N_0$ , while the fourth subsection displays the corresponding data-rates computed from frame-error-rates (FER) versus  $E_{st}/N_0$ .  $E_{st}/N_0$  represents the total transmit energy per symbol over the noise spectral density at each RX-antenna, and  $E_{bt}/N_0$  represents the total transmit energy per useful bit over the noise spectral density at each RX-antenna. In the  $E_{bt}/N_0$  value, we take into account the system parameters included in the global-rate  $R$ , but we do not consider the guard-interval efficiency loss and prospective framing overhead. Then,  $(E_{st}/N_0) = R(E_{bt}/N_0)$ . To compare algorithms with several antenna configurations, we assume a unitary total transmit power whatever the number of TX-antennas is. Thus, antenna gains are preserved; and in particular, MIMO results include the 3 dB gain when doubling the number of RX-antennas, due to independency between signal and noise. To limit the number of curves, we restrain presented results to full-load, unless stated.

### A. Results with Transmit Space-Frequency Prefiltering

In this subsection we present results for the CZF algorithm with perfect and imperfect CSI. Fig. 3 illustrates the performance of the CZF algorithm for 2 or 4 TX-antennas and 1 RX-antenna, with a global-rate of 1 bit/s/Hz considering QPSK modulation and half-rate turbo-coding. The CZF prefiltering outperforms the conventional SISO MMSE algorithm in all situations. When we increase the number of TX-antennas, thus enhance the separation in space, the performance of the CZF improves. It should be noted that MMSE equalization implies estimations that increase the mobile complexity. Thus, the proposed algorithm outperforms SISO MMSE without involving an estimate of the channel or noise power at MT.

We also observe that the CZF algorithm is more sensitive to imperfect channel estimates when the number of antennas increases. With 2 and 4 TX-antennas, we obtain a penalty around 2 dB and 3 dB for BER= $10^{-5}$ , respectively. However, the performance of the CZF with 4 TX-antennas and imperfect channel estimates is better than the one obtained with 2 TX-antennas and perfect estimates.

In order to assess the CZF algorithm in high throughput conditions, Fig. 4 presents results with a global-rate of 3 bit/s/Hz, considering 16QAM with a turbo-coding-rate  $\frac{3}{4}$ , and 4 TX-antennas. The same conclusion as for the previous figure can be pointed out. The penalty of imperfect channel estimates remains almost the same as in QPSK, *i.e.* we have a penalty around 3.2 dB for BER= $10^{-5}$ .

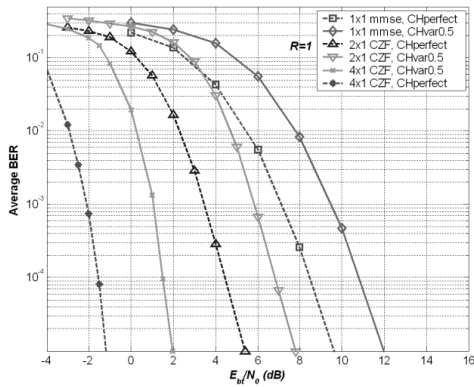


Fig. 3. Performance of MISO PF-CZF compared to SISO MMSE, for QPSK  $TC_{\frac{1}{2}}$ , full-load.

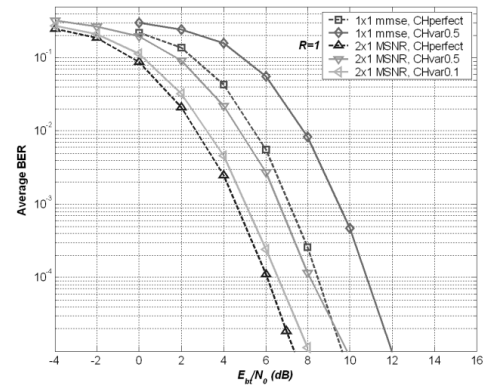


Fig. 5. Performance of MISO BF-MSNR compared to SISO, with MMSE equalization, QPSK  $TC_{\frac{1}{2}}$ , full-load.

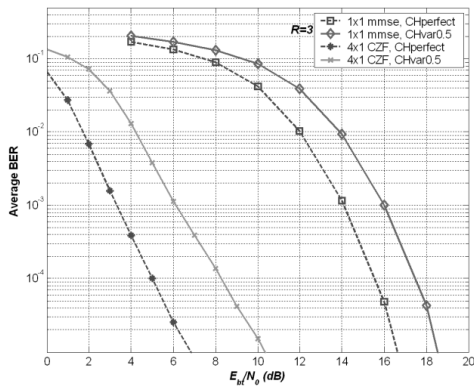


Fig. 4. Performance of MISO 4x1 PF-CZF compared to SISO MMSE, for 16QAM  $TC_{\frac{3}{4}}$ , full-load.

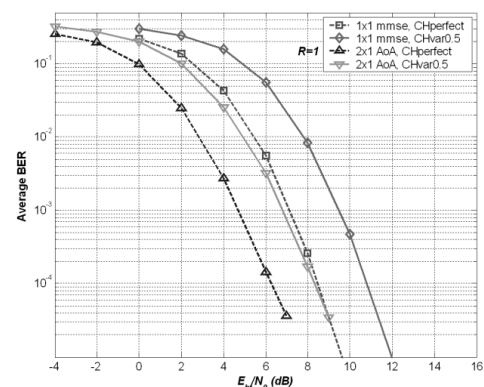


Fig. 6. Performance of MISO BF-AoA compared to SISO, with MMSE equalization, QPSK  $TC_{\frac{1}{2}}$ , full-load.

### B. Results with Transmit Beamforming

The performance of transmit beamforming algorithms with MMSE receiver for a global rate of 1 bit/s/Hz is given in Figs. 5 and 6, for MSNR and AoA algorithms respectively, and compared to SISO references. Effect of imperfect CSI is shown for two values of error variance, considering it the same both at BS and MT. In BS, CSI errors influence the beamforming weights calculation, while in MT equalization errors appear. However, the imperfect CSI in MT is responsible for performance degradation while errors in BS lead to insignificant performance loss. The penalty for imperfect channel estimation ( $CHvar0.5$ ) is 2 dB both for MSNR and AoA algorithms. The array gain causes better results with beamforming than SISO in the low SNR area of a Gaussian channel.

### C. Results with Orthogonal Space-Time Block Coding

In this subsection, we present results with Alamouti space-time block coding, considering 2 TX-antennas and 1 or 2 RX-antennas. Two equalizations and two levels of CSI are considered at the receiver, and we present results for several global-rates. Figs. 7 and 8 present results with a global-rate of 1 bit/s/Hz, considering QPSK modulation with half-rate turbo-

coding. The first one mainly illustrates performance of Alamouti STBC algorithm with 2 TX-antennas and 1 RX-antenna, MMSE equalization, and perfect or imperfect CSI. The SISO lower bound in a Gaussian channel is given as reference. We also give results in SISO MC-CDMA with MMSE equalization. Fig. 8 illustrates performance with ZF equalization, evaluating the gain between SISO, MISO and MIMO configurations, with perfect or imperfect CSI.

Spatial diversity at transmitter allows performance to be closer to the Gaussian limit. The gain of MISO compared to SISO in this configuration is around 3 dB to obtain  $BER=10^{-5}$  with MMSE equalization. The degradation due to imperfect CSI is almost the same for SISO and MISO, around 2 dB whatever the equalization is. In all configurations, the degradation never exceeds 2.5 dB. MMSE gives better results than ZF but, when increasing the number of antennas, the difference between these two equalization methods decreases. With 2 TX-antennas and 2 RX-antennas, the difference is around 0.5 dB in favor of MMSE to obtain  $BER=10^{-5}$ . However, ZF does not require SNR estimation at receiver.

Fig. 9 presents results with a global-rate of 3 bit/s/Hz, considering 16QAM with a turbo-coding-rate  $\frac{3}{4}$ . It illustrates per-

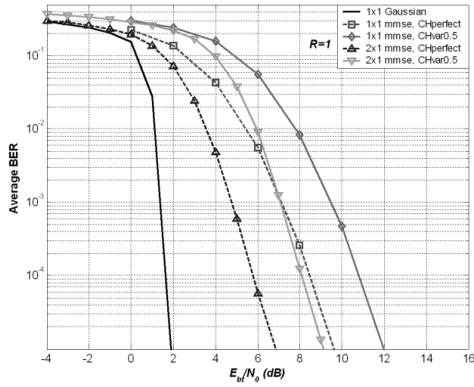


Fig. 7. Performance of MISO STBC compared to SISO, with MMSE equalization, QPSK  $TC_{\frac{1}{2}}$ , full-load.

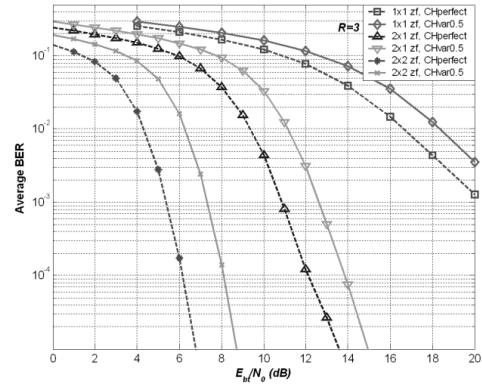


Fig. 9. Performance of SISO and MISO/MIMO STBC, with ZF equalization, 16QAM  $TC_{\frac{3}{4}}$ , full-load.

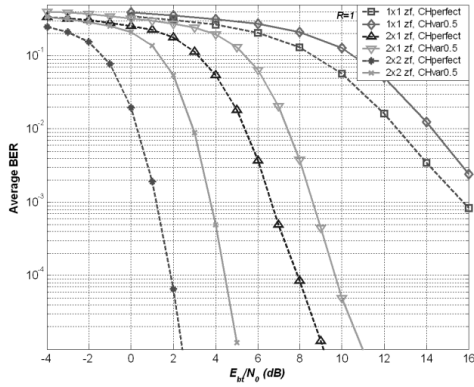


Fig. 8. Performance of SISO and MISO/MIMO STBC, with ZF equalization, QPSK  $TC_{\frac{1}{2}}$ , full-load.

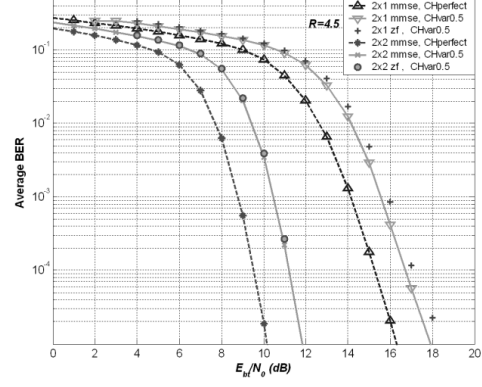


Fig. 10. Performance of MISO/MIMO STBC, with ZF/MMSE equalizations, 64QAM  $TC_{\frac{3}{4}}$ , full-load.

formance with ZF equalization, evaluating the gain between SISO, MISO and MIMO configurations, with perfect or imperfect CSI. In this configuration with a high-order modulation, the gain of MIMO configurations over SISO ones increases again, and the difference between ZF and MMSE still decreases. With 2 TX-antennas and 2 RX-antennas, the difference is around 0.2 dB in favor of MMSE compared to ZF to obtain  $BER=10^{-5}$ .

Fig. 10 presents results with a global-rate of 4.5 bit/s/Hz, considering 64QAM with a turbo-coding-rate  $\frac{3}{4}$ . It illustrates performance of Alamouti STBC algorithm with 2 TX-antennas and 1 or 2 RX-antennas, with MMSE or ZF equalizations, and perfect or imperfect CSI. The trends observed in previous figures are confirmed. The gain of MISO and MIMO configurations over SISO ones has been shown, promising high data-rates with a simple equalization at receiver. In particular, performance with ZF equalization is almost the same as MMSE equalization in the 64QAM MISO and MIMO configurations considered. The degradation due to imperfect CSI is rather low, including when we consider high data-rates. In the 64QAM MISO and MIMO configurations considered, this degradation is less than 2 dB.

#### D. Conceivable Data-rates

From the previous simulations, we present global data-rate results that the physical layer can reach, assuming the parameters defined in section IV. This data-rate is calculated from correctly received frames, assuming a corresponding automatic-repeat-request process. As we need to put different global-rates on the same figure, we do not provide results versus  $E_{bt}/N_0$ , but versus  $E_{st}/N_0$ , assuming a normalized transmit signal  $E_{st}$ . The guard-interval efficiency loss is taken into account in the data-rate values, and thus, in the “Shannon’s limit 33.1” presented in Fig. 11. This upper bound corresponds to the SISO data-rate bound in a channel with an equivalent bandwidth of 33.1 MHz. This figure also presents the results in a Gaussian channel as the upper SISO bounds with the considered system including discrete modulations, with or without channel coding.

Fig. 12 shows the data-rates obtained with the considered SISO MC-CDMA system and MMSE equalization, in the common scenario, *i.e.* in a typical outdoor BRAN E channel. Perfect and imperfect CSI are considered, assuming that a real channel estimation algorithm would operate in the coloured areas between these references, depending on its quality. The

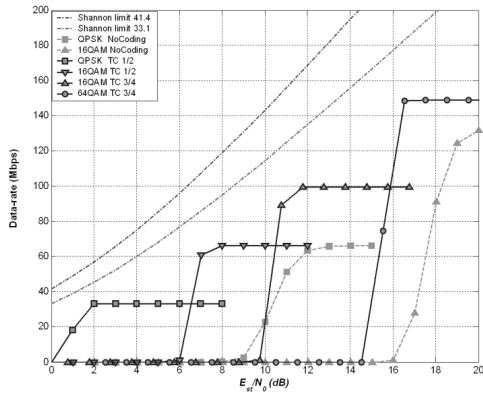


Fig. 11. Maximal data-rates with the considered SISO MC-CDMA system, in Gaussian channel.

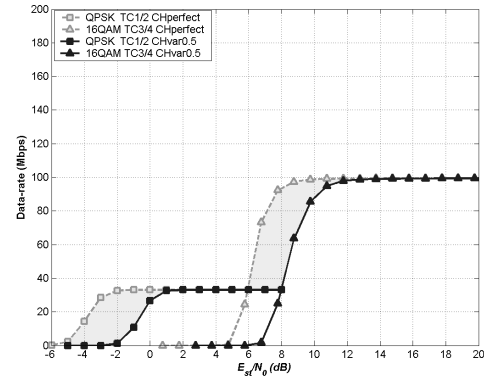


Fig. 13. Data-rates obtained with MISO 4x1 CZF prefiltering, in the common scenario.

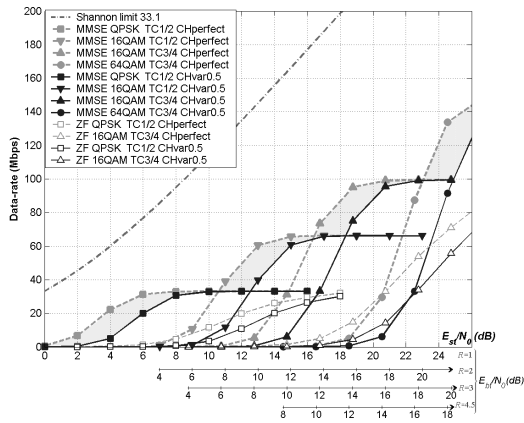


Fig. 12. Data-rates obtained with the considered SISO MC-CDMA system, in the common scenario.

