



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

VB log 287

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DE METZ

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE METZ
EN ELECTRONIQUE

par

Pierrick Seïté

Capacité d'un Réseau DS-CDMA Microcellulaire
et Détection Multiutilisateurs

Soutenue le 10 juillet 1995 devant la commission d'examen :

Rapporteurs :	MM. J. CITERNE	Professeur à l'INSA de Rennes
	Y. GARAULT	Professeur à l'Université de Limoges
Examineurs :	MM. J.P. CHARLES	Professeur à l'Université de Metz
	D. DURAND	Professeur à l'Université de Metz Délégué Régional à la Recherche et à la Technologie de Lorraine
	C. ESPOSITO	Ingénieur responsable de programme à TDF-C2R Responsable industriel
	B. LEPLEY	Professeur à l'Université de Metz Directeur de thèse
	C. de MAILLARD	Ingénieur responsable du département Radiofréquence à TDF-C2R
	J. TARDIVEL	Ingénieur responsable du laboratoire M.N.C.C. à TDF-C2R
Invité :	M. D. FROSSARD	Directeur délégué de TDF-C2R

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE -METZ	
N° inv	19950618
Cote	S/M3 95/32
Loc	Magasin

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire résultent d'une collaboration entre le Centre d'Etudes en Radiodiffusion et Radiocommunications de TéléDiffusion de France et le Centre Lorrain d'Optique et d'Electronique du Solide - Laboratoire Interfaces, Composants et Microélectronique de l'Université de Metz.

Que Messieurs B. LEPLEY, Professeur à l'Université de Metz et W. SAMI, Responsable du Laboratoire Gestion du Spectre Radioélectrique trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour la confiance qu'ils m'ont accordée, l'accueil qu'ils m'ont réservé dans leurs laboratoires respectifs ainsi que pour le soutien permanent qu'ils m'ont apporté aux cours de mes travaux.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur J. TARDIVEL, Responsable du laboratoire Modulation Numérique et Codage de Canal à TDF-C2R, pour les nombreux conseils qu'il m'a prodigués tout au long de ce travail et pour la grande disponibilité dont il a fait preuve à mon égard.

Toute ma gratitude va également à Messieurs J. CITERNE et Y. GARAUULT, respectivement Professeurs à l'INSA de Rennes et à l'Université de Limoges, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je tiens à remercier Messieurs J.P. CHARLES et D. DURAND, Professeurs à l'Université de Metz, C. ESPOSITO et C. de MAILLARD, respectivement Responsable de Programme Radiocommunications et Responsable du Département Radiofréquence à TDF-C2R, pour leur participation à ce jury de thèse.

Je remercie également Monsieur D. FROSSARD, directeur délégué de TDF-

C2R, d'avoir mis à ma disposition tous les moyens matériels qui ont permis la réalisation de mes travaux.

Enfin, je remercie l'ensemble du personnel de TDF-C2R qui par leurs conseils, leurs critiques et leur soutien ont contribué à la réalisation de ce travail.

Table des matières

1	Introduction aux radiocommunications mobiles	1
1.1	Le concept cellulaire	2
1.2	Techniques d'accès multiples en radiomobile	8
2	Le canal radiomobile	14
2.1	L'environnement radiomobile	14
2.2	Caractérisation du canal bande étroite	21
2.3	Simulation du canal radiomobile	26
3	Performances de l'interface radio DS-CDMA	37
3.1	Le CDMA appliqué aux radiocommunications avec les mobiles . .	37
3.1.1	L'étalement de spectre	37
3.1.2	L'accès multiple à répartition par codes	42
3.1.3	Calcul des performances d'un système DS-CDMA	42
3.2	Simulations	60
3.2.1	Description des simulations	60
3.2.2	Résultats et analyse	63
3.3	Conclusion	68
4	Simulation des réseaux DS-CDMA microcellulaires	69
4.1	Introduction	69
4.1.1	Les critères pertinents de performances	69
4.1.2	L'évaluation des performances par la simulation	72
4.2	Modélisation de la propagation en milieu urbain microcellulaire .	73
4.2.1	Description de la méthode	73
4.2.2	Calcul du champ	74
4.3	Validation du modèle de propagation	76
4.3.1	Mesures sur site	76

4.3.2	Simulations	78
4.3.3	Comparaison des résultats	79
4.3.4	Considérations sur la validité de la modélisation proposée	80
4.4	Evaluation de la capacité du système par la simulation de réseau	81
4.4.1	Description générale du système simulé	81
4.4.2	Contrôle de puissance	82
4.4.3	Calcul du rapport des puissances utiles sur interférentes en CDMA	85
4.4.4	Evaluation des performances en fonction du C/I	89
4.4.5	Augmentation de la capacité par la détection d'activité vocale et le soft handoff	90
4.5	Simulation et analyse des résultats	94
4.5.1	Analyse de la liaison montante	95
4.5.2	Analyse de la liaison descendante	97
4.6	Conclusions	105
5	Suppression de l'interférence multiutilisateurs par égalisation adaptative	107
5.1	Introduction	107
5.2	Détection multiutilisateurs par égalisation adaptative	111
5.2.1	Chaîne de transmission	111
5.2.2	Détection multiutilisateurs par égalisation linéaire	116
5.2.3	Détection multiutilisateurs à retour de décisions	122
5.2.4	Détection multiutilisateurs par égalisation linéaire à sur-échantillonnage	125
5.3	Simulations	128
5.4	Conclusion	158
6	Conclusions et perspectives	159
A	Le modèle de Saleh et Valenzuela	162
B	Diversité en radiomobile	166

Table des figures

1-1	Couverture idéale d'un réseau cellulaire, les groupes de fréquences sont numérotés de 0 à 6	3
1-2	Couverture d'un réseau à cellules hexagonales	4
1-3	Exemple d'un réseau de motifs à 7 cellules	5
1-4	Répartition des canaux en FDMA	9
1-5	Répartition des canaux en TDMA	10
1-6	Opération d'étalement de spectre	11
1-7	Exemple d'un système CDMA à étalement par séquence directe pour deux utilisateurs	12
2-1	Illustration du phénomène multitrajets	15
2-2	Couronne de résolution du récepteur R	18
2-3	Modélisation du canal large bande par un filtre transversal	22
2-4	Puissance reçue par un mobile se déplaçant à 30 km/h en milieu urbain (résultat de simulation)	23
2-5	Spectre Doppler normalisé pour une bande Doppler de 100 Hz	26
2-6	Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Jakes pour $N=34$	30
2-7	Spectre Doppler obtenu par la méthode de Jakes pour $N=34$	30
2-8	Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Jakes pour $N=102$	31
2-9	Spectre Doppler obtenu par la méthode de Jakes pour $N=102$	31
2-10	Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Jakes pour $N=522$	32
2-11	Spectre Doppler obtenu par la méthode de Jakes pour $N=522$	32
2-12	Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Yi pour $N=34$	33
2-13	Spectre Doppler obtenu par la méthode de Yi pour $N=34$	33

2-14	Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode directe pour $N=34$	34
2-15	Spectre Doppler obtenu par la méthode directe pour $N=34$	34
2-16	Réponse impulsionnelle à trois chemins de Rayleigh indépendants et de même puissance moyenne	35
2-17	Réponse impulsionnelle à trois chemins de Rayleigh indépendants et de même puissance moyenne, méthode du processus décalé	35
2-18	Réponse impulsionnelle à six chemins de Rayleigh indépendants, modélisation du profil des retards par la méthode de Saleh et Valenzuela	36
3-1	Principe de l'étalement/désétalement par séquence directe pour une modulation MDP-2	38
3-2	Récepteur optimal pour une modulation binaire	40
3-3	Récepteur de RAKE pour une modulation binaire et un canal à N chemins	41
3-4	Chaîne de communication CDMA, modulation MDP-2	44
3-5	Générateur de séquence pseudo-aléatoire	48
3-6	Générateur de séquences de gold	49
3-7	Fonction d'intercorrélation entre codes de Gold de longueur 127	50
3-8	Fonction d'intercorrélation entre séquences LM de longueur 127	50
3-9	Performances de la liaison CDMA pour une modulation MDP-2, étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et pour différents ordres de diversité	54
3-10	Système CDMA à diversité d'espace d'ordre 2, modulation MDP-2	55
3-11	Récepteur de RAKE différentiel pour une application DS-CDMA à modulation antipodale	57
3-12	Spectre de puissance normalisé du signal étalé	61
3-13	Performances du récepteur de RAKE cohérent à 3 branches dans un canal à 5 chemins et pour 30 utilisateurs. L_s est l'ordre de diversité d'espace.	65
3-14	Performances du récepteur de RAKE différentiel à 3 branches dans un canal à 5 chemins et pour 30 utilisateurs. L_s est l'ordre de diversité d'espace.	65

3-15	Seuils d'erreur du récepteur de RAKE cohérent pour différents ordres de diversité dans un canal à cinq chemins. I est le nombre d'utilisateurs.	66
3-16	Seuils d'erreur du récepteur de RAKE différentiel pour différents ordres de diversité dans un canal à cinq chemins. I est le nombre d'utilisateurs.	66
3-17	Seuils d'erreur en fonction du C/I pour un récepteur de RAKE (cohérent ou différentiel) à 3 branches dans un canal à 5 chemins.	67
4-1	Exemple de site	74
4-2	Graphe de rues à 7 nœuds et modèles associés	75
4-3	Paramètres du modèle empirique	76
4-4	Site de la mesure (Strasbourg centre)	77
4-5	Graphe des rues de Strasbourg centre	78
4-6	Modèles utilisés lors de la simulation. L'orientation des rues est définie par l'angle θ , exprimé ici en degrés. $d_2 = y - y_0$	79
4-7	Illustration du problème "Près-Loin" en CDMA	83
4-8	Contrôle de puissance dans la rue à trajet direct	83
4-9	Interférences sur la liaison montante (a) et descendante (b) . . .	86
4-10	Exemple de non réciprocité de la propagation en milieu microcellulaire	87
4-11	Seuils d'erreur fonction du C/I pour un canal de 5 chemins et un récepteur de RAKE à trois branches	90
4-12	Scénario de soft handoff	92
4-13	Zone de soft handoff d'ordre 2 considérée dans l'article de Viterbi. Le mobile est en communication avec les stations de base 0 et 6 .	93
4-14	Site de la simulation (Metz centre gare) codé	98
4-15	Couverture de la cellule 160	98
4-16	Couverture de la cellule 39	99
4-17	Couverture de la cellule 53	99
4-18	Fonction de répartition du C/I, paramétrée par le pas de quantification du contrôle de puissance, en liaison montante pour 15 utilisateurs	100
4-19	Fonction de répartition du C/I, paramétrée par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule, en liaison montante avec $\delta = 3 \text{ dB}$. . .	100

4-20	Probabilité de coupure, paramétrée par le C/I minimum acceptable, en liaison montante avec $\delta = 3 \text{ dB}$	101
4-21	Probabilité que le mobile soit en soft handoff en fonction de la taille de la fenêtre de soft handoff	101
4-22	Probabilité de coupure, avec et sans soft handoff, en liaison montante avec $\delta = 3 \text{ dB}$ et un TEB critique de 3.10^{-2}	102
4-23	Fonction de répartition du C/I, paramétrée par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule, en liaison descendante	102
4-24	Probabilité de coupure, paramétrée par le C/I minimum acceptable, en liaison descendante	103
4-25	Fonction de répartition du C/I, paramétrée par la taille de la fenêtre de soft handoff, en liaison descendante pour 15 utilisateurs en moyenne par cellule	103
4-26	Fonction de répartition du C/I, paramétrée par la taille de la fenêtre de soft handoff, en liaison descendante pour 30 utilisateurs par cellule	104
4-27	Probabilité de coupure, paramétrée par la fenêtre de soft handoff, en liaison descendante pour un seuil de 2.10^{-3}	104
5-1	Détecteur multiutilisateurs optimal	109
5-2	Suppression de l'IES par l'introduction d'un intervalle de garde de longueur Δ	112
5-3	Système CDMA synchrone à étalement par séquence directe	114
5-4	Structure de l'égaliseur à retour de décisions	124
5-5	Structure de l'égaliseur à suréchantillonnage	126
5-6	Constellation représentant les sauts de phase entre deux symboles d'information en MDP-4 différentielle	135
5-7	Récepteur multiutilisateurs différentiel	137
5-8	Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 5 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	140
5-9	Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	140
5-10	Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 40 \text{ dB}$	141
5-11	Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 30 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	141

5-12 Performances pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et une modulation MDP-4	142
5-13 Performances pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 30 utilisateurs et une modulation MDP-4	142
5-14 Performances en fonction du nombre d'utilisateurs avec un étalement par code de Gold de longueur 127 et $C/N = 14 \text{ dB}$	143
5-15 Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 5 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	144
5-16 Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	144
5-17 Performances pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et une modulation MDP-4	145
5-18 Performances en fonction du nombre d'utilisateurs avec un étalement par code quelconque de longueur 20 et $C/N = 20 \text{ dB}$	145
5-19 Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 31, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	146
5-20 Performances pour un étalement par code de Gold de longueur 31, 15 utilisateurs et une modulation MDP-4	146
5-21 Constellation en sortie du récepteur conventionnel pour un étalement par code quelconque de longueur 20	147
5-22 Constellation en sortie du récepteur conventionnel pour un étalement par code de Gold de longueur 127	147
5-23 Constellation en sortie de l'égaliseur forçage à zéro pour un étalement par code quelconque de longueur 20	148
5-24 Constellation en sortie de l'égaliseur forçage à zéro pour un étalement par code de Gold de longueur 127	148
5-25 Constellation en sortie de l'égaliseur à retour de décisions (utilisateur 0) pour un étalement par code quelconque de longueur 20	149
5-26 Résistance au problème "près-loin" pour un étalement par code de Gold de longueur 127 et $C/N = 14 \text{ dB}$	150
5-27 Résistance au problème "près-loin" pour un étalement par code quelconque de longueur 20 et $C/N = 14 \text{ dB}$	150
5-28 Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	151

5-29	Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 40 \text{ dB}$	151
5-30	Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 5 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	152
5-31	Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$	152
5-32	Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et $C/N = 40 \text{ dB}$	153
5-33	Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code de Gold ($L_c = 127$), $K = 15$ et recombinaison à gains égaux	154
5-34	Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code quelconque ($L_c = 20$), $K = 15$ et recombinaison à gains égaux	154
5-35	Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code de Gold ($L_c = 127$), $K = 15$ et recombinaison des signaux par sélection	155
5-36	Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code quelconque ($L_c = 20$), $K = 15$ et recombinaison par sélection	155
5-37	Erreur quadratique moyenne en sortie de l'égaliseur à suréchantillonnage pour un étalement par code de Gold de longueur 31, $K = 15$ et $C/N \infty$	156
5-38	Erreur quadratique moyenne en sortie de l'égaliseur à suréchantillonnage pour un étalement par code de Gold de longueur 31, $K = 15$ et $C/N = 15 \text{ dB}$	156
5-39	Performances du système avec égalisation à suréchantillonnage, étalement par code de Gold de longueur 31 et $K = 15$	157
A-1	Représentation du modèle de Saleh et Valenzuela pour trois groupes (ou réflecteurs principaux). (a) : Profil des retards et (b) : Exemple de réalisation du canal radiomobile	163

B-1 Récepteur à diversité	168
-------------------------------------	-----

Liste des tableaux

1.1	Exemples de services proposés par l'UMTS	7
1.2	Caractéristiques des cellules en UMTS	8
2.1	Expression du signal reçu en fonction de la sélectivité en temps et/ou en fréquence	21
2.2	Comparaison des trois méthodes	29
3.1	Comparaison des séquences de Gold, Kasami et des séquences à longueur maximale classiques	51
3.2	Ordre de diversité minimum pour le récepteur de RAKE cohérent (a) et différentiel (b)	64
5.1	Rapport $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ pour un système à étalement par code de Gold de longueur 127	130
5.2	Rapport $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ pour un système à étalement par code quel- conque de longueur 20	132
5.3	Rapport $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ pour un système à étalement par code de Gold de longueur 31	134

Liste des acronymes

x^*	Conjugaison complexe
$x * y$	Produit de convolution
$sgn(x)$	Fonction signe
$E(x)$	Espérance mathématique
$\Re[x]$	Partie réelle
X^T	Transposition
$erfc(x)$	Fonction erreur complémentaire
C_N^k	Combinaison de k parmi N
$\delta(t)$	Dirac normalisé à 1
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
AMRC	Accès Multiple à Répartition par Codes
AMRF	Accès Multiple à Répartition de Fréquences
AMRT	Accès Multiple à Répartition dans le Temps
CDMA	Code Division Multiple Access
C/I	Rapport signal sur interférent
C/N	Rapport signal à bruit
DAV	Détection d'Activité Vocale
DCS 1800	Digital Cellular System at 1800 MHz
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimum
FDD	Frequency Division Duplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH-CDMA	Frequency Hopping Code Division Multiple Access
FPB	Filtre Passe Bas
FZ	Forçage à Zéro
GSM	Global System for Mobile communications

IES	Interférence Entre Symboles
LM	Longueur Maximale (séquence pseudo-aléatoire à LM)
LV	Ligne de Vue
MDP-n	Modulation par Déplacement de Phase à n états
MDP-n D	Modulation Différentielle par Déplacement de Phase à n états
NLV	Non Ligne de Vue
NMT	Nordic Mobile Telephone
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie
RSB	Rapport Signal à Bruit
SH	Soft Handoff
TACS	Total Access Communication System
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System

Chapitre 1

Introduction aux radiocommunications mobiles

Un des objectifs majeurs de cette fin de siècle, en matière de télécommunications, est sans nul doute la pénétration du marché "grand public" par les systèmes de radiocommunications mobiles. La généralisation de ces systèmes permettra aux usagers, quels qu'ils soient et où qu'ils soient, de joindre leurs correspondants ou d'être joints. De plus, les services radiomobiles répondent à une demande réelle de la part du grand public puisque les études de marché, menées récemment par la Communauté Européenne, montrent qu'un terminal de télécommunications sur deux sera mobile d'ici l'an 2005 [CEC91].

C'est au lendemain de la seconde guerre mondiale que la technologie radio-mobile bidirectionnelle connaît son véritable essor, les nouvelles techniques électroniques permettant alors le développement d'un ensemble d'émission/réception embarquable à bord d'une voiture. C'est en 1946, à St Louis (USA), que le premier réseau civil de téléphonie mobile, digne de ce nom, voit le jour. La zone de service était limitée à la couverture d'un seul site d'émission et de réception, appelé *station de base*; la surface couverte et donc la surface du réseau, était alors directement liée à la puissance d'émission de la station de base. La connexion au réseau, fixe vers mobile, mobile vers mobile ou mobile vers fixe, nécessitait l'intervention manuelle d'un opérateur. D'autre part, la bande de fréquences allouée pour ce type de services n'était pas, à l'époque, très importante. Il en résultait une faible capacité du réseau et une saturation rapide. L'utilisateur n'avait même pas la satisfaction de voir tous ces inconvénients compensés par le prix, l'encom-

brement ou le poids du récepteur qui restaient très élevés.

Entre les années 50 et 80, l'effort fut porté sur l'automatisation de la gestion de ces réseaux, l'apparition des semi-conducteurs permettant également de réduire le prix de revient des terminaux mobiles. La capacité des réseaux augmentait mais restait encore trop faible pour la demande. Il est bien évident, du fait du coût toujours élevé et de la faible capacité, que les réseaux radiomobiles restaient un produit à utilisation surtout professionnelle.

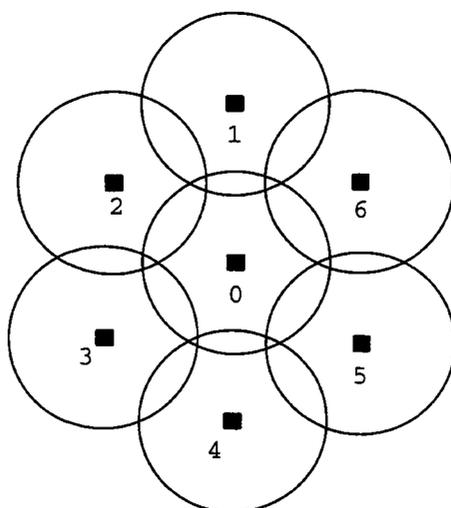
Au cours des années 70, l'arrivée des microprocesseurs et les progrès effectués dans le domaine de l'intégration des composants électroniques permettent d'envisager des systèmes plus complexes. Ainsi sont nés des réseaux composés de plusieurs stations de réception, pour la *liaison montante*¹, et d'une station d'émission, pour la *liaison descendante*². Comme la zone réelle de couverture est limitée par la puissance d'émission du mobile (plus faible que la puissance d'émission de la station de base), l'introduction de ces stations de réception permet d'optimiser la couverture globale du réseau. Mais la vraie révolution reste le concept cellulaire, introduit par Bell Labs [Mac79], qui permet d'augmenter considérablement la capacité du réseau.

1.1 Le concept cellulaire

Un réseau cellulaire est composé de plusieurs sites dont les couvertures individuelles se recouvrent pour former un pavage continu de la zone à desservir. On désigne généralement par *cellule* la surface desservie par un site. Il est bien connu que la puissance de l'onde reçue, en espace libre, est inversement proportionnelle au carré de la distance séparant l'émetteur du récepteur : $P_r \propto d^{-2}$. Cependant, en radiomobile, il existe des interférences engendrées par des réflexions, sur le sol ou sur des obstacles proches, dues au fait que l'antenne de réception se trouve près du sol (l'ellipsoïde de Fresnel n'est jamais dégagé) ; de plus, en milieu urbain, l'onde directe est très souvent masquée par les constructions. Il en résulte une loi de propagation beaucoup plus sévère : $P_r \propto d^{-\alpha}$, avec en général $\alpha \approx 4$. Comme la limite de la cellule est déterminée par le seuil de réception du mobile, il est

¹liaison mobile-base

²liaison base-mobile



■ Station de base

FIG. 1-1 - Couverture idéale d'un réseau cellulaire, les groupes de fréquences sont numérotés de 0 à 6

clair que ces lois de propagation conduisent à des cellules circulaires. Un réseau de cellules circulaires est représenté figure 1-1. Notons que les cellules circulaires représentent le cas idéal, puisque dans la réalité, du fait de la répartition non uniforme des obstacles, les contours de cellules ne seront pas si réguliers. Un des axes d'optimisation du réseau étant la minimisation du nombre total de cellules, on cherchera donc à minimiser la zone de recouvrement entre cellules adjacentes. Pour des raisons de planification et de modélisation du réseau, les cellules sont souvent représentées par des hexagones réguliers ; cette forme géométrique réalise le pavage optimal³ de l'espace sans recouvrement entre cellules adjacentes. La réutilisation de fréquences est le principe de base du concept qui permet d'augmenter considérablement la capacité et la couverture d'un réseau radiomobile : un groupe particulier de fréquences est affecté à chaque cellule, et les groupes de fréquences sont réutilisés sur plusieurs cellules, ces dernières étant suffisamment espacées pour limiter l'interférence cocanal. La distance séparant deux cellules de même fréquence est appelée *distance de réutilisation*. Les cellules de groupes de fréquences différents sont assemblées en *motifs*, classiquement composés de 4, 7 ou 12 cellules. La figure 1-3 montre comment la répétition de motifs à 7

³Le pavage optimal est celui qui nécessite le moins de cellules

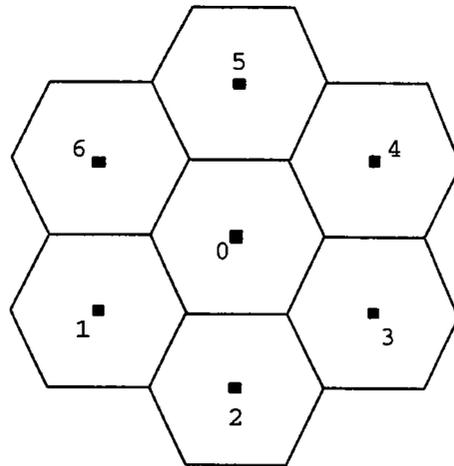


FIG. 1-2 - Couverture d'un réseau à cellules hexagonales

cellules permet d'obtenir le pavage d'une zone de taille quelconque. Deux motifs contigus ont leurs centres séparés de la distance de réutilisation. Il est clair que diminuer la distance de réutilisation revient à diminuer la taille des cellules et donc à augmenter le nombre de fréquences (canaux) par unité de surface. Réduire la distance de réutilisation équivaut donc à augmenter la capacité du réseau. Un réseau réel, correctement planifié, comporte différentes distances de réutilisation, et parfois différentes tailles de motifs, de manière à s'adapter au trafic à écouler dans le réseau (le trafic est directement lié à la densité d'utilisateurs).

Une des conséquences de la mobilité du récepteur est que l'utilisateur détenteur de ce dernier peut éprouver le besoin de changer de cellule. Le récepteur doit alors basculer d'une fréquence à une autre sans que l'utilisateur s'en aperçoive. Le procédé qui permet de changer automatiquement de cellule est appelé *handover*. En général, le mobile entame une procédure de handover lorsque la qualité de la transmission (par exemple le niveau de réception) tombe en dessous d'un certain seuil, typiquement lorsque le mobile arrive en limite de cellule. On recherche alors une station de base voisine capable d'offrir une qualité supérieure. Du fait du caractère rapidement fluctuant du signal reçu⁴, le mobile n'entame la procédure de handover qu'après un certain temps à partir du moment où la qualité tombe sous le seuil critique; ceci afin d'éviter l'effet "Ping-Pong", dans lequel le récepteur oscille entre deux stations, parfois jusqu'à perdre la communication.

⁴Ce phénomène est détaillé au chapitre 2

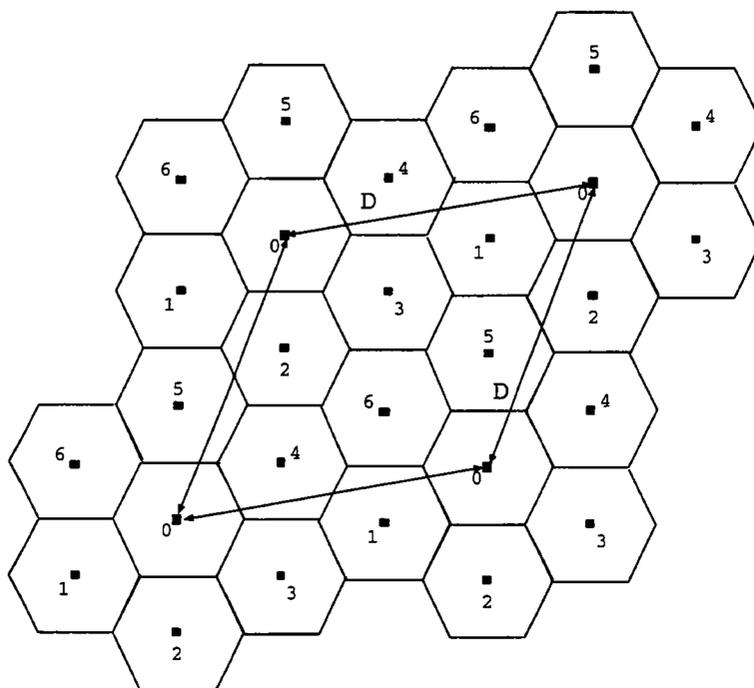


FIG. 1-3 - Exemple d'un réseau de motifs à 7 cellules

Les causes possibles d'échec du handover sont nombreuses : pas de canaux disponibles dans la nouvelle cellule, niveau d'interférence trop important dans la zone de handover ou encore pas de nouvelle station de base radioélectriquement en vue. Un échec de handover est alors synonyme de coupure de la communication, ce qui est beaucoup plus gênant qu'un rejet de la demande de connection ou qu'une mauvaise qualité de réception.

Le premier système cellulaire, baptisé AMPS (Advanced Mobile Phone Service), fut ouvert en 1979 à Chicago (USA). Parallèlement l'Europe du Nord développait le système NMT (Nordic Mobile Telephone), destiné à la couverture des pays Scandinaves ; ce réseau ouvrit ses services en Suède au cours de l'année 1981. La plupart des réseaux mis en service au cours des années 80 sont basés sur l'une ou l'autre de ces spécifications, et opèrent dans la bande des 450 ou 900 MHz. Ainsi le réseau anglais, appelé TACS (Total Access Communication System) et ouvert en 1985, est un dérivé de l'AMPS.

Au cours des années 80, la demande de services radiomobiles était telle qu'elle dépassait de loin la capacité offerte par les réseaux NMT ou TACS récemment

mis en place. De plus, la mobilité a très vite fait apparaître la volonté de *roaming*: si plusieurs opérateurs pouvaient coopérer, il serait alors possible d'offrir à l'abonné une couverture plus large, voire internationale. Or, puisqu'un terminal TACS ne peut accéder aux réseaux NMT, et vice-versa, l'idée d'une spécification commune à plusieurs pays européens s'est rapidement imposée. C'est pourquoi a été mis en place, au début des années 90, le GSM (Global System for Mobile communications), un système cellulaire pan-européen numérique. Deux bandes de fréquences de 25 MHz, une pour la liaison descendante et une pour la liaison montante, lui sont allouées autour de 900 MHz. En 1990, à la demande de l'Angleterre, démarrèrent les travaux de spécification d'un système GSM transposé à 1800 MHz avec deux fois 75 MHz de largeur de bande: le DCS1800 (Digital Cellular System 1800). Ces systèmes, présentant la particularité d'intégrer des techniques numériques, sont appelés "système de deuxième génération", par opposition aux systèmes analogiques NMT et TACS.

Bien que les réseaux de deuxième génération soient encore en pleine expansion, la troisième génération, incarnée pour l'Europe par l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), se prépare. Le but de l'UMTS est, toujours dans un esprit grand public et international, de fournir à l'abonné toute une palette de services, allant de la téléphonie classique au transfert de fichier à haut débit dans la bande des 2 GHz. Qui dit diversité de services dit, bien évidemment, débit et qualité de service variables. Le tableau 1.1 donne quelques exemples de services proposés par l'UMTS ainsi que la qualité de service et les débits associés [CEC91]. Remarquons la diversité des débits offerts: de 1.2 kbit/s à 2 Mbit/s environ.

Un des objectifs majeurs de l'UMTS est d'offrir, outre une excellente qualité de service, une très grande capacité. Cela conduit donc à définir de nouvelles structures de cellules s'adaptant mieux aux besoins; ce sont les *microcellules*, les *picocellules* ou encore les cellules *cigares*. Ces cellules sont caractérisées par une puissance d'émission et une hauteur d'antenne faibles. Elles couvrent donc de faibles zones et multiplient ainsi le nombre de canaux par unité de surface (puisque diminuer la taille des cellules revient à réduire la distance de réutilisation et donc à augmenter la capacité). Il est alors possible de répondre à une importante demande de trafic. Les cellules cigares sont utilisées pour couvrir les routes et autoroutes et ont une forme longitudinale. Les microcellules sont utilisées en milieu urbain où la densité de trafic est importante (centre ville, centre

Service	Débit <i>kbit/s</i>	TEB requis
Téléphonie	8-32	1.10^{-3}
Téléconférence	32	1.10^{-3}
Messagerie vocale	32	1.10^{-3}
Programme son	128	1.10^{-6}
Vidéo téléphone	64	1.10^{-7}
Vidéo conférence	384-768	1.10^{-7}
Terminaux déportés	1.2-9.6	1.10^{-6}
Fax	64	1.10^{-6}
Accès base de données	2.4-768	1.10^{-6}
Transfert de fichier	64-1920	1.10^{-6}
Diffusion de messages	2.4	1.10^{-6}
Navigation	2.4-64	1.10^{-6}
Localisation	2.4-64	1.10^{-6}

TAB. 1.1 - Exemples de services proposés par l'UMTS

Type de Cellule	Portée (m)	Puissance (W)	Hauteur d'antenne (m)
Macrocellule	> 1000	1-10	> 30
Microcellule	< 1000	0.1-1	< 10
Picocellule	5-30	0.01-0.1	plafond
Cellule cigare	100-1000	< 1	< 10

TAB. 1.2 - Caractéristiques des cellules en UMTS

d'affaires, etc...). Les antennes étant situées, dans le cas de microcellules, sous le niveau moyen des toits et les rues faisant office de guides d'ondes, la propagation devient fortement dépendante de l'environnement. Les picocellules sont utilisées à l'intérieur des bâtiments et couvrent d'une pièce à quelques étages. Comme dans le cas des microcellules, la propagation en milieu picocellulaire est fortement liée à l'environnement. Les cellules traditionnelles, jusqu'alors utilisées dans les réseaux de première et seconde générations, sont maintenant appelées des *macrocellules*, elles sont utilisées en milieu suburbain, rural ou encore en milieu urbain lorsque la densité de trafic est faible. On envisage également de couvrir des couches de microcellules par des couches de macrocellules, appelées *cellules parapluies*, afin d'optimiser l'utilisation de la ressource. Le tableau 1.2 recense les principaux types de cellules de l'UMTS en donnant leurs caractéristiques (couverture, puissance d'émission et hauteurs d'antenne).

1.2 Techniques d'accès multiples en radiomobile

On désigne par *techniques d'accès multiples* les techniques qui permettent à différents utilisateurs de partager la ressource spectrale, toujours limitée. Nous présentons ici les principales stratégies d'accès multiples utilisées dans les réseaux radiomobiles.

Accès Multiple à Répartition de Fréquences

L'Accès Multiple à Répartition de Fréquences (AMRF), ou Frequency Division Multiple Access (FDMA) en anglais, assigne une bande de fréquences par

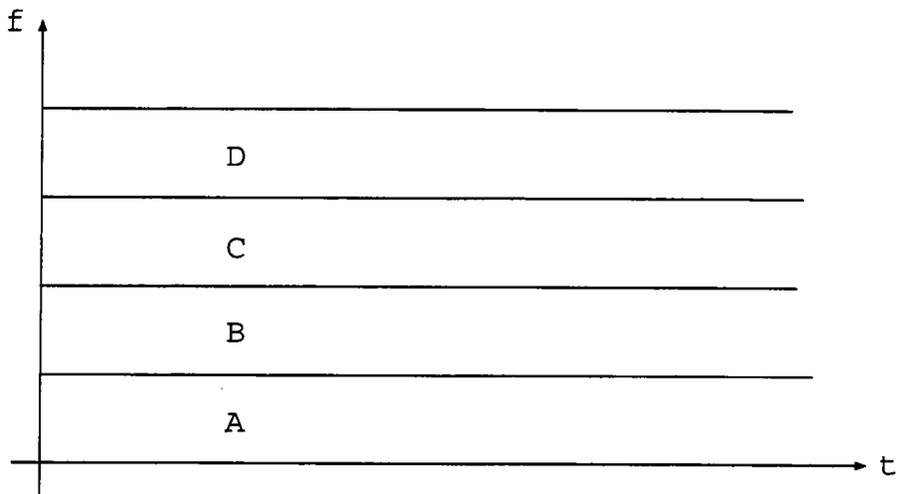


FIG. 1-4 - Répartition des canaux en FDMA

utilisateur. Une bande de fréquences représente donc un canal de communication. Le nombre d'utilisateurs maximum que le système peut supporter est donné par le rapport entre la largeur de bande totale disponible et la largeur de bande d'un canal. La figure 1-4 illustre, pour 4 utilisateurs (A,B,C,D), la répartition des canaux dans le spectre.

Cette technique d'accès est utilisée dans les systèmes cellulaires de première génération. Prenons l'exemple du TACS : pour 10 MHz alloués, ce système supporte 400 utilisateurs occupant chacun une bande de largeur 25 kHz . Notons que, dans le paragraphe précédent, nous avons décrit le concept cellulaire en supposant implicitement une technique d'accès de type FDMA.

Accès Multiple à Répartition dans le Temps

Dans les systèmes de deuxième génération, le spectre est divisé en plusieurs bandes de fréquences, chacune étant partagée par plusieurs utilisateurs. L'utilisateur accède périodiquement à la bande qui lui est affectée pendant une durée limitée, appelée *burst*. La succession de bursts, sur une période, constitue une *trame*. Dans ce cas, chaque bande de fréquences comporte plusieurs canaux de communication. Cette technique est connue comme l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT), ou Time Division Multiple Access (TDMA) en anglais. La figure 1-5 montre comment une stratégie d'accès multiple de type

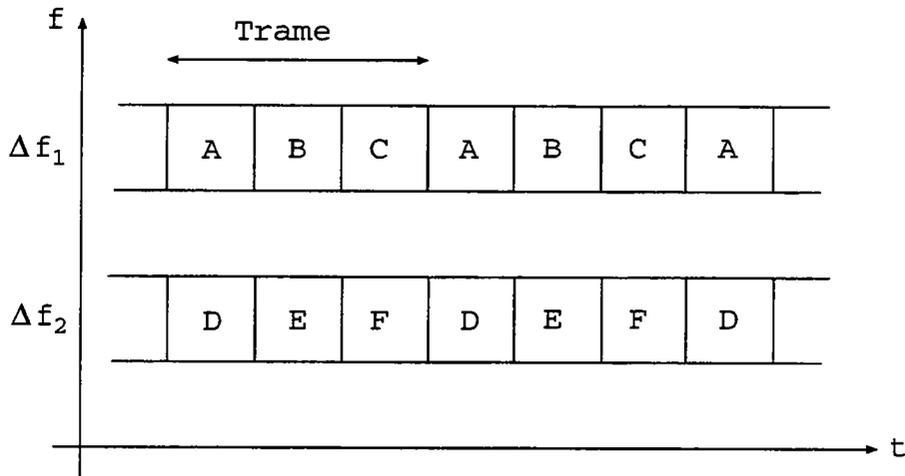


FIG. 1-5 - Répartition des canaux en TDMA

TDMA partage la ressource entre les utilisateurs. Les utilisateurs A, B et C sont affectés à la bande de fréquences Δf_1 tandis que les utilisateurs D, E et F sont affectés à la bande Δf_2 . Chaque bande de fréquences constitue un groupe de canaux de communication.

Accès Multiple à Répartition par Codes

L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC), ou Code Division Multiple Access (CDMA) en anglais, permet à tous les utilisateurs d'accéder en même temps à la même bande de fréquences. Cette stratégie d'accès multiple est basée sur les techniques d'étalement de spectre dont l'idée de base est de transformer le signal d'information, de bande B_s , en un signal de bande W où $W \gg B_s$ (voir figure 1-6). Le rapport $G = W/B_s$ est appelé *gain d'étalement*. En supposant que la puissance totale transmise reste la même avant et après l'étalement, ce dernier revient à réduire la densité spectrale de puissance du signal d'information d'un rapport G . Typiquement la densité spectrale de puissance du signal étalé est de l'ordre de grandeur de celle du bruit. De plus, les signaux sont étalés de manière à les rendre comparables à du bruit pour un observateur extérieur ; il en résulte une faible probabilité d'interception des signaux étalés. Deux techniques permettent d'étaler le spectre : l'étalement par séquence directe et l'étalement par saut de fréquence lent ou rapide. L'étalement par saut de fréquence consiste à changer de fréquence toutes les T_f secondes. Si T_s est la durée d'un symbole, alors $T_f > T_s$ pour le saut lent et $T_f < T_s$ pour le saut de fréquence rapide. La

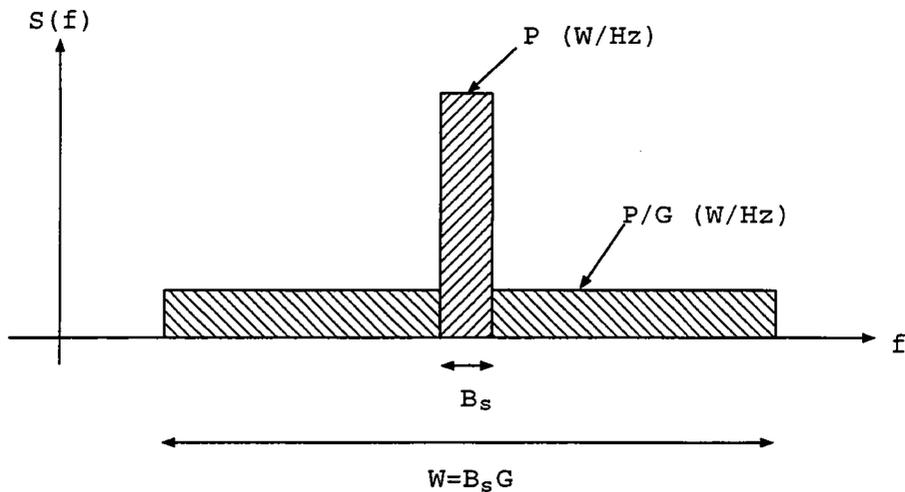


FIG. 1-6 - Opération d'étalement de spectre

bande du signal étalé est égale au nombre total de fréquences de saut multiplié par l'espacement entre deux fréquences consécutives. L'ordre des sauts est géré par un code pseudo-aléatoire, ce qui permet de donner au signal étalé l'aspect bruité désiré. Précisons que seul le saut de fréquence rapide permet d'améliorer la capacité d'une liaison CDMA radiomobile. Or, la difficulté de réaliser des synthétiseurs de fréquences capables d'effectuer le saut de fréquence rapide conduit, en général et pour l'application qui nous concerne, à préférer l'étalement par séquence directe. Ce dernier consiste simplement à multiplier la séquence d'information par une séquence d'étalement pseudo-aléatoire.

L'accès multiple revient à affecter une séquence d'étalement différente par utilisateur. Le code d'étalement affecté à un utilisateur est donc assimilable à son canal de communication. La figure 1-7 donne l'exemple d'un système CDMA, en bande de base, à étalement par séquence directe à deux utilisateurs. Le symbole d'information (de durée T_s et valant $+1$ ou -1) du $k^{\text{ème}}$ utilisateur est étalé par le code utilisateur k et transmis à travers le canal de transmission k . Nous verrons plus tard qu'il suffit au récepteur associé au $k^{\text{ème}}$ utilisateur de connaître la séquence d'étalement k , et éventuellement les paramètres du canal k , pour retrouver l'information transmise. Avec cette technique d'accès, la capacité est uniquement limitée par l'interférence entre utilisateurs. En effet, les signaux étalés ne sont pas parfaitement décorrélés en pratique. Les utilisateurs interfèrent donc entre eux, limitant ainsi la capacité.

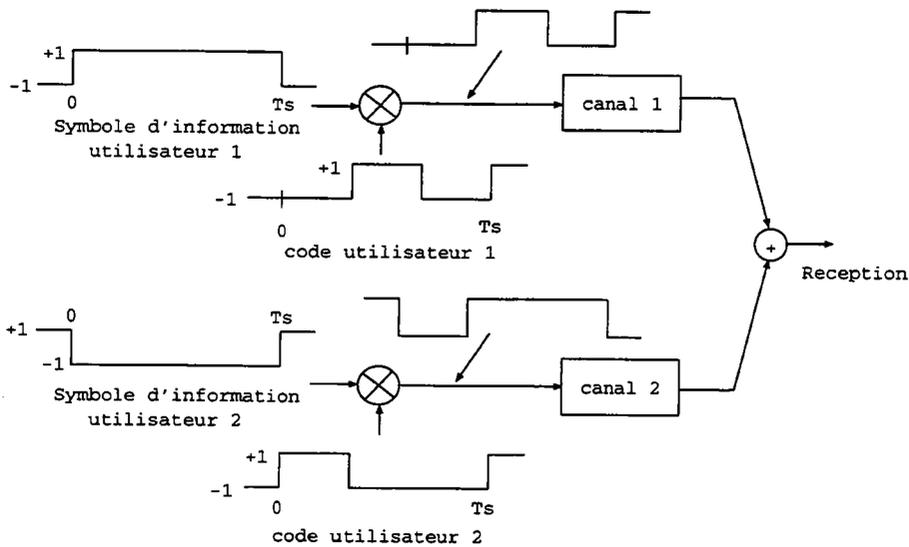


FIG. 1-7 - Exemple d'un système CDMA à étalement par séquence directe pour deux utilisateurs

Bien qu'un système cellulaire CDMA, "Qualcomm" [Qua92], existe déjà aux Etats-Unis, le CDMA reste actuellement une technique expérimentale en plein développement. L'intérêt porté au CDMA est tel que cette technique est pressentie, en concurrence avec le TDMA, comme technique d'accès des réseaux radiomobiles de troisième génération.

Nous essaierons donc, dans ce mémoire, de comprendre les raisons qui font du CDMA une technique d'accès particulièrement intéressante pour les réseaux radiomobiles. Nous étudierons pour cela les performances, exprimées en terme de capacité et de qualité moyenne, d'un réseau CDMA. De plus, les conséquences de l'introduction du concept microcellulaire restant à l'heure actuelle mal connues, nous considérerons plus particulièrement ce cas. Dans un deuxième temps nous évaluerons, dans le cas de réseaux microcellulaires, diverses techniques permettant d'améliorer les performances des réseaux macrocellulaires (techniques développées par Qualcomm). Finalement, nous proposerons nos propres solutions à l'amélioration des performances d'une liaison CDMA.

Evaluer les performances d'une liaison radiomobile, quelle qu'elle soit, ne peut se faire sans parfaitement connaître les caractéristiques du canal de transmission.

Aussi, nous présentons au chapitre 2 diverses modélisations du canal radiomobile et retenons la plus réaliste.

La caractérisation du canal nous permet alors d'estimer les performances, en terme de taux d'erreur binaire, d'une liaison DS-CDMA (chapitre 3). Nous proposons ensuite, toujours au chapitre 3, d'améliorer les performances du système par la diversité d'espace (utilisation d'un récepteur à plusieurs antennes).

Finalement nous cherchons, au chapitre 4, à évaluer par la simulation la capacité d'un réseau DS-CDMA microcellulaire et l'effet des techniques d'amélioration des performances introduites par Qualcomm. Nous utilisons, pour cela, les résultats du chapitre 3 qui permettent de déduire une qualité de service moyenne.

Les résultats montrant que les performances du récepteur conventionnel restent limitées par l'interférence entre utilisateurs, nous proposons, au chapitre 5, de nouvelles structures de récepteurs capables d'augmenter considérablement la capacité du système. Ces récepteurs, dits "récepteurs multiutilisateurs" linéaires et non linéaires, combattent l'interférence entre utilisateurs par l'égalisation adaptative. Nous étudions également comment ces récepteurs résistent aux éventuelles imperfections du système mises en évidence lors de la simulation du réseau.

Chapitre 2

Le canal radiomobile

Dans ce chapitre nous décrivons les caractéristiques du canal radiomobile. Nous introduisons les notions d'évanouissements temporels à court et moyen terme et de sélectivité tant temporelle que fréquentielle. Puis nous présentons diverses modélisations du canal radiomobile et les comparons, en terme de caractéristiques du canal simulé, à la théorie.

2.1 L'environnement radiomobile

Du fait de la faible hauteur de l'antenne du mobile, lors d'une liaison radiomobile, des phénomènes de réflexions (spéculaires ou diffuses) et de diffractions sur les obstacles environnant le mobile apparaissent en plus de l'onde directe. De plus l'onde directe est souvent masquée par les obstacles tels que les collines, les constructions ou même la végétation environnante [Par92]. L'énergie se propage alors vers le mobile via différents trajets indépendants. C'est le phénomène de propagation multitrajets illustré figure 2-1. Le signal reçu devient la somme vectorielle de l'onde directe, si elle existe, et des ondes réfléchies ou diffractées. Les amplitudes et phases de ces ondes partielles dépendent des propriétés géométriques et électromagnétiques de l'obstacle. On peut alors écrire intuitivement que si l'onde se propage via N chemins, un signal $s_e(t)$ émis sera reçu, par un mobile, sous la forme :

$$s_r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t) s_e(t - \tau_n(t)) \quad (2.1)$$

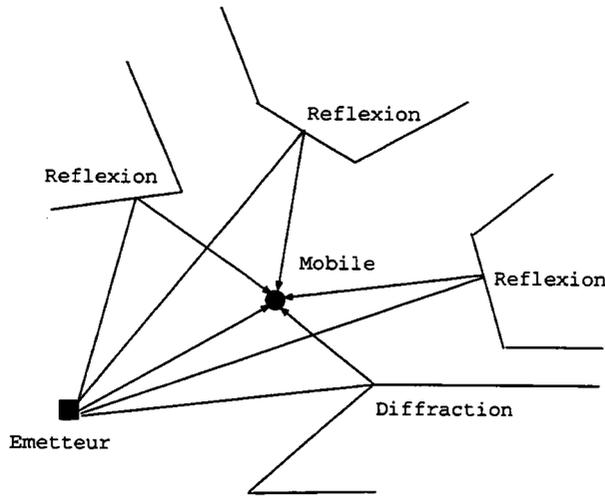


FIG. 2-1 - Illustration du phénomène multitrajets

avec $a_n(t)$ l'amplitude complexe et $\tau_n(t)$ le retard de la $n^{\text{ème}}$ onde partielle. Ces deux variables dépendent de t puisque la distribution spatiale des réflecteurs est modifiée avec le déplacement du récepteur ; c'est ce qu'on appelle la sélectivité temporelle. De l'équation 2.1 on déduit que le canal peut être modélisé par un filtre transversal de réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ tel que :

$$s_r(t) = \int_0^{\infty} s_e(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (2.2)$$

avec :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.3)$$

avec δ un Dirac normalisé à 1. Les paramètres caractéristiques principaux de cette réponse impulsionnelle sont le gain multitrajet G (multipath power gain) et l'écart type du retard moyen σ_T (root mean square delay spread) :

$$G = \sum_n E(|a_n|^2) \quad (2.4)$$

$$\sigma_T = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad \text{avec} \quad \overline{\tau^n} = \frac{\sum_k \tau_k^n E(|a_k|^2)}{\sum_k E(|a_k|^2)} \quad (2.5)$$

G permet entre autre d'estimer le rapport signal à bruit en sortie du canal. En communications numériques un canal multitrajet entraîne de l'interférence entre symboles (IES). σ_T permet alors de mesurer la dégradation du signal due à l'IES.

Les observations de réponses impulsionnelles collectées en milieux intérieur et microcellulaire montrent que les ondes sont reçues par groupes (cluster) physiquement liés à la présence de réflecteurs principaux (voir figure A-1 en annexe A). L'étalement temporel et le retard d'un groupe sont respectivement relatifs à la nature du réflecteur et à la position relative par rapport au mobile. Les rayons composant chaque groupe sont dûs à des réflexions au voisinage des antennes d'émission et de réception.

Ce phénomène de réception par groupes d'ondes est modélisé par Turin comme un phénomène aléatoire de loi de Poisson modifiée et a successivement été affiné par Suzuki et Hashemi [Tur72, Suz77, Has79]. Le modèle de Hashemi, encore appelé modèle $\Delta - K$, caractérise la réponse impulsionnelle 2.3 par les séquences de variables aléatoires $\{\tau_n\}$, $\{|a_n|\}$ et $\{\theta_n\}$ (phase de a_n) de lois caractéristiques du milieu. Ce modèle présente la particularité de tenir compte des corrélations spatiales entre deux profils¹ adjacents et des corrélations temporelles entre deux échantillons consécutifs du même profil. Pour ce faire τ_n est modélisé comme une variable aléatoire de loi de Poisson modifiée. Cette loi, initialement introduite en 1977 par Suzuki, permet de tenir compte du fait que les ondes arrivent groupées en divisant l'étalement de la réponse impulsionnelle en intervalles de temps Δ , chaque intervalle étant affecté d'un taux d'occupation propre. La probabilité de présence d'un rayon dans un intervalle de temps Δ est reliée à la présence ou non d'un rayon dans l'intervalle précédent. Notons que le modèle $\Delta - K$ de Hashemi est plus précis qu'un modèle basé sur la loi de Poisson classique puisque cette dernière aurait un taux d'occupation fixe sur tout l'étalement de la réponse impulsionnelle. En 1979, Hashemi améliore cette modélisation en y intégrant les paramètres de corrélation. La variable θ_n est supposée uniformément répartie sur $[0, 2\pi[$. La distribution des amplitudes, quant à elle, est modélisée par une loi

¹un profil est la réponse impulsionnelle du canal en un point de l'espace

log-normale. Cette dernière tient compte des corrélations spatiales et temporelles en exprimant la moyenne et la variance en fonction de coefficients de corrélation appropriés. En fait la loi log-normale ne modélise que les variations de l'enveloppe à grande échelle. La modélisation des évanouissements à court terme par une variable aléatoire de loi m-Nakagami est seulement introduite par Hashemi. Ganesh et Palhavan utilisent quant à eux la distribution de Rayleigh pour modéliser les variations à court terme de la séquence $\{a_n\}$ [Gan91].

L'inconvénient majeur du modèle $\Delta - K$ est sa complexité. C'est pourquoi Saleh et Valenzuela en proposent une version simplifiée [Sal87]. La loi de Poisson modifiée est remplacée par une loi de Poisson classique, ce qui revient à considérer le taux d'occupation des ondes constant sur tous les intervalles Δ . Ce modèle, utilisé avec succès par Prasad dans le cas de simulation de chaînes de transmission numériques [Pra90], est décrit en annexe A.

Lorsqu'une description fine de l'environnement n'est pas absolument nécessaire on peut se contenter de modélisations beaucoup plus simples, et largement éprouvées [Yi87, Gur92] :

- Répartition uniforme des retards avec une décroissance exponentielle de la puissance. Cette décroissance traduit, d'un point de vue physique, l'atténuation de propagation associée aux longs trajets. Les ondes sont uniformément réparties sur $[0, \tau_{max}]$ et la puissance dépendra du retard τ_n :

$$E(|a_n|^2) = C \cdot \exp\left(-\frac{\tau_n}{T_0}\right)$$

avec T_0 le retard moyen plus ou moins important suivant l'étalement des retards et C une constante.

- Retards de même puissance moyenne répartis exponentiellement, la distribution de probabilité du retard τ s'exprime par :

$$p(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{T_0} \cdot \exp(-\tau/T_0) & \tau \geq 0 \\ 0 & \tau < 0 \end{cases}$$

- Retards de même puissance moyenne équidistants sur $[0, \tau_{max}]$.

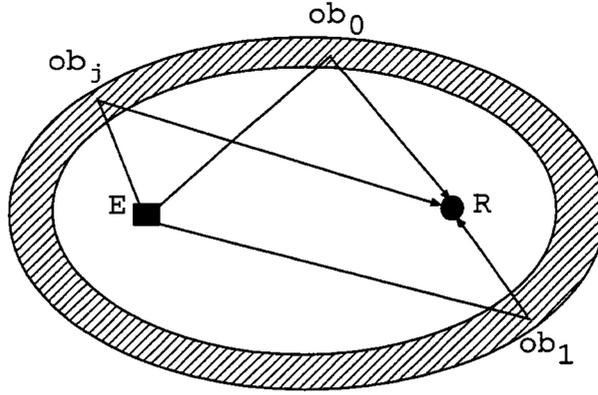


FIG. 2-2 - Couronne de résolution du récepteur R

Cependant, dans la réalité, la bande passante du récepteur est finie, ce qui entraîne une limite supérieure à la résolution T_r de ce dernier. Autrement dit tous les chemins ayant un temps de propagation compris dans l'intervalle $[\tau_n - T_r/2, \tau_n + T_r/2]$ se combineront pour former le $n^{\text{ème}}$ chemin équivalent de la réponse impulsionnelle. Physiquement, ces chemins correspondent à toutes les réflexions et diffractions appartenant à la couronne elliptique (ou couronne de résolution), dont les foyers sont le récepteur et l'émetteur, d'épaisseur cT_r avec c la célérité de la lumière (figure 2-2). Posons $W = 1/T_r$, la couronne de résolution est alors définie par [Bra91] :

$$|\vec{X}_{ob_j} - \vec{X}_E| + |\vec{X}_R - \vec{X}_{ob_j}| \in \left[c \left(\tau - \frac{1}{2W} \right), c \left(\tau + \frac{1}{2W} \right) \right] \quad (2.6)$$

avec $|\vec{X}_{ob_j} - \vec{X}_E|$ la distance entre l'obstacle j et l'émetteur et $|\vec{X}_R - \vec{X}_{ob_j}|$ la distance entre l'obstacle j et le récepteur. En toute rigueur nous devons donc écrire la réponse impulsionnelle du canal comme :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{M_n-1} a_{ni}(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.7)$$

$a_{ni}(t)$ est donc le gain complexe du $i^{\text{ème}}$, parmi M_n , chemin contribuant au gain complexe équivalent $\alpha_n(t)$ du $n^{\text{ème}}$ chemin équivalent, de retard $\tau_n(t)$, de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ du canal.

Considérons maintenant un canal non-sélectif en temps et appelons τ_{max} le retard du dernier chemin équivalent discernable par le récepteur. Le produit $W\tau_{max}$ joue un rôle important dans la détermination du nombre de chemins discernables N . En effet, si $\tau_{max} > W^{-1}$, la réponse impulsionnelle comporte plusieurs chemins. Par contre, si $\tau_{max} \leq W^{-1}$, le canal ne comporte qu'un seul chemin issu de la contribution des réflecteurs au voisinage du mobile. Toutes les ondes reçues dans un intervalle de temps de largeur $1/W$ étant vues par le récepteur comme une seule contribution, la réponse impulsionnelle sera constituée de chemins régulièrement espacés de $1/W$. Finalement, on en déduit que le nombre total de chemins de la réponse impulsionnelle est donné par :

$$N = [\tau_{max}W] + 1 \quad (2.8)$$

$[x]$ désigne la partie entière de x . Lorsque $N > 1$ on parle de canal sélectif en fréquence ou canal large bande. Lorsque $N = 1$ on emploie, par opposition, le terme de canal bande étroite. Cette notion de sélectivité fréquentielle étant primordiale pour la caractérisation du canal, nous allons maintenant en proposer une définition plus rigoureuse. Pour cela nous utiliserons les fonctions d'autocorrélation du canal, tant dans le domaine temporel que dans le domaine fréquentiel. En supposant $h(t, \tau)$ stationnaire au second ordre au sens large, nous pouvons écrire la fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du canal :

$$\Gamma_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) = E [h(t, \tau_1)h^*(t - \Delta t, \tau_2)] \quad (2.9)$$

On considère souvent les distorsions de phase et d'amplitude subies par le chemin de retard τ_1 décorréées de celles subies par le chemin de retard τ_2 [Pro89], ce qui nous permet d'écrire :

$$\Gamma_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) = \Gamma_h(\Delta t; \tau_1)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.10)$$

Notons que pour $\Delta t = 0$, la fonction d'autocorrélation du canal $\Gamma_h(\tau)$ est une mesure de la puissance moyenne en sortie du canal paramétrée par τ . En pratique $h(t, \tau)$ étant à support limité sur l'intervalle de temps $[0, \tau_{max}]$, $\Gamma_h(\tau)$ est

nulle pour $\tau > \tau_{max}$. τ_{max} est aussi appelé l'étalement des retards de la réponse impulsionnelle du canal. Nous pouvons, de la même manière, caractériser la réponse impulsionnelle du canal dans le domaine fréquentiel :

$$\Gamma_H(\Delta t; f_1, f_2) = E [H(t, f_1)H^*(t - \Delta t, f_2)] \quad (2.11)$$

avec $H(t, f)$ la transformée de Fourier selon τ , variante dans le temps, de $h(t, \tau)$. Puisque $H(t, f) \Leftrightarrow h(t, \tau)$ on en déduit que $\Gamma_H(\Delta t; f_1, f_2) \Leftrightarrow \Gamma_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2)$. Alors en utilisant 2.10 on montre que :

$$\begin{aligned} \Gamma_H(\Delta t; f_1, f_2) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E[h(t, \tau_1)h^*(t - \Delta t, \tau_2)] \times \\ &\quad e^{-j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_h(\Delta t; \tau) e^{-j2\pi(f_1 - f_2)\tau} d\tau \equiv \Gamma_H(\Delta t; \Delta f) \end{aligned} \quad (2.12)$$

avec $\Delta f = f_1 - f_2$. En posant $\Delta t = 0$ l'équation 2.12 ne dépend plus que de la différence de fréquences Δf . La fonction $\Gamma_H(\Delta f)$ est alors une mesure de la cohérence en fréquence du canal. L'écart de fréquences pour lequel cette mesure est quasiment nulle est appelé bande de cohérence du canal de transmission. Illustrons l'effet de ce nouveau paramètre par l'exemple simple de la transmission de deux sinusoïdes de fréquences f_1 et f_2 à travers un canal de bande de cohérence B_c : Ces deux sinusoïdes seront affectées différemment par le canal si et seulement si $|f_1 - f_2| > B_c$.

Lorsque $\Delta t = 0$ dans l'équation 2.12 il devient évident que $\Gamma_H(\Delta f)$ est relié à $\Gamma_h(\tau)$ par la transformée de Fourier, ce qui nous permet d'établir une relation simple entre la bande de cohérence du canal et l'étalement des retards de la réponse impulsionnelle [Pro89] :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (2.13)$$

Sélectivité		Bande de cohérence	N	Expression du canal	Expression du signal reçu
temps	fréquence				
non	non	$\geq W$	1	α	$\alpha s_e(t)$
oui	non	$\geq W$	1	$\alpha(t)$	$\alpha(t)s_e(t)$
non	oui	$< W$	> 1	$h(\tau)$	$h(t) * s_e(t)$
oui	oui	$< W$	> 1	$h(t, \tau)$	$\int h(t, \tau)s_e(t - \tau)d\tau$

TAB. 2.1 - Expression du signal reçu en fonction de la sélectivité en temps et/ou en fréquence

Nous pouvons alors exprimer le nombre maximum de chemins discernables en fonction de la bande de cohérence du canal grâce à l'équation 2.8. Lorsque $W > B_c$ le canal est sélectif en fréquence et $N > 1$. Le tableau 2.1 récapitule toutes les configurations possibles de sélectivité, la bande de cohérence du canal est comparée à la bande passante W du système et le nombre de chemins N de la réponse impulsionnelle est comparé à 1.

Finalement, en considérant la transmission bande étroite comme un cas particulier de la transmission large bande, le canal peut toujours être modélisé par un filtre transversal à N branches. De plus, le nombre de chemins ainsi que leurs retards variant lentement, il est extrêmement courant de les considérer constants (sur la durée d'une simulation par exemple). Un tel canal est représenté figure 2-3. En général les $\alpha_n(t)$ sont supposés indépendants. Les variations temporelles d'une branche sont donc identiques aux variations d'un canal bande étroite.

2.2 Caractérisation du canal bande étroite

Comme nous l'avons vu précédemment, l'énergie se propage via différents chemins avec une distorsion de phase et d'amplitude propre à chaque chemin. Les ondes se combinant vectoriellement au niveau de l'antenne de réception le signal résultant dépend de la distribution des phases et des amplitudes. La modification de cette distribution entre deux emplacements différents du mobile entraîne de sérieuses variations de la puissance reçue, pouvant parfois atteindre plusieurs dizaines de dB . Le mobile se déplace donc à travers différents plans d'ondes

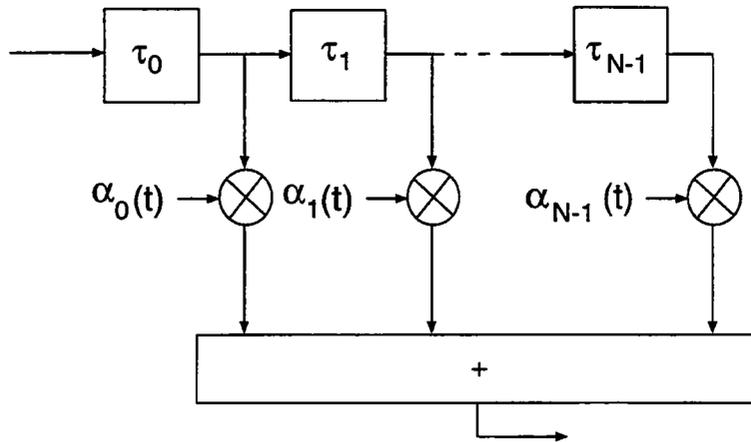


FIG. 2-3 - Modélisation du canal large bande par un filtre transversal

stationnaires et les noeuds, ou évanouissements profonds, sont espacés d'environ $\lambda/2^2$. La figure 2-4 montre la puissance reçue par un mobile se déplaçant à 30 km/h pour une fréquence d'émission de 1.8 GHz . L'espacement moyen entre deux évanouissements est bien d'environ :

$$\frac{\lambda}{2\bar{V}} = \frac{1}{2f_d} = 0.01 \text{ s}$$

avec f_d la fréquence Doppler maximale, décalage fréquentiel conséquent au déplacement du mobile, et \bar{V} la vitesse moyenne du mobile.

Ce phénomène d'évanouissement rapide, encore appelé fading à court terme, est à distinguer des évanouissements à long terme modélisés au paragraphe 4.4.2. Ces évanouissements à long terme, intervenant sur plusieurs dizaines de longueurs d'ondes, sont dûs au masquage du récepteur par des obstacles de tailles importantes (immeubles, collines, etc...). Par la suite nous supposons ces évanouissements parfaitement compensés par un dispositif de contrôle de puissance (voir paragraphe 4.4.2).

Si une sinusoïde pure, $\exp(-j2\pi f_0 t)$, est émise à travers un canal sélectif en temps et si N ondes arrivent au mobile, affecté d'une vitesse V , le signal reçu en bande de base (qui équivaut à $\alpha(t)$ défini dans le tableau 2.1) s'écrit :

² λ est la longueur d'onde émise

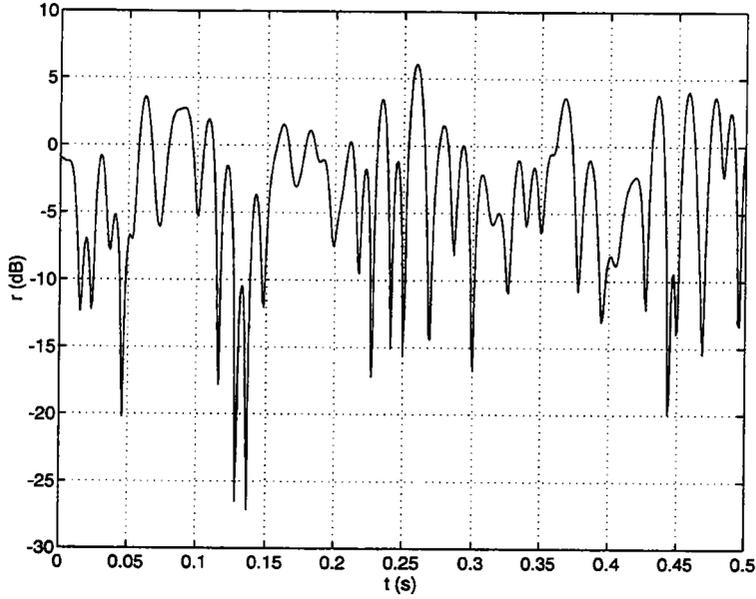


FIG. 2-4 - Puissance reçue par un mobile se déplaçant à 30 km/h en milieu urbain (résultat de simulation)

$$\begin{aligned}
 s_r(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} |a_i(t)| \exp[-j(2\pi f_d^i t + \theta_i - 2\pi f_0 \tau_i(t))] \\
 &= X_r + jY_r = r(t)e^{j\psi(t)}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

avec θ_i la phase de a_i . τ_i et f_d^i sont respectivement le retard et la fréquence Doppler de la $i^{\text{ème}}$ onde :

$$f_d^i = \frac{V}{\lambda} \cos(\alpha_i) \tag{2.15}$$

α_i est l'angle d'arrivée aléatoire uniformément réparti sur $[0, 2\pi[$ de l'onde i . Cet angle est défini par : $\cos(\alpha_i) = \frac{\vec{u}_i \cdot \vec{V}}{|\vec{u}_i| \cdot |\vec{V}|}$ avec \vec{V} le vecteur vitesse du mobile et \vec{u}_i le vecteur directeur de la $i^{\text{ème}}$ onde. Posons :

$$a_i(t) = |a_i(t)| e^{j(\omega_0 \tau_i(t) - \theta_i)} = X_i + jY_i \tag{2.16}$$

d'où :

$$X_r = \sum_{i=0}^{N-1} X_i \cos(2\pi f_d^i t) + Y_i \sin(2\pi f_d^i t)$$

et

$$Y_r = \sum_{i=0}^{N-1} Y_i \cos(2\pi f_d^i t) - X_i \sin(2\pi f_d^i t) \quad (2.17)$$

Du fait du grand nombre d'ondes arrivant au mobile, de la diversité des caractéristiques du milieu et des positions aléatoires des réflecteurs, le canal sera caractérisé par ses propriétés statistiques. Le théorème de la limite centrale nous permet d'assimiler X_r et Y_r à deux variables aléatoires gaussiennes. De plus, reprenons l'hypothèse de Lee qui modélise X_i et Y_i comme deux variables aléatoires gaussiennes indépendantes centrées et de variance 1 [Lee82]. X_r et Y_r sont donc également indépendantes, centrées et de variance :

$$\begin{aligned} \langle X_r^2 \rangle &= \sum_{i=0}^{N-1} \langle X_i \cos(2\pi f_d^i t) + Y_i \sin(2\pi f_d^i t) \rangle^2 \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \langle X_i \rangle^2 + \langle Y_i \rangle^2 = N = \sigma^2 = \langle Y_r^2 \rangle \end{aligned} \quad (2.18)$$

Intéressons nous à la densité de probabilité de l'enveloppe $r(t) = \sqrt{X_r^2 + Y_r^2}$. Puisque X_r et Y_r sont indépendantes, la distribution de probabilité jointe $P(X_r, Y_r)$ devient : $P(X_r, Y_r) = P(X_r)P(Y_r)$, alors en posant : $X_r = r \cos(\psi)$ et $Y_r = r \sin(\psi)$, il vient :

$$\begin{aligned} P(r, \psi) &= P(X_r = r \cos(\psi))P(Y_r = r \sin(\psi)) \left| \begin{array}{cc} \frac{\partial X_r}{\partial r} & \frac{\partial Y_r}{\partial r} \\ \frac{\partial X_r}{\partial \psi} & \frac{\partial Y_r}{\partial \psi} \end{array} \right| \\ &= \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

et donc :

$$P(r) = \int_0^{2\pi} P(r, \psi) d\psi = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.20)$$

Or 2.20 est une distribution de Rayleigh. On parle alors de fading de Rayleigh pour désigner les variations de l'enveloppe du signal reçu. On en déduit donc aisément la moyenne de l'enveloppe r : $E[r] = \sqrt{\pi/2}\sigma$ et $E[r^2] = 2\sigma^2 = P_r$. S'il existe une contribution au signal reçu nettement plus puissante que les autres (trajet direct par exemple), alors le signal peut être vu comme la somme d'une sinusoïde et d'un processus bande étroite. Par conséquent les variables gaussiennes X_r et Y_r ne sont plus centrées et on montre [Lee82] que les variations aléatoires de l'enveloppe suivent une loi de Rice :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + C^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rC}{\sigma^2}\right) \quad (2.21)$$

avec I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre 0 et C l'amplitude de l'onde principale. En résumé, les variations de l'amplitude d'un chemin seront modélisées par une variable aléatoire de loi 2.21 si un trajet principal existe ou de loi 2.20 sinon.

Si $S(f)$ est la densité spectrale de puissance du signal reçu alors la puissance transportée par une fréquence élémentaire s'écrit pour une variation d'angle $d\alpha$ [Jak74] :

$$S_r(f)|df| = P_r \cdot [p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)] \cdot |d\alpha| \quad (2.22)$$

où P_r est la puissance moyenne du processus aléatoire $s_r(t)$. $p(\alpha)$ et $G(\alpha)$ sont respectivement la probabilité que l'onde arrive sous l'angle α et le gain de l'antenne de réception dans cette même direction. Supposons α équiréparti sur $[0, 2\pi[$ soit $p(\alpha) = \frac{1}{2\pi}$, et une antenne de réception isotrope. Alors avec $f = f_d \cos(\alpha)$, en bande de base, l'expression de la densité spectrale de puissance (ou spectre

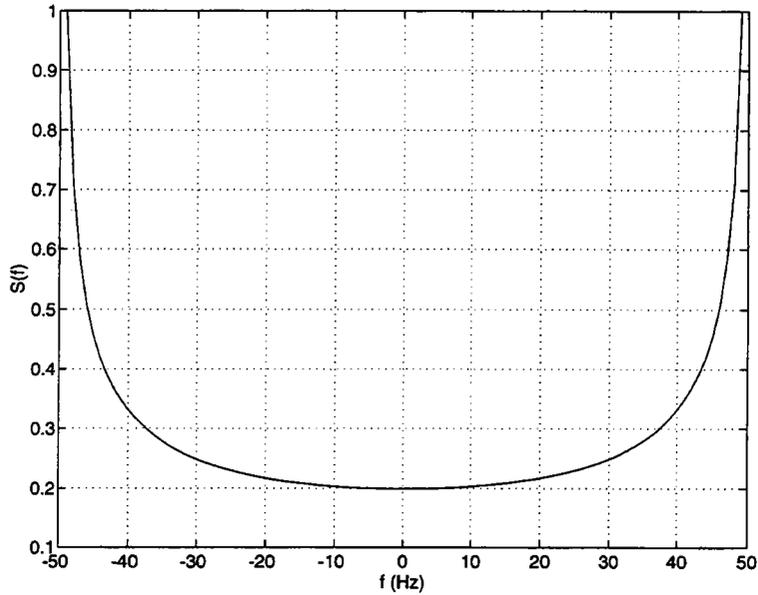


FIG. 2-5 - Spectre Doppler normalisé pour une bande Doppler de 100 Hz

Doppler) s'exprime par :

$$S_r(f) = \frac{3P_r}{2\pi\sqrt{f_d^2 - f^2}} \quad (2.23)$$

D'après 2.23 il est évident que la densité spectrale de puissance est à bande limitée (voir figure 2-5), cette bande de fréquence est appelée bande Doppler et vaut $2f_d$.