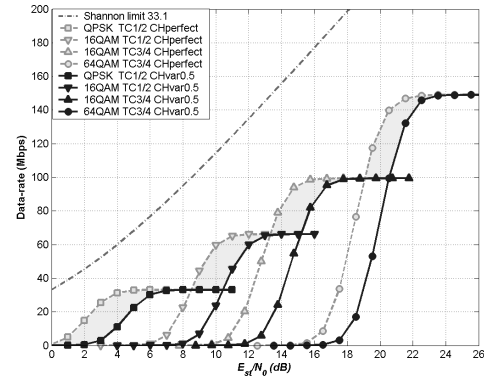


Fig. 14. Data-rates obtained with MISO 2x1 STBC and MMSE equalization, in the common scenario.

SNR axis is  $E_{st}/N_0$ , but equivalent values of  $E_{bt}/N_0$  for the considered global-rates are given.

Figures for the multi-antenna algorithms are then depicted in the common scenario. Fig. 13 shows the data-rates obtained with CZF transmit prefiltering, considering two classes of global-rates. Fig. 14 shows the data-rates obtained with Alamouti STBC, considering four classes of global-rates. It confirms the good results obtained in previous subsections and promise high throughput available for upper layers.

## VI. STRATEGY IN A BEYOND-3G CONTEXT

This section discusses the limits of our model and the validity of previous results, and then gives inputs concerning the variation of performance in other scenarios, in order to propose a strategy to fill Beyond-3G requirements.

### A. Limits of our Model and Validity of previous Results

First, we did not consider intercell interference and thus, did not perform scrambling over the spreading process. However, in [27], section 14 is dedicated to the analysis of intercell interference properties in SISO MC-CDMA and concludes that it

can be modeled as AWGN. After that, this level of noise should depend on the spatial processes considered.

Secondly, the model used for channel estimation errors has limits, as we only considered complex-Gaussian noise on channel coefficients for imperfect CSI. However, the prefiltering and beamforming algorithms should also consider the delay impairment, in TDD, between channel estimation from UL and the use in DL. For beamforming that requires only a partial CSI, this delay and the errors at BS do not really affect performance. On the other side, prefiltering algorithms that require perfect CSI are the most optimistic cases. Then, such a CSI delay can be dramatic for CZF if it exceeds the coherence-time, and consequently limits the use of prefiltering to low-velocity scenarios.

Thirdly, the channel parameters used are typical of an outdoor scenario, but a full deployment requires a study over a wide range of scenarios. Beamforming processes are dependant of user's repartition and angle spreads, and the correlations in space, time, and frequency significantly influence performance of the three algorithms. Inputs are given, concerning speed and channel paths configuration, in the following subsection.

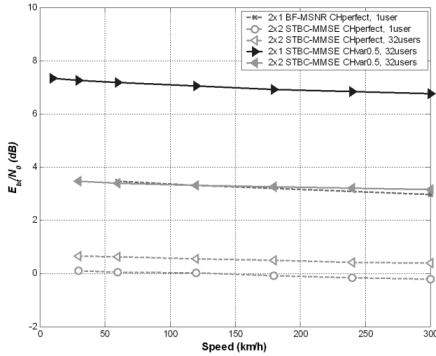


Fig. 15. Performance of algorithms depending on speed, QPSK  $TC_{\frac{1}{2}}$ .

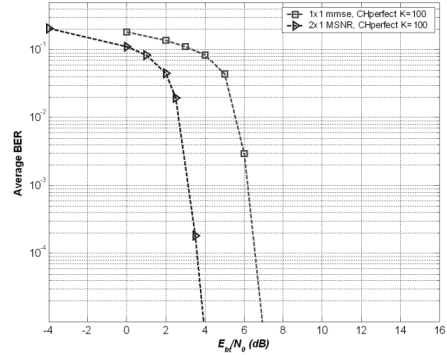


Fig. 16. Performance of MISO BF-MSNR depending on channel LOS, for 16QAM  $TC_{\frac{3}{4}}$ , full-load.

## B. Expected Performance Depending on the Scenario

### B.1 Effect of CSI delays for algorithms requiring CSI at BS

Considering the CZF prefiltering algorithm, an outdated CSI introduces a significant degradation that limits this algorithm to low-speed scenarios, *i.e.* where the channel variation between the UL estimated frame and the considered DL frame is low.

Considering our transmit beamforming algorithms, CSI mismatches do not significantly influence beamforming weights calculation. The CSI delay at BS has a negligible effect, given that spatial information does not change substantially during one frame, even with high-speed MT. When comparing a scenario with perfect CSI available at each OFDM-symbol and a scenario with a constant CSI from the beginning of each frame, the degradation with a mobile speed of 120 km/h and a global rate of 1 bit/s/Hz is less than 0.1 dB.

### B.2 Effect of Speed on Systems

Mobility has an effect on channel estimation and available CSI, but this has been partly studied in the previous parts and will not be considered here. The conclusion was that prefiltering is not suitable in high-speed scenarios and transmit beamforming has shown its robustness to channel mismatches. Thus, here we focus on the effects that the channel variations have on the whole systems with a fixed CSI error (perfect CSI or  $CHvar0.5$ ), to show the performance evolution of the decoding process in function of speed. Note that the channel estimation process may require more overhead when increasing speed, for this assumption to be valid. Fig. 15 shows the  $E_{bt}/N_0$  required to obtain a FER of  $10^{-2}$ , for beamforming or STBC. Beamforming algorithm is based on MSNR, without CSI errors, and STBC is tested with two antenna configurations, MMSE equalization, and  $CHvar0.5$ . Speed does not lead to significant variations of performance, but an improvement is observed when speed increases, as the additional diversity in time provided is used by the turbo-coding process over the frame. Thus, the assumption of constant channel over 2 OFDM-symbols for STBC is not restricting for the considered scenarios up to 300 km/h.

### B.3 Effect of Channel Scenarios on Systems

As many parameters can influence performance, we only mention the most significant ones for each algorithm.

Concerning prefiltering, as CZF algorithm exploits the space-frequency diversity, the main parameters that influence performance is the channel correlation in space and frequency.

Concerning beamforming, its validity for different channel scenarios has been studied with the MSNR algorithm. It mainly depends on the value of the maximum eigenvalue of the estimated spatial autocorrelation matrix, as it represents the measure of the resulting SNR with beam formed. Fig. 16 presents optimistic results in a BRAN *E-ter* channel [26] with LOS (Rice factor  $K=100$ ). As expected, it can be observed that beamforming performs better with narrower angle spreads, as wider ones cause MAI and impose performance limit. The channel with  $K=100$  can be considered as a limit, *i.e.* a single path channel where a transmit beamforming gain of 3 dB is clearly observed.

Concerning STBC, the main parameter is channel correlation in space. The worst case is observed when the channel is totally correlated as the diversity is minimum, and performance is the same as SISO MC-CDMA one. The best performance is observed when the diversity is maximum, *i.e.* when there is no spatial correlation at both sides.

The influence of user's repartition and load is another parameter that is important, especially when considering beamforming. Indeed, as MAI limits performance of MSNR and AOA algorithms, beamforming results generally improve significantly in non-full-load cases.

## C. Proposed Strategy for Beyond-3G

Given the previous results, a Beyond-3G communication system could select the best algorithm according to the environment. Note that a switch of antenna configuration at BS is also required to accept the studied beamforming algorithm with lower antenna spacing. We confirmed that CZF prefiltering can only be applied in indoor and low-speed scenarios, and presents the best results if instantaneous CSI is available at BS. The quality of estimation at BS, and the channel cor-

relation between estimates and their use in the CZF algorithm will be a key factor on performance. Thus, this scheme is suitable for indoor scenarios and allows transferring the most computational complexity from MT to BS. We verified that the beamforming algorithms presented are really dependant of the spatial environment, but not of the quality of CSI at BS. These schemes are suitable for high-speed MT, in particular in outdoor scenarios with LOS, and when the number of TX-antennas is sufficient compared to the number of users. Suburban environments with large cells often verify such conditions. While beamforming prefers low angle-spread and high spatial correlations, STBC algorithms show their great interest when spatial correlation is low, and do not require CSI at BS. This scheme presents good results in all scenarios as the worst case corresponds to SISO performance. Indoor environments, but also urban conditions, like outdoor non-LOS transmissions with higher speed MT, would allow high data-rates.

## VII. CONCLUSION

The combination of multiple antennas and MC-CDMA has proven its efficiency for the downlink of the next generation mobile communications. The study of such systems in realistic scenarios is an additional step towards an optimized achievement. Considering several levels of channel knowledge at base-station and various impairments, performance trends have been drawn. Depending on the mobile terminal class, its number of antennas or complexity allowed, different available data-rates have been proposed, using three main algorithms developed within the European IST-MATRICE project. All presented schemes have a reasonable complexity at mobile terminal, and are compatible with a single-antenna device. A choice between these algorithms has been proposed depending on the environment. Many parameters affect performance, but a strategy for Beyond-3G can be outlined as prefiltering for indoor and pedestrian microcell environments, beamforming for suburban macrocells including high-speed train, and space-time coding for urban conditions with moderate to high speeds.

## ACKNOWLEDGMENTS

The work presented in this paper was partly supported by the European FP5 IST project **MATRICE** (Multicarrier-CDMA TRansmission Techniques for Integrated Broadband Cellular Systems) [2] and partly by Spanish National Project TIC2003-09061-C03-01.

## REFERENCES

- [1] T. Ojanperä and R. Prasad, *Wideband CDMA for third generation mobile communications*. Artech House Publishers, 1998.
- [2] IST MATRICE project, web-site: <http://www.ist-matrice.org>.
- [3] IST 4MORE project, web-site: <http://www.ist-4more.org>.
- [4] S. Abeta, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Forward link capacity of coherent DS-SS-CDMA and MC-CDMA broadband packet wireless access in a multi-cell environment," in *Proc. IEEE VTC-Fall*, 2000.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 35, pp. 126–133, Dec. 1997.
- [6] F. Portier, R. Legouable, L. Maret, F. Bauer, N. Neda, J.-F. Hélar, E. Hemming, M. des Noes, and M. Hélar, "Performance comparison of multi-user detectors for the downlink of a broadband MC-CDMA system," in *IST Mobile & Wireless Comm. Summit*, 2004.
- [7] J.-M. Auffray, J.-Y. Baudais, and J.-F. Hélar, "STBC MC-CDMA systems: comparison of MMSE single-user and multi-user detection schemes over rayleigh and MIMO METRA channels," *European Trans. Comm.*, vol. 15, pp. 275–281, 2004.
- [8] A. F. Naguib, A. J. Paulraj, and T. Kailath, "Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA," *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, vol. 43, pp. 691–698, Aug. 1994.
- [9] E. Telatar, "Capacity of multiantenna gaussian channels," *European Trans. Comm.*, vol. 10, Nov./Dec. 1999.
- [10] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Comm.*, vol. 6, 1998.
- [11] T. Sälzer and D. Mottier, "Transmit beamforming for SDMA in multicarrier CDMA downlink of a per subcarrier basis," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Telecommunications*, Feb./Mar. 2003.
- [12] C. K. Kim and Y. S. Cho, "Performance of a wireless MC-CDMA system with an antenna array in a fading channel: reverse link," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 48, Aug. 2000.
- [13] B. R. Vojcic and W. M. Jang, "Transmitter precoding in synchronous multiuser communications," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 46, Oct. 1998.
- [14] T. Sälzer, A. Silva, A. Gameiro, and D. Mottier, "Pre-filtering using antenna arrays for multiple access interference mitigation in multicarrier CDMA downlink," in *IST Mobile & Wireless Comm. Summit*, 2003.
- [15] A. Silva and A. Gameiro, "Transmit space-frequency prefiltering technique for downlink TDD MC-CDMA systems," in *Proc. IEEE VTC-Fall*, 2003.
- [16] I. Raos and S. Zazo, "Downlink MISO proposal with transmit beamforming and diversity gain for B3G MC-CDMA systems," in *IST Mobile & Wireless Comm. Summit*, 2004.
- [17] S. Zazo and I. Raos, "Transmit beamforming design in wide angle spread scenarios for B3G MC-CDMA systems," in *Proc. IEEE SPAWC*, 2004.
- [18] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [19] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 17, pp. 451–460, Mar. 1999.
- [20] F. Portier, J.-F. Hélar, J.-M. Auffray, and J.-Y. Baudais, "STBC MC-CDMA systems for indoor and outdoor scenarios," in *Proc. IEEE ISSSTA*, pp. 555–559, 2004.
- [21] F. Portier, J.-Y. Baudais, and J.-F. Hélar, "Performance of STBC MC-CDMA systems over outdoor realistic MIMO channels," in *Proc. IEEE VTC-Fall*, vol. 4, pp. 2409–2413, 2004.
- [22] S. Kaiser and K. Fazel, "A flexible spread-spectrum multi-carrier multiple-access system for multi-media applications," in *Proc. IEEE PIMRC*, 1997.
- [23] H. Krim and M. Viberg, "Two decades of array signal processing research - The Parametric approach," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 13, pp. 67–94, July 1996.
- [24] 3GPP2 TR 25.996, 2003-05, "Network spatial channel model for multiple input multiple output simulations (release 6)," 3GPP spatial channel AHG, SCM-134, apr. 2003.
- [25] J. Medbo and P. Schramm, "Channel models for HiperLAN2," ETSI BRAN document no. 3ER1085B, 1998.
- [26] J. Ojala, R. Böhnke, A. Lappeteläinen, and M. Uno, "On the propagation characteristics of the 5 GHz rooftop-to-rooftop meshed network," in *IST Mobile & Wireless Comm. Summit*, 2002.
- [27] <http://www.ist-matrice.org>; public documents - deliverable D3.5 "physical layer reference simulation results," 2004.