2.3 Simulation du canal radiomobile

Le principe de base de tout simulateur est de numériser l'équation 2.14 soit :

$$s_r(k) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} V \cos(\alpha_i) k \Delta t \right) \right] \quad (2.24)$$

avec $a_i = |a_i| \exp(j\psi_i)$, ψ_i une variable aléatoire équirépartie sur $[0, 2\pi[$, une distribution uniforme des angles d'arrivées : $\alpha_i = i2\pi/N$ et Δt le pas de discrétisation. Ce dernier est choisi voisin de la durée moyenne des évanouissements

profonds définie par Lee en fonction de l'atténuation ρ du signal par rapport à sa valeur moyenne [Lee82] :

$$\Delta t \approx \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\sqrt{2\pi} f_d \rho} \quad \text{avec} \quad \rho = 10^{\frac{\rho(\text{dB})}{20}} \quad (2.25)$$

Exemple : Pour une fréquence Doppler de 50 Hz et un évanouissement de 35 dB on trouve une fréquence d'échantillonnage de 7046 Hz.

Le simulateur de fading développé par Jakes [Jak74], largement utilisé dans la littérature, permet de générer deux signaux en quadrature afin de former le bruit à bande limitée $n(t) = x_p(t) \cos(\omega_0 t) + x_q(t) \sin(\omega_0 t)$. En outre Jakes utilise le fait que $\omega_d \cos(\alpha_n) = \omega_d \cos(-\alpha_n)$ et suppose les amplitudes $|a_i|$ égales à 1. Ces considérations permettent de générer un fading de Rayleigh avec seulement $N_0 = (N/2 - 1)/2$ oscillateurs de fréquences $\omega_d \cos(2\pi n/N)$ ($n \in [1, N_0]$) et un oscillateur de fréquence ω_d :

$$\begin{aligned} x_p(t) &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos(\beta_n) \cos(\omega_n t) + \sqrt{2} \cos(\omega_d t) \\ x_q(t) &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin(\beta_n) \cos(\omega_n t) \end{aligned} \quad (2.26)$$

avec $\beta_n = \frac{n\pi}{N_0+1}$ et $\omega_n = \omega_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$, les variances s'expriment par $\langle x_p^2(t) \rangle = N_0 + 1$ et $\langle x_q^2(t) \rangle = N_0$. Les figures 2-6 à 2-11 montrent les distributions de probabilité du processus aléatoire et les spectres Doppler du canal bande étroite généré par la méthode de Jakes. Ces simulations montrent que le simulateur de Jakes requiert un nombre N important d'oscillateurs pour obtenir la forme théorique du spectre Doppler. On préférera donc en général la méthode de Yi [Yi87] ou la méthode directe [Lee82, Gla80] décrites ci dessous.

- La méthode de Yi calcule directement le module de a_i en fonction du spectre Doppler désiré en résolvant l'équation suivante :

$$\frac{|a_i|^2}{2} = \int_{f_d^i - \Delta f/2}^{f_d^i + \Delta f/2} S(f) df \quad \text{avec} \quad \Delta f = \frac{2f_d}{N}$$

soit :

$$\frac{|a_i|^2}{2} = \frac{E}{\pi} \left[\arcsin \left(\frac{f}{f_d} \right) \right]_{f_d^i - \Delta f/2}^{f_d^i + \Delta f/2}$$

avec E la puissance moyenne du processus $s_r(t)$.

- Dans la méthode directe $a_i(t)$ est modélisé de la même manière que dans la théorie. $a_i(t)$ est une variable aléatoire gaussienne complexe de variance 1. La variance du processus vaut donc N .

Les figures 2-12 à 2-15 représentent les caractéristiques du canal bande étroite généré par ces deux méthodes. D'après ces résultats il est clair que les deux méthodes sont équivalentes.

La simulation d'un canal large bande à N_c chemins nécessite la génération de N_c processus de Rayleigh indépendants. Dans cette optique Jakes propose de générer N_0 processus aléatoires indépendants en déphasant le $j^{\text{ème}}$ oscillateur de son simulateur de $\gamma_j = \frac{2\pi(j-1)}{N_0+1}$. Toutefois si cette technique a l'avantage de la simplicité, les signaux ainsi générés présentent des coefficients de corrélation non négligeables [Par92]. Or la fonction d'autocorrélation d'un processus de Rayleigh $x(t)$ est approximée par une fonction de Bessel de première espèce [Jak74, Lee82]. Comme la fonction de Bessel est décroissante, il suffit de trouver τ pour que $x(t)$, généré par l'une des trois méthodes précitées, et sa version décalée $x(t - \tau)$ soient suffisamment décorrélés afin de pouvoir les considérer indépendants. Notons que dans le cas de la méthode directe il suffit, pour générer deux processus de Rayleigh $x_1(t)$ et $x_2(t)$ indépendants, de générer la séquence $\{a_i^{(1)}(t)\}$ associée à $x_1(t)$ indépendante de la séquence $\{a_i^{(2)}(t)\}$ associée à $x_2(t)$. Cependant, la génération informatique de deux processus aléatoires rigoureusement indépendants étant impossible, cette méthode et la méthode du processus décalé se révèlent être équivalentes. C'est pourquoi, pour des raisons d'économie de temps de simulation lors de la génération d'un grand nombre de processus de Rayleigh indépendants, on préférera la méthode du processus décalé.

Le tableau 2.2 compare les trois simulateurs de fading de Rayleigh en terme de coefficient de corrélation η minimum, maximum et moyen, ces trois paramètres étant calculés sur un ensemble de 15 processus aléatoires indépendants générés

	Jakes	Yi	directe
$max(\eta)$	0.2	0.23	0.27
$\langle \eta \rangle$	0.11	0.042	0.027
$min(\eta)$	0.065	0.006	0.0036

TAB. 2.2 - Comparaison des trois méthodes

par la méthode du processus décalé. On remarque que les méthodes directe et de Yi présentent, en moyenne, une meilleure décorrélation entre processus que la méthode de Jakes.

Les figures 2-16 et 2-17 présentent un canal à trois chemins indépendants, de même puissance moyenne, générés par la méthode des $\{a_i(t)\}$ indépendants et par la méthode du processus décalé. Le profil de la réponse impulsionnelle à 6 chemins, figure 2-18, a été généré suivant le modèle de Saleh et Valenzuela (Annexe A). L'étalement des retards est typique du milieu intérieur soit 500 ns, le retard entre deux chemins est constant, l'écart type du retard moyen est de 86 ns et les gains par chemins sont les suivants :

Indice chemin	Gain moyen (dB)
1	0
2	-3.68
3	-11.83
4	-10.73
5	-12.13
6	-31.6

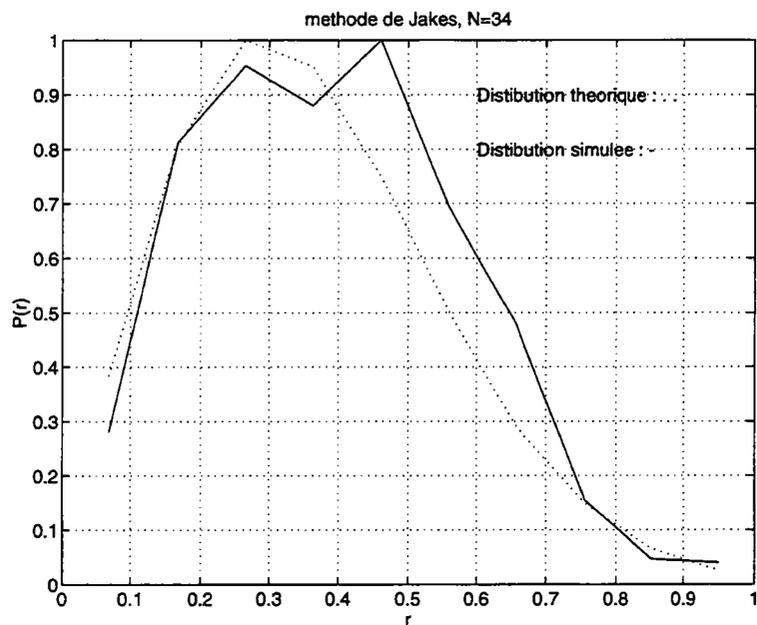


FIG. 2-6 - Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Jakes pour $N=34$

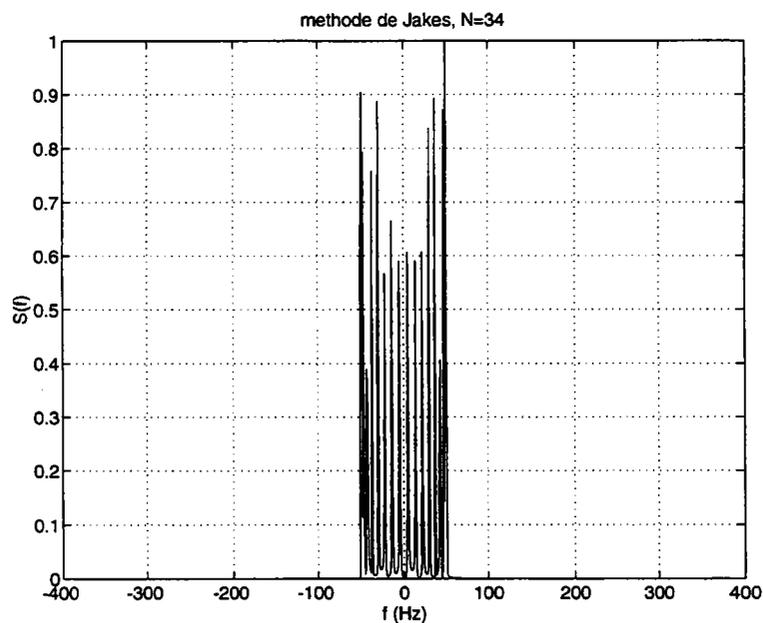


FIG. 2-7 - Spectre Doppler obtenu par la méthode de Jakes pour $N=34$

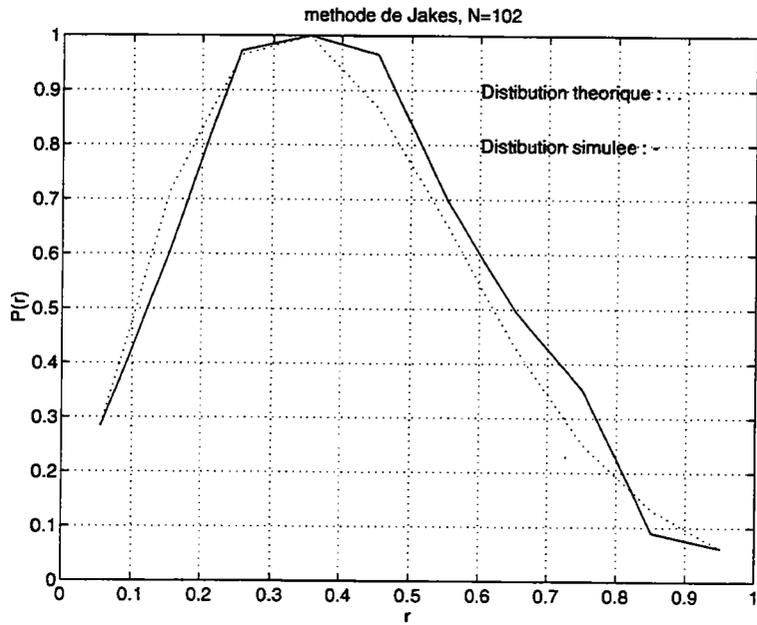


FIG. 2-8 - Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Jakes pour N=102

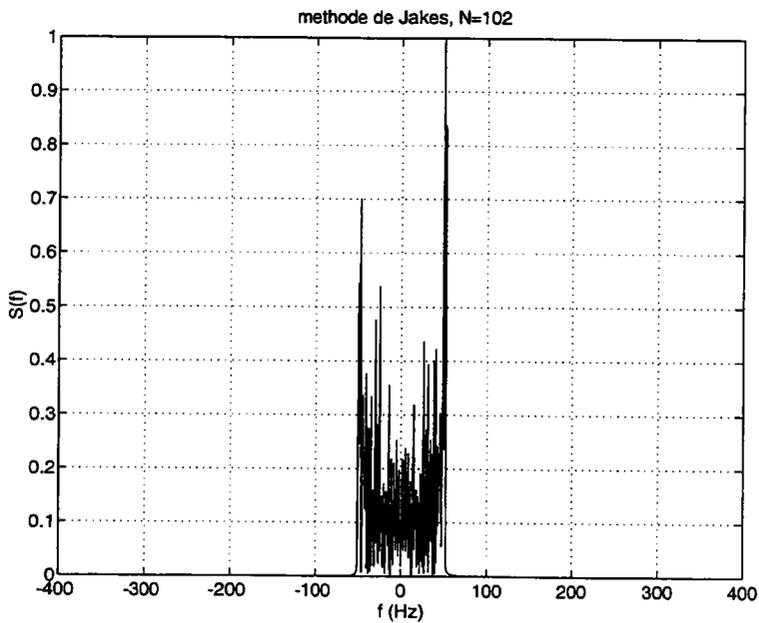


FIG. 2-9 - Spectre Doppler obtenu par la méthode de Jakes pour N=102

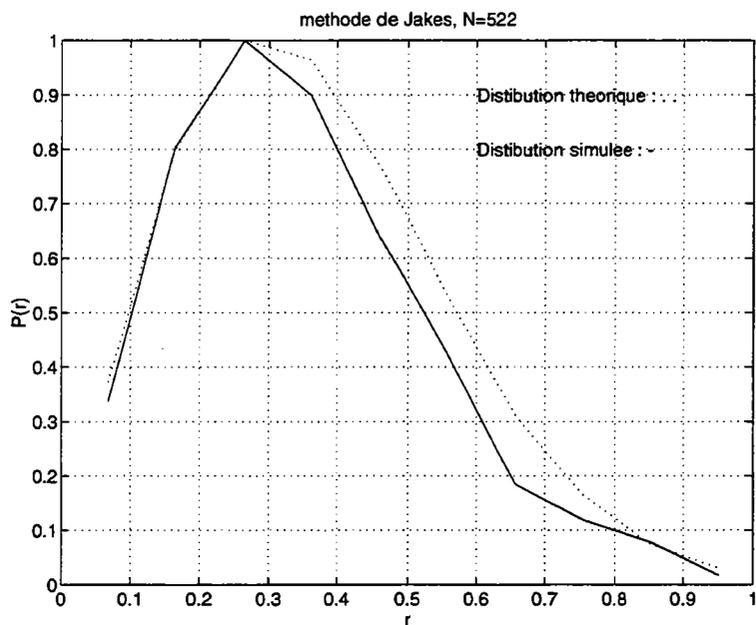


FIG. 2-10 - Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Jakes pour N=522

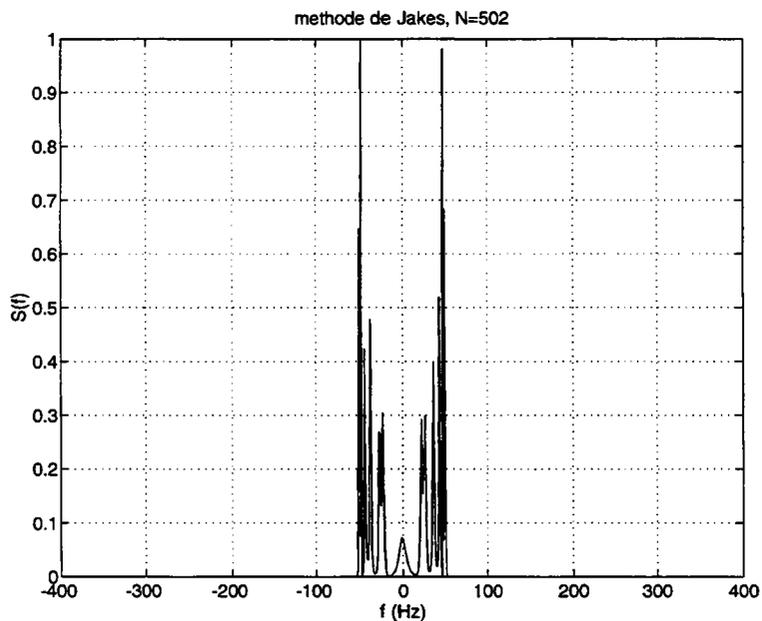


FIG. 2-11 - Spectre Doppler obtenu par la méthode de Jakes pour N=522

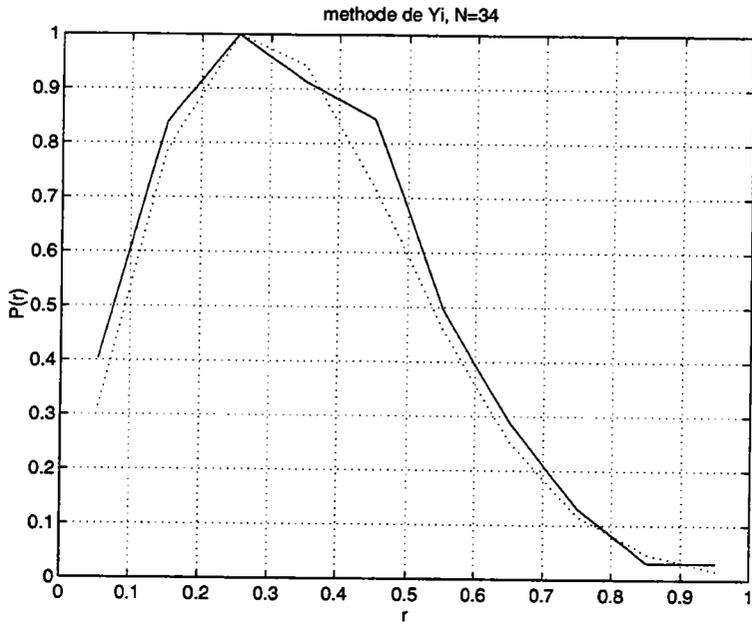


FIG. 2-12 - Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode de Yi pour N=34

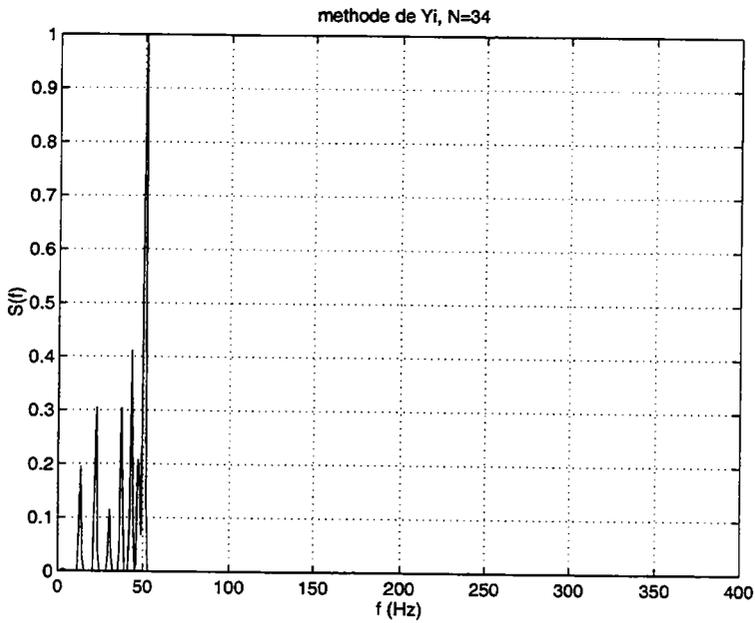


FIG. 2-13 - Spectre Doppler obtenu par la méthode de Yi pour N=34

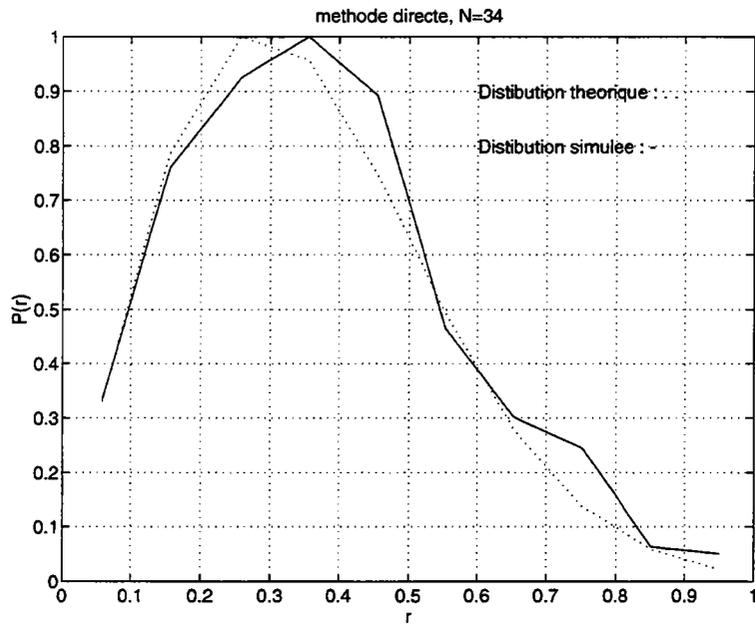


FIG. 2-14 - Distribution de probabilité de l'enveloppe obtenue par la méthode directe pour $N=34$

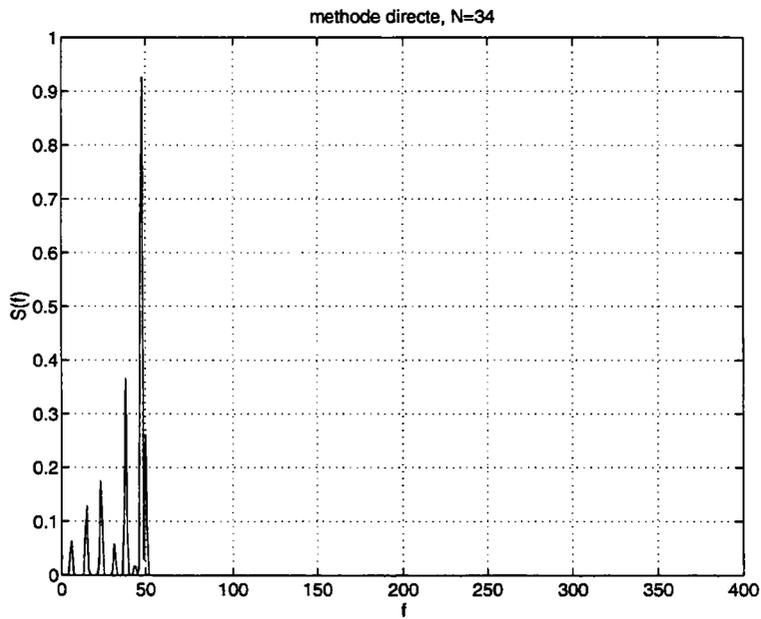


FIG. 2-15 - Spectre Doppler obtenu par la méthode directe pour $N=34$

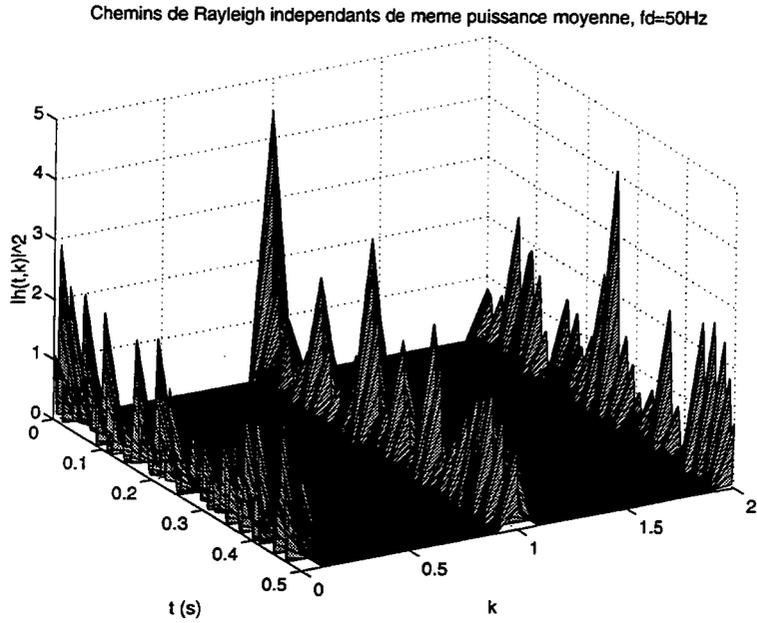


FIG. 2-16 - Réponse impulsionnelle à trois chemins de Rayleigh indépendants et de même puissance moyenne

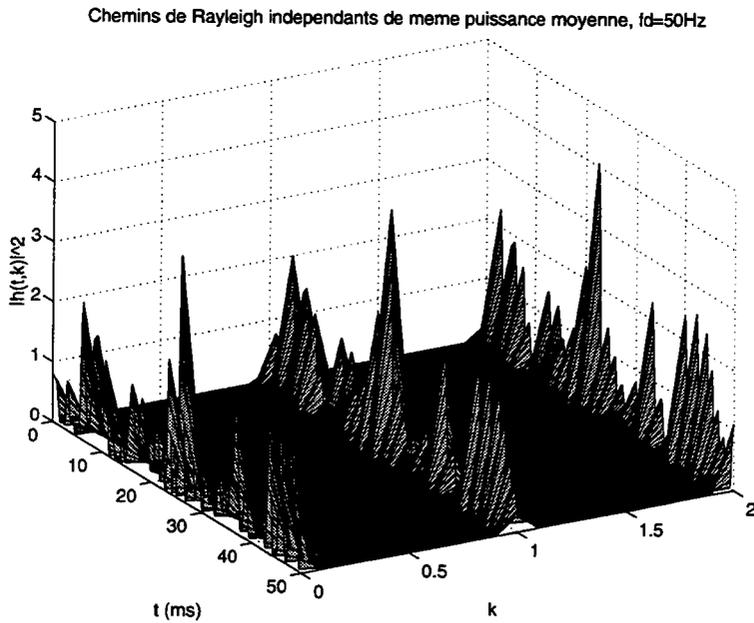


FIG. 2-17 - Réponse impulsionnelle à trois chemins de Rayleigh indépendants et de même puissance moyenne, méthode du processus décalé

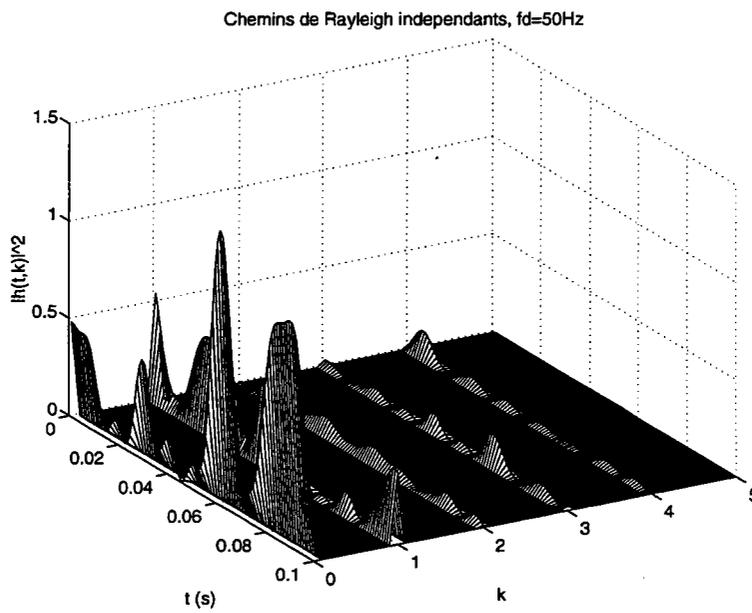


FIG. 2-18 - Réponse impulsionnelle à six chemins de Rayleigh indépendants, modélisation du profil des retards par la méthode de Saleh et Valenzuela

Chapitre 3

Performances de l'interface radio DS-CDMA

Dans ce chapitre nous évaluons les performances d'une liaison radiomobile à accès multiple à répartition par codes. Nous utilisons une modulation MDP-2 à détection cohérente pour la liaison descendante et une MDP-2 différentielle pour la liaison montante. Le taux d'erreur binaire est évalué aussi bien de manière analytique que par simulation. Nous montrons également que les performances peuvent être grandement améliorées par la macrodiversité. Finalement, nous calculons l'ordre de diversité minimal pour un taux d'erreur requis et pour un nombre d'utilisateurs donné.

3.1 Le CDMA appliqué aux radiocommunications avec les mobiles

3.1.1 L'étalement de spectre

Nous avons vu, en introduction, que l'étalement de spectre consistait à réduire la densité spectrale de puissance du signal utile d'un facteur d'étalement $G = W/B_s$, où B_s est la bande du signal modulé avant étalement ; c'est aussi la rapidité de modulation du signal utile, encore exprimée par $B_s = 1/T_s$, avec T_s la durée d'un symbole. W est la bande du signal étalé. L'opération d'étalement par séquence directe multiplie le signal modulé par une séquence binaire pseudo-aléatoire, appelée code d'étalement, de longueur $L_c = T_s/T_c$ avec T_c la durée d'un élément binaire (*chip*) du code. Il est clair que le récepteur retrouve l'information

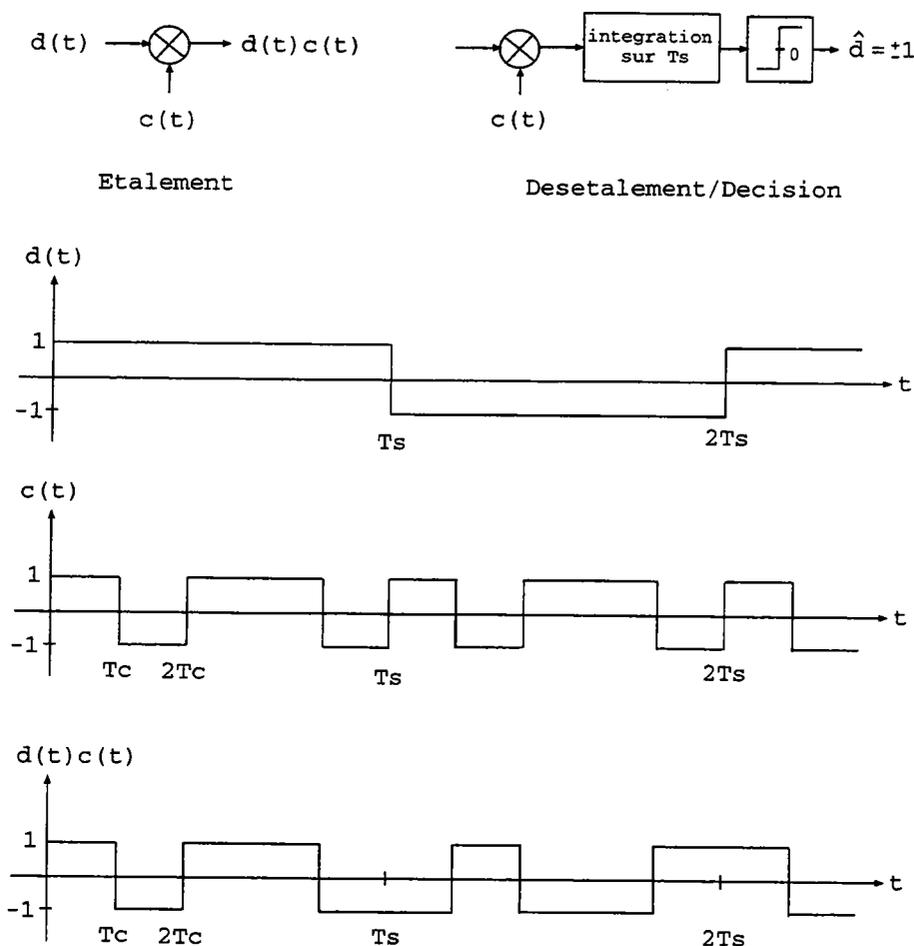


FIG. 3-1 - Principe de l'étalement/désétalement par séquence directe pour une modulation MDP-2

utile par simple corrélation du signal reçu avec la forme d'onde (code d'étalement) affectée au signal transmis. Une détection parfaite requiert évidemment une parfaite synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Puisque $T_s > T_c$ (en général $T_s \gg T_c$), $W = 1/T_c$, en ne considérant que le premier lobe de la densité spectrale de puissance pour des formes d'ondes carrées. Le facteur d'étalement devient : $G = T_s/T_c$. La figure 3-1 illustre les relations temporelles entre les séquences de données et d'étalement ainsi que les opérations d'étalement et de désétalement.

Dans le cas d'une liaison radiomobile, on choisira intelligemment le facteur d'étalement pour que la bande du signal étalé soit supérieure à la bande de co-

hérence B_c du canal de transmission : $W > B_c$. Le signal de bande W sera alors capable de résoudre N trajets multiples, N étant donné par l'équation 2.8 (chapitre 2). La transmission large bande résultant de l'étalement permet donc de fournir N répliques indépendantes du signal d'information au récepteur (équation 2.1); autrement dit *l'étalement de spectre peut être vu comme un moyen d'obtenir N voies de diversité à évanouissements indépendants*.

Présentons maintenant la structure du récepteur qui exploitera de façon optimale la diversité apportée par la transmission large bande. Appelons $h(t)$ l'expression du canal complexe large bande et τ_{max} l'étalement de sa réponse impulsionnelle. $u_m(t)$ est la forme d'onde complexe (symbole d'information multiplié par le code d'étalement) de durée T_s de la modulation linéaire, avec $m = \{0, 1\}$ pour une modulation binaire. Sous l'effet du canal la forme d'onde devient :

$$v_m(t) = h(t) * u_m(t) \quad \text{avec} \quad m = 0, 1 \quad (3.1)$$

En supposant la durée symbole $T_s \gg \tau_{max}$, nous pouvons négliger l'interférence entre symboles due aux multitrajets. Le récepteur optimal est donc composé de deux filtres adaptés aux formes d'ondes $v_0(t)$ et $v_1(t)$. Les variables de décision de la détection cohérente d'un signal binaire s'écrivent alors :

$$\xi_m = \Re \left[\int_0^{T_s} r(t) v_m^*(t) dt \right] \quad (3.2)$$

avec $r(t) = v_m(t) + n(t)$ le signal reçu, où $n(t)$ est le bruit blanc complexe additif. Rappelons qu'en radiomobile le canal est modélisé par un filtre transversal dont la réponse impulsionnelle est donnée par 2.7. En supposant le canal quasi-stationnaire 2.7 devient :

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{-j\phi_n} \delta(t - \tau_n) \quad (3.3)$$

avec α_n et ϕ_n le gain et la phase du chemin n , respectivement modélisés par des variables aléatoires de loi de Rayleigh et équirépartie sur $[0, 2\pi[$. En intégrant 3.1

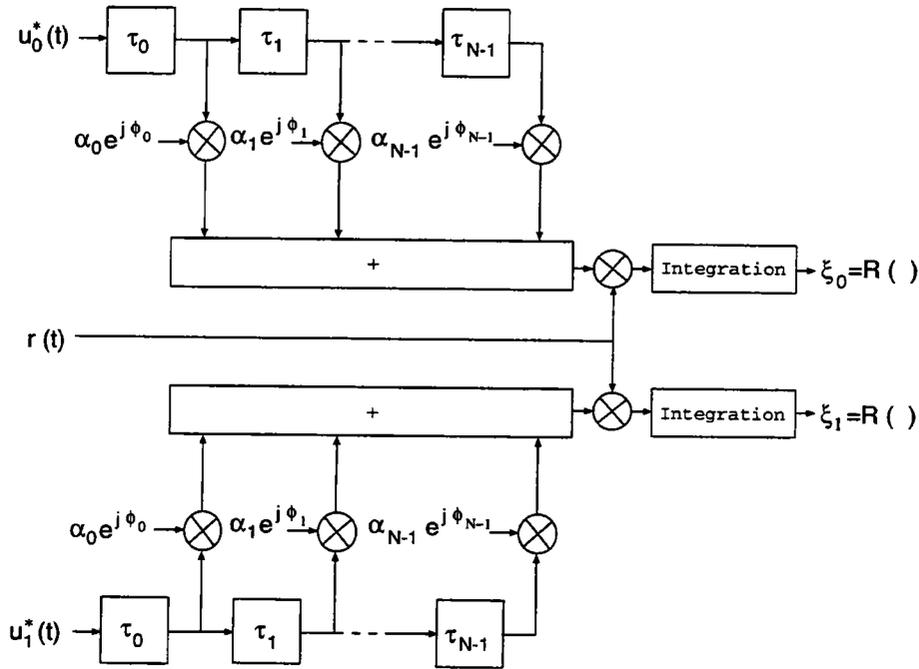


FIG. 3-2 - Récepteur optimal pour une modulation binaire

et 3.3 dans 3.2 on trouve la variable de décision ξ_m d'une détection cohérente pour un canal sélectif en fréquence. En négligeant τ_{max} devant T_s , ξ_m peut être calculée uniquement sur $[0, T_s]$:

$$\xi_m = \Re \left[\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{j\phi_n} \int_0^{T_s} r(t) u_m^*(t - \tau_n) dt \right] \quad \text{avec} \quad m = 0, 1 \quad (3.4)$$

Le récepteur optimum, découlant directement de la variable de décision 3.4, est présenté figure 3-2.