# Annexe B —

## Développements mathématiques

### 1. Estimation des distributions et taux d'erreur des systèmes à diversité

Nous allons considérer un système à diversité de type OSTBC-OFDM-CDMA, présentant un diversité spatiale  $\Omega_s^e = MN$ , et une diversité d'étalement  $\Omega_{ft}^e = S_f$ . Nous développons ci-dessous plus spécifiquement les calculs pour  $M = 2$  et une détection Alamouti-ZF. Comme mentionné au chapitre 6, la détection d'un symbole revient alors à obtenir l'estimation suivante en entrée du convertisseur symbole-à-LLR :

$$\hat{s}_j = \underbrace{s_j}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{S_f} c_{j,k}^* \sqrt{2\rho_k} (h_{n,1}^*(k)\nu_n^1(k) + h_{n,2}(k)\nu_n^{2*}(k))}_{\text{bruit equivalent B}} \quad \text{avec } \rho_k = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}(k)|^2}. \quad (19)$$

Le détecteur n'est pas biaisé et l'espérance de  $\hat{s}_j$  égale celle de  $s_j$ . Supposant ces symboles appartenant à une PSK normalisée, la variance du symbole détecté est donc égale à la puissance de  $B$ , dont nous pouvons estimer la distribution, en particulier dans les cas extrêmes de décorrélation. Par les propriétés des distributions complexe-gaussiennes circulaires symétriques et le caractère *i.i.d.* du bruit, ainsi que l'étalement WH avec  $|c_{j,k}|^2 = 1/S_f$ , nous pouvons mettre la distribution du bruit équivalent sous la forme

$$B = \hat{s}_j - s_j = \sqrt{\frac{2}{S_f}} \sum_{k=1}^{S_f} \frac{\sum_{n=1}^{2N} h_n(k)\nu_n(k)}{\sum_{i=1}^{2N} |h_i(k)|^2} \quad (20)$$

dont l'espérance est nulle et la variance est calculée en supposant  $h \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  et  $\nu \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_\nu^2)$ , *i.e.* suivant des lois complexe-gaussiennes où (supposant une décorrélation totale) chaque élément est *i.i.d.*. Le dénominateur suit alors une loi  $\frac{1}{2}\chi_{4N}^2$ . Supposant une diversité spatiale suffisante, on peut faire une première approximation de la variance  $\sigma_B^2 \approx \frac{2\sigma_\nu^2}{S_f} \cdot S_f \cdot \frac{2N}{(2N)^2} = \frac{\sigma_\nu^2}{N}$  (on peut faire intervenir à la fois la loi des grands nombres, le fait que  $\frac{1}{2}\chi_{4N}^2$  converge vers une constante de valeur  $2N$ , et que le produit de 2 gaussiennes centrées de variances  $\sigma_h^2$  et  $\sigma_\nu^2$  est une distribution de variance  $\sigma_h^2\sigma_\nu^2$ ). Sans en arriver à une

telle approximation, on peut calculer la variance pour de plus faibles valeurs en invoquant la décorrélation :

$$\sigma_B^2 = \frac{2\sigma_\nu^2}{S_f} \sum_{k=1}^{S_f} \mathbb{E}_h \left[ \frac{\sum_{n=1}^{2N} |h_n(k)|^2}{(\sum_{i=1}^{2N} |h_i(k)|^2)^2} \right] = 2\sigma_\nu^2 \mathbb{E}_h \left[ \frac{1}{\psi} \right],$$

où  $\psi \sim \frac{1}{2}\chi_{4N}^2$ , et l'espérance de la  $\chi^2$ -inverse recherchée vaut  $\frac{2}{4N-2}$ . On obtient finalement

$$\sigma_B^2 = \mathbb{E}_{h,\nu} [|B|^2] = \frac{2\sigma_\nu^2}{2N-1}, \quad \text{pour } 2N > 1. \quad (21)$$

On retrouve bien le problème d'indétermination des moments si  $MN = 1$  que nous avons en SISO puisque le rapport de deux gaussiennes est alors indéterminé, causant le problème de remontée de bruit du SISO-ZF. Cela n'est plus le cas si  $MN > 1$  et la probabilité d'amplification de bruit se trouve très rapidement réduite lorsque la diversité spatiale augmente, les performances ZF approchant alors celles du MMSE. On peut également remarquer que le facteur d'étalement  $S_f$  n'intervient pas dans la variance, soulignant une fois de plus que le ZF ne tire pas pleinement partie de la diversité fréquentielle, mais privilégie l'orthogonalité entre utilisateurs en accès CDMA alors que le MMSE effectue un compromis. Cet étalement joue toutefois sur la distribution de  $B$ , et on s'aperçoit qu'elle tend vers une distribution complexe-gaussienne dès que la diversité est suffisante, comme nous le montrons sur la figure 19. La distribution de  $B$  est représentée par les histogrammes bleus. Nous la représentons à la fois par voie (réelle ou imaginaire) et en valeur absolue. En rouge, nous avons tracé la densité de probabilité équivalente à une distribution complexe-gaussienne de variance  $\sigma_B^2$ . On s'aperçoit rapidement de la concordance, même pour des valeurs assez faible de diversité  $MN$  et  $S_f$ . Avec une telle distribution, il est alors plus aisé de calculer

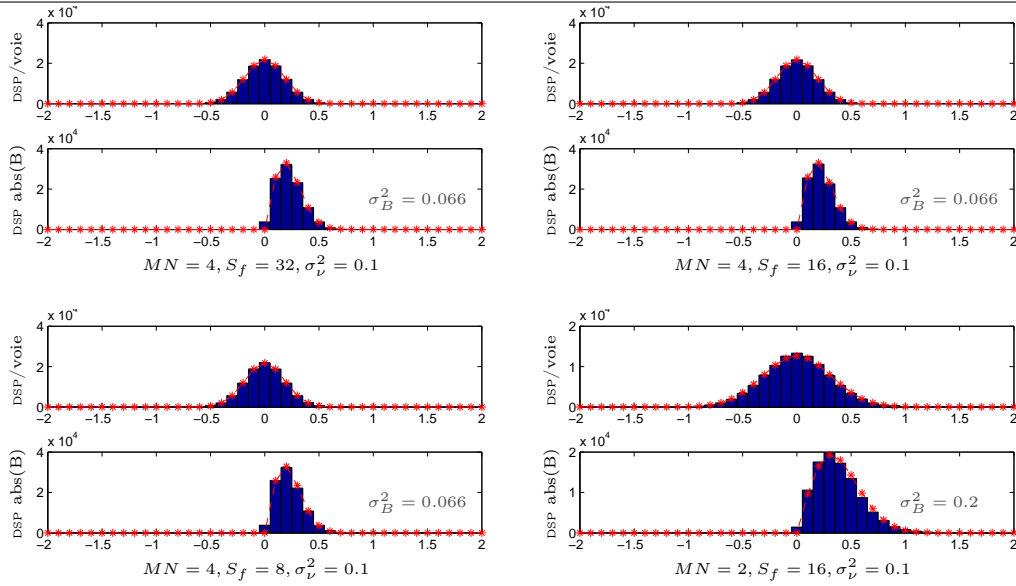


FIG. 19 – Distribution de l'erreur  $B$  (bruit équivalent à l'entrée du convertisseur symbole-à-LLR) des systèmes à diversité OSTBC-OFDM-CDMA avec détection ZF.



les probabilités d'erreur, en employant en particulier les formules connues sur canal AWGN [45], mais en remplaçant le bruit par le bruit équivalent de variance  $\sigma_B^2$ . Par exemple, en QPSK, on peut alors évaluer la probabilité d'erreur en employant l'intégrale d'une queue de gaussienne comme mentionné en 4.3.1, plutôt que d'intégrer une distribution complexe. La même chose peut être faite avec une autre constellation, comme une M-QAM. Rappelant qu'en QPSK la probabilité d'erreur est  $P_{eb} = \frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\gamma_c/2}\right)$ , où  $\gamma_c = 1/\sigma_B^2$  est alors le SNR équivalent, on obtient les courbes de la figure 20. Les probabilités d'erreur pour des systèmes  $2 \times N$ ,  $N = 1 \dots 4$ , sont données en exemple avec un étalement de  $S_f = 16$  ou 32. A chaque fois, deux courbes sont fournies, la première donnant la probabilité d'erreur avec l'approximation gaussienne décrite ci-avant, et la deuxième en intégrant sur la queue de la DSP de  $B$ , correspondant à un calcul exact. On s'aperçoit de la bonne concordance, surtout avec une diversité spatiale  $MN > 2$  et un étalement  $S_f > 8$ . En  $2 \times 2$  avec  $S_f = 32$ , on retrouve en particulier les performances mesurées par simulations Monte-Carlo sur la figure 5.12. Avec une diversité réduite, l'approximation gaussienne sous-estime le taux d'erreur à haut SNR, la distribution de  $B$  ayant plus d'occurrences sur des valeurs élevées. Notons que l'étalement délivre ici un intérêt, même en ZF, puisqu'il rend la distribution de  $B$  plus gaussienne et permet de diminuer le taux d'erreur (ça n'était pas le cas en SISO). Par ailleurs, sans codage-canal, les taux d'erreurs intéressants se situent autour de  $10^{-2}$  et nous pouvons alors valider l'approximation fournie dans les limites pré-citées :  $\hat{s}_j \sim \mathcal{CN}(s_j, \sigma_B^2)$ , avec  $\sigma_B^2 = \frac{2\sigma_v^2}{2N-1}$ . Remarquons que cela rejoint l'étude de la capacité sur le fait que la diversité ne permet que de tendre vers la gaussienne (mais que l'ajout de diversité d'émission ou d'étalement n'apporte rien en canal gaussien ou ayant déjà suffisamment de diversité), alors que la diversité de réception  $N$  apporte également un gain d'antenne qui se retrouve dans la diminution du bruit équivalent.

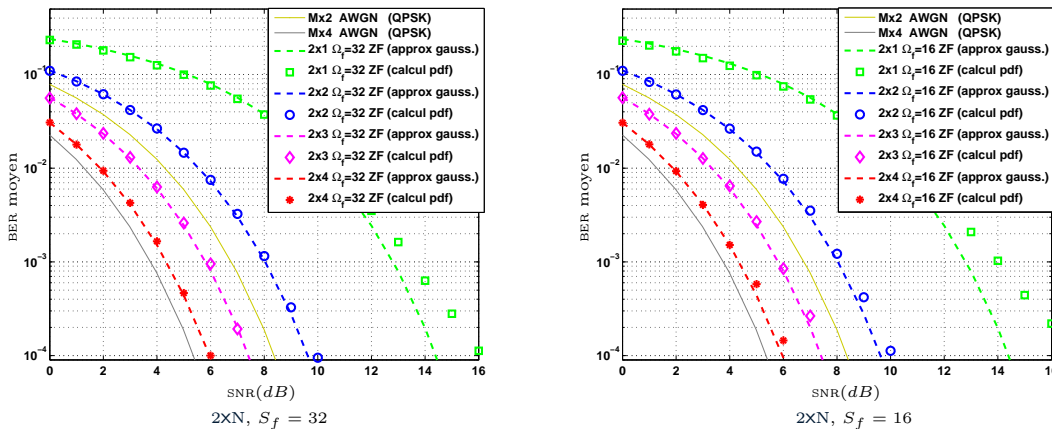


FIG. 20 – Probabilité d'erreur binaire des systèmes à diversité OSTBC-OFDM-CDMA avec détection ZF. Exemples d'estimations et mesures en QPSK ( $M = 2$ , sans codage-canal)

## 2. Outils proposés pour la manipulation linéaire d'opérations complexes

La manipulation du flux de nombres réels représentant le signal numérisé (dans le code des chaînes de simulation ou lors de l'implémentation) ne peut être totalement et aisément décrite par des opérations linéaires si on se limite à une description des signaux par des nombres complexes. C'est la raison pour laquelle nous avons posé les opérations de conversion dans le domaine réel en section 5.1.5.5, dont nous rappelons le principe :

$$x \rightleftharpoons \underline{x} = \begin{bmatrix} \Re(x) \\ \Im(x) \end{bmatrix}, \quad X \rightleftharpoons \underline{X} = \begin{bmatrix} \Re(X) & -\Im(X) \\ \Im(X) & \Re(X) \end{bmatrix}, \quad (22)$$

avec  $x = \Re(x) + j\Im(x) \in \mathbb{C}$  (ou  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$  si c'est un vecteur), et  $X = \Re(X) + j\Im(X) \in \mathbb{C}$  (ou  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{L \times C}$  si c'est une matrice). L'opération directe de conversion d'un vecteur ou d'une matrice complexe en son équivalent sous forme de nombres réels est notée  $\mathfrak{R}(\cdot)$  et est toujours possible. L'opération inverse de conversion de réels vers des complexes est notée  $\mathfrak{R}^{-1}(\cdot)$ . Cette opération inverse est toujours possible pour un nombre ou un vecteur  $\underline{x} \in \mathbb{R}^{2N}$  mais ne l'est pas toujours pour une matrice  $\underline{\mathbf{X}} \in \mathbb{R}^{2L \times 2C}$ . En effet, une matrice  $\mathbf{X}$  quelconque peut être plus générale qu'une matrice  $\underline{\mathbf{X}}$  et ne pas admettre d'opération linéaire équivalente dans le corps des complexes<sup>(12)</sup>. Cela montre le premier intérêt de la représentation proposée, qui est plus générale, et permet donc d'envisager les codages de nombres complexes comme une opération linéaire dans les réels. En particulier, l'opération de conjugaison complexe devient une simple opération de multiplication matricielle linéaire. La conséquence directe est de permettre l'enchaînement d'opérations complexes diverses (étalement, FFT, FHT, codage STFLDC...) comme une simple opération linéaire globale. Cette relation linéaire peut éventuellement se simplifier, et surtout permettre la conception d'un récepteur linéaire à la fois simple et générique, ce qui présente le deuxième intérêt de la représentation proposée. Prenons comme exemple trivial le codage d'Alamouti, rappelé en section 5.1.5.9. L'équation (5.40) montre qu'il n'est pas possible d'avoir une relation linéaire directe dans le domaine complexe entre le vecteur reçu  $\mathbf{y}$  et les données émises  $\mathbf{d}$ , mais qu'il est nécessaire de recourir à  $\mathbf{y}' = [y_1 y_2^*]^T$  à cause de la non-linéarité de l'opération de conjugaison.

Nous allons d'abord poser un sous-ensemble d'opérations  $\mathcal{O}_w(\cdot)$  que nous noterons sous forme matricielle  $\mathcal{O}_w$ , qui englobera les opérations unitaires habituelles ainsi que les opérations complexes comme la conjugaison<sup>(13)</sup> :

$$\mathcal{O}_w = \mathcal{O}_1 \cdot \mathcal{O}_\theta, \quad \text{avec } \mathcal{O}_1 = \mathcal{O}_I \text{ ou } \mathcal{O}_*; \quad \mathcal{O}_I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathcal{O}_* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad \mathcal{O}_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Ces matrices sont unitaires puisqu'on vérifie aisément  $\mathcal{O}_\theta \mathcal{O}_\theta^T = \mathbf{I}$  et  $\mathcal{O}_1 \mathcal{O}_1^T = \mathbf{I}$ , et  $|\det \mathcal{O}_w| = 1$ . Nous posons également  $\mathcal{O}_w \subset \{\mathcal{O}_u, \mathcal{O}_v\}$ , où  $\mathcal{O}_u$  est le cas particulier in-

<sup>(12)</sup>Nous utilisons jusqu'à présent les matrices en tant que facteur multiplicatif pour représenter des opérations linéaires. Rappelons également que  $y = Hx \in \mathbb{C}$  équivaut à  $\underline{y} = \underline{H}\underline{x} \in \mathbb{R}^2$ .

<sup>(13)</sup> $\mathcal{O}_w(x)$  est une opération sur les complexes correspondant à la multiplication de  $\mathcal{O}_w$  par  $\underline{x}$ .

cluant nécessairement l'opération de conjugaison. La matrice  $\mathcal{O}_\theta$  représente une simple opération de rotation équivalente à l'opération complexe de multiplication par  $e^{j\theta}$ . L'opération associée à  $\mathcal{O}_*$  n'a par contre pas d'équivalent linéaire dans le domaine complexe puisqu'elle ne respecte pas la structure des matrices  $\underline{\mathbf{X}}$  et correspond à l'opération de conjugaison. Ainsi,  $y = x^*$  correspond à l'opération linéaire  $\underline{y} = \mathcal{O}_* \underline{x}$ . Nous remarquons également que l'opération complexe  $j(\cdot)^*$  correspond à une matrice de permutation des parties réelle et imaginaire. Nous pouvons donc modéliser différentes opérations courantes par la simple multiplication par ces matrices de base :

$$\begin{aligned} (\cdot) : \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad -(\cdot) : \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad -(\cdot)^* : \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (\cdot)^* : \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \\ j(\cdot)^* : \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad -j(\cdot)^* : \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad j(\cdot) : \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad -j(\cdot) : \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (24)$$

On vérifie bien la cohérence en enchaînant simplement les multiplications matricielles. Notons également que la matrice de rotation  $\mathcal{O}_\theta$  inclut la représentation des opérations identité  $(\cdot)$ ,  $j(\cdot) = e^{j\pi/2}(\cdot)$  et  $-(\cdot) = e^{j\pi}(\cdot)$ , validant le fait que  $\mathcal{O}_w$  inclut les matrices présentées. Par ailleurs, l'opération inverse est immédiate :  $\mathcal{O}_w^{-1} = \mathcal{O}_1 \cdot \mathcal{O}_{-\theta} = \mathcal{O}_w^T$ .

Ensuite, si nous voulions conserver une notation complexe dans les enchaînements de relations (plutôt que prendre les relations réelles proposées), il serait nécessaire d'introduire de nouvelles notations car les opérations de soustraction et de conjugaison ne peuvent définir l'ensemble des opérations qu'entraîne la conversion  $\mathfrak{R}(\cdot)$ . Ainsi, il est possible de définir  $y = q_w(h)x$  avec

$$q_w(h) \xrightarrow{\mathfrak{R}(\cdot)} \begin{bmatrix} \pm\Re(h) & \pm\Im(h) \\ \pm\Im(h) & \pm\Re(h) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Nous pouvons préciser ces signes  $\pm$  suivant les opérations, en commençant par les opérations soustraction et conjugaison, puis en ajoutant nos deux nouvelles notations d'opérations  $\cdot^\dagger$  et  $\cdot^\ddagger$  :

$$h : \begin{bmatrix} + & - \\ + & + \end{bmatrix} \Rightarrow -h : \begin{bmatrix} - & + \\ - & - \end{bmatrix}; \quad h^* : \begin{bmatrix} + & + \\ - & + \end{bmatrix}; \quad h^\dagger : \begin{bmatrix} + & + \\ + & - \end{bmatrix}; \quad h^\ddagger : \begin{bmatrix} - & + \\ + & + \end{bmatrix} \quad (26)$$

Ainsi,  $y = h^\dagger x$  équivaut à  $y^* = h^* x$ , et  $y = h^\ddagger x$  équivaut à  $y^* = -hx$ . En combinant ces briques de base, l'ensemble des opérations nécessaires à notre application est couvert, et il est possible de les enchaîner.

L'équation (5.40) de réception du signal Alamouti peut alors se mettre sous une forme linéaire  $y = f(d)$  :

$$\begin{bmatrix} y_n(t1) \\ y_n(t2) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{n,1} & h_{n,2} \\ h_{n,2}^\dagger & -h_{n,1}^\dagger \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nu_n(t1) \\ \nu_n(t2) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Ce n'est qu'un exemple très simple combinant l'effet linéaire du canal et du codage Alamouti, mais nous pouvons ainsi enchaîner de nombreux traitements plus complexes, en y ajoutant la multiplication par des matrices d'étalement, d'égalisation... L'intérêt grandit avec des codages plus complexes (STFLDC...) et surtout lors de la combinaison avec les autres algorithmes de la chaîne. L'ensemble des opérations du sous-système MIMO-OFDM-CDMA peut alors se représenter sous une forme linéaire générale (les modules s'enchaînent

tel que  $b = f(a)$ ,  $c = g(b)$  permet  $c = h(a)$  avec  $h = g \circ f$ . Ceci peut être représenté très facilement mathématiquement dans le domaine réel (en effectuant les opérations de conversion  $\mathfrak{R}(\cdot)$  et  $\mathfrak{R}^{-1}(\cdot)$  aux extrémités de la relation pour repasser éventuellement à la représentation complexe), ou bien en restant dans le domaine complexe si les relations sont simples et peuvent se contenter des nouveaux opérateurs unitaires introduits dans l'équation (26).

# Annexe C —

## Matrices de codage espace-temps utilisées

Pour distinguer les matrices de codage espace-temps, nous prenons la convention suivante :  $\mathcal{F}^{Q,M,T;\text{Nom}}$ , où  $Q$ ,  $M$  et  $T$  sont respectivement le nombre de symboles en entrée, le nombre d'antennes d'émission et le temps. Le rendement de chaque code se déduit par  $R_{\text{STC}} = Q/T$ . Nous allons en présenter quelques exemples, en les distinguant suivant leur complexité de décodage (*i.e.* s'ils sont orthogonaux ou non) et les critères auxquels ils répondent (OSTBC et STLDC tentent d'obtenir la diversité maximale).

### 1. Matrices de codage espace-temps orthogonales de référence

Nous ne présentons ici que 3 matrices de codage OSTBC souvent utilisées. Le code d'Alamouti est l'unique référence pour 2 antennes d'émission, et nous prenons pour exemple deux codes de Tarokh lorsque le nombre d'antennes d'émission passe à 4. Ces matrices vérifient  $\mathbf{X}\mathbf{X}^H \propto \left(\sum_{q=1}^Q |d_q|^2\right)\mathbf{I}_M$ , et apportent donc une diversité maximale sans CAI.

**Alamouti** ( $Q = 2, M = 2, T = 2$ ),  $R_{\text{STC}} = 1 \triangleright$  Diversité maximale ; rendement maximal uniquement si  $r_{\mathbf{H}} = 1$ , *e.g.* si  $N = 1$ .

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* \\ d_2 & d_1^* \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{2,2,2;\text{Ala}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

**Tarokh-GCOD<sub>3/4</sub>** ( $Q = 3, M = 4, T = 4$ ),  $R_{\text{STC}} = 0.75 \triangleright$  Diversité maximale; rendement sous-optimal.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* & d_3^*/\sqrt{2} & d_3^*/\sqrt{2} \\ d_2 & d_1^* & d_3^*/\sqrt{2} & -d_3^*/\sqrt{2} \\ d_3/\sqrt{2} & d_3/\sqrt{2} & -\Re(d_1) + \Im(d_2) & \Im(d_1) + \Re(d_2) \\ d_3/\sqrt{2} & -d_3/\sqrt{2} & \Im(d_1) - \Re(d_2) & -\Re(d_1) - \Im(d_2) \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{3,4,4;\text{GCOD}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

avec  $\alpha = 1/\sqrt{2}$ .

**Tarokh-GCOD<sub>2/4</sub>** ( $Q = 2, M = 4, T = 4$ ),  $R_{\text{STC}} = 0.5 \triangleright$  Diversité maximale; rendement sous-optimal.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2 & -d_3 & -d_4 & d_1^* & -d_2^* & -d_3^* & -d_4^* \\ d_2 & d_1 & d_4 & -d_3 & d_2^* & d_1^* & d_4^* & -d_3^* \\ d_3 & -d_4 & d_1 & d_2 & d_3^* & -d_4^* & d_1^* & d_2^* \\ d_4 & d_3 & -d_2 & d_1 & d_4^* & d_3^* & -d_2^* & d_1^* \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{4,4,8;\text{GCOD}} \quad (30)$$

Nous ne présentons pas la matrice équivalente  $\mathcal{F}^{4,4,8;\text{GCOD}}$  vu sa grande taille. De plus, elle peut aisément être retrouvée.

## 2. Matrice de multiplexage spatial

**SMv**, multiplexage spatial de type **v-BLAST** ( $Q = M, T = 1$ ),  $R_{\text{STC}} = M \triangleright$  Rendement maximal (impose  $N \geq M$ ); diversité réduite (pas de diversité d'émission).

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_M \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{Q=M,1;\text{SMv}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (31)$$

### 3. Matrices de codage proposées, de rendement unitaire

Rendement unitaire (maximal si  $r_H = 1$  tout en gardant une faible complexité de décodage); diversité maximisée. Certaines des matrices proposées sont décrites dans le corps du document (cf. section 6.1.4), et effectuent un traitement conjointement en espace-temps-fréquence (ALAL, ALCD ...).

### 4. Matrices STFLDC proposées, de rendement $R_{\text{STC}} > 1$

**STLDC-BH2** ( $Q = 4, M = 2, T = 2$ ),  $R_{\text{STC}} = 2 \triangleright$  Rendement maximal (impose  $N \geq M$ ); diversité améliorée par rapport au multiplexage spatial.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 + d_3 & d_2 - d_4 \\ d_2 + d_4 & d_1 - d_3 \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{4,2,2;\text{BH2}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

**STLDC-FP2** ( $Q = 4, M = 2, T = 2$ ),  $R_{\text{STC}} = 2 \triangleright$  Rendement maximal (impose  $N \geq M$ ); diversité maximisée. Avec  $\lambda = 0.25$ ,

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 + d_3 e^{j\lambda} & d_2 e^{j2\lambda} - d_4 e^{j3\lambda} \\ d_2 + d_4 e^{-j\lambda} & d_1 e^{-j2\lambda} - d_3 e^{-j3\lambda} \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{4,2,2;\text{FP2}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} +1 & 0 & 0 & 0 & +\cos(\lambda) & -\sin(\lambda) & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 & 0 & +\sin(\lambda) & +\cos(\lambda) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +1 & 0 & 0 & 0 & +\cos(\lambda) & +\sin(\lambda) \\ 0 & 0 & 0 & +1 & 0 & 0 & -\sin(\lambda) & +\cos(\lambda) \\ 0 & 0 & +\cos(2\lambda) & -\sin(2\lambda) & 0 & 0 & -\cos(3\lambda) & +\sin(3\lambda) \\ 0 & 0 & +\sin(2\lambda) & +\cos(2\lambda) & 0 & 0 & -\sin(3\lambda) & -\cos(3\lambda) \\ +\cos(2\lambda) & +\sin(2\lambda) & 0 & 0 & -\cos(3\lambda) & -\sin(3\lambda) & 0 & 0 \\ -\sin(2\lambda) & +\cos(2\lambda) & 0 & 0 & +\sin(3\lambda) & -\cos(3\lambda) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

**STLDC-HD2** ( $Q = 4, M = 2, T = 2$ ),  $R_{\text{STC}} = 2 \triangleright$  Rendement maximal (impose  $N \geq M$ ); diversité maximisée (et gains optimisés en ML). Avec  $\lambda = 0.25$  (optimise le gain de codage de l'équation (5.21)),

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 + d_3 e^{j\lambda} & d_2 e^{j2\lambda} - d_4 e^{j3\lambda} \\ d_2 e^{j2\lambda} + d_4 e^{j3\lambda} & d_1 - d_3 e^{j\lambda} \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{4,2,2;\text{HD2}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & +\cos(\lambda) & -\sin(\lambda) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & +\sin(\lambda) & +\cos(\lambda) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +\cos(2\lambda) & -\sin(2\lambda) & 0 & 0 & +\cos(3\lambda) & -\sin(3\lambda) \\ 0 & 0 & +\sin(2\lambda) & +\cos(2\lambda) & 0 & 0 & +\sin(3\lambda) & +\cos(3\lambda) \\ 0 & 0 & +\cos(2\lambda) & -\sin(2\lambda) & 0 & 0 & -\cos(3\lambda) & +\sin(3\lambda) \\ 0 & 0 & +\sin(2\lambda) & +\cos(2\lambda) & 0 & 0 & -\sin(3\lambda) & -\cos(3\lambda) \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -\cos(\lambda) & +\sin(\lambda) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -\sin(\lambda) & -\cos(\lambda) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

**DBAL** ( $Q = 4, M = 4, T = 2$ ),  $R_{\text{STC}} = 2 \triangleright$  Rendement 2 (impose  $N \geq 2$ , optimal si  $r_H = 2$ ); diversité limitée à 2.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* \\ d_3 & -d_4^* \\ d_2 & d_1^* \\ d_4 & d_3^* \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{4,4,2;\text{DBAL}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

**DBALAL** ( $Q = 8, M = 4, T = 4$ ),  $R_{\text{STC}} = 2 \triangleright$  Rendement 2 (impose  $N \geq 2$ , optimal si  $r_H = 2$ ); diversité spatiale limitée à 2 + diversité temporelle augmentée.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* & d_5 & -d_6^* \\ d_3 & -d_4^* & d_6 & d_5^* \\ d_2 & d_1^* & d_7 & -d_8^* \\ d_4 & d_3^* & d_8 & d_7^* \end{bmatrix} \mapsto \mathcal{F}^{8,8,4;\text{DBALAL}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

**STLDC-FP4** ( $Q = 8, M = 4, T = 4$ ),  $R_{\text{STC}} = 2 \triangleright$  Rendement 2 (impose  $N \geq 2$ , optimal si  $r_H = 2$ ); diversité spatiale maximisée.

$\mathbf{X} = \mathbf{U}_V \mathbf{X}'$ , où  $\mathbf{U}_V$  est la matrice de Vandermonde, et  $\mathbf{X}'$  est la matrice de codage DBAL.



## Annexe D —

# Interface graphique développée pour les résultats présentés

Pour configurer les principaux paramètres du système développé, une interface graphique simplifiée contenant les principales variables utilisées dans ce rapport a été spécifiquement créée. Elle permet de simplifier la génération des nombreuses simulations et de garantir l'homogénéité des résultats. Cela donne également une première idée de l'étendue des combinaisons possibles, et justifie le caractère non exhaustif des courbes présentées. La partie la plus significative est la suivante :

**Configuration of a MIMO-MC-SS simulation - fabrice.portier@free.fr 2006**

ul\_dl\_flag:

Home:  Bin:   
 Dat:  Res:  Cfg:

**Architecture Parameters**

rf\_impair\_flag:  SW-RFV indicates if RF impairments blocks are used or not (0:RFimp not used, 1:RFimp used).  
 bit\_scramb\_flag:  SW-SCR/ indicates if Bit scrambling blocks are used or not (0:module not used, 1:scramb used).

**Random bit generation**

Unused. Set to default values: source\_type=1, source\_seed=36865.

**BICM: Channel coding and Mapping**

Coding/Mapping Class:  COD&MAP/ includes coding\_type, nb\_bits\_mapping, and will help to generate BICM files (auto).  
 will be deducted (with Q/T)  
 0024 = NoCC00 QPSK  
 0044 = NoCC00 16QAM  
 LDPC: Unused. Set to default  
 0064 = NoCC00 64QAM  
 LDPCC: Unused. Set to default  
 0084 = NoCC00 64QAM  
 path=chn\_codldpc/R08\_1600\_pch\_VNformat\_16QAM\*  
 Mapping: Unused. Set to default  
 1322 = CCu050 QPSK  
 1342 = CCu050 16QAM  
 1343 = CCu075 16QAM  
 Mapping\_dispout:  Demapping\_dispout:   
 1363 = CCu075 64QAM  
 2322 = TCu050 QPSK  
 2342 = TCu050 16QAM  
 2343 = TCu075 16QAM  
 Multiple access and chipmap (type of Multiple-Access) fixed to OFDM-CDMA.  
 2363 = TCu075 64QAM  
 nb\_users:  MA:  power of 2, to define between 1 and 64, fixed to 32.  
 spreading\_factor:  Unused. cell\_parameter=1; SCR/ cell scrambling code ID (0-127, length can equal 16, 32...1024, other value disable cell scrambling).

**Multi-carrier and Frame**

Framing Class:  Set to default values for MFP6: Nd=768, Nsa=24\*Ni=24, Ns=32, FFT=1024, D=256, OFDM=ON, FramingType=2 FP files.  
 Symbol\_size and info\_size will be deducted from MFP6 parameters and rates (BICM class and Q/T).  
 Framing\_dispout:  Deframing\_dispout:  FMC/ Display outfile for debug, def=0 (0: no, 1: param, 2: debug+outfile Fram).  
 chip\_map\_type:  FMC / values=0=Fmux00, 10=FmuxL1, 2x0zz=2Da (zz in time), 40yyyy=lin every yyyy... filename for pattern?