De plus, nous avons vu au chapitre 2 que les chemins de la réponse impulsionnelle sont régulièrement espacés de la résolution temporelle T_r du récepteur. Dans le cas particulier de l'étalement de spectre, $T_r = T_c = 1/W$; la réponse impulsionnelle est donc constituée de N chemins espacés de $1/W = T_c$ et par conséquent $\tau_n = nT_c = n/W$.

Partant du même développement que ci-dessus, Price et Green proposent une structure du récepteur optimal ayant l'avantage de n'utiliser qu'une seule série de lignes à retards [Pri58]. Dans ce récepteur c'est tout simplement $r(t)$ qui est

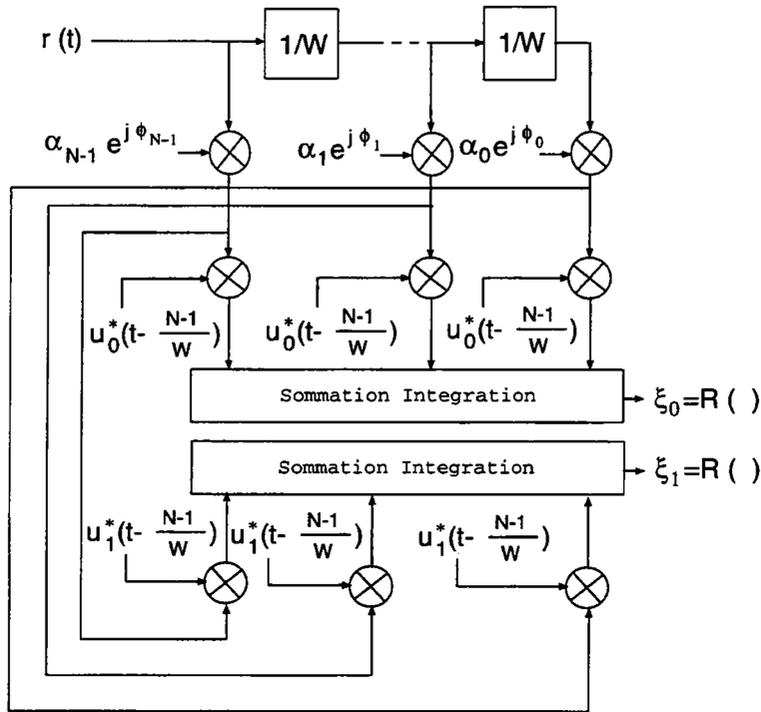


FIG. 3-3 - Récepteur de RAKE pour une modulation binaire et un canal à N chemins

retardé au lieu de $u_m^*(t)$. En posant $\tau_0 = 0$, par souci de clarté, et $\tau_n = n/W$, la variable de décision 3.4 devient alors :

$$\xi_m = \Re \left[\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{j\phi_n} \int_0^{T_s} r(t + \frac{n}{W}) u_m^*(t) dt \right] \quad \text{avec } m = 0, 1 \quad (3.5)$$

Le récepteur basé sur la variable de décision 3.5 collecte l'énergie du signal utile dans chaque fenêtre temporelle bornée par deux lignes à retards. On peut y voir une analogie avec l'action du rateau, c'est pourquoi Price et Green ont baptisé leur récepteur "récepteur de RAKE" (RAKE est la traduction anglaise de rateau). La figure 3-3 donne la structure d'un récepteur de RAKE pour une modulation binaire. Notons que le récepteur de RAKE est en fait équivalent au récepteur de diversité d'ordre L (avec $L = N$), avec recombinaison à rapport signal sur bruit maximal, dont les performances sont calculées en annexe B dans le cas de la MDP-2.

3.1.2 L'accès multiple à répartition par codes

Outre le bénéfice de la transmission large bande, l'étalement de spectre permet, dans le cas d'applications radiomobiles cellulaires, l'accès simultané de plusieurs utilisateurs à la même bande de fréquence. Pour ce faire, un code distinct est affecté à chaque utilisateur. Dans l'exemple de la modulation MDP-2 une période du code d'étalement filtrée par le canal (équation 3.1 en remplaçant $u_m(t)$ par une période du code) est la forme d'onde particulière associée à un utilisateur particulier, et il y a autant de formes d'onde différentes que d'utilisateurs. Tous ces signaux étalés sont ensuite transmis dans la même bande de fréquence. Un utilisateur donné décide de l'information transmise par simple corrélation de la séquence reçue avec la forme d'onde qui lui est affectée (récepteur décrit au paragraphe 3.1.1). Il est bien évident que ce type de récepteur n'est optimal, pour une application d'accès multiple, que si toutes les formes d'ondes sont parfaitement orthogonales, quels que soient les retards relatifs entre utilisateurs asynchrones. Cependant, en pratique, il n'existe pas de codes assurant la stricte orthogonalité des formes d'ondes ; la variable de décision d'un utilisateur particulier va donc être bruitée par la contribution parasite des autres signaux utilisateurs, on parle alors d'interférence multiutilisateurs.

On cherchera, afin de minimiser l'interférence multiutilisateurs, des familles de codes présentant les meilleures propriétés d'intercorrélations possibles. De plus, les puissances des signaux reçus doivent être sensiblement égales afin de limiter le brouillage d'un utilisateur par un autre beaucoup plus puissant. C'est le problème "près-loin", décrit au paragraphe 4.4.2, surtout crucial dans le cas de la liaison montante. La condition sur les puissances reçues est très importante, car une augmentation du niveau des interférences se traduit directement par une dégradation des performances ; en effet, nous verrons au paragraphe suivant que le rapport signal sur bruit à l'entrée du détecteur est inversement proportionnel à la puissance des signaux interférents.

3.1.3 Calcul des performances d'un système DS-CDMA

Description du système

Nous allons tout d'abord calculer les performances de la liaison descendante (sens station de base vers mobile) pour une MDP-2. Le système multiutilisateurs

asynchrone étudié est représenté figure 3-4. La station de base est reliée à I utilisateurs et nous supposons que tous les signaux sont émis à la même puissance moyenne. t_i est le retard relatif de l'utilisateur i sur l'utilisateur 0. Puisque nous considérons la liaison descendante, tous les signaux utilisateurs sont transmis à travers le même canal $h(t)$. $d_i(t)$ est la séquence d'information, modulée en MDP-2, transmise par l'utilisateur i :

$$d_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_i^k f(t - kT_s) \quad (3.6)$$

avec T_s la durée d'un symbole, $f(t) = 1_{[0, T_s]}$ et $d_i^k \in \{-1, 1\}$ le symbole de l'utilisateur i transmis durant l'intervalle de temps $[kT_s, (k+1)T_s[$. $c_i(t)$ est la séquence d'étalement pseudo-aléatoire de période $T_s = L_c T_c$ affectée à l'utilisateur i . $c_i(t)$ s'exprime par :

$$c_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{L_c-1} c_i^k \chi(t - kT_c - nT_s) \quad (3.7)$$

Avec T_c le temps chip, $\chi(t) = 1_{[0, T_c]}$ et c_i^k le $k^{\text{ème}}$ chip de la séquence $c_i(t)$ (sur une période), $c_i^k \in \{-1, 1\}$.

Le train d'impulsions est mis en forme par le filtre passe-bas FPB, typiquement un filtre en racine carrée de cosinus surélevé. $n(t)$ est le bruit blanc Gaussien additif complexe. La diversité de chemins apportée par le canal est exploitée, pour l'utilisateur i , par le récepteur de RAKE $R_i(t)$. Nous supposons un canal lentement variable, autrement dit, le temps de cohérence¹ du canal est suffisamment grand pour pouvoir considérer ce dernier constant sur plusieurs symboles d'information : $2f_d T_s \ll 1$. Le canal peut alors être estimé par le récepteur en corrélant le signal reçu avec une séquence pseudo-aléatoire connue, transmise par l'émetteur.

Dans le système Qualcomm cette séquence pseudo-aléatoire connue, appelée signal pilote, est transmise par la station de base [Qua92]. L'inconvénient de cette méthode est que la liaison montante ne dispose pas de signal pilote et on ne peut donc pas estimer le canal dans ce cas. Une autre méthode consiste à

¹ temps de cohérence $t_c \approx \frac{1}{2f_d}$ avec f_d la fréquence Doppler maximale [Pro89]

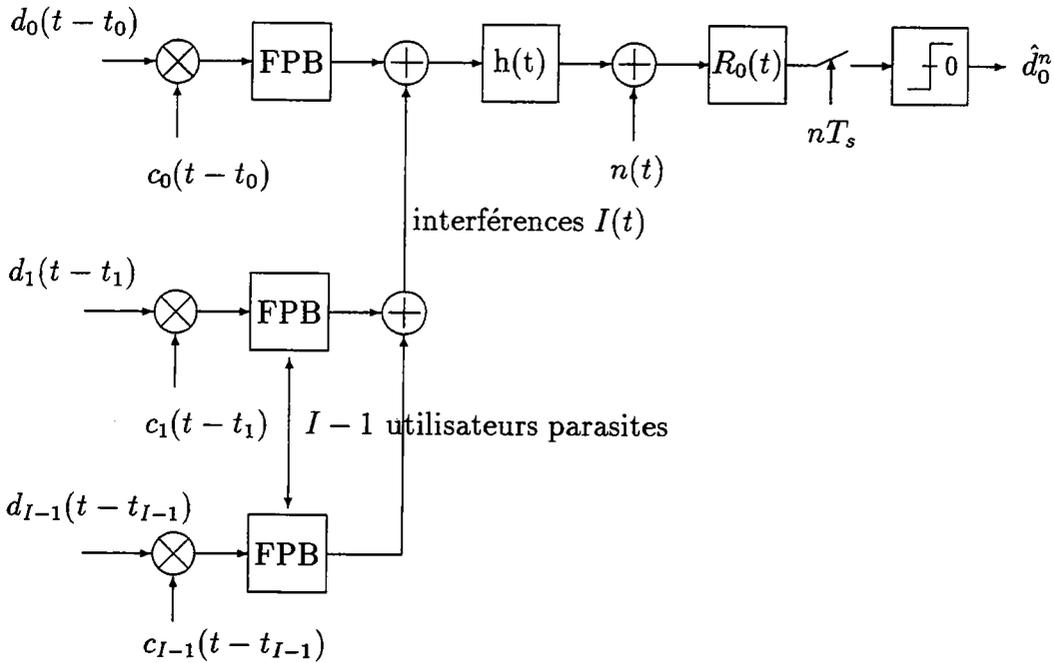


FIG. 3-4 - Chaîne de communication CDMA, modulation MDP-2

transmettre les données par paquets et à insérer dans chaque paquet une séquence d'apprentissage connue du récepteur [Ste94]. Cette technique permet l'estimation du canal dans les deux sens mais au détriment du débit de symboles utiles.

L'estimation du canal est, par la suite, supposée parfaite. On trouve, pour finir, le comparateur à seuil, organe de décision du symbole estimé \hat{d}_i du $i^{\text{ème}}$ utilisateur.

Nous ne prendrons pas en compte, dans nos calculs, le filtre de mise en forme spectrale puisque ce dernier satisfait le premier critère de Nyquist. Après étalement le signal à transmettre, en bande de base, devient :

$$s_i(t - t_i) = \sqrt{2P}d_i(t - t_i)c_i(t - t_i)e^{j\theta_i} \quad (3.8)$$

avec $E_s = PT_s$ l'énergie transmise par symbole et θ_i la phase, équirépartie sur $[0, 2\pi[$, de l'utilisateur i .

Si on suppose la quasi-stationnarité sur l'intervalle d'analyse, le canal sélectif en fréquence à N chemins est donné par 3.3, et le signal reçu par le mobile s'exprime par :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{I-1} s_i(t - t_i) * h(t) + n(t) \quad (3.9)$$

$n(t)$ est un bruit complexe blanc, Gaussien, centré et de variance $2N_0$. t_i est le retard de l'utilisateur i équiréparti sur l'intervalle $[0, T_s]$. Considérons l'utilisateur particulier 0, l'équation 3.9 peut être réécrite comme suit :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k e^{-j\phi_k} s_0(t - \tau_k - t_0) + \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k e^{-j\phi_k} s_i(t - \tau_k - t_i) + n(t) \quad (3.10)$$

L'équation 3.10 fait clairement apparaître, dans le premier terme, les N répliques indépendantes du signal d'information fournies au récepteur. Le second terme est l'interférence multiutilisateurs. Supposons que le récepteur de l'utilisateur 0 soit parfaitement synchronisé sur le chemin l de la réponse impulsionnelle, la variable de décision calculée sur $[t_0 + \tau_l, t_0 + \tau_l + T_s]$ est alors :

$$\xi_l = \Re \left[\int_{\tau_l+t_0}^{T_s+\tau_l+t_0} r(t) \alpha_l e^{j\phi_l} e^{-j\theta_0} c_0(t - \tau_l - t_0) dt \right] \quad (3.11)$$

Développons maintenant l'équation 3.11 en y intégrant 3.10, il vient :

$$\xi_l = \sqrt{2PT_s} \alpha_l^2 d_0^0 + \sqrt{2P} \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \alpha_l \alpha_k \cos(\phi_l - \phi_k) \times \int_{\tau_l+t_0}^{T_s+\tau_l+t_0} d_0(t - \tau_k - t_0) c_0(t - \tau_k - t_0) c_0(t - \tau_l - t_0) dt$$

$$\begin{aligned}
& + \sqrt{2P} \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_l \alpha_k \cos(\phi_l - \phi_k + \theta_i - \theta_0) \times \\
& \int_{\tau_l+t_0}^{T_s+\tau_l+t_0} d_i(t - \tau_k - t_i) c_i(t - \tau_k - t_i) c_0(t - \tau_l - t_0) dt \\
& + \Re \int_{\tau_l+t_0}^{T_s+\tau_l+t_0} n(t) \alpha_l e^{j(\phi_l - \theta_0)} c_0(t - \tau_l - t_0) dt
\end{aligned} \tag{3.12}$$

finalement, on trouve :

$$\xi_l = \alpha_l \left(\sqrt{2P} T_s d_0^0 \alpha_l + I_s + I_m + \mu \right) \tag{3.13}$$

avec μ le bruit Gaussien centré de variance $N_0 T_s$. I_s et I_m sont deux termes d'interférences bien distincts. I_s est l'interférence due aux autres chemins de la réponse impulsionnelle (*self-interference* en anglais) et I_m l'interférence multiutilisateurs due aux autres utilisateurs en communication. I_s et I_m s'écrivent :

$$\begin{aligned}
I_s = & \sqrt{2P} \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \alpha_k \cos(\phi_l - \phi_k) \times \\
& \left[d_0^{-1} \Gamma'_{00}(T_{kl}) + d_0^0 \Gamma''_{00}(T_{kl}) + d_0^1 \Gamma'''_{00}(T_{kl}) \right]
\end{aligned} \tag{3.14}$$

$$\begin{aligned}
I_m = & \sqrt{2P} \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k \cos(\phi_l - \phi_k + \theta_i - \theta_0) \times \\
& \left[d_i^{-1} \Gamma'_{i0}(T_{kl}) + d_i^0 \Gamma''_{i0}(T_{kl}) + d_i^1 \Gamma'''_{i0}(T_{kl}) \right]
\end{aligned} \tag{3.15}$$

avec $T_{kl} = \tau_k + t_u - \tau_l - t_v$ et :

$$\begin{aligned}
\Gamma'_{uv}(T_{kl}) & = \int_0^{\max(T_{kl}, 0)} c_u(t' - T_{kl}) c_v(t') dt' \\
\Gamma''_{uv}(T_{kl}) & = \int_{\max(T_{kl}, 0)}^{\min(T_s, T_s + T_{kl})} c_u(t' - T_{kl}) c_v(t') dt' \\
\Gamma'''_{uv}(T_{kl}) & = \int_{\min(T_s + T_{kl}, T_s)}^{T_s} c_u(t' - T_{kl}) c_v(t') dt'
\end{aligned} \tag{3.16}$$

où $t' = t - \tau_l - t_v$. Remarquons que les équations 3.16 sont les fonctions d'auto et d'intercorrélations partielles de la séquence d'étalement. Il est donc clair, d'après 3.14 et 3.15, que minimiser l'intercorrélacion entre séquences d'étalement revient bien à minimiser la puissance de l'interférence. On cherchera donc des familles de codes d'étalement à intercorrélacion minimale, le choix du code conditionnant fortement les performances d'une liaison DS-CDMA.

Choix des séquences d'étalement

En pratique, les codes pseudo-aléatoires de longueur n sont très souvent générés à partir d'une structure à m registres à décalages. Le principe de base est de connecter la sortie du registre k à l'entrée du registre $k + 1$. Les sorties de certains registres sont additionnées (modulo 2) et le résultat est réinjecté à l'entrée du générateur de séquence (entrée du premier registre). La figure 3-5 montre un générateur de séquence pseudo-aléatoire à 7 registres.

Un générateur de séquence pseudo-aléatoire est caractérisé par un polynôme $g(x)$ de degré m :

$$g(x) = x^m + a_{m-1}x^{m-1} + \dots + a_2x^2 + a_1x + 1 \quad (3.17)$$

avec $a_i = \{0; 1\}$, où a_i représente la sortie du $i^{\text{ème}}$ registre. Les $a_i \neq 0$ correspondent aux sorties de registre utilisées dans la contre-réaction.

Exemple : Le polynôme associé au générateur de la figure 3-5 est :

$$g(x) = x^7 + x^6 + x^3 + x + 1$$

De plus, il est toujours possible de trouver un polynôme tel que la période de la séquence générée soit maximale, c'est à dire trouver $g(x)$ tel que $n = 2^m - 1$. De tels polynômes et les séquences qui leur sont associées sont respectivement appelés *polynôme primitifs* et *séquences à longueur maximale* (LM).

Les séquences à longueur maximale sont caractérisées par une période $n = 2^m - 1$. Chaque période contient 2^{m-1} "1" et $2^{m-1} - 1$ "0".

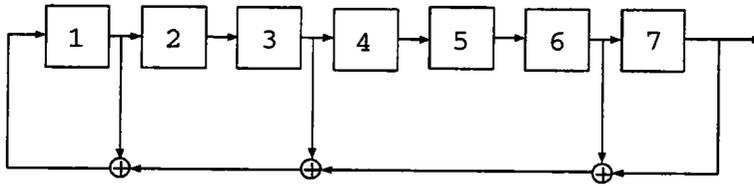


FIG. 3-5 - Générateur de séquence pseudo-aléatoire

La fonction d'autocorrélation d'une séquence LM $a = [a_0 a_1 \cdots a_{n-1}]$, définie par :

$$\phi(j) = \sum_{i=0}^{n-1} (2a_i - 1)(2a_{i+j} - 1) \quad \text{avec } j = 0, \cdots, n-1 \quad (3.18)$$

est périodique de période n . De plus, elle vaut toujours :

$$\phi(j) = \begin{cases} n & \text{pour } j = 0 \\ -1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.19)$$

Malgré les très bonnes propriétés d'autocorrélation, nous délaisserons ces séquences. En effet, les valeurs maximales de l'intercorrrelation, croissant très rapidement avec n (voir tableau 3.1), rendent inutilisables les séquences LM pour des applications à base de CDMA où l'on cherche, rappelons le, à minimiser l'intercorrrelation entre séquences.

On sait, d'après les travaux de Gold et Kasami [Gol67, Kas66], qu'il existe certains couples de séquences LM qui présentent une fonction d'intercorrrelation limitant ses valeurs à l'ensemble : $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, où :

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & \text{pour } m \text{ impair} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & \text{pour } m \text{ pair} \end{cases} \quad (3.20)$$

Ces séquences sont appelées *séquences privilégiées* et leur intercorrrelation est bornée par $t(m)$. Il serait donc intéressant, en vue d'une application multiutilisateurs, de disposer d'un grand nombre de ces séquences. Or, il se trouve que Gold montre

qu'à partir d'un couple de séquences privilégiées de longueur n , on peut obtenir $n + 2$ séquences (le couple générateur inclu) dont l'intercorrélacion est comprise dans $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$. Notons que, mises à part les deux séquences génératrices, aucun de ces nouveaux codes n'a de propriétés d'autocorrélacion remarquables.

Une séquence de Gold, de longueur n , est générée par l'addition (modulo 2) des bits de la séquence privilégiée $a = [a_0 a_2 \dots a_{n-1}]$ avec un bit de la séquence privilégiée $b = [b_0 b_2 \dots b_{n-1}]$. Autrement dit, le $k^{\text{ème}}$ chip de la $i^{\text{ème}}$, parmi n , séquence de Gold est calculé à partir de: $c_k = a_i \oplus b_k$, avec $k = 0, \dots, n - 1$. Un générateur de codes de Gold de longueur 127 est présenté figure 3-6, les deux séquences privilégiées génératrices sont :

$$\begin{aligned} g(x) &= x^7 + x^6 + x^3 + x + 1 \\ g(x) &= x^7 + x^4 + 1 \end{aligned} \tag{3.21}$$

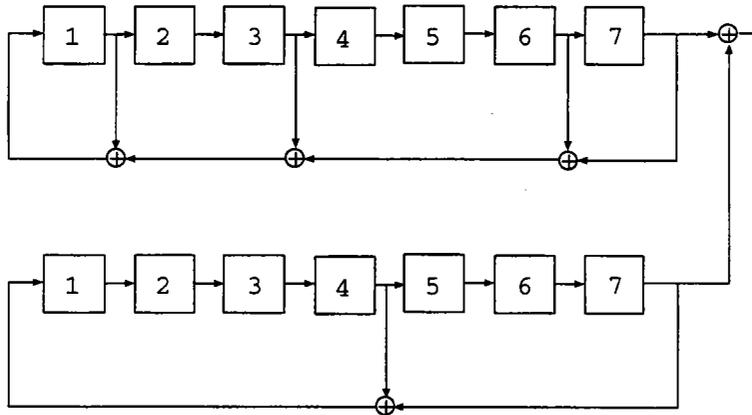


FIG. 3-6 - Générateur de séquences de gold

La fonction d'intercorrélacion entre deux séquences de Gold, parmi les 129 générées par les polynômes 3.21, prend ses valeurs dans: $\{-1, -17, 15\}$ (figure 3-7). Ces valeurs sont à comparer avec l'intercorrélacion entre deux séquences LM classiques (figure 3-8), l'intercorrélacion maximale est maintenant égale à 41.

Partant d'une séquence LM de longueur $n = 2^m - 1$, Kasami développe également une famille de codes d'intercorrélacions limitées. Kasami forme $M = 2^{m/2}$ codes de longueur $n = 2^m - 1$, avec m pair, d'intercorrélacion comprise dans l'ensemble $\{-1, -(2^{m/2} + 1), (2^{m/2} - 1)\}$. L'intercorrélacion maximale est mainte-

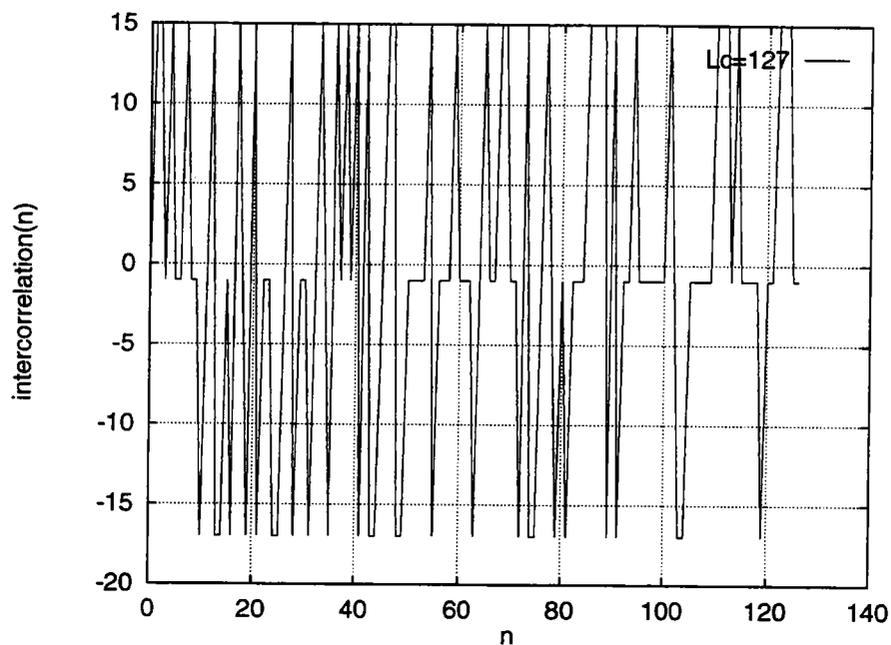


FIG. 3-7 - Fonction d'intercorrélacion entre codes de Gold de longueur 127

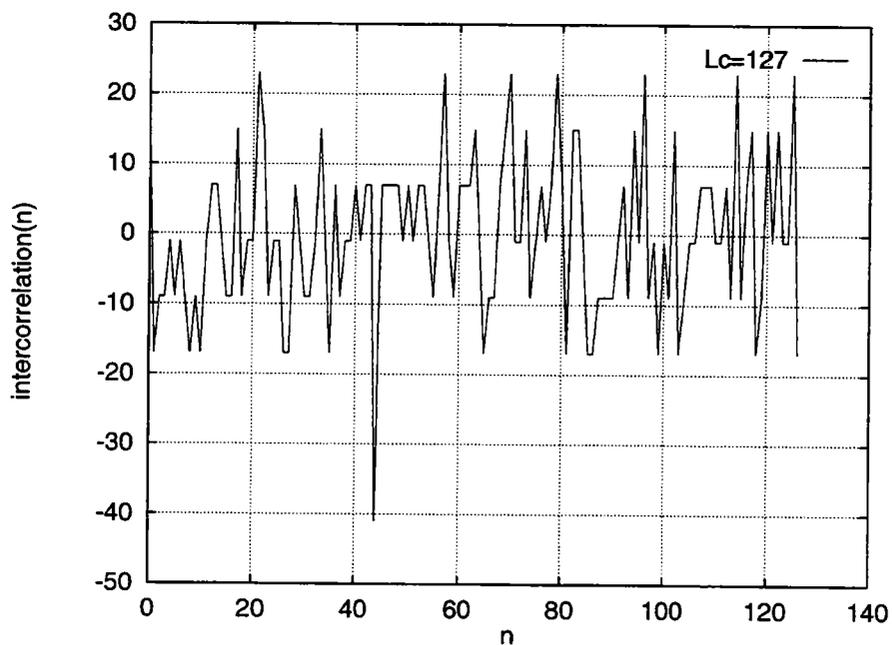


FIG. 3-8 - Fonction d'intercorrélacion entre séquences LM de longueur 127

nant réduite à :

$$\varphi_{max}(m) = 2^{m/2} + 1 \quad (3.22)$$

Appelons $\rho_{max}(m)$ l'intercorrélation maximale calculée sur tous les couples possibles de séquences LM; le tableau 3.1 compare, en termes intercorrélation maximale, les séquences de Gold, Kasami et LM. $t(8)$ n'a pas été calculé pour souligner qu'il n'existe pas de séquences privilégiées, et donc de code de Gold, de degré 8 (résultat de simulation).

m	$n = 2^m - 1$	$\rho_{max}(m)$	$t(m)$	$\varphi_{max}(m)$
4	15	9	9	5
5	31	11	9	
6	63	23	17	9
7	127	41	17	
8	255	95		17
9	511	113	33	
10	1023	383	65	33

TAB. 3.1 - Comparaison des séquences de Gold, Kasami et des séquences à longueur maximale classiques

Il est également intéressant de comparer les valeurs d'intercorrélations maximales à la borne inférieure de Welch [Wel74]. Cette borne est calculée pour toute paire de séquences pseudo-aléatoires, de période n , choisie dans un ensemble de M séquences. Welch montre que $\rho_{max}(m)$ est bornée par :

$$\rho_{max}(m) \geq n \sqrt{\frac{M-1}{Mn-1}} \quad (3.23)$$

Pour les grandes valeurs de M , cette borne devient : $\rho_{max}(m) \geq \sqrt{n}$. Dans notre cas, $n = 2^m - 1$; la borne inférieure de l'intercorrélation est alors : $\rho_{max}(m) \approx 2^{m/2}$. On remarque que l'intercorrélation maximale pour les codes de Kasami est quasiment égale à la borne inférieure de Welch, tandis qu'un facteur 2 sépare cette

dernière de $t(m)$ (intercorrélation maximale pour les codes de Gold). Les codes de Kasami sont donc optimaux. On préférera toutefois les codes de Gold. En effet, pour la même longueur de code (débit chip fixé) la méthode de Gold offre beaucoup plus de séquences que celle de Kasami, ce qui se traduit par plus d'utilisateurs simultanés possibles et donc une meilleure efficacité spectrale.

Performances pour un système à étalement par codes de Gold

Supposons maintenant que le nombre total des interférences, η , apparaissant dans 3.14 et 3.15, est suffisamment grand pour invoquer le théorème de la limite centrale. L'interférence multiutilisateurs peut alors être traitée comme un bruit Gaussien. Puisque le récepteur de RAKE à L branches est équivalent à un système à diversité d'ordre L , l'hypothèse de l'interférence Gaussienne nous ramène exactement au cas étudié en annexe B où les performances sont données en fonction du rapport signal à bruit moyen par branche à l'entrée du détecteur. Par conséquent, il ne nous reste, pour obtenir les performances de la liaison, qu'à calculer le rapport signal à bruit moyen $\bar{\gamma}_l$ pour la branche l du récepteur de RAKE. Nous pouvons, grâce à l'équation 3.13, écrire ce rapport comme :

$$\bar{\gamma}_l = \frac{E_s E[\alpha_l^2] T_s}{N_0 T_s + E[(I_s + I_m)^2]} \quad (3.24)$$

Si nous choisissons une séquence d'étalement composée de codes de Gold de longueur L_c , et en faisant référence aux travaux de Pursley et Sarwate sur ces codes [Kav85b], on peut écrire :

$$\frac{1}{T_s^2} E \left[\left| d_i^{-1} \Gamma'_{ij}(\tau) + d_i^0 \Gamma''_{ij}(\tau) + d_i^1 \Gamma'''_{ij}(\tau) \right|^2 \right] = \frac{2}{3L_c} \quad (3.25)$$

La puissance de l'interférence peut maintenant être calculée en utilisant 3.25. Supposons que tous les chemins soient de même puissance moyenne, alors $\bar{\gamma}_l = \bar{\gamma}_c$ pour $l = \{0 \dots L-1\}$, et le nombre d'interférents est : $\eta = N-1 + N(I-1) = NI-1$. Finalement, la puissance de l'interférence devient :

$$E[(I_m + I_s)^2] = \frac{2E_s E[\alpha^2] \eta T_s}{3L_c} \quad (3.26)$$

Notons que la puissance de l'interférence est inversement proportionnelle à la longueur du code de Gold. Finalement l'expression du rapport signal à bruit, $\bar{\gamma}_c$, par branche du RAKE est :

$$\bar{\gamma}_c = \frac{E_s E[\alpha^2]}{N_0 + (NI - 1) 2E_s E[\alpha^2]/(3L_c)} \quad (3.27)$$

où $E[\alpha^2] = E[\alpha_l^2]$, $l = \{0 \dots N - 1\}$.

Supposons un récepteur de RAKE optimum à L branches. Le récepteur de RAKE est alors équivalent à un système de diversité d'ordre L avec recombinaison des signaux de diversité à rapport signal sur bruit maximal. L'expression de la probabilité d'erreur s'exprime donc par (voir annexe B) :

$$P_e = (P_0(\bar{\gamma}_c))^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} (1 - P_0(\bar{\gamma}_c))^k \quad (3.28)$$

avec $\bar{\gamma}_c$ l'expression du rapport signal à bruit par branche de diversité donné par 3.27 et $P_0(\bar{\gamma}_c)$ la probabilité d'erreur moyenne par branche de diversité donnée par :

$$P_0(\bar{\gamma}_c) = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \right) \quad (3.29)$$

Dans le cas d'une recombinaison des signaux par sélection du meilleur C/N, les performances sont données en remplaçant 3.28 par l'équation B.17, soit :

$$P_e = L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1}{k} \frac{(-1)^k}{k+1} P_0\left(\frac{\bar{\gamma}}{k+1}\right) \quad (3.30)$$

où le rapport signal à bruit γ est donné par l'équation 3.27.

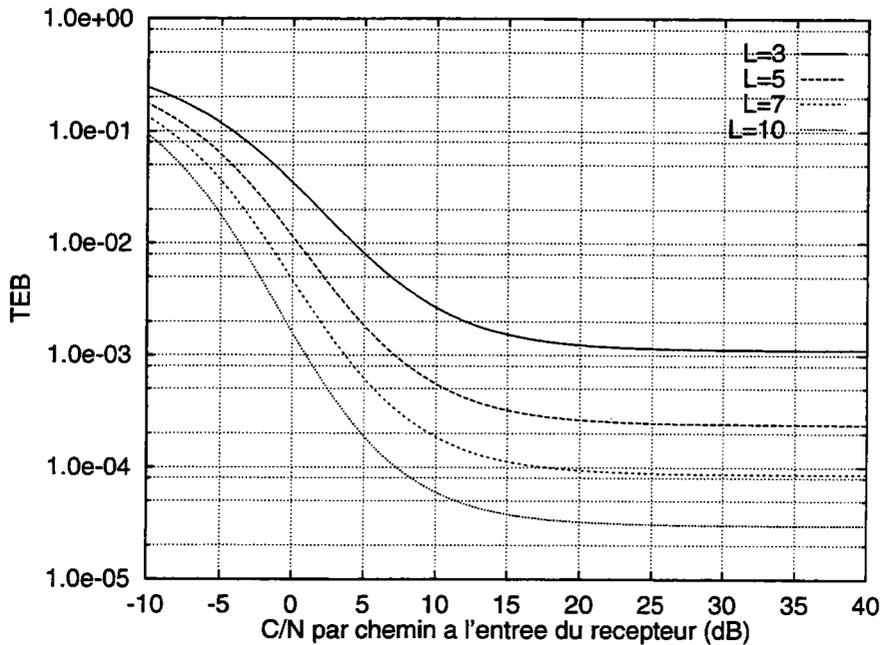


FIG. 3-9 - Performances de la liaison CDMA pour une modulation MDP-2, étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et pour différents ordres de diversité

L'équation 3.27 montre bien que, même en l'absence de bruit Gaussien, le rapport signal à bruit à l'entrée du détecteur reste limité par le niveau des interférences. De ce fait, on ne pourra jamais assurer une probabilité d'erreur nulle ; autrement dit, les performances d'une liaison DS-CDMA sont limitées par des seuils d'erreurs découlant directement de l'aspect multiutilisateurs du système. Le rapport signal à bruit en l'absence de bruit Gaussien, permettant de calculer les seuils d'erreurs, s'exprime par :

$$\bar{\gamma}_c = \frac{3L_c}{2(NI - 1)} \quad (3.31)$$

D'après 3.31, on comprend alors que pour assurer une certaine probabilité d'erreur, i.e. un rapport signal à bruit minimum, le nombre d'utilisateurs devra être limité. On voit clairement apparaître ici la notion de capacité maximale, principale limitation d'un système CDMA. De plus, il est clair d'après 3.31 qu'augmenter la longueur du code revient à augmenter linéairement le rapport signal à bruit à l'entrée du détecteur et donc à abaisser les seuils d'erreurs.

La figure 3-9 donne les performances, pour différents ordres de diversité L , de la liaison CDMA pour une modulation MDP-2, un étalement par code de Gold de longueur 127 et pour 15 utilisateurs. Le récepteur de RAKE est idéal, dans le sens où le nombre de branches est égal au nombre de chemins du canal, $N = L$. Les signaux de diversité sont recombinaés à rapport signal sur bruit maximal, les performances sont alors données par 3.28.

Les résultats (figure 3-9) montrent clairement les seuils d'erreur inhérents au CDMA. On remarque également l'amélioration des performances lorsque le nombre de chemins du canal augmente (à condition que $L = N$). En effet, plus le canal comporte d'échos, plus l'ordre de diversité augmente. Il en résulte que, contrairement aux techniques d'accès classiques, *le CDMA tire profit d'un canal multitrajets.*

Système à plusieurs antennes

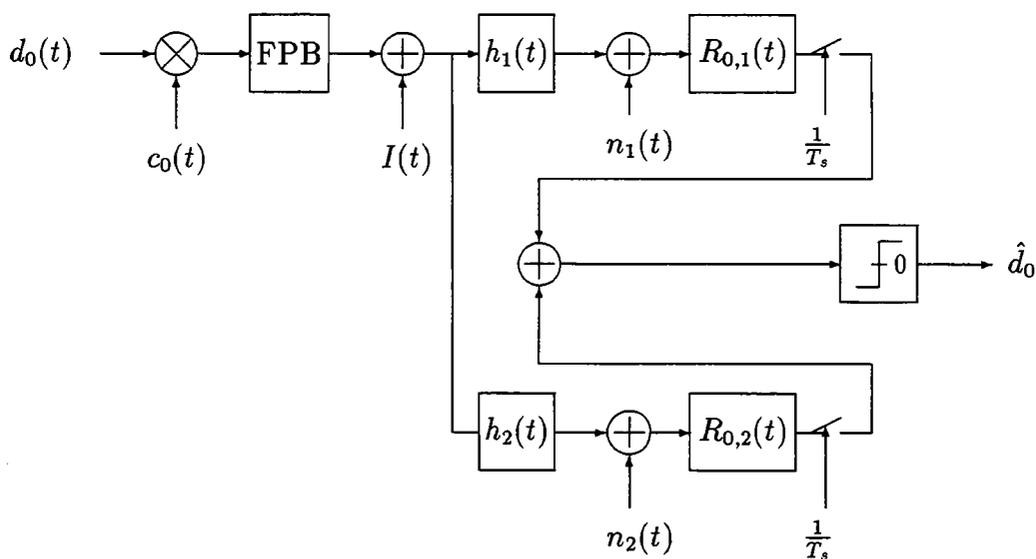


FIG. 3-10 - Système CDMA à diversité d'espace d'ordre 2, modulation MDP-2

Considérons maintenant un système à L_s antennes, l'ordre total de diversité devient : $M = LL_s$. La figure 3-10 montre le système étudié pour $L_s = 2$, $c_i(t)$ est le code d'étalement de l'utilisateur i et $R_{i,j}(t)$ est le récepteur de RAKE associé à l'utilisateur i pour la branche de diversité j . L'information est retrouvée après recombinaison à rapport signal sur bruit maximal des L_s signaux issus de

la diversité d'espace. Nous supposons les signaux de diversité parfaitement décorrélés. Si les M branches de diversité sont de puissance moyenne égale, alors la probabilité d'erreur est du même type que précédemment :

$$P_e = (P_0(\bar{\gamma}_c))^M \sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1+k}{k} (1 - P_0(\bar{\gamma}_c))^k \quad (3.32)$$

où $\bar{\gamma}_c$ est le rapport signal à bruit par branche de diversité (équation 3.27) et $P_0(\bar{\gamma}_c)$ la probabilité d'erreur moyenne par branche de diversité donnée par 3.29.

Performances d'une liaison CDMA à modulation MDP-2 différentielle

On peut, dans certains cas, choisir de ne pas estimer les paramètres du canal. Cette décision peut être motivée par le fait que le canal varie trop rapidement, par un souci de simplicité, ou tout simplement par des contraintes liées au système. Ainsi, dans un système tel que celui développé par Qualcomm, la liaison montante ne dispose pas d'un signal pilote lui permettant d'estimer le canal.

La solution est alors d'utiliser une modulation orthogonale à détection non-cohérente ou bien une modulation de phase différentielle. C'est à cette dernière que l'on va s'intéresser. Un récepteur de RAKE différentiel pour une application DS-CDMA à modulation antipodale est représenté figure 3-11, avec $c_i(t)$ le code d'étalement de l'utilisateur i .

Nous allons maintenant calculer les performances d'une liaison DS-CDMA, à modulation MDP-2 différentielle, équipée d'un récepteur de RAKE. Considérons le cas de la liaison montante ; à la différence du système présenté figure 3-4, chaque signal utilisateur est transmis à travers un canal propre à l'utilisateur en question. Soit $h_i(t)$ le canal de l'utilisateur i :

$$h_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{ki} e^{-j\phi_{ki}} \delta(t - \tau_{ki}) \quad (3.33)$$

Le signal reçu à la station de base s'écrit alors :

$$r_{BS}(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(\tau - t_i) h_i(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (3.34)$$

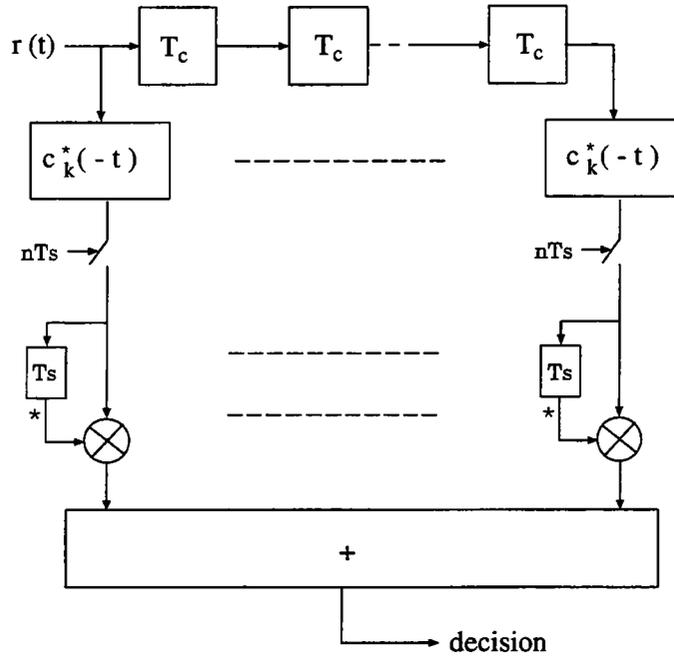


FIG. 3-11 - Récepteur de RAKE différentiel pour une application DS-CDMA à modulation antipodale

$s_i(t)$ est composé du signal modulé en MDP-2 différentielle $d_i(t)$ étalé par $c_i(t)$.

Supposons la distorsion, $\alpha_k \exp(-j\phi_k)$, du chemin k de la réponse impulsionnelle constante sur deux symboles consécutifs. Supposons, d'autre part, que le récepteur de l'utilisateur 0 est parfaitement synchronisé sur le chemin l de la réponse impulsionnelle. La sortie du filtre adapté à $c_0(t)$, sur la branche l , est :

$$\zeta_l = \int_{\tau_{l0}+t_0}^{\tau_{l0}+t_0+T_s} r_{BS}(t) c_0(t - \tau_{l0} - t_0) dt \quad (3.35)$$

En intégrant 3.34 dans 3.35, il vient :

$$\begin{aligned} \zeta_l = & \sqrt{2P} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k0} e^{-j\phi_{k0}} \int_{\tau_{l0}+t_0}^{\tau_{l0}+t_0+T_s} d_0(t - \tau_{k0} - t_0) c_0(t - \tau_{k0} - t_0) \times \\ & c_0(t - \tau_{l0} - t_0) dt + \\ & \sqrt{2P} \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{ki} e^{-j\phi_{ki}} \int_{\tau_{l0}+t_0}^{\tau_{l0}+t_0+T_s} d_i(t - \tau_{ki} - t_i) c_i(t - \tau_{k0} - t_0) \times \end{aligned}$$

$$c_0(t - \tau_{l0} - t_0) dt + \int_{\tau_{l0}+t_0}^{\tau_{l0}+t_0+T_s} n(t)c_0(t - \tau_{l0} - t_0) dt \quad (3.36)$$

soit :

$$\zeta_l = \alpha_{l0} e^{-j\phi_{l0}} \sqrt{2PT_s} d_0^0 + I_{l,s} + I_m + \mu \quad (3.37)$$

avec d_i^k le symbole d'information transmis par l'utilisateur i sur l'intervalle $[kT_s + t_k, (k+1)T_s + t_k]$. μ est un bruit gaussien centré de variance N_0T_s . Enfin, $I_{s,l}$ et I_m sont les termes d'interférences donnés par :

$$\begin{aligned} I_{l,s} &= \sqrt{2P} \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \alpha_k e^{-j\phi_k} \left[d_0^{-1} \Gamma'_{00}(T_{kl}) + d_0^0 \Gamma''_{00}(T_{kl}) + d_0^1 \Gamma'''_{00}(T_{kl}) \right] \\ I_m &= \sqrt{2P} \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k e^{-j\phi_k} \left[d_i^{-1} \Gamma'_{i0}(T_{kl}) + d_i^0 \Gamma''_{i0}(T_{kl}) + d_i^1 \Gamma'''_{i0}(T_{kl}) \right] \end{aligned} \quad (3.38)$$

Considérons un récepteur de RAKE à L branches et un système à L_s antennes. Supposons les branches de diversité d'espace décorréelées, alors l'ordre de diversité total devient $M = LL_s$. Finalement, la variable de décision s'écrit :

$$\begin{aligned} \xi &= \Re \sum_{k=0}^{M-1} \left(\alpha_{k0} e^{-j\phi_{l0}} \sqrt{2PT_s} + I_{l,s1} + I_{m1} + \mu_1 \right) \times \\ &\quad \left(\alpha_{k0} e^{j\phi_{l0}} \sqrt{2PT_s} + I_{l,s2}^* + I_{m2}^* + \mu_2^* \right) \end{aligned} \quad (3.39)$$

La probabilité d'erreur est tout simplement la probabilité que ξ soit inférieure à 0. D'après l'hypothèse Gaussienne, le terme $N_l = I_{l,s} + I_m + \mu$ peut être assimilé à un bruit Gaussien. On se ramène, alors, au calcul de la probabilité d'erreur

traitée dans l'annexe 4B de [Pro89]. La probabilité d'erreur d'un système de diversité d'ordre M à modulation MDP-2 différentielle est donnée par Proakis pour un canal Gaussien (équation 4.4.13). Nous obtenons donc la probabilité d'erreur conditionnellement au rapport signal à bruit par symbole γ_b :

$$P_e(\gamma_b) = \frac{1}{2^{2M-1}} e^{-\gamma_b} \sum_{k=0}^{M-1} b_k \gamma_b^k \quad (3.40)$$

avec :

$$b_k = \frac{1}{k!} \sum_{n=0}^{M-1-k} \binom{2M-1}{n} \quad (3.41)$$

Dans le cas d'un canal de Rayleigh, l'atténuation α_k de la branche k du récepteur est une variable de Rayleigh. α_k^2 est donc une variable aléatoire de loi chi-square à deux degrés de liberté. On en déduit que $\gamma_b = E_b/N_0 \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k^2$ est une variable aléatoire de loi chi-square à $2M$ degrés de liberté (équation B.7). De la même manière que dans l'annexe B, les performances sont obtenues en moyennant 3.40 sur la distribution de probabilité, $p(\gamma_b)$, de γ_b :

$$P_e = \int_0^{\infty} P_e(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (3.42)$$

Finalement, la probabilité d'erreur, solution de 3.42, est :

$$P_e = \frac{1}{2^{2M-1} (M-1)! (1 + \bar{\gamma}_c)^M} \sum_{k=0}^{M-1} b_k (M-1+k)! \left(\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c} \right)^k \quad (3.43)$$

où $\bar{\gamma}_c$ est le rapport signal à bruit moyen par branche de diversité à l'entrée du détecteur (équation 3.27).

Pour finir, remarquons que nous n'avons jamais fait appel, pour établir les probabilités d'erreur 3.28, 3.30, 3.32 et 3.43, au fait que les signaux soient transmis à travers le même canal (liaison descendante) ou non (liaison montante). Aussi, toutes les probabilités d'erreur calculées dans ce chapitre restent valables quel que soit le sens de la liaison.

3.2 Simulations

3.2.1 Description des simulations

Nous évaluons par la simulation les performances d'une liaison CDMA à I utilisateurs et L_s antennes (voir figure 3-10).

Nous envisageons les modulations MDP-2 et MDP-2 différentielle. La forme d'onde transmise est $u_1(t) = -u_0(t) = 1_{[0;T_s]}$ en MDP-2. Dans le cas de la MDP-2 différentielle, le symbole émis est déphasé de π , par rapport à la phase du symbole précédent, lorsque le bit d'information est "0".

Les séquences d'étalement sont des codes de Gold de longueur 127 générés par la méthode décrite au paragraphe précédent. Le débit chip est fixé à 4 *Mchip/s*. Le temps symbole est donc égal à 31.75 μs (31.5 *kbit/s*). Le signal étalé transmis par l'utilisateur i s'écrit :

$$s_i(t - t_i) = \sqrt{2P} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{L_c-1} d_i^k c_i^j p(t - jT_c - kT_s - t_i) e^{j\theta_i} \quad (3.44)$$

Les phases θ_i des différents utilisateurs sont équiréparties sur $[0; 2\pi[$. On choisit : $\theta_i = i2\pi/I$. Le filtre passe bas de mise en forme spectrale $p(t)$ est un filtre en racine carrée de cosinus surélevé de réponse impulsionnelle :

$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T_c)}{\pi t/T_c} \frac{\cos(\beta\pi t/T_c)}{1 - 4\beta^2 t^2/T_c^2} \quad (3.45)$$

avec β le coefficient de retombée du filtre. On choisit, pour notre application, une valeur classique de ce coefficient : $\beta = 0.35$. Pour la simulation, cette forme d'onde est sur-échantillonnée et son support est limité à $2mT_s$, avec m un entier positif, de manière à ce que $p(t)$ soit nulle en dehors de $[-mT_s; +mT_s]$.

Le spectre du signal étalé, pour $m = 5$, montre qu'un coefficient de sur-échantillonnage de 4 est suffisant pour obtenir une atténuation de 35 *dB* à la fréquence de coupure $(1 + \beta)/2T_c$ (voir figure 3-12).

L'étalement des retards du canal est fixé à $\tau_{max} = 1 \mu s$, une valeur caractéristique pour un environnement microcellulaire. La combinaison de τ_{max} et du

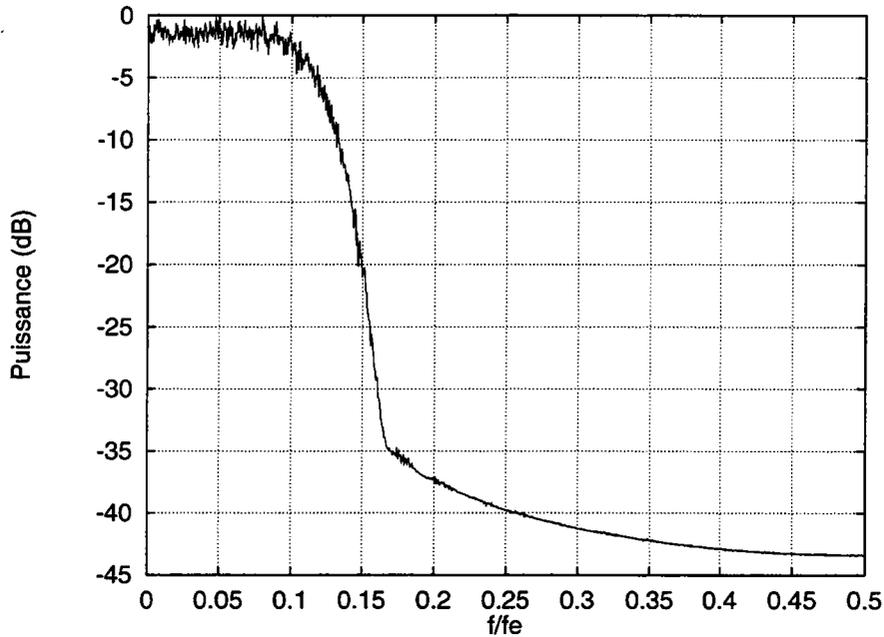


FIG. 3-12 - Spectre de puissance normalisé du signal étalé

temps chip donne, d'après 2.8 avec $W = 1/T_c$, un canal à 5 chemins. Tous les chemins sont indépendants et de même puissance moyenne. Chaque chemin est soumis à un fading de Rayleigh, simulé par la méthode directe décrite au paragraphe 2.3. Le gain multitrajets est normalisé à 1 :

$$G = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k^2 = 1 \quad (3.46)$$

La vitesse moyenne d'un mobile en milieu urbain est voisine de 30 *km/h*. Puisque les systèmes radiomobiles opèrent dans la bande des 2 *GHz*, nous en déduisons la fréquence Doppler maximale: $f_d = 50$ *Hz*. Le temps de cohérence du canal est alors de: $t_c = 1/2f_d = 0.01$ *s*. On en déduit que le canal est quasiment constant sur $0.01/T_c = 40000$ chips, soit environ 315 symboles d'information. Le canal est donc lentement variable et son estimation peut être supposée parfaite.

Le bruit gaussien est généré suivant la méthode de Box-Muller: soit deux variables x_1 et x_2 uniformément réparties sur $[0,1]$, deux variables Gaussiennes centrées de variance 1 sont générées par :

$$\begin{aligned}
y_1 &= \sqrt{-2 \ln x_1} \cos(2\pi x_2) \\
y_2 &= \sqrt{-2 \ln x_1} \sin(2\pi x_2)
\end{aligned} \tag{3.47}$$

La diversité de chemins et d'espace est exploitée par un récepteur de RAKE cohérent avec recombinaison à rapport signal sur bruit maximal pour la MDP-2 (structure présentée dans le cas d'une modulation binaire figure 3-3). Dans le cas de la MDP-2 différentielle, cette même diversité est exploitée par un récepteur de RAKE différentiel avec recombinaison à gain égal (structure présentée figure 3-11). Nous supposons, pour les deux types de liaisons étudiées, une synchronisation parfaite des séquences d'étalement émises et reçues. Le filtre adapté à la forme d'onde de l'utilisateur i est, pour la branche k du RAKE : $v_{i,k}^*(-t)$, avec $v_{i,k}(t) = \alpha_k e^{-j\phi_k} p(t) * c_i(t)$ pour la combinaison à C/N maximal et $v_{i,k}(t) = p(t) * c_i(t)$ pour la combinaison à gains égaux.

La séquence de bits d'information est une séquence pseudo-aléatoire de période quasi-infinie, nous utilisons pour cela l'algorithme de Knuth² décrit dans [Pre88]. Le TEB est estimé par la méthode de Monte Carlo (comptage des erreurs). Le nombre de bits transmis sera fonction de la probabilité d'erreur à estimer. Si la probabilité d'erreur à estimer \hat{p}_e est de l'ordre de $10^{-\nu}$, Jeruchim [Jer92] montre qu'il faut transmettre $10^{\nu+2}$ bits d'information pour obtenir un intervalle de confiance à 95% borné par $\{0.8\hat{p}_e; 1.25\hat{p}_e\}$. Considérant cet intervalle suffisant, nous réglerons le nombre de bits d'information à transmettre comme indiqué ci-dessus.

Classiquement la puissance de bruit s'exprime, pour un coefficient de sur-échantillonnage de 4, par :

$$\sigma^2 = 2N_0 f_e = \frac{8N_0}{T_c} \tag{3.48}$$

²L'algorithme de Knuth tend à supprimer l'intercorrélation entre les séquences pseudo-aléatoires

La puissance reçue, du signal réel, par symbole d'information n'est autre que :

$$P_r = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k^2 L_c 2P \quad (3.49)$$

On en déduit le rapport signal sur bruit à la réception :

$$\gamma_r = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k^2 L_c P T_c}{8N_0} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k^2 L_c E_c}{8N_0} = \frac{G L_c E_c}{8N_0} \quad (3.50)$$

avec E_c l'énergie transportée par chip. Finalement, puisque tous les chemins sont de même puissance moyenne, le rapport signal à bruit moyen par chemin (à l'entrée du récepteur) s'exprime par :

$$\Gamma = \frac{\gamma_r}{N} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k^2 L_c E_c}{8N_0 N} = \frac{G L_c E_c}{8N_0 N} \quad (3.51)$$

3.2.2 Résultats et analyse

Les résultats de la simulation du système doté d'un récepteur de RAKE, cohérent et différentiel, à 3 branches sont représentés figures 3-13 et 3-14. 30 utilisateurs cohabitent et le canal comporte 5 chemins indépendants. L_s est l'ordre de diversité d'espace, i.e. le nombre d'antennes du système. Les performances sont données en fonction du rapport signal sur bruit moyen par chemin à l'entrée du récepteur (équation 3.51). Les seuils d'erreur apparaissent clairement dans les deux cas.

L'amélioration des performances, due à la combinaison des $M = LL_s$ signaux de diversité, pour 15, 30, et 60 utilisateurs est présentée figures 3-15 et 3-16. On entend ici par performances du système les seuils d'erreurs. Les seuils d'erreur issus de la simulation sont comparés à ceux donnés par les équations 3.32 et 3.43. On peut, de ces courbes, déduire le nombre maximal d'utilisateurs pour un seuil d'erreur et un ordre total de diversité donnés. Inversement, l'ordre de diversité minimum pour assurer une certaine qualité de service (seuil d'erreur maximum

requis pour un nombre d'utilisateurs donné) peut être déduit des courbes 3-15 et 3-16. Les tableaux 3.2(a) et 3.2(b) donnent, pour un récepteur cohérent et un récepteur différentiel, l'ordre de diversité nécessaire pour assurer un seuil d'erreur maximum pour différents nombres d'utilisateurs (15 et 30). Il est clair que la modulation MDP-2 différentielle requiert, pour assurer un certain TEB, un ordre de diversité supérieur à la MDP-2.

TEB	5.10^{-2}	10^{-2}	5.10^{-3}
M (15)	2	3	4
M (30)	3	4	5

(a)

TEB	5.10^{-2}	10^{-2}	5.10^{-3}
M (15)	3	5	5
M (30)	6	9	10

(b)

TAB. 3.2 - Ordre de diversité minimum pour le récepteur de RAKE cohérent (a) et différentiel (b)

Si tous les signaux d'un système à K utilisateurs sont de même puissance moyenne, alors le rapport de la puissance du signal utile sur celle des interférents (C/I) s'écrit :

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{(K-1)C} = \frac{1}{K-1} \quad (3.52)$$

Dans un système CDMA, l'égalité des puissances moyennes est évidente dans le cas de la liaison descendante, puisque tous les signaux sont transmis à travers le même canal. Par contre, cette égalité implique, dans le cas de la liaison montante, que tous les signaux soient reçus avec la même puissance ; le mobile doit donc régler sa puissance d'émission en conséquence. En général, le mobile règle sa puissance d'émission de manière à compenser l'atténuation de propagation entre la station de base et le mobile, c'est ce qu'on appelle le contrôle de puissance³.

Les seuils d'erreur en fonction du rapport C/I , calculé par 3.52, sont donnés par les courbes 3-17 pour un canal à cinq chemins et un récepteur de RAKE à trois branches. Nous constatons que les résultats de simulation rejoignent bien la théorie.

³Le contrôle de puissance est détaillé au chapitre 4

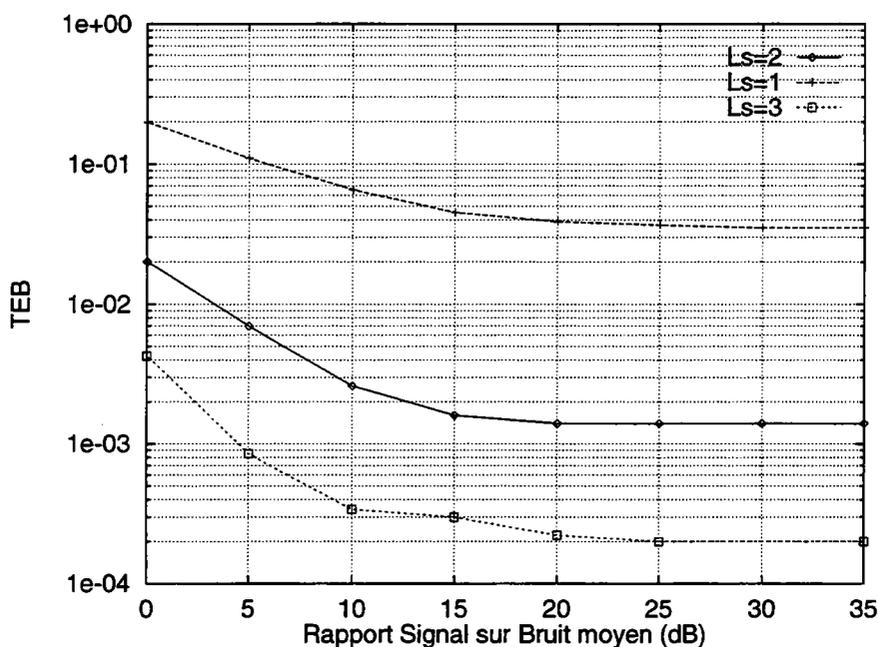


FIG. 3-13 - Performances du récepteur de RAKE cohérent à 3 branches dans un canal à 5 chemins et pour 30 utilisateurs. L_s est l'ordre de diversité d'espace.

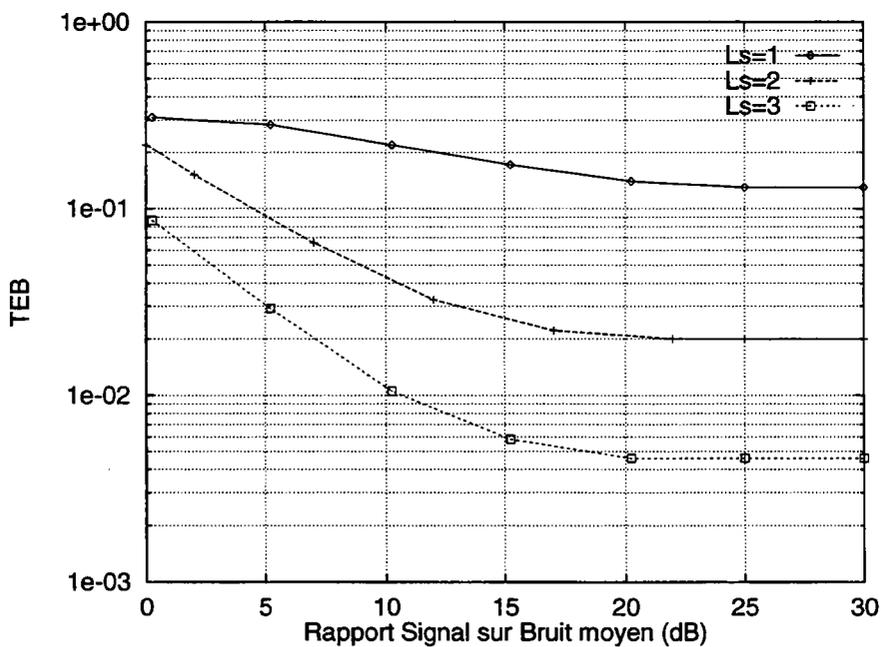


FIG. 3-14 - Performances du récepteur de RAKE différentiel à 3 branches dans un canal à 5 chemins et pour 30 utilisateurs. L_s est l'ordre de diversité d'espace.

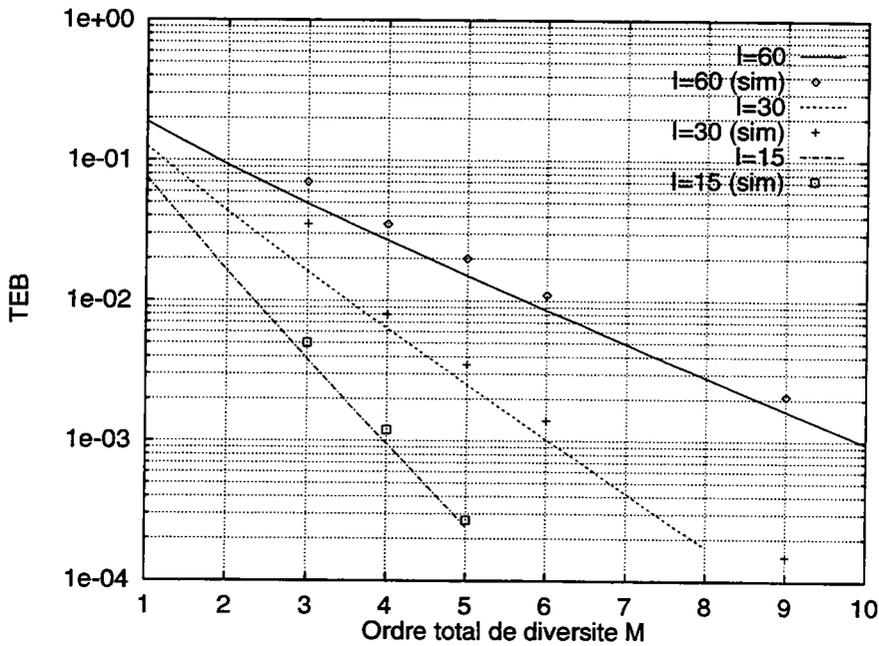


FIG. 3-15 - Seuils d'erreur du récepteur de RAKE cohérent pour différents ordres de diversité dans un canal à cinq chemins. I est le nombre d'utilisateurs.

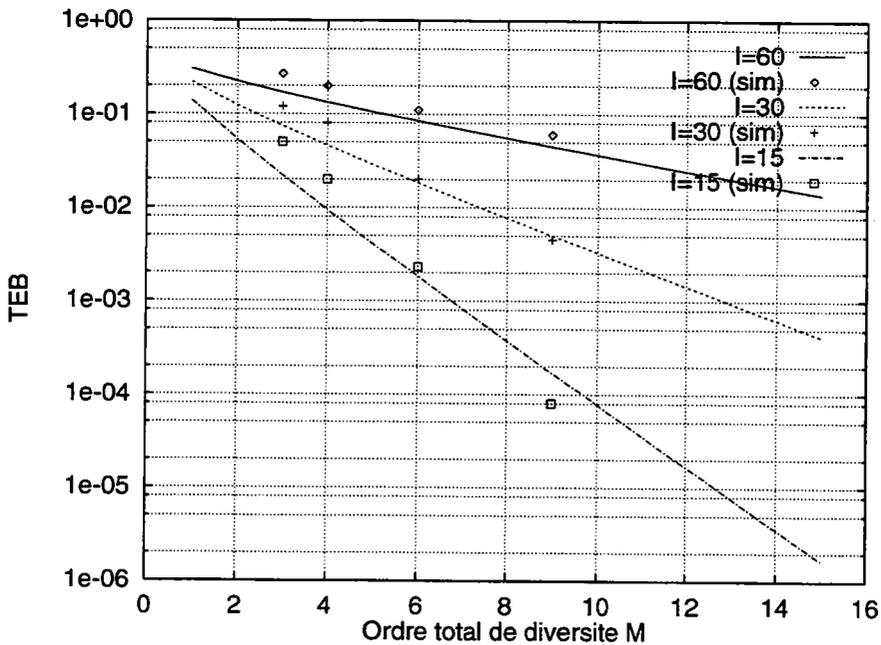


FIG. 3-16 - Seuils d'erreur du récepteur de RAKE différentiel pour différents ordres de diversité dans un canal à cinq chemins. I est le nombre d'utilisateurs.

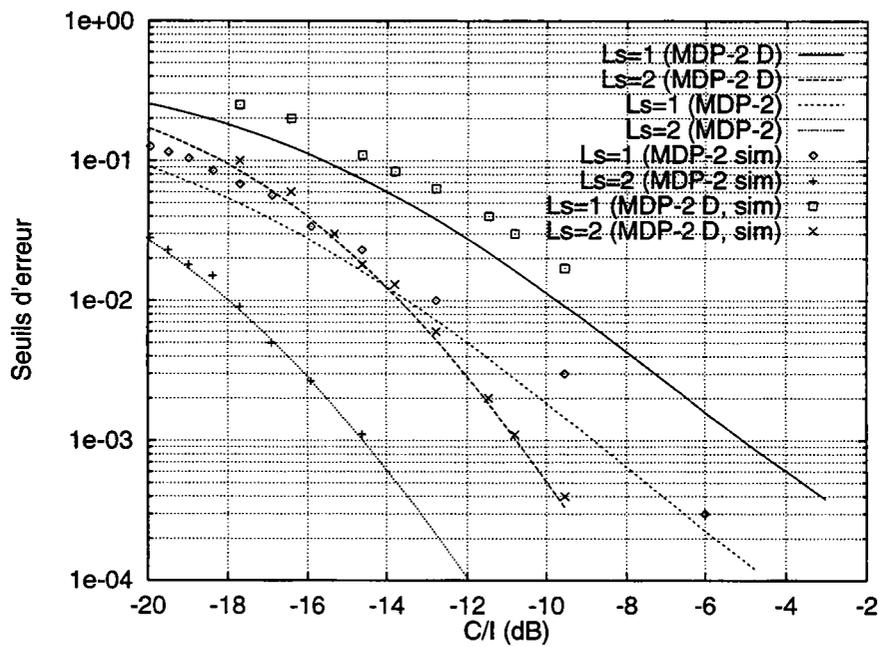


FIG. 3-17 - Seuils d'erreur en fonction du C/I pour un récepteur de RAKE (cohérent ou différentiel) à 3 branches dans un canal à 5 chemins.

3.3 Conclusion

Les résultats obtenus montrent que les performances d'un système DS-CDMA sont limitées par l'interférence due aux trajets multiples (self-interference) et par l'interférence entre utilisateurs. Nous montrons que les performances peuvent être améliorées par l'utilisation d'un récepteur de RAKE et/ou par la diversité d'espace. Le récepteur de RAKE exploite la diversité apportée par les trajets multiples inhérents à l'étalement de spectre. La diversité d'espace permet d'améliorer les performances en fournissant plusieurs répliques indépendantes du signal. Les calculs analytiques développés dans ce chapitre, ainsi que les simulations, permettent d'évaluer le gain de capacité dû aux techniques de diversité précitées pour une liaison DS-CDMA modulée en MDP-2 ou MDP-2 différentielle. Nous déduisons également de ce travail l'ordre de diversité minimum nécessaire à une qualité de service requise pour un nombre d'utilisateurs donné.

Finalement, nous exprimons les seuils d'erreur en fonction du rapport C/I pour les récepteurs de RAKE cohérent et différentiel. Ce réseau de courbes nous permettra, dans les opérations d'évaluation de réseau (chapitre 4), de relier les C/I moyens à une performance moyenne .

Chapitre 4

Simulation des réseaux DS-CDMA microcellulaires

Influence du soft handoff et des imperfections du contrôle de puissance sur la capacité

Dans ce chapitre nous présentons une méthodologie d'évaluation des réseaux microcellulaires basée sur la simulation informatique. Nous dressons les fonctions de répartition du rapport C/I paramétrées par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule pour en déduire la probabilité de bon fonctionnement du réseau. Cette simulation nous permet d'étudier l'impact du soft handoff sur la capacité globale du réseau tant pour la liaison descendante que pour la liaison montante. Nous développons également une modélisation de la propagation en milieu microcellulaire.