**MIMO (antennas, STC, CDD...)**

nb\_TX\_antennas:  CHN/ number of transmit antennas (old 4MORE must equal 1 or 2, in order that MIMO encoding/decoding works well).  
 nb\_RX\_antennas:  CHN/ number of receive antennas.  
 STC\_type:  STC/ {2:4MORE; 0:NONE; 10,11,12:Ala; 90,91,92,190,191,192:STFC-LDgene; 1001:CDD} includes the type of chip-mapping for STC.  
 Q:  T:  STC/ {1,2,3,4,...}.  
 F\_matrix\_file:  STC/ Matrix Space-Time Coding if STC\_type>99 filename, eg STC/STC\_444\_Ala10.dat.  
 CDD delay:  CDD.

**RX processes**

estim\_mode:  CES/ indicates if real channel estimation is performed. -2,0:perfect CE; 1:real CE 4MORE; otherwise 1XXYYZZ... (1040060,1106060...).  
 ChEst options: chest\_timeblock=1. chest\_dispout:  CEE\_flag:  CES/ Outfile debug (0: no, 1: param, 2: debug+outfile\_resp); CEE flag compute avg CEE.  
 filterfreq\_file:  CES/ freq filter if CE (EstimYY=60).  
 filtertime\_file:  CES/ time filter if CE (EstimZZ=60).  
 eq\_combining\_type:  DET/ combining type for equalization (0:EGC 1:MRC 2:ZF 3:MMSE; 190EE for SxO; 291EE for Alamouti; 999EE for LDgene).  
 eq\_snr\_per\_carrier:  DET/ SNRc deducted from SNR, K/Sl, M... (optimal = EbNolin/Nb\*Re\*Rstc\*/K/Sl\*/M).  
 LLR\_type:  DET/ indicates what LLR is computed (0:noLLR-norm, 1:noLLR norm, 2:LLRsimp\_h2, 3:LLRsimp\_h, 4,5,6,7,8, 9:LLRfull).

**Channel and noise**

channel\_type:  SW-CHN/ Channel Type (1=NONE; 0=AWGN; 1=SISO(T); 2=MIMO\_3GPP(MATRICE); 3=MultiLink?; 4=Rayleigh-iid).  
 Note that subRaysGenerationMode can now be used to deactivate MIMO channel (convert to AWGN) if set to 3. Fixed AWGN\_seed=95732.  
 channel\_config\_file:  CHN/ name of the MIMO channel configuration file.  
 channel\_dispout:  CHN/ Outfile debug (0: no, 1: param, 2: debug+out\_resp, 3: debug+out\_rec, 4: debug+out\_resp+out\_rec, else filename for out\_resp).  
 RFV RF impairments set to default and deactivated.

**Simulation Control**

nb\_max\_bits\_dcod:  CNT/ maximum number of decoded bits  $462^*K(1^{*}24^{*}768/32)^*R=8500000^{*}R (R=2^{*}0.5^{*}1$  in QPSK\_CCu05\_SISO).  
 nb\_user\_max\_bit\_err:  CNT/ max nb erroneous decoded bits/blocks per user.  
 all\_result\_file\_name:   
 comment:  RSC/ Result filenames in data\_results; MFP6 means MFP6r2t15. generated from input parameters (automatic, but U can override...)  
 Auto generate nb\_max\_bits\_dcod, all\_result\_file\_name, comment  Auto generate config filenames (scripts and bat) and SNRc if checked

MULTIPLE Eb/No. CHR/ Eb/No, in dB, can define range.  auto adapt eq\_snr\_per\_carrier for MMSE.  
 CfgFilename:  EbNo Range:     
 GENERATE BATCH. generates bat (ebno range, 32 chr).  auto create bat avg over 32 channels.  
 BatFilename:

FIG. 21 – Interface de configuration du système MIMO-OFDM-CDMA utilisée pour les simulations

# Liste des figures

1.1	Approche spectrale : allocation (simplifiée) des principales fréquences civiles . . . . .	5
1.2	Approche utilisateur : débits attendus suivant les générations de systèmes . . . . .	8
1.3	Organisation multi-cellulaire et tri-secteur des stations de base . . . . .	12
1.4	Chaîne de simulation de base V0 considérée pour MATRICE . . . . .	13
2.1	Variations produites par la transmission dans un canal hertzien . . . . .	16
2.2	Instantané d'un canal MIMO . . . . .	21
2.3	Instantané d'un canal MIMO : modèle équivalent après SVD . . . . .	26
2.4	Modèle de canal SISO stochastique, multi-trajet avec Doppler . . . . .	29
2.5	Modèle géométrique purement LOS . . . . .	32
2.6	Processus de génération des paramètres du canal 3GPP-MATRICE . . . . .	34
2.7	Modèle de canal hybride 3GPP-MATRICE . . . . .	35
3.1	Structure de trame considérée dans ce rapport . . . . .	42
3.2	Recul sur le système de radio-communication complet . . . . .	44
3.3	Représentation en bande de base du système large-bande envisagé . . . . .	46
3.4	Mesures 2D temps/fréquence sur un canal configuré en BRANE <sub>120</sub> . . . . .	56
3.5	Mesures BRANE <sub>120</sub> 180 km/h à l'ordre 2, <i>i.e.</i> corrélations en temps et fréquence, sur 2 <i>slots</i> . . . . .	57
3.6	Mesures BRANE <sub>120</sub> à l'ordre 2, projetées en délai-fréquence ( $\tau \leftrightarrow \Delta f$ ) . . . . .	57
3.7	Mesures à 180 km/h à l'ordre 2, projetées en temps-Doppler ( $\Delta t \leftrightarrow \varphi$ ) . . . . .	57
3.8	Mesures spatiales à la BS sur un canal configuré en BRANE <sub>120</sub> . . . . .	58
3.9	Mesures spatiales au MT sur un canal configuré en BRANE <sub>120</sub> . . . . .	58
4.1	Concept de modulation multi-porteuses (exemple avec $N_c = 4$ sous-porteuses) . . . . .	64
4.2	Spectre des sous-porteuses générées pour l'OFDM (exemple avec $N_c = 7$ ) . . . . .	67
4.3	Spectre OFDM global avec $N_c = 768$ sous-porteuses . . . . .	67
4.4	Ajout d'un préfixe cyclique comme intervalle de garde [99] . . . . .	68
4.5	OFDM : modèle simplifié et canal fréquentiel équivalent . . . . .	69
4.6	Distribution des symboles après étalement (symboles d'entrée QPSK, affichage d'une voie) . . . . .	73
4.7	Différents accès multiples pour la voie descendante d'un réseau cellulaire . . . . .	73
4.8	Exemple de systèmes combinant OFDM et étalement pour un même utilisateur . . . . .	76
4.9	Exemple de systèmes combinant OFDM et étalement d'accès multiple (CDMA) . . . . .	76
4.10	Émetteur MC-SS générique réalisant l'étalement avant l'OFDM . . . . .	77
4.11	Exemples de « <i>chip-mapping</i> de mise en trame » utilisés . . . . .	78
4.12	Récepteur MC-SS générique de l'utilisateur $j$ . . . . .	81
4.13	Détection linéaire SUD de l'utilisateur $j$ . . . . .	85
4.14	Détection de l'utilisateur $j$ par algorithme SIC : étage $e$ . . . . .	88
4.15	Schéma de la chaîne de transmission SISO en bande de base . . . . .	90
4.16	Principe du codeur convolutif utilisé (CCC-UMTS, $R_c = 1/2$ , $K = 9$ ) . . . . .	92
4.17	Constellations $ \chi $ -QAM utilisées : QPSK et 16QAM avec <i>mapping</i> de Gray . . . . .	94

4.18	Probabilité d'erreur en OFDM-CDMA sans codage-canal : limites AWGN et SUB sur canal théorique ( <i>Rayleigh-i.i.d.</i> ) pour différentes diversités $\Omega$ . . . . .	99
4.19	Performances en OFDM-CDMA sans codage-canal : résultats à pleine-charge sur canal théorique ( <i>Rayleigh-i.i.d.</i> ) avec une diversité $\Omega = S_f = 32$ . . . . .	99
4.20	Performances en OFDM-CDMA avec codage-canal : limites AWGN et SUB sur canal théorique .	100
4.21	Performance des systèmes OFDM-CDMA avec étalement de 32 (sans codage-canal à pleine-charge; canal BRANE à 60 km/h) . . . . .	101
4.22	Performance des systèmes OFDM-CDMA avec étalement de 32 (QPSK et codage-canal TCC1/2 à pleine-charge, $\eta_{th} = 1$ ; canal BRANE à 60 km/h) . . . . .	102
4.23	Performance des systèmes MC-CDMA avec étalement fréquentiel de 32 (16QAM et codage-canal à pleine-charge) . . . . .	102
4.24	Performance des systèmes MC-CDMA avec étalement fréquentiel de 32 (QPSK et codage-canal)	102
5.1	Exemple de 2 réalisations de sous-canaux SISO, et combinaisons au récepteur . . . . .	108
5.2	Exemple de gain de réseau d'antennes (avec 1 à 4 antennes) . . . . .	108
5.3	Représentation des capacités MIMO avec CSI uniquement en réception sur canaux de <i>Rayleigh-i.i.d.</i> [138] . . . . .	113
5.4	Fonctions de distribution cumulées de capacités avec CSI uniquement en réception sur canaux de <i>Rayleigh-i.i.d.</i> . . . . .	114
5.5	Capacités avec CSI uniquement en réception pour différentes configurations d'antennes . . .	114
5.6	Capacités avec CSI uniquement en réception sur différents canaux (effet de la corrélation) . .	114
5.7	Schéma de transmission par code espace-temps en bloc STLDC . . . . .	121
5.8	Schéma de la chaîne de transmission MIMO complète en bande de base, combinant STFLDC, OFDM-CDMA et codage-canal . . . . .	133
5.9	Zoom sur la chaîne de transmission dans le cas particulier d'une combinaison OSTBC OFDM-CDMA; exemple avec 2 antennes d'émission, 2 antennes de réception, pour le symbole-étalé d'un utilisateur $j$ . . . . .	135
5.10	Performance de systèmes $2 \times N$ à base d'OSTBC-Alamouti sans codage-canal; résultats sur canal théorique spatialement décorrélé . . . . .	137
5.11	Performance de systèmes $2 \times N$ QPSK pour différents STLDC sans codage-canal; détection optimale ML; résultats sur canal théorique spatialement décorrélé . . . . .	138
5.12	Performances de systèmes $2 \times N$ Alamouti-OFDM-CDMA sans codage-canal; résultats à pleine-charge sur canal théorique décorrélé (QPSK et étalement WH 32) . . . . .	140
6.1	Distribution et mesure de diversité par <i>slot</i> sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h . . . . .	149
6.2	Distributions et mesures de diversité sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h . . . . .	150
6.3	Illustration de la répartition de l'information en $t/f/s$ . . . . .	154
6.4	Le système et son environnement . . . . .	155
6.5	Constellations obtenues avant conversion symbole-à-LLR, en $2 \times 1$ Alamouti-OFDM-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> (QPSK, SNR=20 dB) . . . . .	158
6.6	<i>Chip-mapping</i> de sortie du codage espace-temps-fréquence (exemple avec $Q = T = 4, M = 2$ )	160
6.7	Exemples de <i>chip-mapping</i> espace-temps-fréquence utilisés ( $Q = T = M = 2$ ) . . . . .	160
6.8	Exemples de codages proposés pour les systèmes $2 \times N$ . . . . .	164
6.9	Performance des systèmes à diversité de réception ( $1 \times 2$ MRC) sur canal BRANE <sub>120</sub> . . . . .	169
6.10	Performance des systèmes $2 \times N$ utilisant la technique CDD sur canal BRANE <sub>120</sub> . . . . .	170
6.11	Performance des systèmes $2 \times N$ utilisant la technique OSTBC sur canal BRANE <sub>120</sub> . . . . .	171
6.12	Performance des systèmes $2 \times 4$ utilisant la technique OSTBC sur canal BRANE <sub>120</sub> . . . . .	173
6.13	Performance de systèmes $4 \times N$ sur canal BRANE <sub>120</sub> (technique CDD ou OSTBC) . . . . .	174
6.14	Performance des systèmes $4 \times N$ utilisant la technique ALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> . . . . .	175
6.15	Performance des systèmes $4 \times N$ utilisant la technique ALCD sur canal BRANE <sub>120</sub> . . . . .	176
6.16	Performance des systèmes $4 \times N$ utilisant la technique ALCDD1 (non optimisés) sur canal BRANE <sub>120</sub> . . . . .	177

6.17	Performance de différents systèmes 4x1 sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h; <i>chip-mapping</i> C1Da	178
6.18	Performance de différents systèmes 4x2 sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h; <i>chip-mapping</i> C1Da	178
6.19	Taux d'erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales (500 <i>slots</i> simulés par réalisation), pour les systèmes 1x1, 2x1 et 2x2 Alamouti sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h; QPSK avec égalisation ZF et <i>chip-mapping</i> C1Da ( $\eta_{th} = 1$ )	180
6.20	Taux d'erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales et différents utilisateurs (32 canaux et 32 utilisateurs), à $E_{bt}/N_0 = 1$ dB, pour un système 2x2 Alamouti sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h; QPSK avec égalisation ZF et <i>chip-mapping</i> C1Da ( $\eta_{th} = 1$ )	181
6.21	Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h, pour différents systèmes Mx1 : 1x1 MC-CDMA, 2x1 Alamouti-MC-CDMA, et 4x1 ALAL-MC-CDMA; égalisation MMSE et <i>chip-mapping</i> C1Da; $\eta_{th} = 1, 2, 3, 4, 5$	182
6.22	Optimisation du taux d'erreur binaire en fonction de $\gamma$ , du <i>chip-mapping</i> (C1Da ou C1De) et du LLR ( $\xi = 1, \xi_1, \xi_2$ ou $\xi_3$ ) utilisés, à $E_{bt}/N_0 = 5$ dB, pour un système 2x1 Alamouti sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h en QPSK ( $\eta_{th} = 1$ )	183
6.23	Optimisation du taux d'erreur binaire en fonction de $\gamma$ , du <i>chip-mapping</i> (C1Da ou C1De) et du LLR ( $\xi = 1, \xi_1, \xi_2$ ou $\xi_3$ ) utilisés, à $E_{bt}/N_0 = 5$ dB, pour un système 4x1 ALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h en QPSK ( $\eta_{th} = 1$ )	183
6.24	Influence du canal et des scénarios sur les performances de quelques systèmes proposés en QPSK ( $\eta_{th} = 1$ ); systèmes 2x2 Alamouti et 4x2 ALAL avec <i>chip-mapping</i> C1Da et LLR non optimisés; canal BRANE <sub>120</sub>	184
7.1	Comparaisons des performances d'algorithmes de codage espace-temps en 2x4 sans codage-canal sur canal théorique bande-étroite et spatialement décorrélé, à $\eta_{th} = 4$ ; schémas OSTBC-Alamouti, multiplexage spatial SMV et STLDC-FP2 de rendement plein; détection optimale ML	191
7.2	Compromis multiplexage-diversité ( $r, d$ ) d'un code espace-temps, tel que défini par Zheng [176]	195
7.3	Comparaison des techniques de codage espace-temps STLDC employées, en termes de rendement et de diversité spatiale	197
7.4	Illustration qualitative du rapport performance-complexité au niveau du MT pour différentes techniques de détection	199
7.5	Performance des systèmes 2xN utilisant le multiplexage spatial (SM) sur canal BRANE <sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 2$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	201
7.6	Performance des systèmes 4x2 utilisant les schémas DBAL et DBALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 2$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	203
7.7	Performance des systèmes 4x3 utilisant les schémas DBAL et DBALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 2$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	204
7.8	Performance des systèmes 4xN utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 3$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	205
7.9	Performance des systèmes 4xN utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> ( $\eta_{th} = 4$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	206
7.10	Performance des systèmes 4xN utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> avec l'optimisation de LLR $\xi_1$ ( $\eta_{th} = 4$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	206
7.11	Performance des systèmes 4x2 utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> avec les optimisations de LLR $\xi_2$ et $\xi_3$ ( $\eta_{th} = 4$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	206
7.12	Performance des systèmes 4xN utilisant le schéma DBALAL sur canal BRANE <sub>120</sub> avec l'optimisation de LLR $\xi_1$ ( $\eta_{th} = 6$ bit/s/Hz, <i>chip-mapping</i> C1Da)	207
7.13	Taux d'erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales (500 <i>slots</i> simulés par réalisation), pour un système à diversité 4x2 ALAL ( $R_{STC} = 1$ ) sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h; 16QAM TCCL/2, avec égalisation MMSE et <i>chip-mapping</i> C1Da ( $\eta_{th} = 2$ )	209