4.1 Introduction

4.1.1 Les critères pertinents de performances

L'évaluation des critères de performances par la simulation de réseau doit permettre à l'opérateur de choisir la configuration de réseau optimale. La configuration optimale est celle qui respectera, au moindre coût, pour une charge de trafic et une zone de service données, au mieux les contraintes de qualité de service. On comprend alors la nécessité d'apporter un soin tout particulier au choix

des critères de performances évalués par la simulation du réseau. Nous donnons, ci-après, les critères de performances les plus couramment utilisés dans la littérature et leur définition¹ :

LA COUVERTURE RADIOÉLECTRIQUE

C'est le paramètre le plus évident de qualité de service. En effet, il est aisé de comprendre qu'il est primordial que le système couvre la plus grande partie possible de la zone de service. En pratique, du fait des irrégularités du terrain, il n'est pas possible d'obtenir une couverture de 100%. Une telle couverture impliquerait une dynamique des puissances d'émission beaucoup trop importante pour espérer maîtriser les coûts du système et les interférences. Par conséquent, les systèmes actuels se contentent généralement d'une couverture minimale de 75% en zone accidentée et de 90% en terrain plat [Lee89].

LA PROBABILITÉ DE BON FONCTIONNEMENT

Cette probabilité définit, de manière objective, les performances minimales requises pour une qualité de service satisfaisante. Le taux d'erreur bit étant fonction du nombre moyen d'utilisateurs par cellule \bar{N} , cette probabilité p s'exprime conditionnellement à \bar{N} :

$$p(\bar{N}) = Pr\{TEB < TEB_{seuil} | \bar{N}\} \quad (4.1)$$

avec TEB_{seuil} le taux d'erreur bit maximal pour une qualité de service minimale. Un seuil de taux d'erreur bit de 10^{-3} est couramment admis pour les applications de téléphonie. Le taux d'erreur bit pouvant être relié à un niveau d'interférence, cette probabilité peut s'exprimer en fonction du rapport C/I des puissances reçues utile sur interférente :

$$p(\bar{N}) = Pr\{C/I > C/I_{seuil} | \bar{N}\} \quad (4.2)$$

¹Nous ne donnons ici que les critères de performances du réseau et non les critères de qualité de service ressentis par l'utilisateur, car ces derniers font toujours l'objet de discussions de la part des groupes de normalisation

Cette probabilité peut être évaluée par cellule ou sur tout le réseau. Pour finir, notons que plusieurs travaux concernant la simulation de réseaux DS-CDMA macro-cellulaires suivant ce paramètre ont été récemment publiés [Hua92, Fap93, Gai93].

CAPACITÉ MAXIMALE ADMISSIBLE PAR CELLULE

Ce paramètre est spécifique aux réseaux radiomobiles de type CDMA. Supposons que les contraintes de qualité de service imposent une probabilité de bon fonctionnement, p_{min} , par cellule. La capacité maximale admissible par cellule est alors définie comme le nombre moyen maximal d'utilisateurs, \bar{N}_{max} , qui vérifie :

$$\bar{N}_{max} = \max \{ \bar{N} \mid p(\bar{N}) \geq p_{min} \} \quad (4.3)$$

Les travaux de l'équipe de Qualcomm [Gil90, Gil91, Lee91] ont montré que la capacité d'un réseau de type CDMA n'était limitée que par les interférences. Il en résulte que toute réduction du niveau moyen des interférences se traduit directement par une augmentation de la capacité.

TAUX MOYEN DE BLOCAGE

C'est la probabilité que la demande de communication d'un mobile ne soit pas satisfaite faute de canaux disponibles.

TAUX MOYEN D'ÉCHEC DE HANDOVER

Les causes possibles de l'échec du handover sont nombreuses : pas de canaux disponibles dans la nouvelle cellule, C/I trop faible dans la zone de handover ou encore pas de nouvelle station de base, radioélectriquement en vue, lorsque le mobile demande un handover. Le taux moyen d'échec de handover représente la probabilité qu'un handover échoue, ce qui est synonyme de coupure de la communication, comme nous l'avons vu en introduction (paragraphe 1.1). Le fait que les coupures de communication soient considérées par l'utilisateur comme beaucoup plus gênantes qu'un rejet de la demande ou qu'une mauvaise qualité d'écoute illustre bien l'importance de l'influence de ce paramètre sur la qualité de service du système.

4.1.2 L'évaluation des performances par la simulation

On se propose d'évaluer, par la simulation informatique, la couverture radio-électrique, la capacité maximale admissible d'un réseau DS-CDMA microcellulaire et l'influence de diverses techniques de réductions des interférences et d'amélioration de la qualité de service sur cette dernière. Deux niveaux de simulation permettent d'accéder aux critères de performances précités :

Le premier est une simulation "fine" d'un réseau en fonctionnement. Cette simulation consiste tout d'abord à placer, de manière aléatoire ou à partir d'une carte de trafic, un nombre de mobiles égal au trafic moyen s'écoulant dans le réseau. La seconde étape de la simulation est l'affectation de durées de communication, la gestion du déplacement (trajectoire, vitesse, arrêt du mobile à un stop, embouteillage, etc ...) et l'allocation de canal (nouvelle demande et handover) pour chaque mobile. On peut alors estimer les taux moyens de blocage et d'échec de handover par comptage des événements correspondants et établir les distributions de C/I pour un mobile test. L'inconvénient de cette simulation est bien sûr sa complexité et son temps de calcul important.

Le second niveau de simulation est en fait une simplification du premier. Il consiste à considérer des interférents fixes et des durées de communication infinies, l'allocation de canal n'est alors effectuée qu'une seule fois en début de simulation. Le moyennage des résultats est maintenant obtenu par itérations successives du processus de simulation. En considérant les interférents fixes, les taux moyens de blocage et d'échec de handover ne sont plus accessibles et la probabilité de bon fonctionnement devient donc le seul critère d'estimation de la capacité maximale admissible [Pra93, Fap93, Gai93]. Nous réalisons par contre une économie non négligeable de temps de calcul et simplifions grandement le problème de la modélisation. De plus le point dur de la modélisation de la propagation en milieu microcellulaire n'intervient que dans l'estimation de la couverture et des interférences ; la gestion des déplacements des mobiles n'a donc, dans ce cas, aucune valeur ajoutée. C'est pourquoi nous retiendrons ce type de modélisation plutôt qu'une modélisation beaucoup plus lourde.

Nous présentons, par la suite, une méthodologie d'évaluation d'un réseau DS-CDMA microcellulaire. La qualité de service sera exprimée en terme de couverture

globale, de probabilité de bon fonctionnement et de capacité maximale admissible. Le paragraphe 4.2 traite de la propagation dans un tel milieu et les résultats de ce paragraphe permettront l'estimation de la couverture et le calcul des interférences ayant pour but l'estimation de la capacité du système (paragraphe 4.4). Puis nous décrivons, au paragraphe 4.4, les caractéristiques du réseau simulé et les techniques mises en œuvre pour améliorer la qualité de service du système. Ces techniques étant initialement développées et testées dans le cadre des réseaux macrocellulaires [Qua92, Sha91, Vit94, Pad94], nous étudions dans le paragraphe 4.5 leur impact sur la capacité d'un réseau DS-CDMA microcellulaire. Nous utiliserons pour cela les distributions de C/I estimées d'après le modèle de propagation présenté au paragraphe 4.2.

4.2 Modélisation de la propagation en milieu urbain microcellulaire

L'estimation de la couverture et des interférences en milieu microcellulaire est une tâche particulièrement ardue faute de modèles de propagation satisfaisants. En effet, comme les antennes d'émission sont situées sous le niveau moyen des toits, les caractéristiques de la propagation deviennent fortement liées à l'environnement. De ce fait, il n'existe pas, à l'heure actuelle et pour ce type de milieu, de modèle empirique général. Les seuls modèles donnant des résultats satisfaisants sont les modèles quasi-déterministes basés sur les techniques de lancer de rayons [Ike93]. Malgré tout, les temps de calcul requis par ces modèles, d'autant plus importants dans le cas d'opérations d'évaluation de réseau, nous amènent à définir notre propre méthode.

4.2.1 Description de la méthode

L'approche proposée est basée sur l'utilisation conjointe d'une bibliothèque de modèles de propagation et d'un graphe des rues. Ces modèles élémentaires sont établis pour des environnements bien particuliers; on entend par environnement la largeur des rues, les hauteurs d'antennes, le type de constructions environnantes (vieille ville, centre d'affaires, constructions métalliques...), l'orientation des rues...

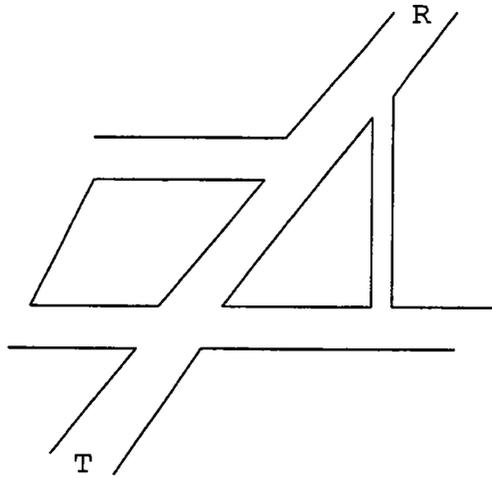


FIG. 4-1 - Exemple de site

Considérons, afin de décrire notre modélisation de la propagation, le cas de l'estimation du champ reçu en R pour un émetteur placé en T (figure 4-1). Dans ce cas, la méthode de modélisation de la propagation en milieu microcellulaire peut être décrite par les quatre étapes suivantes :

1. Codage du site sous forme de graphe. Les nœuds du graphe représentent soit les coudes de rues, soit les stations de bases (figure 4-2). Cette opération est exécutée une fois pour toutes.
2. Identification de tous les chemins possibles (n'excédant pas un nombre maximum de coins de rues) reliant T à R .
3. Affectation, par tronçon, d'un modèle de propagation issu de la bibliothèque. Les modèles sont affectés suivant l'orientation des rues (angle θ défini figure 4-2), les largeurs des rues, les hauteurs d'antennes et le type de bâtiments rencontrés le long du tronçon.
4. Calcul de champ.

Dans l'exemple ci-dessus on sélectionne, en ne considérant que les orientations de rues, quatre types de modèles distincts pour trois chemins différents (figure 4-2).

4.2.2 Calcul du champ

Si N_c chemins relient T à R , le signal reçu est constitué de N_c composantes de puissance P_j , chacune subissant une atténuation L_j :

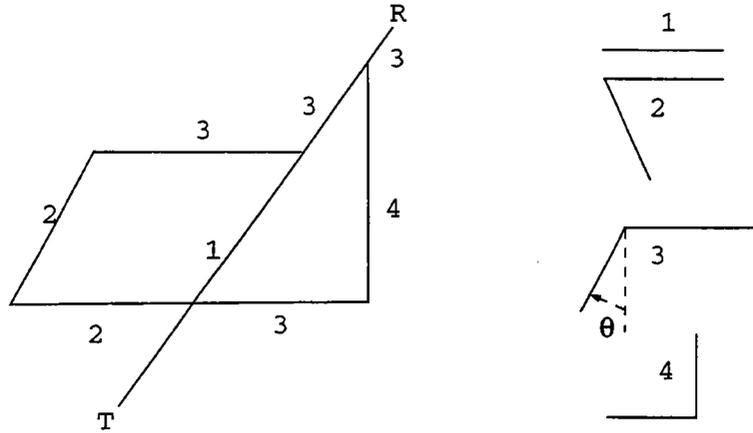


FIG. 4-2 - Graphe de rues à 7 nœuds et modèles associés

$$P_j = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{P_t}{L_j} \quad \text{avec} \quad L_j = L_{LV}(x_{max}) \prod_{i=0}^{N_j-1} L_{NLV}^{(i,j)}(y_i) \quad (4.4)$$

avec G_t et G_r les gains d'antennes respectivement à l'émission et à la réception, λ la longueur d'onde et P_t la puissance transmise. N_j est le nombre de coins de rues rencontrés sur le trajet j . Finalement la puissance totale reçue P_r s'exprime simplement par : $P_r = \sum_{j=1}^3 P_j$. Les trois signaux sont respectivement représentés par la succession de modèles {1} (trajet direct), {1, 2, 2, 3, 3} et {1, 3, 4, 3}. L'atténuation subie sur le chemin 1 ("en Ligne de Vue"), L_{LV} , s'écrit [Ber92] :

$$L_{LV}(x) = x^{n_1} \sqrt[p]{1 + \left(\frac{x}{x_L} \right)^{(n_2 - n_1)p}} \quad (4.5)$$

Les paramètres du modèle sont définis figure 4-3. En général $n_1 \approx 2$ et $n_2 \approx 4$. x_L est fonction de l'environnement. L'atténuation, pour le cas "trajet direct masqué (Non Ligne de Vue)" : $L_{NLV}^{(i,j)}(y)$ est l'atténuation subie, le long du chemin j , entre le coin de rue i et la position y . Cette atténuation s'écrit en omettant, par soucis de clarté, la dépendance en (i, j) [Ber92] :

$$L_{NLV}(y) = \left(\frac{y}{y_0} \right)^{n_3} \sqrt[p]{1 + \left(\frac{y}{y_L} \right)^{(n_4 - n_3)p}} \quad (4.6)$$

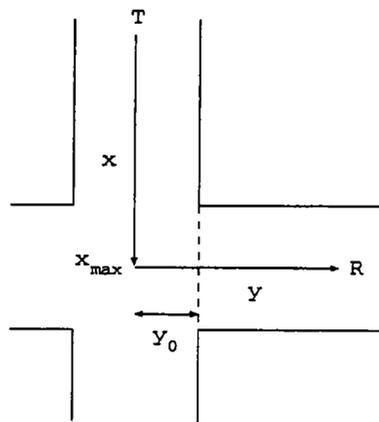


FIG. 4-3 - Paramètres du modèle empirique

Les paramètres n_3 et n_4 sont fonction des largeurs de rues et de l'environnement.

4.3 Validation du modèle de propagation

Nous confrontons ici les prédictions de la modélisation par graphe à la mesure. Les mesures ont été effectuées par le laboratoire Transmission des Signaux Radiofréquences de TDF-C2R. Malheureusement, lors de cette campagne, les mesures en milieu microcellulaire ont été trop peu nombreuses pour parfaitement valider et enrichir notre modèle. Nous pouvons toutefois valider le concept sur quelques exemples typiques.

4.3.1 Mesures sur site

Le site retenu est la ville de Strasbourg, les mesures en milieu microcellulaire ont été effectuées dans le centre ville (figure 4-4). Les paramètres de la mesure sont les suivants :

- Fréquence d'émission : 1893.888 *MHz*
- Puissance d'émission : 10 *W*
- Antenne: KATHREIN type 734306, $G_t = 12.5$ *dBi*, ouverture de 65° dans le plan horizontal

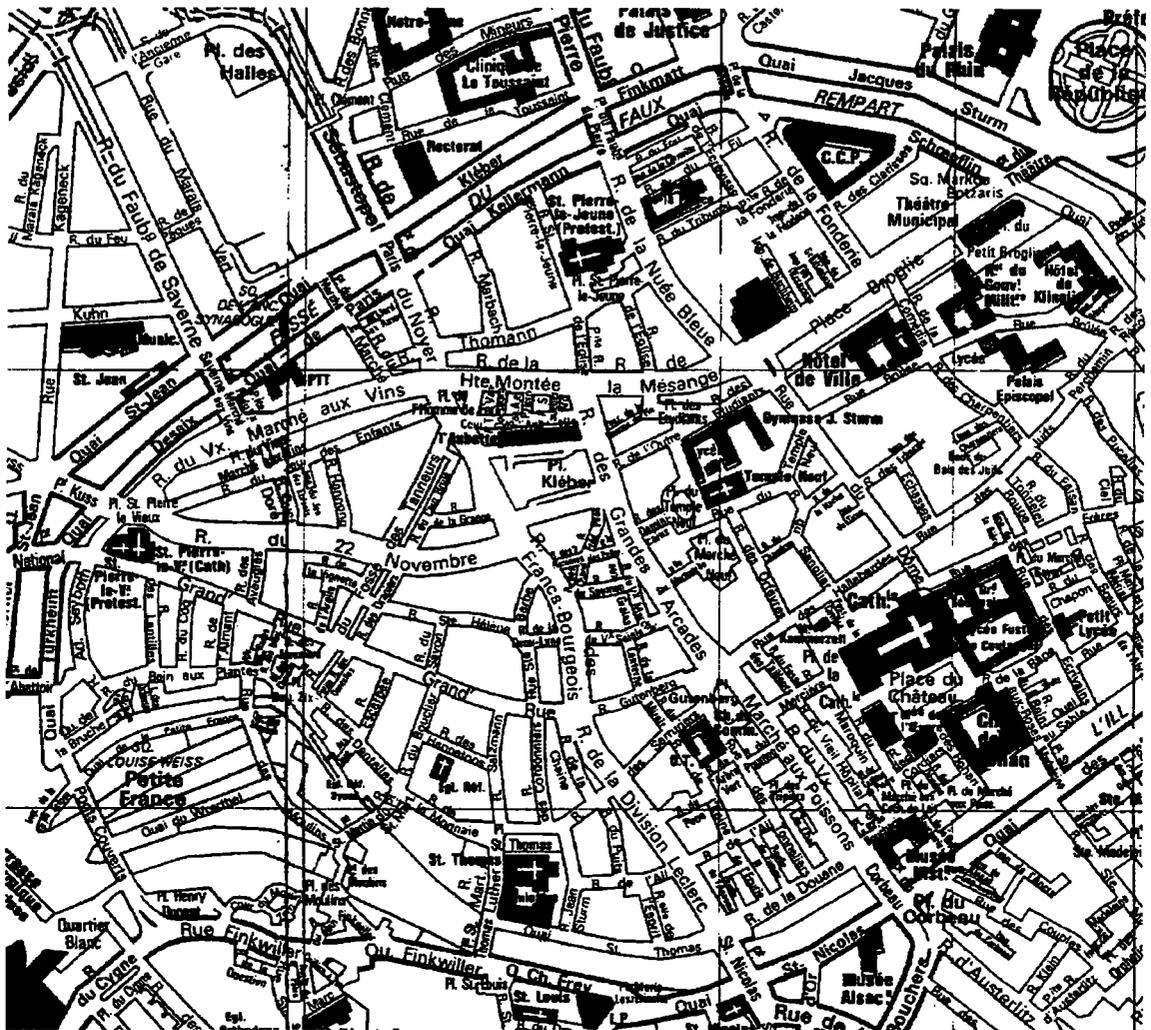


FIG. 4-4 - Site de la mesure (Strasbourg centre)

- Hauteur de l'antenne d'émission : 14 m
- Hauteur de l'antenne de réception : 1.8 m

Les résultats donnent, par pas de 5 mètres, la tension recueillie à la sortie de l'antenne de réception sur une charge de 50Ω , en fonction des coordonnées en projection Lambert. Cette tension est la valeur à 50% des emplacements, calculée sur 250 mesures au pas de $2 \text{ cm} \approx \lambda/8$). Les diverses pertes sont compensées.

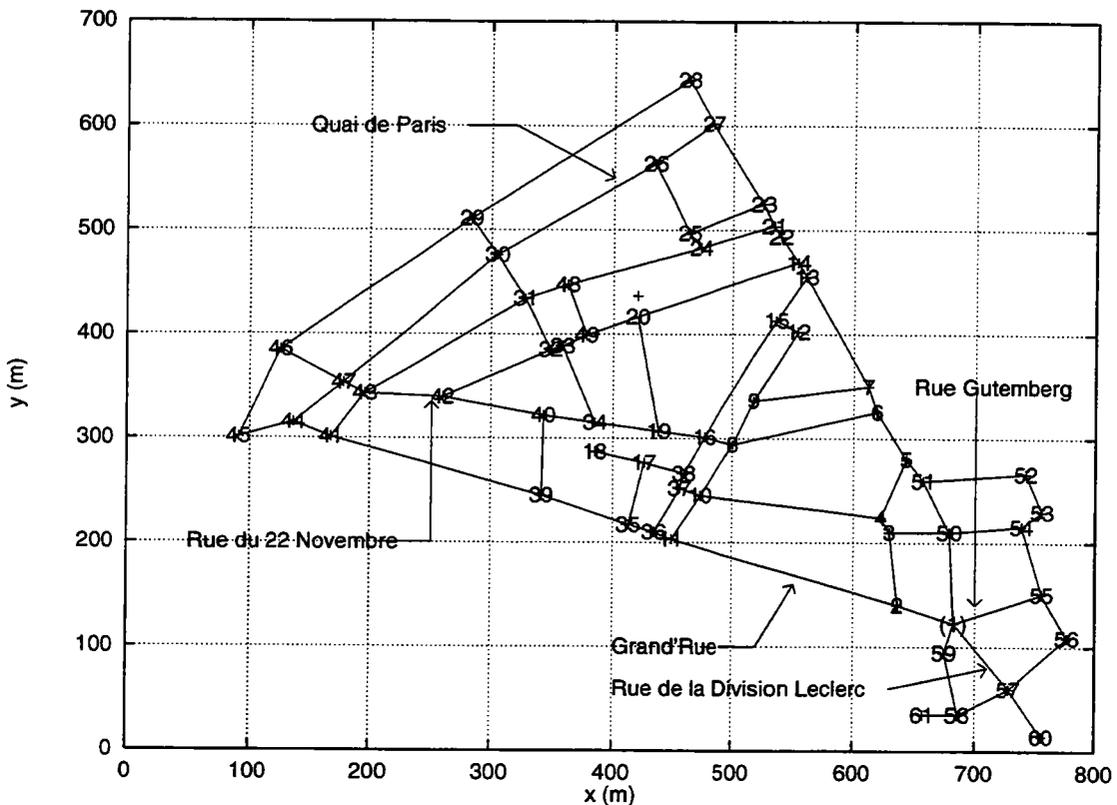


FIG. 4-5 - Graphe des rues de Strasbourg centre

4.3.2 Simulations

La zone de mesure est codée sous forme d'un graphe (figure 4-5), l'émetteur est situé sur le nœud 1.

Les modèles composant la bibliothèque sont tous issus de la littérature [Wag93, Riz94]. Les modèles de propagation à trajet direct masqué ont été établis pour les paramètres suivants :

- Fréquence d'émission : 1956 *MHz*
- Largeur de rue : 25 – 50 *m*
- Les antennes d'émission et de réception sont positionnées au centre des rues.

Le modèle utilisé par Wagen et son équipe est basé sur les techniques de lancer de rayons "2D"². Il a été validé par l'expérimentation, dans le centre ville

²Les différents rayons sont lancés uniquement dans le plan horizontal.

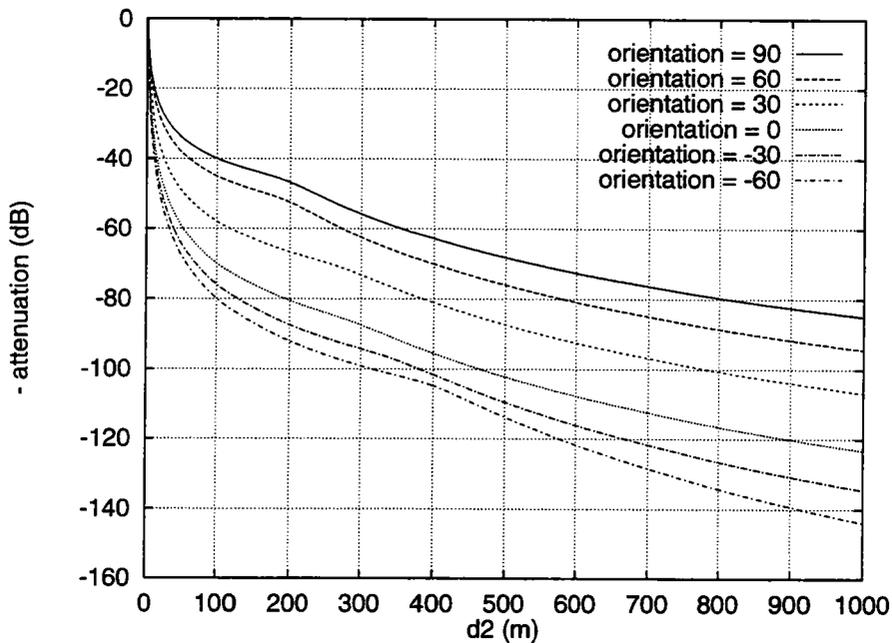


FIG. 4-6 - Modèles utilisés lors de la simulation. L'orientation des rues est définie par l'angle θ , exprimé ici en degrés. $d_2 = y - y_0$

de Berne, avec une hauteur d'antenne de 6 m pour l'émission et 1.8 m pour la réception. Remarquons toutefois que la propagation microcellulaire ne dépend quasiment pas des hauteurs d'antennes pourvu que ces dernières soient bien sous le niveau moyen des toits. Nous avons donc négligé, pour le cas *NLV*, l'influence des hauteurs d'antennes, ce qui revient à négliger la diffraction par les toits des bâtiments, hypothèse d'autant plus réaliste que la fréquence est élevée. Finalement nous avons déduit des travaux de Wagen un ensemble de modèles à double pente (équations 4.5 et 4.6) pour différentes orientations de rues (figure 4-6) et pour une largeur de rue de 25 m. Le modèle de propagation en ligne de vue est, quant à lui, un modèle double pente issu des références [Ber92, rac90].

4.3.3 Comparaison des résultats

Nous caractérisons l'écart entre les mesures et la prédiction par son écart type, défini comme la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne. Soit un ensemble de N mesures $\{X_i\}$ avec $i \in \{0 \dots N - 1\}$, l'écart type entre cet ensemble et l'ensemble des prédictions $\{\hat{X}_i\}$ s'écrit :

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_i - \hat{X}_i|^2} \quad (4.7)$$

Les résultats de mesures étant confidentiels nous ne donnons dans ce mémoire que les résultats exprimés en terme d'écart type de l'erreur de prédiction. Ce paramètre est donné par l'équation 4.7 pour un ensemble de mesures correspondant aux valeurs de champ recueillies dans une rue.

Le cas de la propagation à vue a été étudié dans trois rues différentes, l'écart type de l'erreur de prédiction varie entre 3.12 et 5 *dB*.

Six cas de propagation à trajet direct masqué ont été étudiés, l'écart type de l'erreur de prédiction varie entre 4 et 5 *dB* ; exception faite d'un cas particulier à 7.6 *dB*.

4.3.4 Considérations sur la validité de la modélisation proposée

Nous avons confronté notre modélisation de la propagation en milieu microcellulaire à la réalité. Les modèles élémentaires utilisés dans la bibliothèque ont été extraits de campagnes de mesures et de modélisation par lancer de rayons pour des centres de villes moyennes européennes [Wag93, Riz94, rac90], autres que Strasbourg par soucis de généralisation de la méthode. Si le nombre des mesures, pour le milieu microcellulaire, était insuffisant pour complètement valider notre modèle, ces comparaisons ont toutefois donné des résultats tout à fait satisfaisants (écart type compris entre 3.12 et 7.6 *dB*).

La bibliothèque utilisée comporte 6 modèles, valables pour des largeurs de rues de l'ordre de 25 à 50 *m*. Pour des largeurs de rues et des types d'environnements différents (zone suburbaine, centre d'affaires ...) cette bibliothèque devra sans doute être enrichie, soit par campagne de mesure, soit par l'emploi d'outils basés sur les techniques de "lancer de rayons".

Soulignons que la méthode exposée ici ne peut en aucun cas se substituer au lancer de rayons beaucoup plus précis. Cette méthode permet cependant, en première approximation, une bonne estimation du champ pour un temps de calcul

nettement moins important. C'est donc cette modélisation de la propagation que nous utiliserons pour évaluer la couverture et les rapports de puissance utile sur brouilleuse lors de la simulation de réseau radiomobile présentée dans le paragraphe suivant (paragraphe 4.4).

4.4 Evaluation de la capacité du système par la simulation de réseau

4.4.1 Description générale du système simulé

Nous reprenons ici le système décrit partiellement au paragraphe 3. Le système simulé est un réseau DS-CDMA de troisième génération, opérant donc dans la bande des 1.8 GHz . Les codes d'étalement sont des codes de Gold de longueur 127. Connus pour leurs faibles intercorrélations, ils minimisent l'interférence entre utilisateurs. Le débit chip est fixé à 4 Mchip/s . Le signal étalé est finalement filtré par un filtre en racine de cosinus surélevé avec un coefficient de retombée de 0.35. Nous assimilons, par la suite, le code d'étalement au canal de communication.

L'étalement des retards de $1\ \mu\text{s}$ du canal de transmission correspond au cas moyen d'un milieu urbain microcellulaire. La combinaison de cet étalement et de la bande occupée par le signal modulé et étalé donne un canal à cinq chemins. Pour une vitesse moyenne en zone urbaine de 30 km/h la fréquence Doppler maximale est : $f_d = \bar{V}/\lambda = 50\text{ Hz}$. Puisque l'étalement des retards est nettement inférieur à la durée d'un symbole d'information, nous négligeons l'interférence entre symboles.

Les signaux de la liaison montante sont modulés en MDP-2 et un récepteur cohérent de RAKE exploite de manière optimale la diversité de chemins apportée par la transmission large bande. Comme la détection cohérente est problématique³, nous considérons dans le cas de la liaison montante une modulation MDP-2 différentielle. La diversité de chemins est, dans ce cas, exploitée par un récepteur différentiel de RAKE. De même que dans le paragraphe 3 le canal varie suffisamment lentement pour pouvoir supposer une estimation parfaite du canal dans le cas de la démodulation cohérente. Nous supposerons également,

³La liaison montante ne possède pas de signal pilote

pour les deux liaisons, une resynchronisation parfaite des signaux reçus.

Une bande de fréquence différente est affectée aux liaisons montantes et descendantes ; c'est ce que la terminologie anglaise désigne par : Frequency Division Duplexing (FDD). Nous supposons que les performances du système ne sont limitées que par les interférences issues de la même bande de fréquence. Chaque station de base transmet une séquence d'identification pseudo aléatoire, appelée aussi signal pilote, servant au contrôle de puissance, à l'affectation de station de base et à l'estimation du canal. Les antennes des stations de base et des mobiles sont omnidirectionnelles.

4.4.2 Contrôle de puissance

Le fait qu'en CDMA les utilisateurs accèdent simultanément à la même bande de fréquence donne naissance au phénomène, bien connu et déjà cité, d'interférence entre utilisateurs. Ces interférences limitant les performances d'un système CDMA sont particulièrement gênantes dans le cas de la liaison montante (liaison mobile-base). En effet, si A et B sont deux mobiles rattachés à la même station de base, respectivement distants de d_A et d_B de cette dernière avec $d_A > d_B$ (figure 4-7), l'atténuation de propagation subie par le signal émis de A sera supérieure à celle subie par le signal émis de B ; A sera donc masqué par B en réception à la station de base si les deux mobiles émettent à la même puissance, c'est le problème "près-loin". La solution à ce problème est un contrôle de puissance [Qua92]. Ce dernier maximise la capacité de la liaison montante en faisant en sorte que tous les signaux montants soient reçus par la station de base avec la même puissance moyenne. Un contrôle de puissance parfait, compensant parfaitement par le gain à l'émission du mobile l'atténuation de propagation subie par chaque utilisateur, est souvent supposé dans la littérature [Gil91, Fap93]. Cependant cette hypothèse est rarement vérifiée dans la réalité. En effet, les systèmes réels utilisent un contrôle de puissance discret, ce qui engendre des imperfections dans le contrôle de puissance, dégradant ainsi les performances du système. Les imperfections découlant de cette discrétisation sont souvent dues à une dynamique finie, ou plus généralement à une erreur de quantification. Nous étudierons donc les effets d'un contrôle de puissance imparfait sur la capacité du système.

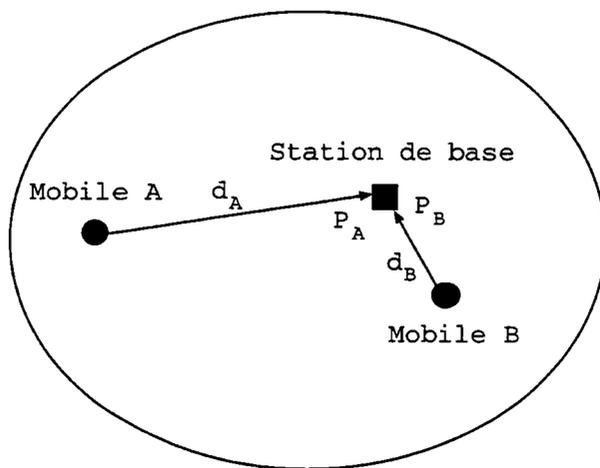


FIG. 4-7 - Illustration du problème "Près-Loin" en CDMA

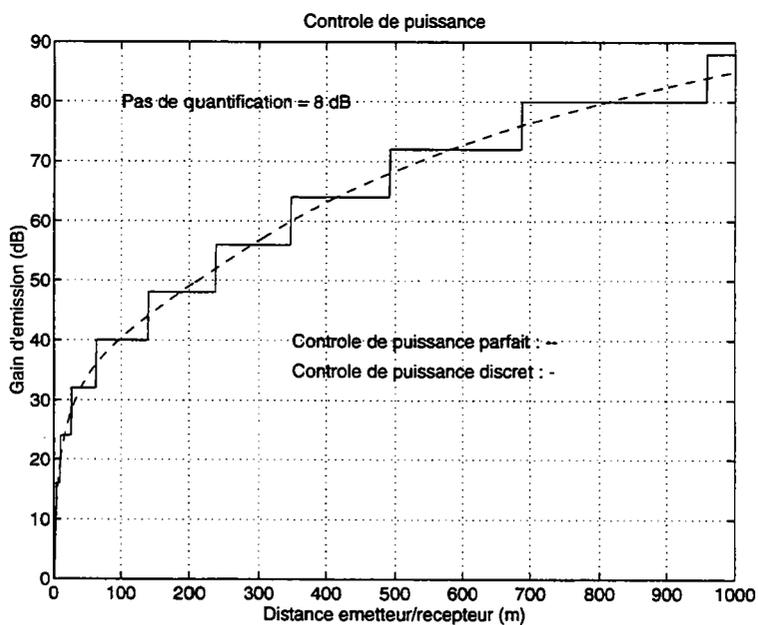


FIG. 4-8 - Contrôle de puissance dans la rue à trajet direct

Supposons un contrôle de puissance discret (figure 4-8). Le gain à l'émission du $i^{\text{ème}}$ mobile⁴, contrôlé par la $j^{\text{ème}}$ station de base, est quantifié suivant le pas de résolution δ .

$$10\log_{10}(G_{j(i)}) = n\delta \quad (4.8)$$

avec $(2n - 1)\delta/2 < 10\log_{10}(G'_{j(i)}) \leq (2n + 1)\delta/2$, où $G'_{j(i)}$ est le gain à l'émission dans le cas d'un contrôle de puissance parfait. Nous avons vu dans le chapitre 2 que le signal radiomobile était, entre autre, affecté par des évanouissements à long terme dus à des obstacles de taille importante. La puissance d'un signal soumis à ce type d'évanouissement se modélise par une variable aléatoire de loi log-normale [Jak74]. Si x est la puissance reçue, exprimée en dB_W , x est une variable aléatoire de loi log-normale :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp - \frac{(x - m)^2}{2\sigma^2} \quad (4.9)$$

avec m et σ^2 la valeur moyenne et la variance, exprimées en dB , de x . m est en fait la puissance reçue exprimée par 4.4. En notation linéaire nous pouvons écrire que la puissance reçue P_r est la puissance moyenne \bar{P}_r donnée par 4.4 multipliée par $10^{-N(0,\sigma)/10}$, $N(0,\sigma)$ étant une variable aléatoire de loi log-normale centrée et de variance σ :

$$P_r = \bar{P}_r \cdot 10^{-N(0,\sigma)/10} \quad (4.10)$$

On déduit alors de l'équation 4.10 et du fait que le contrôle de puissance idéal doit compenser parfaitement l'atténuation de propagation L_{ij} entre le mobile i et la station de base j définie par l'équation 4.4, que $G'_{j(i)}$ s'écrit :

$$G'_{j(i)} = L_{ij} 10^{-N(0,\sigma)/10} \quad (4.11)$$

⁴Nous assimilons, tout au long de ce chapitre, le mobile à ses coordonnées (x, y)

Nous supposons ici une dynamique du contrôle de puissance infinie. Le contrôle de puissance est géré par la station de base la plus proche, d'un point de vue propagation et non d'un point de vue géométrique. Autrement dit le gain d'émission du mobile i est contrôlé par la station de base j qui vérifie la condition (4.12) :

$$G'_{j(i)} = \min(G'_{k(i)}) \text{ où } k \in \{0 \cdots B - 1\} \quad (4.12)$$

avec B le nombre de stations de base. Notons que l'équation (4.12) est aussi la condition d'appartenance, dans le cas où le mobile est en communication simple (pas de macro diversité), du $i^{\text{ème}}$ mobile à la $j^{\text{ème}}$ station de base.