7.14	Taux d'erreur mesuré pour différentes réalisations spatiales (500 <i>slots</i> simulés par réalisation), pour un système 4x2 DBALAL ( $R_{STC} = 2$ ) sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h; QPSK TCC1/2, avec égalisation MMSE et <i>chip-mapping</i> C1Da ( $\eta_{th} = 2$ ) . . . . .	209
7.15	Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h, pour différents systèmes Mx2 : 2x2 Alamouti-MC-CDMA, 4x2 ALAL-MC-CDMA et 4x2 DBALAL-MC-CDMA; égalisation MMSE et <i>chip-mapping</i> C1Da; LLR $\xi_1$ ; $\eta_{th} = 1, 2, 3, 4, 4.5, 6$	210
7.16	Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h, pour différents systèmes 4x3 : ALAL-MC-CDMA, et DBALAL-MC-CDMA; égalisation MMSE et <i>chip-mapping</i> C1Da; LLR $\xi_1$ ; $\eta_{th} = 1, 2, 3, 4, 4.5, 6, 8, 9$ . . . . .	211
7.17	FER moyen obtenu en utilisant soit ALAL soit DBALAL en fonction de l'environnement, pour un système 4x2 sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h; $\eta_{th} = 2$ , <i>chip-mapping</i> C1Da, LLR $\xi_1$ . . . . .	212
8.1	Schéma de la chaîne de transmission MIMO complète en bande de base, combinant STFLDC, OFDM-CDMA, codage-canal et estimation de canal PACE . . . . .	224
8.2	Exemples de codages des pilotes proposés pour les systèmes 2xN . . . . .	225
8.3	Étapes de calcul pour l'estimation PACE . . . . .	228
8.4	Modèles de corrélation de canal utilisés pour du filtrage robuste, en supposant des profils (APDP et Doppler) rectangulaires . . . . .	230
8.5	Filtres temporels (variants en temps) correspondants, pour un bruit d'entrée fixé à $\sigma_{\theta}^2 = 0.01$	230
8.6	Filtre fréquentiel (variant en fréquence, 21 coef.) correspondant à l'APDP rectangulaire de retard maximal $\tau_{P_{FIR}} = 1.5 \mu s$ , pour un bruit d'entrée fixé à $\sigma_{\theta}^2 = 0.1$ . . . . .	230
8.7	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h, pour différentes interpolations temporelles de LE parfaits (64QAM CCC 3/4) . . . . .	232
8.8	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes interpolations temporelles de LE parfaits (QPSK CCC 1/2) . . . . .	233
8.9	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes interpolations temporelles de LE parfaits (64QAM CCC 3/4) . . . . .	233
8.10	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (QPSK CCC 1/2) . . . . .	235
8.11	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 60 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (64QAM CCC 3/4) . . . . .	235
8.12	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (QPSK CCC 1/2) . . . . .	237
8.13	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes estimations de canal PACE (64QAM CCC 3/4) . . . . .	237
8.14	Schéma du récepteur itératif d'un système MIMO-OFDM-CDMA utilisant l'estimation de canal ICE . . . . .	239
8.15	Filtres temporels (variants en temps) sur 15 coefficients (utilisables en ICE), pour un bruit d'entrée fixé à $\sigma_{\theta}^2 = 0.01$ . . . . .	240
8.16	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes estimations de canal (PCE, PACE, ICE) en QPSK CCC 1/2 . . . . .	243
8.17	Performance de systèmes 2x2 Alamouti-MC-CDMA sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes estimations de canal (PCE, PACE, ICE) en 64QAM CCC 3/4 . . . . .	245
8.18	Débits globaux obtenus au niveau de la couche physique à pleine-charge sur canal BRANE <sub>120</sub> à 180 km/h, pour différentes estimations de canal; système 2x2 Alamouti-MC-CDMA, égalisation MMSE, <i>chip-mapping</i> C1Da; $\eta_{th} = 1, 2, 4.5$ . . . . .	246
19	Distribution de l'erreur B (bruit équivalent à l'entrée du convertisseur symbole-à-LLR) des systèmes à diversité OSTBC-OFDM-CDMA avec détection ZF. . . . .	272
20	Probabilité d'erreur binaire des systèmes à diversité OSTBC-OFDM-CDMA avec détection ZF. Exemples d'estimations et mesures en QPSK ( $M = 2$ , sans codage-canal) . . . . .	273
21	Interface de configuration du système MIMO-OFDM-CDMA utilisée pour les simulations . . . . .	282

# Bibliographie

- [1] C. E. SHANNON, « A mathematical theory of communications ». *Bell System Technical Journal*, pages 379–423..., juillet 1948.
- [2] « IEEE 802 standards committee [En ligne] <http://www.ieee802.org> ».
- [3] « 3GPP (3rd Generation Partnership Project), ensemble de partenaires et d'entités de normalisation en télécommunications [En ligne] <http://www.3gpp.org/> ».
- [4] R. W. CHANG, « Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission ». *Bell System Technical Journal*, vol. 45, pages 1775–1796, décembre 1966.
- [5] C. BERROU, A. GLAVIEUX et P. THITIMAJSHIMA, « Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes ». In *IEEE International Conference on Communications*, pages 1064–1070, mai 1993.
- [6] I.E. TELATAR, « Capacity of multi-antenna Gaussian channels ». *AT&T Bell Labs Tech. Memo.*, juin 1995.
- [7] G.J. FOSCHINI et M.J. GANS, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas ». In *Wireless Pers. Com.*, pages 311–335, mars 1998.
- [8] V. TAROKH, N. SESHADRI et A.R. CALDERBANK, « Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, pages 744–765, 1998.
- [9] G.J. FOSCHINI, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas ». *Bell Labs Tech. Journal*, pages 41–59, 1996.
- [10] A.J. PAULRAJ, D. GESBERT et C. PAPADIAS, *Smart antennas for mobile communications*. Encyclopedia for electrical engineering, John Wiley Publishing, 2000.
- [11] F. PORTIER, J.-F. HÉLARD, J.-M. AUFRAY et J.-Y. BAUDAIS, « STBC MC-CDMA systems for indoor and outdoor scenarios ». In *Spread Spectrum Techniques and Applications, IEEE Eighth International Symposium on*, (Sydney, Australia), pages 555–559, août 2004.
- [12] F. PORTIER, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Performance of STBC MC-CDMA systems over outdoor realistic MIMO channels ». In *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. IEEE 60th*, vol. 4, (Los Angeles, USA), pages 2409–2413, septembre 2004.
- [13] F. PORTIER, I. RAOS, A. SILVA, J.-Y. BAUDAIS, J.-F. HÉLARD, A. GAMEIRO et S. ZAZO, « Transmission Techniques for Downlink MultiAntenna MCCDMA Systems in a Beyond3G Context ». *Journal of Communications and Networks*, vol. 7, n°2, pages 157–170, juin 2005.
- [14] S. SAND, F. PORTIER et J.-F. HÉLARD, « Channel estimation for orthogonal STBC MC-CDMA systems over realistic MIMO channels ». In *Proceedings 15th IST Mobile Summit*, juin 2006.

- [15] S. SAND, F. PORTIER et J.-F. HÉLARD, « Orthogonal STBC MC-CDMA system with channel estimation over realistic high mobility MIMO channels ». In *Proceedings 16th Wireless World Research Forum (WWRFF) Meeting*, avril 2006.
- [16] Fabrice PORTIER, Stephan SAND et Jean-François HÉLARD, « Iterative Channel Estimation for Orthogonal STBC MC-CDMA Systems over Realistic High-Mobility MIMO Channels ». In *Proceedings of the 17th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, Finland*, septembre 2006.
- [17] « IST-MATRICE project [En ligne] <http://www.ist-matrice.org> ».
- [18] « IST-MATRICE project: livrables D3.1 a/b, D3.2 a/b... ».
- [19] « IST-MATRICE project: livrable D3.5 [En ligne] <http://matrice.av.it.pt/docs/D3.5.pdf> ».
- [20] F. PORTIER, R. LEGOUABLE, L. MARET, F. BAUER, N. NEDA, J.-F. HÉLARD, E. HEMMING, M. des NOES et M. HÉLARD, « Performance comparison of multi-user detectors for the downlink of a broadband MC-CDMA system ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit*, (Lyon), juin 2004.
- [21] « IST-NEWCOM: présentation sur l'estimation de canal MIMO en collaboration avec le DLR ("Pilot Aided Channel Estimation for MIMO MC-CDMA", Stephan Sand, Fabrice Portier), Barcelone (Espagne), Nov.2005, [En ligne] [http://www.citi.int-evry.fr/~regalia/newcom/dept1/cttc-nov-05/MeetingCastelldefels/slides\\_6\\_DLR.pdf](http://www.citi.int-evry.fr/~regalia/newcom/dept1/cttc-nov-05/MeetingCastelldefels/slides_6_DLR.pdf) ».
- [22] « Multi Band OFDM Alliance (MBOA) [En ligne] <http://www.multibandofdm.org> ».
- [23] A. BATRA, J. BALAKRISHNAN, G.R. AIELLO, J.R. FOERSTER et A. DABAK, « Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments ». *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pages 2123–2138, septembre 2004.
- [24] « Internet Engineering Task Force (IETF) [En ligne] <http://www.ietf.org> ».
- [25] « DVB-Forum [En ligne] <http://www.dvg.org> ».
- [26] D. CAVIN, Y. SASSON et A. SCHIPER, « On the accuracy of MANET simulators ». In *Proc. ACM Workshop on Princ. Mobile Computing*, pages 38–43, octobre 2002.
- [27] D. STEINBOCK, *Wireless Horizon: Strategy and Competition in the Worldwide Mobile Marketplace*. Amacom Books, New York., 2002.
- [28] J. M. PEREIRA, « Fourth generation: Now, it is personal! ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pages 1009–1016, septembre 2000.
- [29] W. MOHR et W. KONHÄUSER, « Access network evolution beyond third generation mobile communications ». *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, pages 122–133, décembre 2000.
- [30] M. ANNONI, R. HANCOCK, T. PAILA, E. SCARRONE, R. TONJES, L. DELL'UOMO, D. WISELY et R. MORT, « Radio access networks beyond 3G: a first comparison of architectures ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pages G–133–G–140, octobre 2001.
- [31] « Information Society Technologies (IST) Programme of the European Commission [En ligne] <http://www.cordis.lu/ist> ».
- [32] « IST-4MORE project [En ligne] <http://www.ist-4more.org> ».
- [33] S. PLASS, S. SAND et G. AUER, « Modeling and analysis of a cellular MC-CDMA downlink system ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pages 160–164, septembre 2004.



- [34] D.T. PHAN HUY, V. MONTEIRO, A. GAMEIRO, X. YANG, J. RODRIGUEZ et R. TAFAZOLLI, « System level performance evaluation of MATRICE air interface ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit*, juin 2004.
- [35] S. SHAKKOTAI, T.S. RAPPAPORT et P.C. KARLSSON, « Cross-Layer Design for Wireless Networks ». *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, pages 74–80, octobre 2003.
- [36] « IST-4MORE project: délivrable D2.1 [En ligne] <http://4more.av.it.pt/docs/D2.1.pdf> ».
- [37] « IST-MATRICE project: V0 simulation chain, Code Source [En ligne] <http://matrice.av.it.pt/downloadpost2.asp> ».
- [38] « SystemC [En ligne] <http://www.systemc.org> ».
- [39] « IST-WINNER project [En ligne] <https://www.ist-winner.org> ».
- [40] « IST-NEWCOM (Network of Excellence) [En ligne] <https://newcom.ismb.it> ».
- [41] « IST-NEWCOM: Département 1, délivrable WP.1.2 (“Report on Analytic Milestones for Multi-user space-time coding, coding design and signal design for OFDM and MIMO systems”), [En ligne] ».
- [42] P. GUGUEN et G. EL ZEIN, *Les techniques multi-antennes pour les réseaux sans fil*. Hermes science publication, 2004.
- [43] J. GUILLET, *Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO*. Thèse de Doctorat, INSA-Rennes, juillet 2004.
- [44] P.A. BELLO, « Characterization of randomly time-variant linear channels ». *IEEE Trans. Commun.*, pages 360–393, décembre 1963.
- [45] J.G. PROAKIS, *Digital communications (third edition)*. McGraw-Hill, 1995.
- [46] A. PAPOULIS, *Probabaility, Random Variable and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 1991.
- [47] K.I. PEDERSEN, J.B. ANDERSEN, J.P. KERMOAL et P. MOGENSEN, « A stochastic multiple-input multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 893–897, 2000.
- [48] « IST-iMETRA project [En ligne] <http://www.ist-imetra.org> ».
- [49] R. O. LAMAIRE et M. ZORZI, « Effect of correlation in diversity systems with Rayleigh fading, shadowing, and power capture ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, pages 449–460, avril 1996.
- [50] A. van ZELST, « A compact representation of spatial correlation in MIMO radio channels ». 2004.
- [51] D.S. SHIU, G.J. FOSCHINI, M.J. GANS et J.M. KAHN, « Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna sytems ». *IEEE Trans. Commun.*, pages 502–513, 2000.
- [52] J.W. WALLACE et M.A. JENSEN, « Statistical characteristics of measured MIMO wireless channel data and comparison to conventional methods ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1078–1082, 2001.
- [53] W.C. JAKES, *Microwave mobile communications*. IEEE Press, 1974.
- [54] A. ABDI et M.K. KAVEH, « A space-time correlation model for multielement antennas systems in mobile fading channels ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pages 550–560, avril 2002.