4.4.3 Calcul du rapport des puissances utiles sur interférentes en CDMA

Comme nous l'avons vu dans la description du système (paragraphe 4.4.1) le FDD permet de séparer fréquentiellement la liaison montante de la liaison descendante. Autrement dit, seules les émissions des mobiles brouillent la liaison montante et seules les émissions des stations de base brouillent la liaison descendante (figure 4-9). Nous considérerons donc les calculs de C/I en liaisons montante et descendante de manière indépendante.

De manière générale, en présence de K brouilleurs, le C/I se calcule, en supposant la puissance de bruit thermique nettement inférieure au niveau des interférences, de la façon suivante [Lee82] :

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{k=0}^{K-1} I_k} \quad (4.13)$$

avec C la puissance, en liaison montante ou descendante, du signal utile et I_k la puissance interférente du $k^{\text{ème}}$ brouilleur. Dans le cas particulier d'un réseau CDMA, les interférents sont soit intracellulaires (utilisateurs appartenant à la même cellule) soit extracellulaires (utilisateurs appartenant aux cellules voisines). Détaillons maintenant le calcul de C/I dans le cas du réseau microcellulaire et pour les deux types de liaisons.

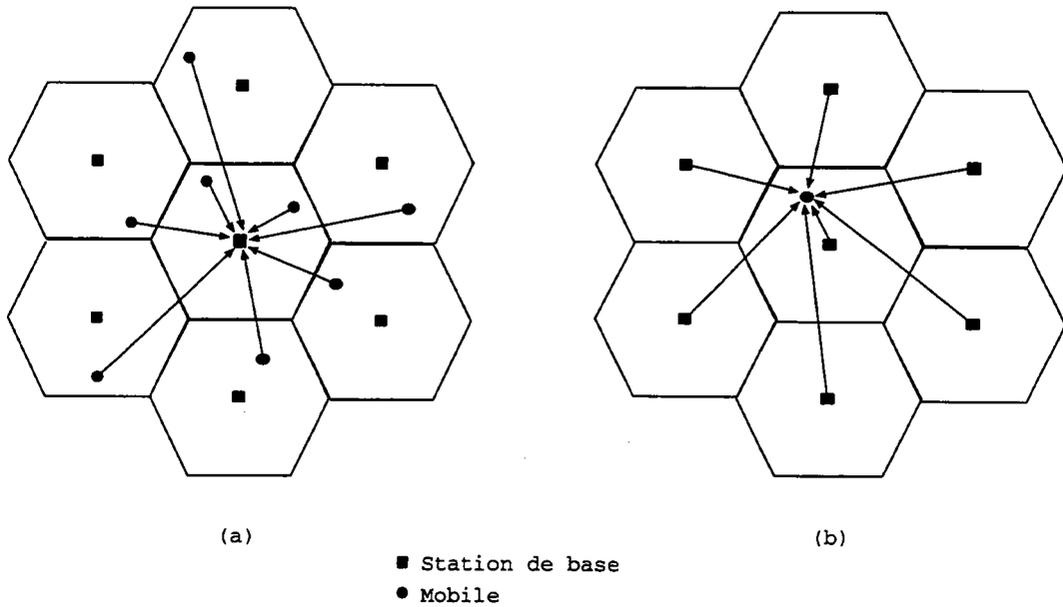


FIG. 4-9 - Interférences sur la liaison montante (a) et descendante (b)

Expression de la puissance reçue utile en liaison montante et descendante

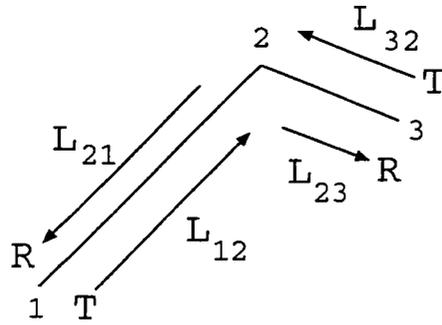
Considérons le mobile i rattaché à la station de base j . On appelle $G_{j(i)}$ son gain à l'émission. D'après la modélisation de la propagation décrite au paragraphe 4.2 (équations 4.4-4.6) et l'équation 4.10, si M_{ij} chemins mènent du mobile i à la station de base j , la puissance reçue pour la liaison montante, c'est-à-dire à la station de base j , s'écrit :

$$C_j^i = K_{mobile} \sum_{v=0}^{M_{ij}-1} \frac{G_{j(i)}}{L_{ij}^{(v)}} \cdot 10^{N_{ij}^{(v)}(0,\sigma)/10} \quad (4.14)$$

avec $L_{ij}^{(v)}$ et $N_{ij}^{(v)}(0,\sigma)$ respectivement l'atténuation et l'évanouissement à long terme subis par le $v^{ème}$ chemin entre i et j . K_{mobile} est une constante :

$$K_{mobile} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 P_t^{mobile} G_r^{base} \quad (4.15)$$

avec λ la longueur d'onde, P_t^{mobile} la puissance transmise par le mobile et G_r^{base} le gain à la réception de l'aérien de la station de base. De la même manière, en



Attenuation chemin 1-3 : $L_{12} L_{23}$
 Attenuation chemin 3-1 : $L_{32} L_{21}$

FIG. 4-10 - Exemple de non réciprocity de la propagation en milieu microcellulaire

appelant G_j la gain à l'émission de la station de base, la puissance reçue pour la liaison descendante, c'est-à-dire au mobile, s'écrit :

$$C_i^j = K_{base} \sum_{v=0}^{M_{ij}-1} \frac{G_j}{L_{ji}^{(v)}} \cdot 10^{N_{ji}^{(v)}(0,\sigma)/10} \quad (4.16)$$

avec K_{base} une constante similaire à 4.15 :

$$K_{base} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 P_t^{base} G_r^{mobile} \quad (4.17)$$

avec P_t^{base} la puissance transmise par la station de base et G_r^{mobile} le gain à la réception de l'antenne du mobile. Afin d'alléger l'écriture, on pose, $K_{base} = K_{mobile} = K$. Remarquons également qu'en milieu microcellulaire la propagation n'est plus tout à fait réciproque : $L_{ji}^{(v)} \neq L_{ij}^{(v)}$, puisque la longueur du premier et du dernier tronçon ainsi que l'orientation de ce dernier (si le chemin comporte plus de deux tronçons) peuvent varier selon que l'on parcourt le chemin dans un sens ou dans l'autre. La figure 4-10 illustre ce propos sur l'exemple d'un chemin à deux tronçons de longueurs différentes, l'atténuation pour le sens de parcours [1-3] est différente de celle du sens [3-1].

Expression du C/I en liaison montante

Supposons I mobiles émettant simultanément. Le $k^{\text{ème}}$ mobile interférent étant rattaché à une station de base parmi les B possibles, nous désignons par G_k son gain à l'émission. Tout comme pour le signal utile, les interférences sont affectées par les évanouissements à long terme. La puissance d'interférence reçue à la $j^{\text{ème}}$ station de base s'écrit alors :

$$I_j^i = K \sum_{k=0, k \neq i}^{I-1} \sum_{v=0}^{M_{kj}-1} \frac{G_k}{L_{kj}^{(v)}} \cdot 10^{N_{kj}^{(v)}(0, \sigma)/10} \quad (4.18)$$

avec i le mobile utile, K la constante précédemment définie et M_{kj} le nombre de chemins reliant le mobile k à la station de base j .

Le rapport signal sur interférent en liaison montante est alors le rapport des équations 4.14 et 4.18 :

$$\frac{C}{I}[j(i)] = \frac{\sum_{v=0}^{M_{ij}-1} \frac{G_{j(i)}}{L_{ij}^{(v)}} \cdot 10^{N_{ij}^{(v)}(0, \sigma)/10}}{\sum_{k=0, k \neq i}^{I-1} \sum_{v=0}^{M_{kj}-1} \frac{G_k}{L_{kj}^{(v)}} \cdot 10^{N_{kj}^{(v)}(0, \sigma)/10}} \quad (4.19)$$

Expression du C/I en liaison descendante

Supposons U_j utilisateurs simultanés rattachés à la station de base j . La puissance d'interférence intracellulaire reçue au $i^{\text{ème}}$ mobile est donnée par :

$$I_{intra}^j(i) = K (U_j - 1) \sum_{v=0}^{M_{ji}-1} \frac{G_j}{L_{ji}^{(v)}} \cdot 10^{N_{ji}^{(v)}(0, \sigma)/10} \quad (4.20)$$

Finalement l'interférence totale est la somme des interférences intra et extracellulaires ; si on considère que B stations de base sont susceptibles de brouiller le mobile i et que U_k , $k \in \{0 \cdot \cdot B - 1\}$, utilisateurs sont rattachés à la $k^{\text{ème}}$ de ces B stations, alors la puissance d'interférence reçue en liaison descendante, au $i^{\text{ème}}$

mobile, s'exprime par :

$$I_i^j = I_{intra}^j(i) + K \sum_{k=0, k \neq j}^{B-1} U_k \sum_{v=0}^{M_{ik}-1} \frac{G_k}{L_{ki}^{(v)}} \cdot 10^{N_{ik}^{(v)}(0, \sigma)/10} \quad (4.21)$$

Notons que dans 4.21, il est sous-entendu que le mobile i est rattaché à la station j .

Le rapport signal sur interférent en liaison descendante est alors le rapport des équations 4.16 et 4.21 :

$$\frac{C}{I}[i] = \frac{K \sum_{v=0}^{M_{ij}-1} \frac{G_j}{L_{ji}^{(v)}} \cdot 10^{N_{ij}^{(v)}(0, \sigma)/10}}{I_{intra}^j(i) + K \sum_{k=0, k \neq j}^{B-1} U_k \sum_{v=0}^{M_{ik}-1} \frac{G_k}{L_{ki}^{(v)}} \cdot 10^{N_{ik}^{(v)}(0, \sigma)/10}} \quad (4.22)$$

4.4.4 Evaluation des performances en fonction du C/I

A ce stade du développement, la probabilité de bon fonctionnement ne peut être exprimée qu'en terme de C/I (équation 4.2). Afin de relier les performances à la probabilité de bon fonctionnement (équation 4.1), nous devons exprimer le TEB en fonction du C/I. Nous utilisons pour cela les résultats du chapitre 3. Puisque dans l'établissement des expressions de C/I nous avons supposé la puissance de bruit thermique négligeable devant le niveau des interférences, nous pouvons dorénavant confondre TEB et seuil d'erreur. La figure 4-11 montre, avec L_s l'ordre de diversité, les seuils d'erreur d'une liaison DS-CDMA en fonction du C/I, pour un étalement par code de Gold de longueur 127 et pour un canal à 5 chemins dont la diversité est exploitée par un récepteur de RAKE à trois branches.

Nous n'utiliserons, lors de notre évaluation, que les courbes de TEB présentées figure 4-11. Cependant dans le cas d'un processus réel d'évaluation il faudrait considérer ces courbes pour un ensemble de canaux différents, chacun correspondant à un environnement particulier.

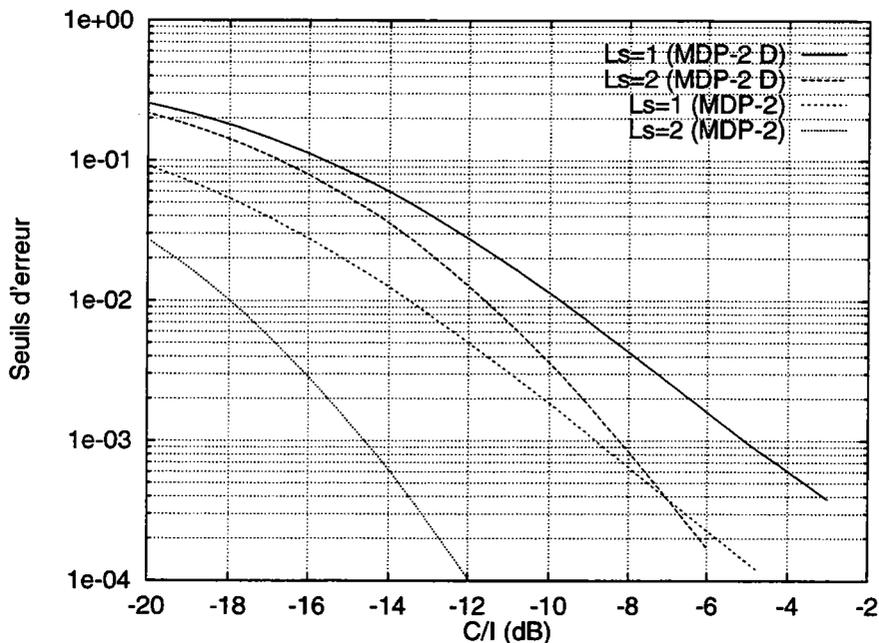


FIG. 4-11 - Seuils d'erreur fonction du C/I pour un canal de 5 chemins et un récepteur de RAKE à trois branches

4.4.5 Augmentation de la capacité par la détection d'activité vocale et le soft handoff

La détection d'activité vocale

La détection d'activité vocale (DAV) est une technique de réduction des interférences qui permet d'augmenter la capacité du système. Cette technique est utilisée dans le système Qualcomm et est décrite dans [Qua92]. Lorsque l'utilisateur cesse de parler, le débit trame, et donc la puissance, est réduit d'un facteur 1/2, 1/4 ou 1/8. On peut donc dire que la puissance des interférents est réduite de la valeur moyenne des facteurs de réduction du débit binaire, soit d'un facteur 0.29. De plus, les travaux de Shapira [Sha91] ont montré que la probabilité que la réduction des interférences par DAV soit effective, autrement dit que la probabilité que l'utilisateur se taise, était de 5/8. On peut donc modéliser l'effet de la DAV de la manière suivante :

Soit le mobile i rattaché à la station de base j . L'interférence en liaison montante $I_j(i)$ (interférence du mobile i sur la station de base j) et l'interférence en liaison descendante I_i (interférence de la station de base j sur le mobile i) s'écrivent, en

ne considérant qu'un seul chemin par souci de clarté :

$$\begin{aligned}
 I_j^i &= K \frac{G_{u(i)}}{L_{ij}} \cdot 10^{N_{ij}(0,\sigma)/10} \cdot \xi_i \\
 I_i^j &= K \frac{G_j}{L_{ji}} U_j \cdot 10^{N_{ji}(0,\sigma)/10} \cdot \xi_j
 \end{aligned}
 \tag{4.23}$$

$\xi_{i,j}$ sont les facteurs de réduction d'interférence dus à la DAV. Ce sont des variables aléatoires égales à 1 avec une probabilité $1 - 5/8 = 3/8$ et égales à 0.29 avec une probabilité $5/8$.

Le soft handoff

Un des inconvénients de l'introduction du concept microcellulaire dans les réseaux radiomobiles est la multiplication du nombre de handovers et donc du taux moyen d'échec de ce dernier. Pour remédier à ce problème Qualcomm a développé une nouvelle technique de handover appelée soft handover ou soft handoff [Qua92]. Le principe de base est d'utiliser la macrodiversité, en réception et en émission pour les stations de base et en réception seule pour le mobile, lorsque ce dernier entre dans une zone de handover.

L'ALGORITHME DE SOFT HANDOFF

L'algorithme de soft handoff que nous utilisons est basé sur le critère de la puissance. Lorsque le mobile est en procédure de soft handoff, le contrôle de puissance de la liaison montante est géré par la station de base qui émet le signal le plus puissant. Illustrons cet algorithme par l'exemple de la figure 4-12 d'un soft handoff d'ordre 2 (handover sur 2 stations de base). Le mobile est initialement en communication avec la station de base 1 (BS1). Le soft handoff commence lorsque la puissance du signal pilote de la seconde station de base (BS2) est supérieure à un seuil d'accrochage. Le mobile maintient la communication avec BS1 et BS2 jusqu'à ce que la puissance du signal pilote de BS1 soit inférieure au seuil de décrochage. Par la suite, nous appellerons la différence Δ entre les seuils d'accrochage et de décrochage, la fenêtre de soft handoff. Notons que la puissance des signaux pilotes est comparée aux seuils d'accrochage et de décrochage pendant un temps minimum, ceci afin d'éviter les éventuels effets "Ping-Pong" dus aux

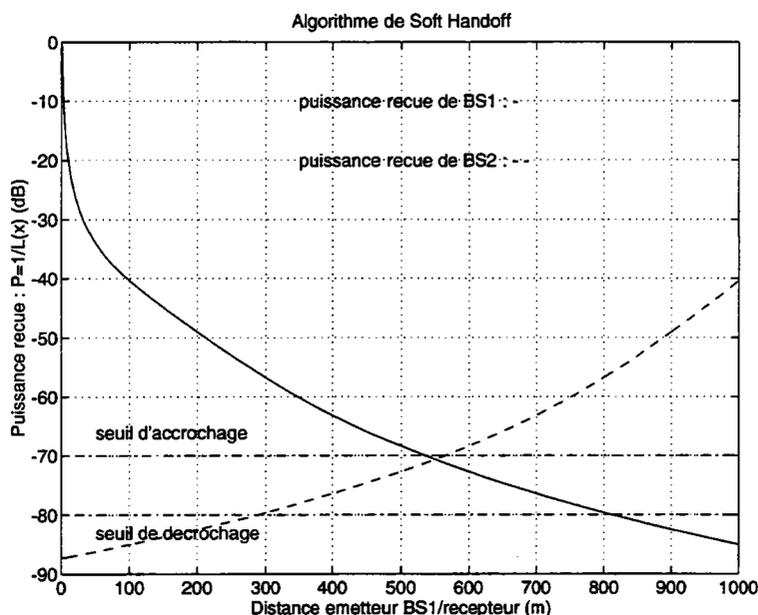


FIG. 4-12 - Scénario de soft handoff

évanouissements à court terme. La macrodiversité est exploitée au niveau de la station de base par sélection de la voie présentant le meilleur C/I et par combinaison à rapport signal à bruit maximal dans le cas de la liaison descendante (paragraphe 3). La figure 4-12 illustre l'algorithme de soft handoff avec deux stations de base à vue, séparées d'une distance de 1100 m. La puissance reçue s'écrit : $P_r = 1/L(x)$, avec $L(x)$ l'atténuation de propagation entre la station de base et le mobile, le seuil d'accrochage est fixé à -90 dBm et la fenêtre de soft handoff est de 10 dB. La zone de soft handoff s'étend, approximativement, de 570 m à 800 m.

IMPLICATIONS DU SOFT HANDOFF SUR LA CAPACITÉ

Le soft handoff permet, par la macrodiversité, d'augmenter les performances du système; l'introduction de cette technique permet alors, à qualité de service égale, une réduction du C/I minimum requis et donc une augmentation de la capacité globale. Dans le cas d'un réseau macrocellulaire, Viterbi (Qualcomm) montre de manière théorique, que pour une probabilité de bon fonctionnement de 0.9 et pour une zone de soft handoff couvrant 100% de la cellule considérée (voir figure 4-13), la capacité de la liaison montante peut être doublée grâce à un algorithme de soft handoff (d'ordre 2) couplé avec un contrôle de puissance parfait [Vit94]. Néanmoins, dans la pratique, une telle surface de zone de soft handoff

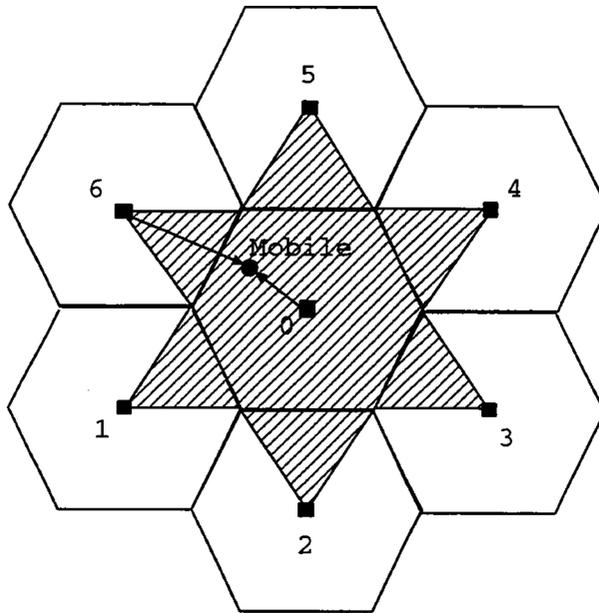


FIG. 4-13 - Zone de soft handoff d'ordre 2 considérée dans l'article de Viterbi. Le mobile est en communication avec les stations de base 0 et 6

n'est pas envisageable du fait de la différence des puissances reçues lorsque le mobile est près de la station de base. De plus, dans le cas d'un réseau microcellulaire la zone de soft handoff sera, en raison de l'atténuation de coin de rues (de 20 à 60 dB sur 50 m, voir figure 4-6), confinée au voisinage des coins de rues ; la surface de la zone de soft handoff sera donc, dans ce cas, nettement inférieure à la zone considérée par Viterbi, avec pour conséquence directe une réduction du gain de capacité. En outre on peut penser que dans le cas microcellulaire le soft handoff ne devrait pas être aussi favorable à la liaison descendante, en effet le soft handoff impliquant de maintenir des liaisons radio avec plus d'une station de base, cela impose l'émission de signaux supplémentaires. On augmente donc ainsi le niveau moyen des interférences, pour une zone de soft handoff toujours confinée au voisinage des coins de rues, au détriment de la capacité de la liaison descendante. Nous étudierons donc l'impact réel du soft handoff sur le niveau moyen des interférences, c'est-à-dire sur la capacité du réseau, dans le cas des liaisons montante et descendante en milieu microcellulaire.

4.5 Simulation et analyse des résultats

Le site arbitrairement choisi servant de base à l'exercice d'évaluation est le centre gare de Metz. C'est une zone urbaine dense composée de constructions anciennes, où on retrouve bien l'environnement typique pour lequel a été établi et validé notre modélisation de la propagation par graphe. Le graphe des rues du site analysé et la position des stations de base composant notre réseau sont représentés figure 4-14. Les stations de base ont été placées de manière à optimiser la couverture globale tout en limitant les zones de recouvrement, toutefois nécessaires au handover, entre cellules adjacentes, puisque ces zones sont génératrices de fortes interférences. Une cellule est un ensemble de nœuds du graphe où le champ est supérieur au seuil de réception, deux nœuds reliés composent une branche de la cellule et du graphe. Si un nœud satisfait la condition d'appartenance à plusieurs stations de base, il appartiendra à la station dont le signal reçu sera le plus puissant en ce nœud. Limiter les zones de recouvrement entre cellules adjacentes revient donc à limiter le nombre de branches communes entre deux ensembles adjacents de nœuds. Le concept microcellulaire restant à l'heure actuelle purement théorique nous disposons d'une totale liberté quant aux caractéristiques d'une base microcellulaire. Il est cependant couramment admis que la puissance d'émission de la station restera comprise entre 0.1 et 1 W. Nous fixons donc arbitrairement les puissances d'émission des stations de base à 1/3, 2/3 et 1 W, tandis que le seuil de réception est fixé à -100 dBm, une valeur classique pour un mobile. Le diagramme de rayonnement des antennes est omnidirectionnel. Les figures 4-15, 4-16 et 4-17 montrent différents types de cellules obtenues après analyse de la couverture, estimée à 96%.

Les mobiles interférents sont placés sur le graphe suivant le trafic moyen s'écoulant dans le réseau (exprimé en nombre moyen d'utilisateurs par cellule) et suivant une répartition aléatoire uniforme. Les coordonnées (x_i, y_i) du mobile i sont deux variables aléatoires uniformément réparties sur $(0, X_{max})$ et $(0, Y_{max})$. Appelons d_{ik} la distance entre (x_i, y_i) et la projection orthogonale de ce doublet sur la branche k du graphe, si la projection tombe en dehors de la branche k la distance est prise entre (x_i, y_i) et le nœud de k le plus proche (en interdisant plusieurs projections sur un même nœud). Le mobile i est rattaché à la $k^{\text{ème}}$ branche d'un graphe à N branches suivant la condition 4.24 :

$$d_{ik} = \min(d_{iv}) \text{ où } v \in \{0 \cdots N - 1\} \quad (4.24)$$

et le couple (x_i, y_i) est remplacé par les coordonnées de la projection d_{ik} . Un mobile i est rattaché à la station de base j s'il vérifie la condition décrite par l'équation 4.12.

Après avoir placé les stations de base et les mobiles suivant le nombre moyen d'utilisateurs par cellule et avoir affecté à chacun une station de base on peut estimer les performances et la capacité moyenne du réseau. Pour cela un mobile test est déplacé à travers tout le réseau, pour chacune de ses positions les opérations d'affectation de station de base et d'estimation de C/I en liaison montante et descendante (équations 4.19 et 4.22) sont effectuées. Il est alors aisé de dresser, à partir de cet ensemble de $C/I(x, y)$, les fonctions de répartition du C/I paramétrées par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule (figures 4-19 et 4-23). Puis en se fixant un seuil de C/I minimum acceptable on peut déterminer la probabilité de coupure⁵ (1-probabilité de bon fonctionnement : 1-équation 4.2) en fonction du nombre moyen d'utilisateurs par cellule (figures 4-20), probabilité qui peut être reliée au TEB par les courbes de la figure 4-11 (figures 4-22 et 4-27).

4.5.1 Analyse de la liaison montante

La figure 4-18 montre la dégradation des performances due à un contrôle de puissance imparfait pour 15 utilisateurs en moyenne par cellule, la fonction de répartition du C/I est paramétrée par le pas de quantification δ du contrôle de puissance. La dégradation, entre un contrôle parfait et un pas de quantification de 8 dB, est de 4 dB pour une probabilité de coupure de 0.1, ce qui équivaut à dégrader les performances de $3 \cdot 10^{-2}$ à $1,5 \cdot 10^{-1}$.

La figure 4-19 donne, pour un pas de quantification du contrôle de puissance de 3 dB, la fonction de répartition du C/I en liaison montante paramétrée par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule. On en déduit la probabilité de coupure acceptable pour différents seuils de C/I minimum en fonction du nombre moyen

⁵outage probability

d'utilisateurs (figure 4-20).

Lorsque le mobile est en soft handoff la probabilité de bon fonctionnement 4.1 est améliorée du fait de la macrodiversité. Il nous faut donc redéfinir la probabilité de coupure globale dans le cas de l'implémentation du soft handoff. Appelons P_{SH} la probabilité que le mobile soit en soft handoff et L_s l'ordre de diversité durant le soft handoff. Alors la probabilité de coupure, P_{coup} , pour un soft handoff d'ordre 2, s'écrit :

$$P_{coup} = P_{SH} \cdot Pr \{TEB > TEB_{seuil} \mid N, L_s = 2\} + (1 - P_{SH}) \cdot Pr \{TEB > TEB_{seuil} \mid N, L_s = 1\} \quad (4.25)$$

La probabilité que le mobile soit en soft handoff est donnée en fonction de la taille de la fenêtre Δ figure 4-21. En couplant cette dernière avec les figures 4-19 et 4-11, on en déduit la probabilité de coupure globale 4.25 en fonction du nombre moyen d'utilisateurs par cellule et paramétrée par Δ . Le choix d'un seuil de TEB aussi mauvais que 3.10^{-2} est justifié par le fait que nous considérons une modulation différentielle sans codage. Le gain en capacité entre le handover classique et le soft handoff pour $\Delta = 20 \text{ dB}$ peut ainsi être quantifié, on remarque alors que l'amélioration de capacité apportée par le soft handoff n'est effective que pour des probabilités de coupure supérieures à 0.2. Ceci s'explique par le fait que, dans le cas des réseaux microcellulaires, les zones de soft handoff sont confinées aux coins de rue en limite de cellule et la diversité apportée par le soft handoff n'est ainsi effective que dans les zones de mauvais C/I. Dans ce cas, le but principal du soft handoff est de minimiser le risque d'échec de handover et non d'augmenter la capacité globale du réseau comme dans le cas du réseau macrocellulaire étudié par Viterbi [Vit94]. Il est cependant intéressant de noter que les travaux de Willars [Wil93]⁶ traitant de la capacité d'un réseau macrocellulaire DS-CDMA avec et sans macrodiversité, pour des tailles de zones de soft handoff réalistes (de 0 à 6 dB de taille de fenêtre), aboutissaient à des conclusions similaires aux nôtres quant à l'augmentation de la capacité par le soft handoff.

⁶Travaux effectués dans le cadre du projet RACE CODIT

4.5.2 Analyse de la liaison descendante

Nous procédons ici de la même manière que dans paragraphe précédent. La figure 4-23 donne la fonction de répartition, sans soft handoff, du C/I paramétrée par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule. Nous pouvons en déduire la probabilité de coupure pour différents seuils de C/I requis (figure 4-24). Si on compare les deux liaisons on s'aperçoit de la supériorité, en terme de capacité, de la liaison descendante; environ 21 utilisateurs pour une probabilité de coupure de 0.5 et un seuil de -10 dB en liaison descendante contre 13 en liaison montante; cette différence de capacité est obtenue dans le meilleur des cas puisque le seuil en liaison montante, à probabilité de coupure constante, doit être inférieur au seuil de la liaison descendante du fait des moins bonnes performances de la modulation MDP-2 différentielle. Cette différence de capacité est due au problème "près-loin" qui rend la liaison montante beaucoup plus sensible aux interférences.

Afin d'étudier l'impact du soft handoff sur la capacité du système nous utilisons la probabilité de coupure définie par 4.25. Les figures 4-25 et 4-26 montrent, pour 15 et 30 utilisateurs, l'effet de la taille de la fenêtre de soft handoff sur le niveau moyen des interférences. En répétant cette opération pour différents nombres d'utilisateurs par cellule et en reliant le C/I au TEB on obtient la probabilité de coupure, paramétrée par la taille de la la fenêtre de soft handoff, qui nous permet de déduire la capacité maximale admissible par cellule pour une qualité de service donnée (figure 4-27 avec un seuil de TEB de 2.10^{-3}). On distingue très nettement la perte de capacité due à la transmission simultanée de signaux en liaison descendante fonction de la taille de la fenêtre de soft handoff. Cette perte de capacité est surtout effective pour des probabilités de coupure comprises entre 0.2 et 0.9, le nombre d'interférents étant élevé dans cette fourchette, la probabilité d'avoir des interférents en soft handoff est aussi plus élevée. Pour une probabilité de coupure de 0.3 la capacité tombe de 16 à 12 utilisateurs en moyenne par cellule pour une fenêtre de soft handoff de 5 dB. Ce problème n'est cependant pas crucial puisqu'en pratique ce sera la liaison montante qui sera plus critique du fait de la modulation différentielle et surtout du problème "près-loin".