- [55] J.P. KERMOAL, L. SCHUMACHER, P.E. MOGENSEN et K.I. PEDERSEN, « Experimental investigation of correlation properties of MIMO radio channels for indoor picocell scenarios ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 14–21, 2000.
- [56] J-P. KERMOAL, L. SCHUMACHER, K.I. PEDERSON et P.E. MOGENSEN, « A stochastic MIMO radio channel with experimental validation ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, n°6, pages 1211–1226, 2002.
- [57] M. HERDIN, H. ÖZCELIK, H. HOFSTETTER et E. BONEK, « Variation of measured indoor MIMO capacity with receive direction and position at 5.2 GHz ». In *IEE Electronics Letters*, vol. 38, octobre 2002.
- [58] H. ÖZCELIK, M. HERDIN, W. WEICHSELBERGER, J. WALLACE et E. BONEK, « Deficiencies of Kronecker MIMO radio channel model ». In *IEE Electronics Letters*, vol. 39, août 2003.
- [59] D. GESBERT, H. BÖLCSKEI, D. GORE et A. PAULRAJ, « MIMO wireless channels: capacity and performance prediction ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1083–1088, 2000.
- [60] D-S. SHIU, *Wireless communication using dual antenna arrays*. Kluwer Academic Publisher, 2000.
- [61] K. YU, M. BENGTTSSON, B. OTTERSTEN, D. MCNAMARA, P. KARLSSON et M. BEACH, « Measurements analysis of NLOS indoor MIMO channels ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit*, pages 27–282, septembre 2001.
- [62] K. YU, M. BENGTTSSON, B. OTTERSTEN, D. MCNAMARA, P. KARLSSON et M. BEACH, « A wideband statistical model for NLOS indoor MIMO channels ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 370–374, 2002.
- [63] J. FUHL, A.F. MOLISCH et E. BONEK, « Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas ». In *IEE Proc. Radar, Sonar Navig.*, vol. 145, pages 32–41, février 1998.
- [64] A.F. MOLISCH et M. STEINBAUER, « Condensed parameters for characterizing wideband mobile radio channels ». *International Journal on Wireless Information Networks*, pages 133–154, 1999.
- [65] R. ERTEL, P. CARDIERI, K. SOWERBY, T.S. RAPPAPORT et J. REED, « Overview of spatial channel models for antenna array communication systems ». *IEEE Personal Communications Magazine*, pages 10–22, février 1998.
- [66] K. YU et B. OTTERSTEN, *Models for MIMO propagation channels, a review*. Special Issue on Adaptive Antennas and MIMO Systems, Wiley Journal on Wireless Communications and Mobile Computing, août 2002.
- [67] « IST-SATURN project [En ligne] <http://www.ist-saturn.org> ».
- [68] « COST (European Co-operation in the field of Scientific and Technical Research) [En ligne] <http://www.cost.esf.org> ».
- [69] A. SALEH et R. VALENZUELA, « A statistical model for indoor multipath propagation ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pages 128–137, février 1987.
- [70] Q. SPENCER, M RICE, B. JEFFS et M JENSEN, « A statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation ». 2000.
- [71] 3GPP TR25.996 v.6, « Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations, release 6 ». 2003.

- [72] I. SIAUD et P. LASPOUGEAS, « A 3GPP MIMO propagation model extension at 5 GHz for WLAN applications ». In *IEEE Signal Processing Advances for Wireless Communications*, septembre 2004.
- [73] A. ALGANS, K.I. PEDERSEN et P.E. MOGENSEN, « Experimental analysis of the joint statistical properties of azimuth spread, delay spread, and shadowing fading ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, n°3, pages 523–531, avril 2002.
- [74] H. XU, D. CHIZHIK, H. HUANG et R. VALENZUELA, « An efficient channel modeling approach for MIMO systems ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2002.
- [75] L. MARET, C. DEHOS, M. des NOES, D. MORCHE et J. BARLETTA, « Sensitivity of a MC-CDMA Beyond 3G System to RF Impairments ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit*, juin 2005.
- [76] M. ALARD et R. LASSALLE, « Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers les mobiles ». In *Revue de l'UER-Technique*, no. 244, pages 168–190, août 1987.
- [77] J.F. HÉLARD et D. CASTELAIN, « Digital I and Q generation for OFDM ». In *Electronics letters*, vol. 35, pages 2081–2082, novembre 1999.
- [78] S. NOBILET, *Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes*. Thèse de Doctorat, INSA-Rennes, octobre 2003.
- [79] B. MUQUET, Z. WANG, G. B. GIANNAKIS, M. de COURVILLE et P. DUHAMEL, « Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions? ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pages 2136–2148, décembre 2002.
- [80] G. GOLUB et C. REINSCH, *Handbook for Matrix Computation*. Springer-Verlag, 1971.
- [81] D. FALCONER et et AL., « Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless System ». *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, pages 58–66, avril 2002.
- [82] Z. WANG et G.B. GIANNAKIS, « Wireless Multicarrier Communications ». *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 17, pages 29–48, mai 2000.
- [83] F. PETRÉ, G. LEUS, L. DENEIRE, M. ENGELS, M. MOONEN et H. DE MAN, « Space-Time Block Coding for Single-Carrier Block Transmission DS-CDMA Downlink ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21, pages 350–361, avril 2003.
- [84] R. G. GALLAGER, *Information Theory and Reliable Communication (Paperback)*. 1968.
- [85] V. TAROKH, H. JAFARKHANI et A.R. CALDERBANK, « Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, n°5, juillet 1999.
- [86] V. K. GARG, *Wireless Network Evolution 2G to 3G*. Prentice Hall PTR, 2002.
- [87] A-M MOURAD, A. GUÉGUEN et R. PYNDIAH, « Interface between Link and System Level Simulations for Downlink MC-CDMA Cellular Systems ». In *11th European Wireless 2005 Conference*, avril 2005.
- [88] « ETSI European Telecommunications Standards Institute [En ligne] <http://www.etsi.org> ».
- [89] ETSI, « Broadband Radio Access Network (BRAN) ; High Performance Radio Local Area Network (HYPERLAN): Physical layer ». 2001.
- [90] M. L. DOELTZ, E. T. HEALD et D. L. MARTIN, « Binary data transmission techniques for linear systems ». In *Proc. IRE*, vol. 45, pages 651–661, mai 1957.

- [91] S. B. WEINSTEIN et P. M. EBERT, « Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 19, pages 628–634, octobre 1971.
- [92] B. HIROSAKI, « An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, pages 982–989, juillet 1981.
- [93] K. FAZEL et L. PAPKE, « On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, septembre 1993.
- [94] S. KAISER et L. PAPKE, « Optimal detection when combining OFDM-CDMA with convolutional and Turbo channel coding ». In *IEEE International Conference on Communications*, pages 343–348, juin 1996.
- [95] K. FAZEL et S. KAISER, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley and Sons, 2003.
- [96] H. BÖLCSKEI, P. DUHAMEL et R. HLEISS, « Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels ». In *IEEE International Conference on Communications*, pages 559–564, juin 1999.
- [97] P. SIOHAN, C. SICLET et N. LACAÏLLE, « Analysis and Design of OFDM/OQAM systems based on the filter banks theory ». *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 50, n°5, pages 1170–1183, mai 2002.
- [98] B. LE FLOCH, M. ALARD et C. BERROU, « Coded orthogonal frequency division multiplex ». In *Proc. of the IEEE*, vol. 83, pages 982–996, juin 1995.
- [99] M. CRUSSIÈRE, *Etude et optimisation de communications à haut-débit sur lignes d'énergie: exploitation de la combinaison OFDM/CDMA*. Thèse de Doctorat, INSA-Rennes, novembre 2005.
- [100] G. D. FORNEY, R. GALLAGER, G. G. LANG, F. LONGSTAFF et S. QURESHI, « Efficient modulation for band-limited channels ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 2, pages 632–647, septembre 1984.
- [101] H. BOULLÉ et J-C. BELFIORE, « Modulation schemes designed for the Rayleigh channel ». In *Proc. of Conf. on Information Sciences ans Systems*, mai 1992.
- [102] X. GIRAUD, E. BOUTILLON et J-C. BELFIORE, « Algebraic tools to build modulation schemes for fading channels ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 43, n°3, pages 938–952, mai 1997.
- [103] J. J. BOUTROS et E. VITERBO, « Signal space diversity: a power and bandwidth efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, n°4, pages 1453–1467, juillet 1998.
- [104] D. MOTTIER et D. CASTELAIN, « A spreading sequence allocation procedure for MC-CDMA transmission systems ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, septembre 2000.
- [105] A. VITERBI, *CDMA: principles of spread spectrum communications*. Addison-Wesley, 1995.
- [106] K. S. GILHOUSEN, « On the capacity of a cellular CDMA system ». *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, mai 1991.
- [107] L. VANDENDORPE, « Multitone direct sequence CDMA system in an indoor wireless environment ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, octobre 1993.
- [108] S. KAISER, *Analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation*. Thèse de Doctorat, Düsseldorf, 1998. Vdi Verlag GmbH.

- [109] N. YEE, J. P. LINNARTZ et G. FETTWEIS, « Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 109–113, septembre 1993.
- [110] A. CHOULY, A. BRAJAL et S. JOURDAN, « Orthogonal multi-carrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1723–1728, novembre 1993.
- [111] S. KONDO et L. B. MILSTEIN, « On the use of multicarrier direct sequence spread spectrum systems ». In *Military Communications Conference*, pages 52–56, octobre 1993.
- [112] V. M. DASILVA et E. S. SOUSA, « Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous systems ». In *IEEE Int. Conf on Universal Personal Communications*, pages 995–999, octobre 1993.
- [113] S. KAISER et K. FAZEL, « A flexible spread-spectrum multi-carrier multiple-access system for multi-media applications ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 100–104, septembre 1997.
- [114] « Qualcomm/Flarion Flash-OFDM [En ligne] [http://www.flarion.com/products/flash\\_ofdm.asp](http://www.flarion.com/products/flash_ofdm.asp) ».
- [115] H. BOGUCA, « Application of the new joint complex Hadamard inverse Fourier transform in a OFDM-CDMA wireless communication system ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 5, pages 2929–2933, septembre 1999.
- [116] U. FINCKE et M. POHST, « Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis ». *Math computation*, vol. 44, pages 463–471, avril 1985.
- [117] E. VITERBO et J. BOUTROS, « A universal lattice code decoder for fading channel ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pages 1639–1642, juillet 1999.
- [118] L. BRUNEL et J. BOUTROS, « Lattice decoding for joint detection in direct sequence CDMA systems ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2000.
- [119] J.-Y. BAUDAIS, J.-F. HÉLARD et J. CITERNE, « An improved linear MMSE detection technique for multi-carrier CDMA system: comparison and combination with interference cancellation schemes ». *European Transactions on Telecommunications*, vol. 11, n°5, pages 547–554, novembre 2000.
- [120] S. MOSHAVI, E.G. KANTERAKIS et D.L. SCHILLING, « Multistage linear receivers for DS-SS-CDMA systems ». *International journal of wireless information networks*, vol. 3, pages 1–17, janvier 1996.
- [121] W. HACHEM, « Simple polynomial detectors for CDMA downlink transmissions on frequency-selective channels ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, janvier 2004.
- [122] J.-Y. BAUDAIS, *Étude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé: analyse et optimisation*. Thèse de Doctorat, INSA-Rennes, mai 2001.
- [123] Stefan KAISER, « On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 2059–2063, novembre 1995.
- [124] R. LE GOUABLE, *Association de modulations multiporteuses et de techniques d'accès multiple: applications aux transmissions sans fil à haut débit*. Thèse de Doctorat, INSA-Rennes, mars 2001.

- [125] A. GLAVIEUX et M. JOINDOT, *Communications numériques: Introduction*. Collection pédagogique des télécommunications, 1997.
- [126] 3GPP TS25.212 v.3.2 et v5.1, « Multiplexing and channel coding ».
- [127] T. LEHNIGK-EMDEN et ET. AL., « Performance and Complexity Analysis of advanced Coding Schemes in the 4MORE Project ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit*, 2006.
- [128] J. HAGENAUER, « Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, n°4, avril 1988.
- [129] P. ROBERTSON, P. HOEHER et E. VILLEBRUN, « Optimal and sub-optimal maximum a posteriori algorithms suitable for turbo-decoding ». *European Transactions on Telecommunications*, vol. 8, pages 119–125, mars 1997.
- [130] N. CHAPALAIN, D. MOTTIER et D. CASTELAIN, « An OFCDM uplink transmission system with channel estimation based on spread pilots ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit*, juin 2004.
- [131] G.V. TSOULOS, « Smart antennas for mobile communication systems: benefits and challenges ». *Electronics & Communication engineering journal*, 1999.
- [132] A. DAMMANN et S. KAISER, « Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM and its application to the DVB-T system ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 861–865, novembre 2001.
- [133] S.M. ALAMOUTI, « A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, n°8, pages 1451–1458, octobre 1998.
- [134] J.H. WINTERS, « On the capacity of radio communication systems with diversity in Rayleigh fading environment ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pages 871–878, juin 1987.
- [135] T.M. COVER et J.A. THOMAS, *Elements of Information Theory*, vol. Thomas M. Cover and Joy A. Thomas. Elements of Information Theory . John Wiley and Sons, Inc., New York, N.Y., 1991. John Wiley and Sons, 1991.
- [136] T. MARZETTA et B. HOCHWALD, « Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in a Rayleigh flat-fading ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 4, n°1, pages 139–157, janvier 1999.
- [137] L.H. OZAROW, S. SHAMAI et A.D. WYNER, « Information theoretic considerations for cellular mobile radio ». *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, n°2, pages 359–378, mai 1994.
- [138] F. PORTIER, « Study of MIMO systems and channel estimation ». Master's thesis, INSA, with Mitsubishi Electric ITE-TCL, juin 2002.
- [139] H. SAMPATH, P. STOICA et A. PAULRAJ, « Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, n°12, pages 2198–2206, décembre 2001.
- [140] A. SCAGLIONE, P. STOICA, S. BARBAROSSA, G.B. GIANNAKIS et H. SAMPATH, « Optimal designs for space-time linear precoders and decoders ». *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pages 1051–1064, mai 2002.
- [141] R. BLUM, « On the Capacity of Cellular Systems with MIMO ».
- [142] R. BLUM, « MIMO capacity with interference ». 2003.
- [143] S. CATREUX, *Techniques d'antennes "multi-entrées multi-sorties" dans un système de type cellulaire*. Thèse de Doctorat, INSA-Rennes, mars 2000.
- [144] B.R. VOJCIC et W.M. JANG, « Transmitter Precoding in Synchronous Multiuser Communications ». In *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pages 1346–1355, octobre 1998.

- [145] A. SILVA et A. GAMEIRO, « Transmit Space-Frequency Prefiltering Technique for Downlink TDD MC-CDMA Systems ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, octobre 2003.
- [146] T. SALZER, D. MOTTIER et D. CASTELAIN, « Comparison of Antenna Array Techniques for the Downlink of Multi-Carrier CDMA Systems ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2003.
- [147] S. ZAZO et I. RAOS, « Transmit beamforming design in wide angle spread scenarios for B3G MC-CDMA systems ». 2004.
- [148] B.M. HOCHWALD et W. SWELDENS, « Differential unitary space-time modulation ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pages 2041–2052, décembre 2000.
- [149] L. ZHENG et D. TSE, « Packing spheres in the Grassmann manifold: a geometric approach to the non-coherent multi-antenna channel ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2000.
- [150] V. TAROKH et S.M. ALAMOUTI, « New Detection Schemes for Transmit Diversity without Channel Estimation ». In *IEEE Proceedings of ICUPC'98*, pages 917–920, octobre 1998.
- [151] V. TAROKH et H. JAFARKHANI, « A differential detection scheme for transmit diversity ». *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pages 1169–1174, 2000.
- [152] H. JAFARKHANI et V. TAROKH, « Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, septembre 2001.
- [153] B.L. HUGHES, « Differential space-time modulation ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, pages 2567–2578, novembre 2000.
- [154] B. HASSIBI et B.M. HOCHWALD, « Caley differential unitary space-time codes ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, pages 1485–1503, juin 2002.
- [155] A. WITTNEBEN, « A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital communication ». In *IEEE International Conference on Communications*, pages 1630–1634, mai 1993.
- [156] N. SESHADRI et J.H. WINTERS, « Two signalling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity ». *Int. J. Wireless Information Networks*, vol. 1, pages 49–60, 1994.
- [157] S. KAISER, « Spatial Transmit Diversity Techniques for Broadband OFDM Systems ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2000.
- [158] J.-M. AUFRAY, *Système MIMO à porteuses multiples - Etude et optimisation de la combinaison des codes temps-espace et des techniques MC-CDMA*. Thèse de Doctorat, INSA-Rennes, juin 2004.
- [159] G. UNGERBOËCK, « Treillis-coded modulation with redundant signal sets ». *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, février 1987.
- [160] M. CRUSSIÈRE, « Modulations codées en treillis appliquées aux codes temps-espace ». Master's thesis, INSA-Rennes, with IETR, juin 2002.
- [161] B. HASSIBI et B.M. HOCHWALD, « High-Rate Codes that are Linear in Space and Time ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, n°7, pages 1804–1824, juillet 2002.
- [162] A. WITTNEBEN et M. KUHN, « A new concatenated linear high rate space-time block code ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 289–293, mai 2002.
- [163] Y. XIN, Z. WANG et G. B. GIANNAKIS, « Space-Time Diversity Systems Based on Linear Constellation Precoding ». *IEEE Trans. Wireless Commun.*, mars 2003.

- [164] U. WACHSMANN, J. THIELECKE et H. SCHOTTEN, « Capacity-achieving coding for MIMO-channels: Multi-stratum space-time coding ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 199–203, 2001.
- [165] B. HASSIBI et H. VIKALO, « On the expected complexity of sphere decoding ». In *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, pages 1051–1055, novembre 2001.
- [166] W.K. MA, T.N. DAVIDSON, K.M. WONG, Z.Q. LUO et P.C. CHING, « Quasi-maximum-likelihood multiuser detection using semi-definite relaxation with application to synchronous CDMA ». *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pages 912–922, avril 2002.
- [167] A. NAFKHA, C. ROLAND et E. BOUTILLON, « A Near-Optimal Multiuser Detector for MC-CDMA systems Using Geometrical Approach ». In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2005.
- [168] P.W. WOLNIANSKY, G.J. FOSCHINI, G.D. GOLDEN et R.A. VALENZUELA, « V-blast: an architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel ». In *Int. Symp. on advanced radio technologies*, septembre 1998.
- [169] M.A. KHALIGHI et J-F. HÉLARD, « Should MIMO orthogonal space-time coding be preferred to non-orthogonal coding with iterative detection ? ». In *Int. Symp. on Signal Processing and Information Technology*, décembre 2005.
- [170] D. GESBERT, « Robust linear MIMO receivers: A minimum error-rate approach ». *IEEE Trans. Signal Processing*, 2003.
- [171] A. GUÉGUEN, « Comparison of suboptimal iterative space-time receivers ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 842–846, avril 2003.
- [172] M.O. DAMEN, A. TEWFIK et J-C. BELFIORE, « A construction of a space-time code based on number theory ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, n°3, mars 2002.
- [173] G.D. GOLDEN, G.J. FOSCHINI, R.A. VALENZUELA et P.W. WOLNIANSKY, « Detection algorithm and initial laboratory results using the V-blast space-time communication architecture ». *Electronics letter*, vol. 35, pages 14–15, janvier 1999.
- [174] S. CATREUX, P.F. DRIESSEN et L.J. GREENSTEIN, « Attainable Throughput of an Interference-Limited Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Cellular System ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, août 2001.
- [175] J. BOUTROS, *Réseaux de points pour les canaux à évanouissements*. Thèse de Doctorat, ENST, mai 1996.
- [176] L. ZHENG et D. TSE, « Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, n°5, pages 1073–1096, mai 2003.
- [177] V.M. DASILVA et E.S. SOUSA, « Fading resistant modulation using several transmit antennas ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pages 1236–1244, 1997.
- [178] V. LE NIR, J-M. AUFRAY, M. HÉLARD, J-F. HÉLARD et R. LE GOUABLE, « Combination of Space-Time Block Coding with MC-CDMA technique for MIMO systems with two, three and four antennas ». In *IST Mobile & Wireless Communications Summit*, juin 2003.
- [179] O. OYMAN, R.U. NABAR, H. BOLCSKEI et A.J. PAULRAJ, « Characterizing the statistical properties of mutual information in MIMO channels: insights into diversity-multiplexing tradeoff ». In *Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on*, vol. 1, pages 521–525, novembre 2002.



- [180] H. EL GAMAL et A.R. HAMMONS, « A new approach to layered space-time coding and signal processing ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, pages 2321–2334, 2001.
- [181] M. WITZKE, « Iterative detection of generalized coded MIMO signals using a widely linear detector ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, décembre 2003.
- [182] J.K. CAVERS, « An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels ». *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, n°4, pages 686–693, novembre 1991.
- [183] P. HOEHER et F. TUFVESSON, « Channel estimation with superimposed pilot sequences ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 4, pages 2162–2166, décembre 1999.
- [184] C.K. HO, B. FARHANG-BOROUJENY et F. CHIN, « Added pilot semi-blind channel estimation scheme for OFDM in fading channels ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 5, pages 3075–3079, novembre 2001.
- [185] S. BALASUBRAMANIAN, B. FARHANG-BOROUJENY et V.J. MATHEWS, « Pilot embedding for channel estimation and tracking in OFDM systems ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pages 1244–1248, décembre 2004.
- [186] F. TUFVESSON et T. MASENG, « Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems ». In *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, vol. 3, pages 1639–1643, mai 1997.
- [187] P. HOEHER, S. KAISER et P. ROBERTSON, « Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering ». In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pages 1845–1848, avril 1997.
- [188] S. KAISER et P. HOEHER, « Performance of multi-carrier CDMA systems with channel estimation in two dimensions ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pages 115–119, septembre 1997.
- [189] Y. LI, L. J. CIMINI et N. R. SOLLENBERGER, « Robust channel estimation for ofdm systems with rapid dispersive fading channels ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pages 902–915, juillet 1998.
- [190] O. EDFORS, M. SANDELL, J. van de BEEK, B. WILSON et P. BÖRJESSON, « OFDM channel estimation by singular value decomposition ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 923–927, avril 1996.
- [191] O. SELLER, « Low complexity 2D projection-based channel estimators for MC-CDMA ». In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, septembre 2004.
- [192] T.K. MOON, « The expectation-maximization algorithm ». *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 13, n°6, pages 47–60, novembre 1996.
- [193] H. ZHU, B. FARHANG-BOROUJENY et C. SCHLEGEL, « Pilot embedding for joint channel estimation and data detection in MIMO communication systems ». *Communications Letters, IEEE*, vol. 7, n°1, pages 30–32, janvier 2003.
- [194] Yi MA, Yi HUANG, Xu ZHU et Na YI, « Pilot embedded space-time block coded OFDM in unknown multipath fading channel ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 450–454, mai 2004.
- [195] V. JUNGNICHEL, T. HAUSTEIN, E. JORSWIECK, V. POHL et C. von HELMOLT, « Performance of a MIMO system with overlay pilots ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pages 594–598, novembre 2001.

- [196] T.L. MARZETTA, « BLAST Training: Estimating Channel Characteristics for High-Capacity Space-Time Wireless ». In *Proc. 37th Annual Allerton Conference on Communications, Control, and Computing*, vol. -, pages -, 1999.
- [197] B. HASSIBI et B.M. HOCHWALD, « How much training is needed in multiple-antenna wireless links? ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, n°4, pages 951–963, avril 2003.
- [198] Xiaoli MA, Liuqing YANG et G.B. GIANNAKIS, « Optimal training for MIMO frequency-selective fading channels ». *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 4, n°2, pages 453–466, mars 2005.
- [199] S. HAYKIN, *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 3rd edition, 1996.
- [200] V. MIGNONE et A. MORELLO, « CD3-OFDM: A Novel Demodulation Scheme for Fixed and Mobile Receivers ». *IEEE Trans. Commun.*, pages 1144–1151, septembre 1996.
- [201] F. SANZI, S. JELTING et J. SPEIDEL, « A Comparative Study of Iterative Channel Estimators for Mobile OFDM Systems ». *IEEE Trans. Wireless Commun.*, pages 849–859, septembre 2003.
- [202] Stephan SAND, Ronald RAULEFS et Gunther AUER, « Iterative Channel Estimation for High Mobility Broadband MC-CDMA Systems ». In *Proc. of IEEE ICC 2005, Seoul, Korea*, mai 2005.
- [203] Yi YUAN-WU, « An iterative channel estimation and symbol detection procedure with improved performance by observation separation ». In *IEEE International Conference on Communications*, vol. 4, pages 2417–2421, juin 2004.

## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse :** Systèmes hertziens à forte efficacité spectrale pour les communications mobiles multi-antennes et multi-porteuses de 4ème génération.

**Nom Prénom de l'auteur :** PORTIER Fabrice

Membres du jury : Monsieur CANCES  
Madame DOUILLARD  
Monsieur HELARD  
Monsieur BARBOT  
Monsieur BAUDAIS  
Monsieur DIOURIS

Président du jury : Monsieur DIOURIS

Date de la soutenance : 11/07/2007

Reproduction de la thèse soutenue :

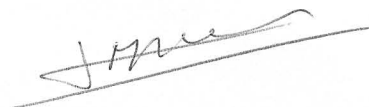
- Thèse pouvant être reproduite en l'état  
 Thèse ne pouvant être reproduite  
 Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Le Directeur,

  
A. JIGOREL

Rennes, le 11/07/2007

Signature du Président du jury



Les travaux présentés dans cette thèse proposent des solutions à forte efficacité spectrale pour les communications mobiles multi-antennes et multi-porteuses, particulièrement optimisées pour la voie descendante des systèmes hertziens. Cette étude s'inscrit dans un contexte fortement concurrentiel pour l'accès de masse au haut-débit sans fil, et contribue à l'effort collectivement mené au sein des projets européens sur les systèmes dits de 4<sup>e</sup> génération (4G).

La première partie du document cadre l'étude en identifiant les contraintes physiques, technologiques et financières, ainsi que les exigences des systèmes 4G en termes de services, débit et mobilité. En particulier, une complexité raisonnable au récepteur mobile est requise en voie descendante pour honorer coût et consommation. Dans un souci de réalisme, le canal de propagation radio-mobile large-bande MIMO est caractérisé. Les corrélations en temps/fréquence/espace induisent le dimensionnement du système de communication numérique proposé.

La deuxième partie du document est consacrée à l'étude des systèmes multi-porteuses, multi-utilisateurs, et multi-antennes, afin d'unifier l'approche et d'explorer plusieurs axes en utilisant au mieux les propriétés du canal. Tout d'abord, le choix de l'accès large-bande multi-utilisateurs s'est porté sur la combinaison de l'OFDM et d'étalement en accès multiple CDMA, afin de discuter du compromis diversité/orthogonalité suivant les algorithmes de chip-mapping et de détection employés. Ensuite, pour exploiter les gains de réseau d'antennes, diversité et multiplexage offerts par le canal MIMO en fonction du contexte, un état de l'art des techniques multi-antennes est dressé. La classification proposée permet d'établir une stratégie tout en conservant une faible complexité de détection. Nous détaillons les systèmes les plus réalistes en contexte mobile et en voie descendante, n'ayant pas connaissance du canal en émission. La chaîne de communication MIMO-OFDM-CDMA complète est finalement présentée en insistant sur la flexibilité des algorithmes linéaires adoptés.

La troisième partie du document s'attache à optimiser les combinaisons précédentes en contexte réaliste, et propose des techniques de codage et d'estimation temps/fréquence/espace innovantes. Tout d'abord, une approche pragmatique amène à considérer des solutions exploitant la diversité qui assurent robustesse, détection simple et compatibilité avec l'ensemble des terminaux. Nous privilégions un codage spatial de rendement unitaire, et proposons d'agir sur les trajets multiples grâce aux antennes supplémentaires. Des axes d'optimisation sont fournis au niveau codage, chip-mapping, détection et propagation de fiabilités. Comparé aux méthodes OSTBC ou CDD, des gains sont illustrés en performance, répartition de puissance, potentiel d'adaptabilité et de robustesse... Ensuite, en relâchant légèrement les contraintes de complexité et d'orthogonalité spatiale, nous proposons de nouvelles solutions en contexte plus favorable. Même avec une simple détection linéaire MMSE, ces techniques offrent un potentiel supérieur en haut-débit mobile dès que le nombre d'antennes augmente. Enfin, nous introduisons des méthodes d'estimation du canal MIMO adaptées aux systèmes précédents, utilisant des symboles pilotes répartis et éventuellement les données décodées de manière itérative afin de répondre à un ensemble de compromis sur des récepteurs variés. Les nombreux résultats obtenus démontrent la pertinence des solutions développées.

**Communications numériques, Systèmes multi-antennes, MIMO, OFDM, CDMA, codage espace-temps-fréquence, détection / égalisation MMSE, estimation de canal itérative, efficacité spectrale.**

*"4G wireless systems : high spectral efficiency for multi-antenna and multi-carrier mobile communications"*

The present work proposes solutions with high spectral efficiency for multi-antenna and multi-carrier mobile communications, optimized for the down link of wireless systems. This study arises in a competing context for the access to wireless high data rates, and contributes to the joint effort within the European projects on 4G (4th generation) systems.

The first part of the document presents the framework, identifying the physical, technological and financial constraints, as well as the requirements of 4G systems in terms of services, data-rate and mobility. Specifically, a reasonable complexity at the mobile receiver is necessary in the down link to respect cost and consumption. In a practical framework, the wideband and mobile MIMO propagation channel is described. The correlations in space/time/frequency induce the design of the proposed digital communication system.

The second part of the document is dedicated to a cohesive study of multi-carrier, multi-user and multi-antenna systems, in order to explore several options taking advantage of the channel properties. First, the wideband multi-user access relies on the combination of OFDM and CDMA, so as to discuss the diversity/orthogonality compromise related to the chip-mapping and detection algorithms considered. Next, to exploit the antenna array, diversity and multiplexing gains offered by the MIMO channel depending on the context, multi-antenna techniques are classified, and a strategy that preserves a low detection complexity is proposed. We detail the most appropriate systems in a mobile downlink context, that do not require channel knowledge at the transmitter side. Finally, the entire MIMO-OFDM-CDMA communication chain is presented insisting on the flexibility of the adopted linear algorithms.

The third part of the document optimizes the previous combinations in realistic environments, and proposes innovative techniques for coding and estimating in space/time/frequency. First, pragmatism implies the exploitation of diversity to ensure robustness, simple detection and compatibility with a wide range of terminals. We favor a spatial coding of rate 1, and propose to manage multiple paths using the additional antennas. We optimize the coding, chip-mapping, detection and reliability propagation. Compared to previous methods like OSTBC or CDD, gains are illustrated in terms of performance, power distribution, capability of adaptation and robustness... Next, moderating complexity and spatial orthogonality restrictions, we propose new solutions in more favorable contexts. Even with a simple linear MMSE detection, these techniques are promising in high data-rate mobile transmissions as soon as the number of antennas increases. Finally, we introduce proper MIMO channel estimation schemes, using scattered pilots and iterative methods with decoded data, in order to fulfil a wide range of compromises on diverse receivers. The various results obtained exhibit the relevance of the developed solutions.

**Digital communications, multi-antenna systems, MIMO, OFDM, CDMA, space-time-frequency coding, detection / MMSE equalization, iterative channel estimation, spectral efficiency.**