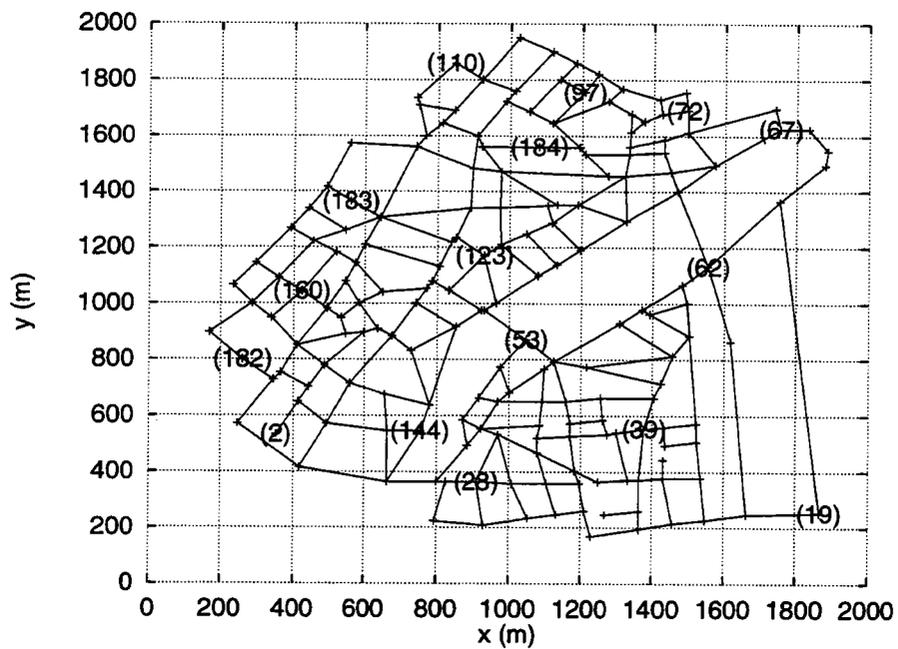


FIG. 4-14 - Site de la simulation (Metz centre gare) codé

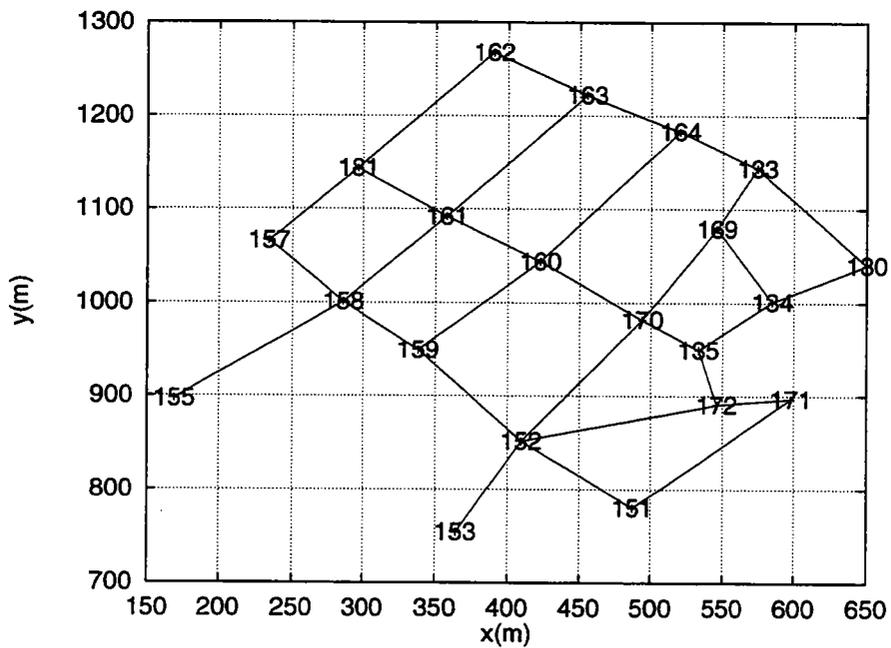


FIG. 4-15 - Couverture de la cellule 160

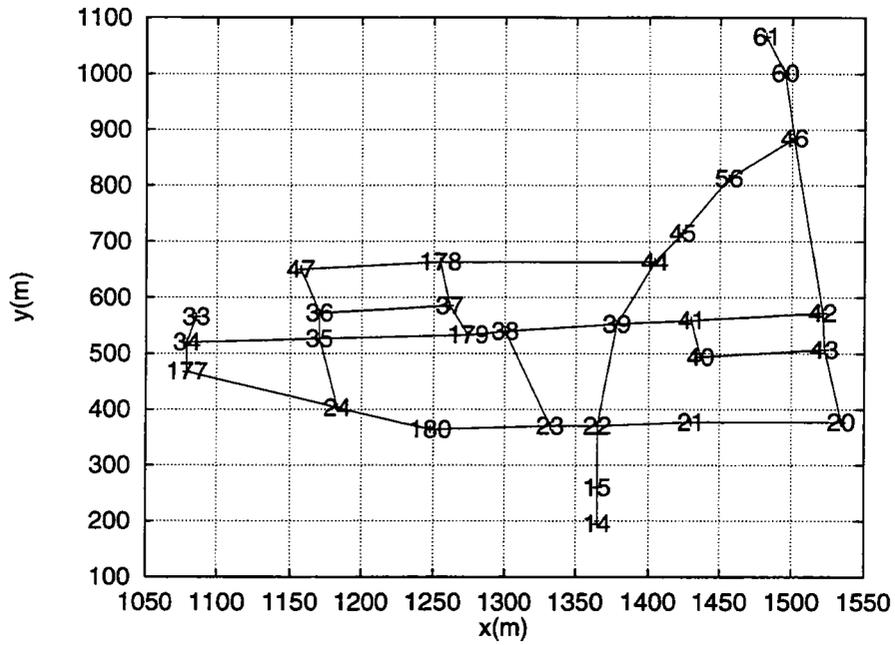


FIG. 4-16 - Couverture de la cellule 39

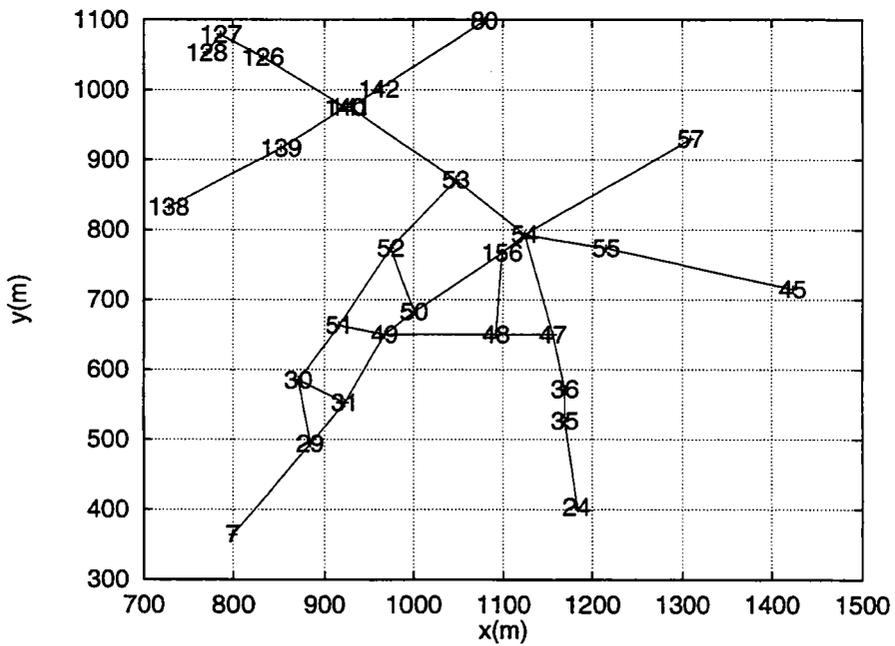


FIG. 4-17 - Couverture de la cellule 53

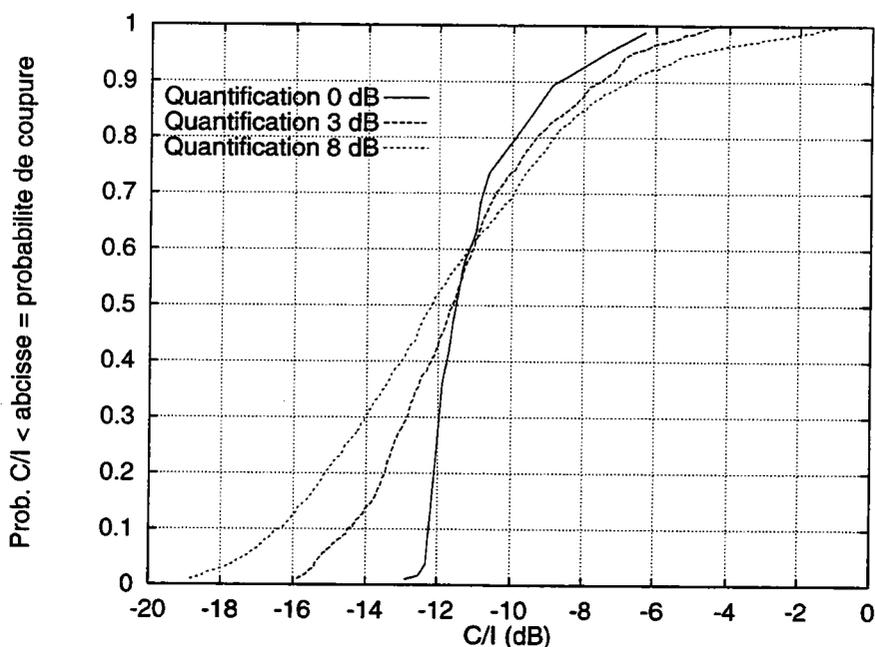


FIG. 4-18 - Fonction de répartition du C/I, paramétrée par le pas de quantification du contrôle de puissance, en liaison montante pour 15 utilisateurs

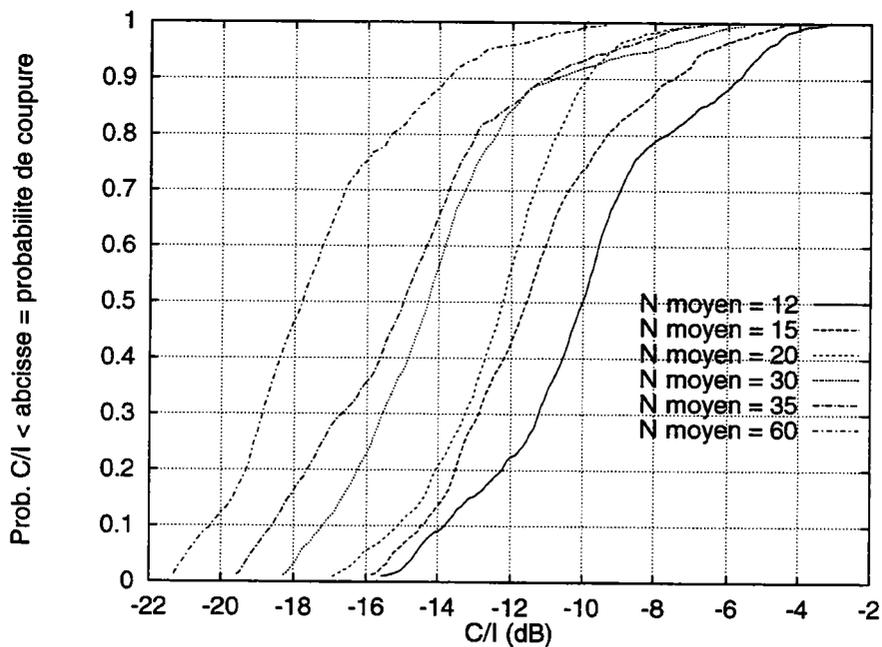


FIG. 4-19 - Fonction de répartition du C/I, paramétrée par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule, en liaison montante avec $\delta = 3 \text{ dB}$

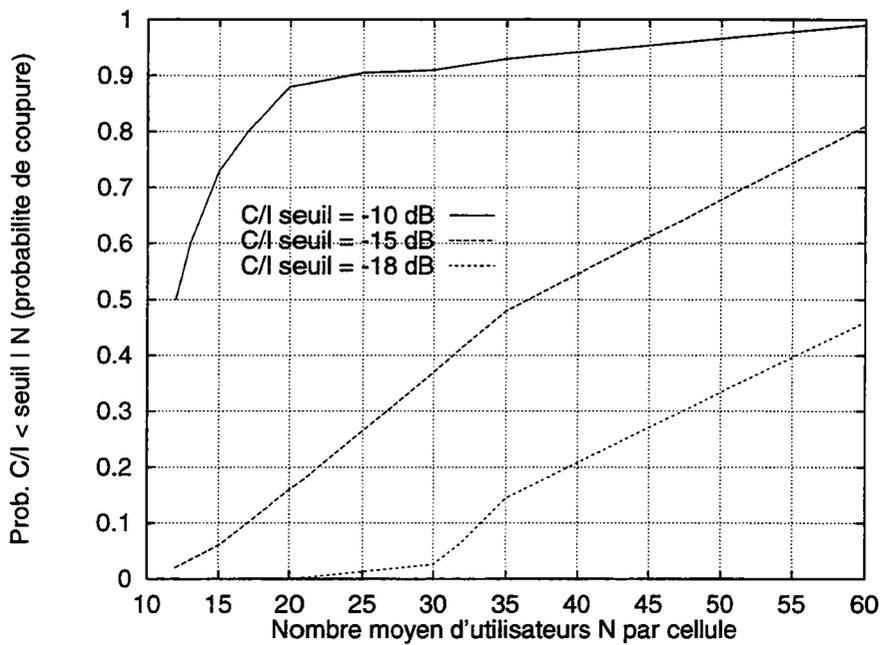


FIG. 4-20 - Probabilité de coupure, paramétrée par le C/I minimum acceptable, en liaison montante avec $\delta = 3 \text{ dB}$

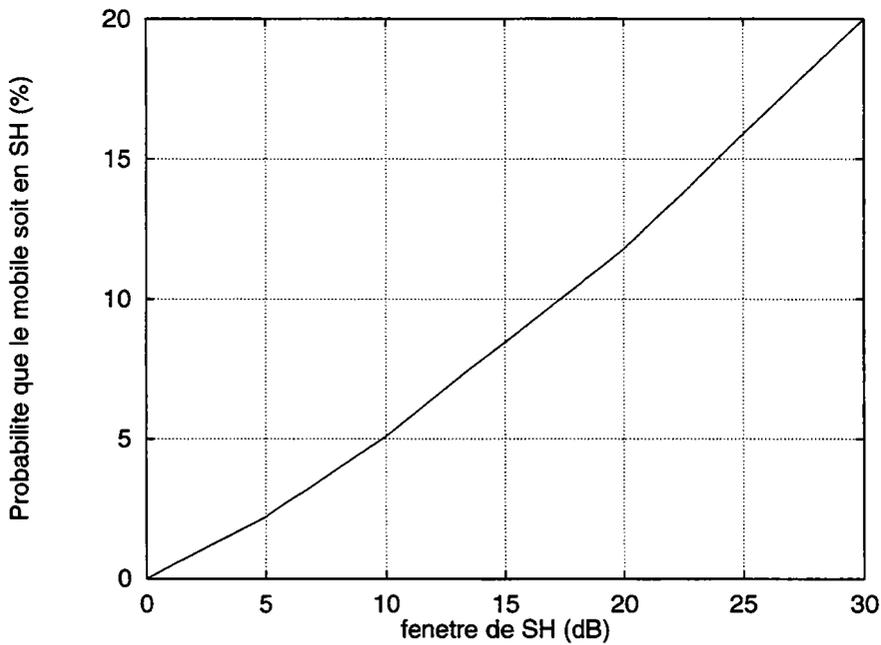


FIG. 4-21 - Probabilité que le mobile soit en soft handoff en fonction de la taille de la fenêtre de soft handoff

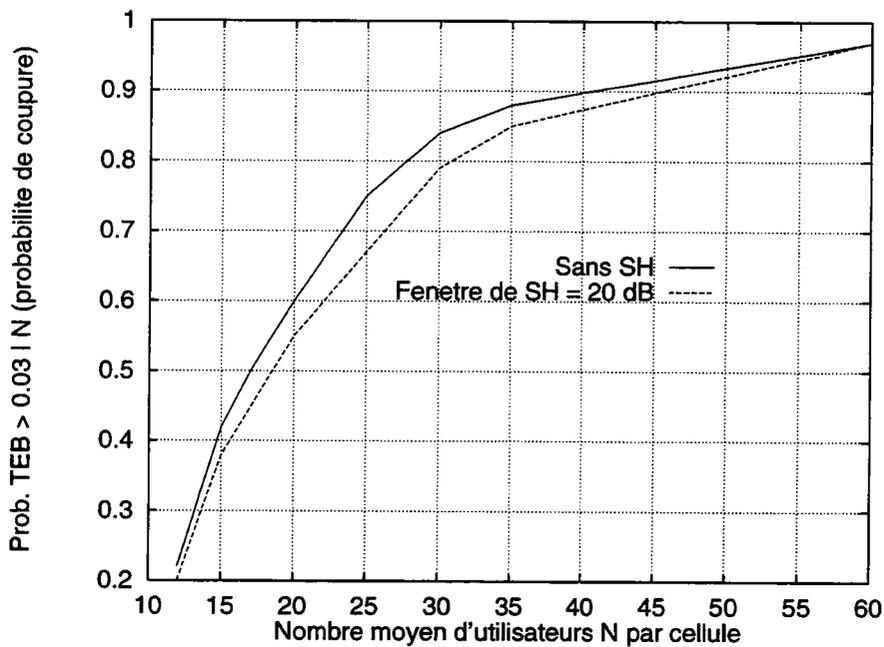


FIG. 4-22 - Probabilité de coupure, avec et sans soft handoff, en liaison montante avec $\delta = 3 \text{ dB}$ et un TEB critique de 3.10^{-2}

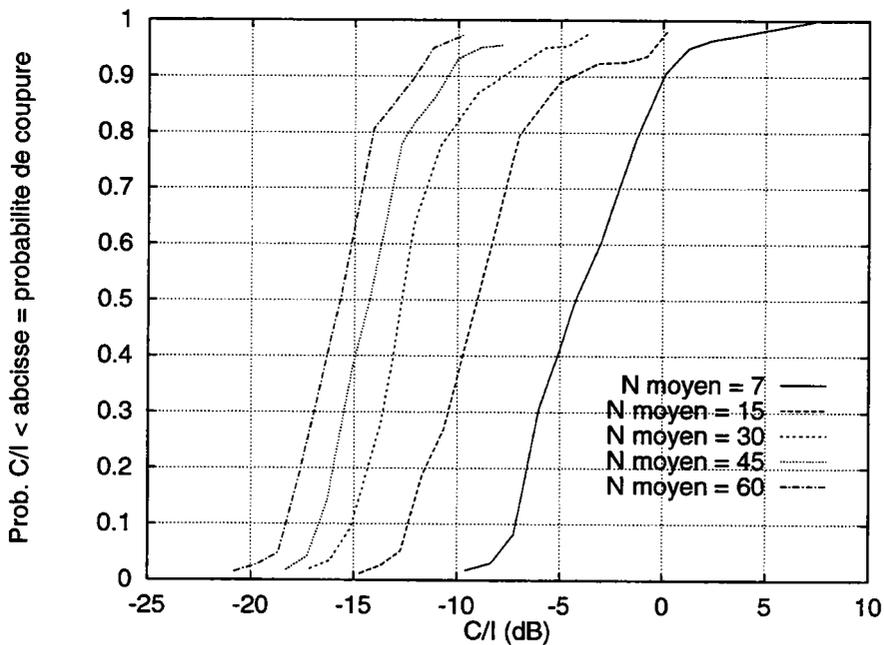


FIG. 4-23 - Fonction de répartition du C/I, paramétrée par le nombre moyen d'utilisateurs par cellule, en liaison descendante

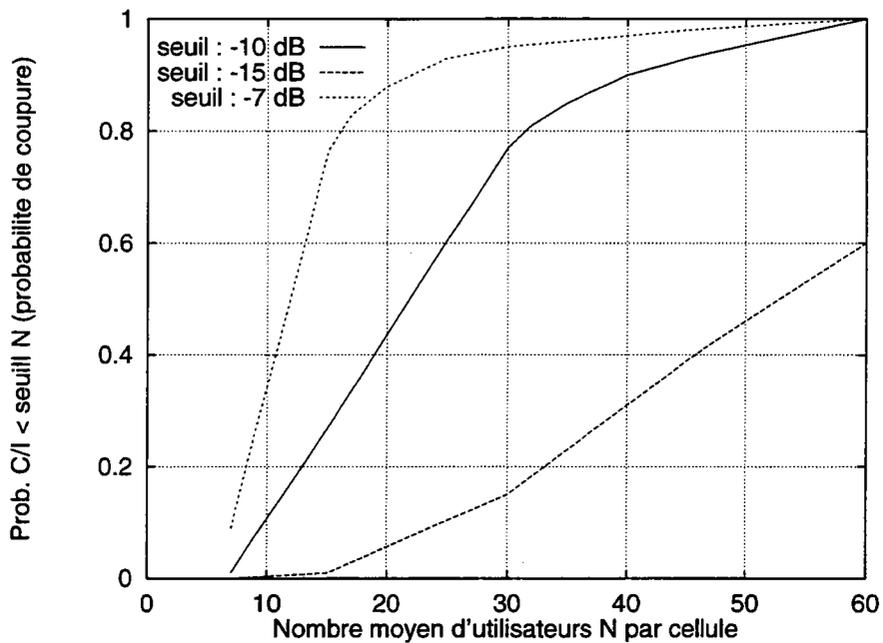


FIG. 4-24 - Probabilité de coupure, paramétrée par le C/I minimum acceptable, en liaison descendante

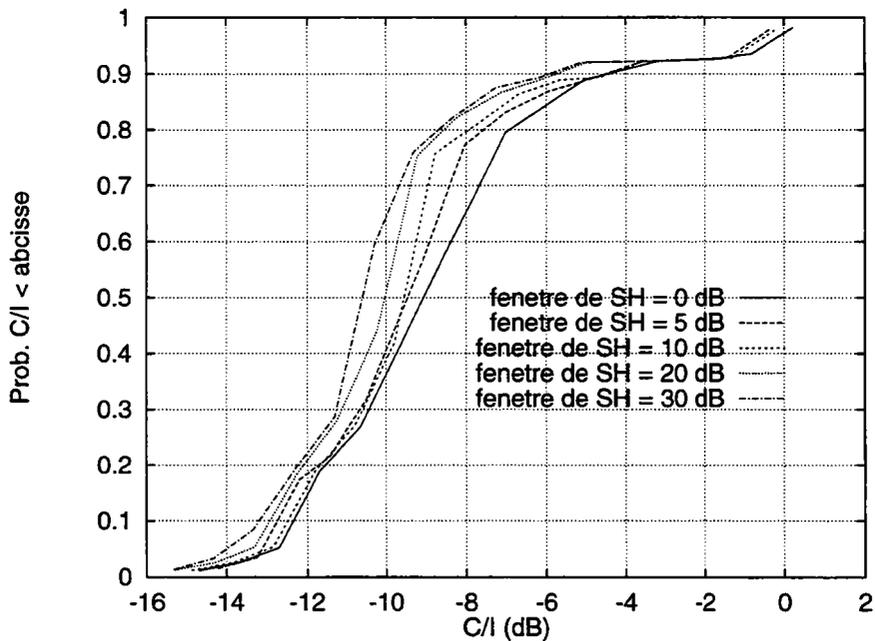


FIG. 4-25 - Fonction de répartition du C/I, paramétrée par la taille de la fenêtre de soft handoff, en liaison descendante pour 15 utilisateurs en moyenne par cellule

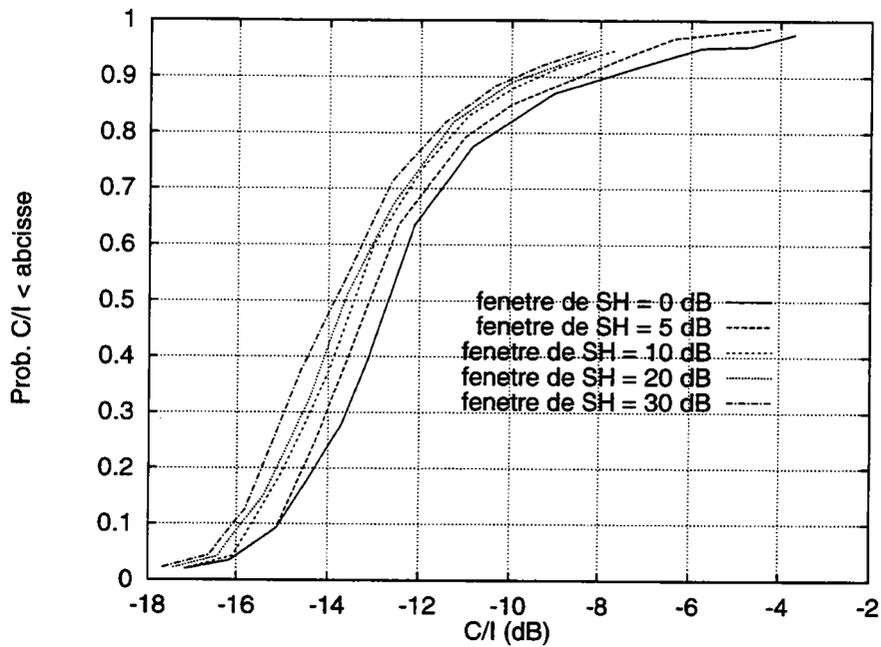


FIG. 4-26 - Fonction de répartition du C/I, paramétrée par la taille de la fenêtre de soft handoff, en liaison descendante pour 30 utilisateurs par cellule

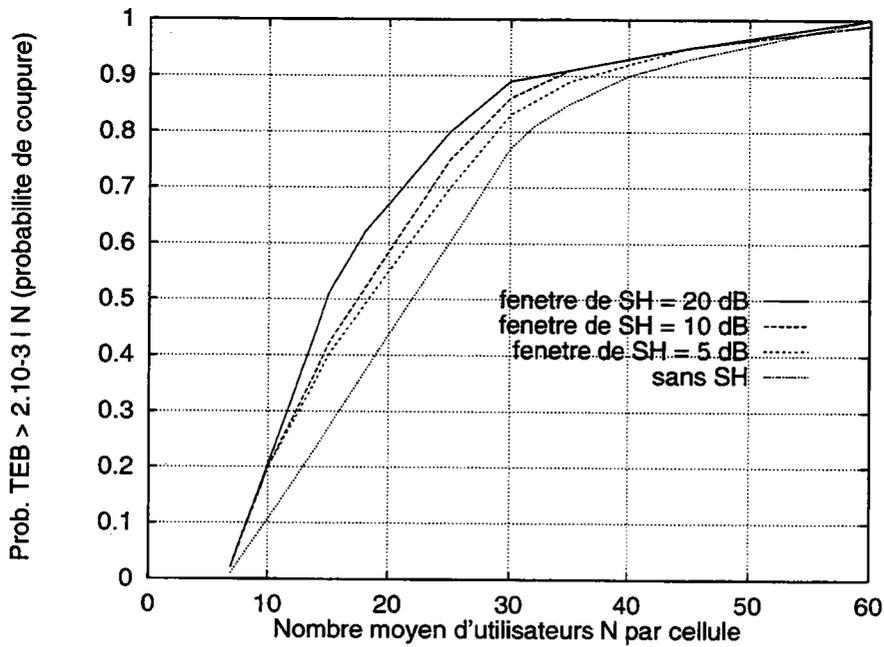


FIG. 4-27 - Probabilité de coupure, paramétrée par la fenêtre de soft handoff, en liaison descendante pour un seuil de $2 \cdot 10^{-3}$

4.6 Conclusions

Nous avons présenté dans ce chapitre notre méthodologie d'évaluation d'un réseau DS-CDMA microcellulaire. Si les seuils de qualité de service utilisés ici ne sont pas réalistes, ils permettent cependant de dégager certaines conclusions générales et ne modifient en rien la méthodologie proposée.

Le modèle de propagation utilisé montre clairement une dissymétrie des liaisons montantes et descendantes. Avant d'affirmer que le théorème de réciprocité ne s'applique plus aux environnements microcellulaires il convient d'être prudent et de vérifier cette dissymétrie par la mesure.

D'autre part nous avons mis en évidence, par la simulation, différents facteurs limitant la capacité du système. Il a été montré, qu'en milieu microcellulaire, le soft handoff n'apportait pas d'augmentation importante de la capacité de la liaison montante pour des probabilités de coupure faibles et qu'il agissait au détriment de la capacité de la liaison descendante. Le principal intérêt du soft handoff est alors la réduction du taux moyen d'échec de handover. Afin d'affiner l'estimation de l'impact du soft handoff sur les performances globales du réseau une simulation des taux d'échec de handover serait nécessaire, ce qui implique une modélisation plus fine du réseau en fonctionnement. Les performances de la liaison montante sont bien inférieures à celles de la liaison descendante du fait de la modulation différentielle et du problème "près-loin". Les limitations de capacité apportées par les imperfections du système nous amènent donc à réfléchir sur de nouvelles techniques visant à limiter l'interférence multiutilisateurs.

Afin de mieux combattre les interférences et d'augmenter la capacité du réseau, une approche radicalement différente de celles présentées ici se développe depuis quelques années. Elle consiste à agir sur la structure même du récepteur et non plus sur le niveau des interférences en entrée de récepteur. Dans ces nouveaux récepteurs tous les signaux utilisateurs sont détectés en parallèle et recombinaés afin d'éliminer l'interférence multiutilisateurs. Cette méthode de détection, appelée détection multiutilisateurs, est donc naturellement implantée à la station de base (réception de la liaison montante) puisque cette dernière se doit de démoduler tous les signaux utilisateurs. Ces techniques de détection permettant ainsi l'annulation des seuils d'erreurs, il n'y a plus de limite théorique à la capacité du

système en l'absence de bruit thermique. Nous proposons donc dans le chapitre suivant plusieurs structures originales de récepteurs multiutilisateurs basés sur le principe de l'égalisation adaptative.

Chapitre 5

Suppression de l'interférence multiutilisateurs par égalisation adaptative

Nous proposons diverses techniques de détection multiutilisateurs dans un système DS-CDMA synchrone. L'interférence multiutilisateurs est combattue par l'égalisation adaptative, tandis que l'interférence entre symboles d'information est supprimée par l'introduction d'un intervalle de garde. Nous montrons que les performances des récepteurs à détection multiutilisateurs sont nettement supérieures à celles obtenues par la détection conventionnelle. Nous montrons, également, que ces récepteurs résistent très bien au problème "près-loin"¹.

5.1 Introduction

Les travaux de références, dans le domaine de la détection multiutilisateurs en CDMA, sont sans nul doute ceux de Verdú. Ce dernier, comparant l'interférence multiutilisateurs à l'interférence entre symboles, montre que la détection multiutilisateurs revient à un problème classique de détection séquentielle à maximum de vraisemblance [Ver86]. Considérons un système DS-CDMA asynchrone à K utilisateurs dans un canal Gaussien. Si chaque utilisateur transmet M symboles,

¹Le problème "près-loin" est expliqué au paragraphe 4.4.2

le signal reçu s'exprime par :

$$r(t) = S(t, d) + n(t) \quad \text{où} \quad S(t, d) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i s_k(t - iT_s - t_k) \quad (5.1)$$

avec $s_k(t)$ la forme d'onde, nulle en dehors de $[0, T_s[$, associée à l'utilisateur k . t_k est le retard du $k^{\text{ème}}$ utilisateur, ce retard est équiréparti sur $[0, T_s]$. d est la séquence de symbole transmis :

$$d = [d_0^0, \dots, d_{K-1}^0, d_0^1, \dots, d_{K-1}^1, \dots, d_0^{M-1}, \dots, d_{K-1}^{M-1}] \quad (5.2)$$

La décision à maximum de vraisemblance revient à chercher d qui maximise la probabilité conditionnelle : $p(r(t)|d)$. En supposant les séquences transmises équiprobables et en utilisant le caractère Gaussien du bruit, cela revient à chercher d qui maximise :

$$\Omega(t, d) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} r(t)S(t, d) dt - \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t, d) dt \quad (5.3)$$

or :

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} r(t)S(t, d) dt &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i \int_{-\infty}^{\infty} r(t)s_k(t - iT_s - t_k) dt \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} d_i^T Y_i \end{aligned} \quad (5.4)$$

avec :

$$d_i = \begin{bmatrix} d_0^i \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ d_{K-1}^i \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Y_i = \begin{bmatrix} y_0^i \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{K-1}^i \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

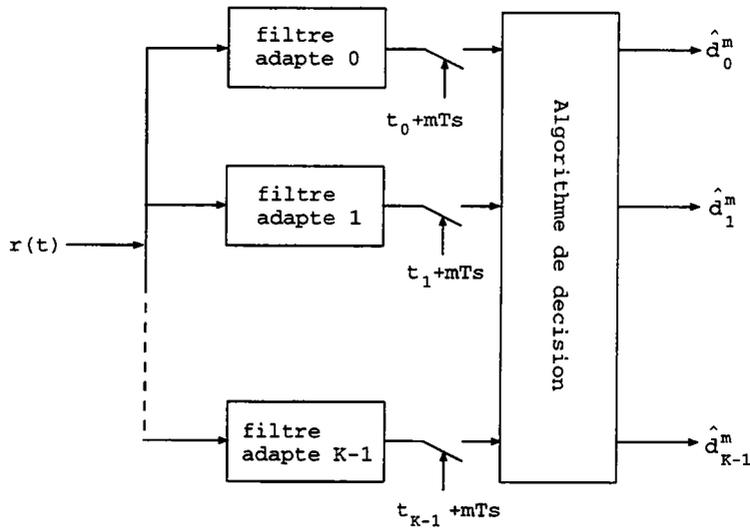


FIG. 5-1 - Détecteur multiutilisateurs optimal

On remarque aisément que y_k^i est la sortie d'un filtre adapté à la forme d'onde du $k^{\text{ème}}$ utilisateur à l'instant $t_k + iT_s$. La séquence des Y_i apparaît donc comme un résumé exhaustif du signal reçu. Le premier étage du récepteur optimal est donc constitué d'un banc de K filtres adaptés (un par utilisateur), le second étage étant l'algorithme de décision (voir figure 5-1).

L'algorithme de décision employé pour trouver la séquence d la plus probable consiste à sélectionner celle qui rend maximal $\Omega(t, d)$ parmi toutes les séquences possibles. Heureusement, Verdú montre que le terme $\int_{-\infty}^{\infty} S^2(t, d) dt$ a une structure telle que l'algorithme de décision brut peut être efficacement remplacé par l'algorithme de Viterbi. De plus, Verdú montre que le récepteur optimal, basé sur l'algorithme de Viterbi, lutte contre le problème près-loin de manière optimale. Toutefois, la complexité de l'algorithme de Viterbi dépendant exponentiellement de K , seuls les détecteurs multiutilisateurs sous-optimaux sont considérés dans la pratique. Il est important de souligner que l'on retrouve toujours un banc de filtres adaptés comme premier étage des détecteurs multiutilisateurs.

Dans l'optique du détecteur sous-optimal, Lupas propose un détecteur linéaire qui force à zéro l'interférence multiutilisateurs [Lup89]. Le canal envisagé est encore le canal Gaussien et le système est synchrone (le récepteur reçoit les signaux utilisateurs au même instant). L'équation 5.1 peut alors être réécrite en

posant $t_k = 0$ et $M = 1$ (détection symbole par symbole). La sortie du banc de filtres adaptés s'écrit alors :

$$y = \Gamma d + n \quad (5.6)$$

où n est un vecteur Gaussien à K composantes. Γ est une matrice, de dimension $(K \times K)$, d'intercorrélacion des formes d'ondes. Le (i, j) ^{ème} élément de Γ s'écrit : $\Gamma_{i,j} = \int_0^{T_s} s_i(t) s_j^*(t) dt$.

Lupas cherche alors la transformation linéaire (matrice de dimension $K \times K$) qui annule la corrélation entre utilisateurs. Cette transformation n'est autre que $T = \Gamma^{-1}$. Notons que la matrice Γ n'est inversible que si les formes d'ondes sont linéairement indépendantes. On montre aisément, à partir de l'équation 5.6, que ce détecteur est optimal en l'absence de bruit Gaussien : $Ty = d$. Par contre, en présence de bruit Gaussien, les composantes de bruit de Ty sont corrélées, d'où une dégradation du rapport signal à bruit en sortie de l'égaliseur. Cependant, cette dégradation est négligeable face au gain de performances apporté par l'annulation de l'interférence multiutilisateurs. Autrement dit, les performances restent très bonnes, malgré la corrélation des échantillons de bruit, puisque la principale source d'erreur est l'interférence multiutilisateurs. Ce récepteur est appelé "décorrélateur" pour sa capacité à annuler la corrélation entre utilisateurs. Pour finir, soulignons que Lupas montre que la résistance "près-loin" du décorrélateur est, comme dans le cas du détecteur optimal basé sur l'algorithme de Viterbi, optimale. Dans le cas d'un système asynchrone, la transformation T peut être remplacée par un filtre à K entrées et K sorties [Lup90].

Le décorrélateur est étendu au canal radiomobile, dans le cas asynchrone, par Klein [Kle93] et par Zvonar [Zvo93]. Le détecteur de Klein est basé sur l'inversion de la matrice d'intercorrélacion entre formes d'ondes. La matrice à inverser est alors de dimension $(MK \times MK)$, où M est la longueur de la séquence d'information transmise. Zvonar, lui, utilise un filtre à K entrées et K sorties pour éviter cette inversion. Ces types de détecteurs restent néanmoins très complexes. Nous chercherons donc, par la suite, des structures de récepteurs plus simples.

Une nouvelle approche de la détection multiutilisateurs, basée sur l'égalisation non linéaire à retour de décisions, est proposée par Duel-Hallen [Due93]. Nous

adaptons ce détecteur au cas du canal radiomobile et proposons une remise à jour des coefficients des filtres avant et arrière par un algorithme adaptatif (paragraphe 5.2.3).

Pour finir, citons le récepteur de Rapajic et Vucetic pour les systèmes asynchrones [Rap94a, Rap94b]. La structure de ce détecteur est radicalement différente des précédentes puisque dans ce cas, le récepteur est mono-utilisateur et l'interférence multiutilisateurs est éliminée par l'égalisation à suréchantillonnage. Il n'y a donc plus de banc de filtres adaptés. Nous reprendrons cette structure en lui ajoutant un étage d'entrée constitué d'un filtre adapté à la séquence d'étalement de l'utilisateur considéré.

5.2 Détection multiutilisateurs par égalisation adaptative

5.2.1 Chaîne de transmission

Considérons la liaison montante (mobile vers station de base) d'un système CDMA synchrone à K utilisateurs. K utilisateurs indépendants émettent donc à travers K canaux indépendants en même temps et dans la même bande de fréquence. Soit d_i^k le $k^{\text{ème}}$ symbole d'information, de durée T_s , transmis par l'utilisateur i . On considère une modulation linéaire complexe. Comme dans le chapitre 3 nous menons tous les calculs en bande de base, d_i^k est donc de la forme : $d_i^k = \alpha_i^k + j\beta_i^k$.

Le code d'étalement, de longueur L_c , associé à l'utilisateur i est :

$$c_i(t) = \sum_{k=0}^{L_c-1} c_i^k \cdot \chi(t - kT_c) \quad \text{avec} \quad \chi(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [0, T_c[\\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.7)$$

où T_c est la durée d'un élément binaire (chip) du code d'étalement ($T_c = T_s/L_c$) et $c_i^k \in \{-1, +1\}$.

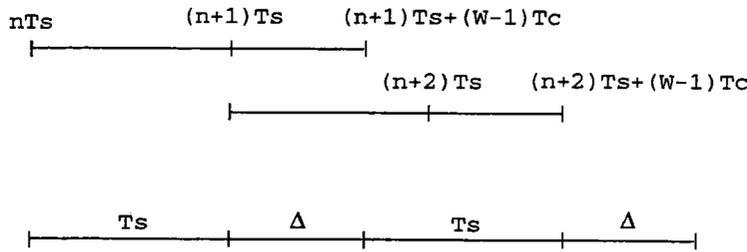


FIG. 5-2 - Suppression de l'IES par l'introduction d'un intervalle de garde de longueur Δ

Le signal étalé transmis par l'utilisateur i est donc :

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} d_i^k \cdot c_i(t - kT_s) \quad i = 0 \dots K - 1 \quad (5.8)$$

Ce signal étalé est ensuite transmis à travers un canal sélectif en temps et en fréquence, à W chemins, de réponse impulsionnelle $h_i(t)$:

$$h_i(t) = \sum_{k=0}^{W-1} a_i^k \cdot \delta(t - kT_c) \quad (5.9)$$

Le gain par chemin a_i^k est un processus aléatoire complexe de loi gaussienne centrée. Son amplitude suit donc une loi de Rayleigh.

Par la suite nous nous intéresserons au cas synchrone (le récepteur reçoit tous les signaux au même instant) et nous introduisons un intervalle de garde afin d'annuler l'interférence entre symboles d'information introduite par le canal. Il convient alors de remplacer T_s par τ . La valeur minimale de τ est : $\tau = T_s + (W - 1)T_c$. La figure 5-2 illustre la suppression de l'IES par l'introduction d'un intervalle de garde de longueur Δ , aucune information n'est transmise durant cet intervalle de temps. Notons que l'intervalle de garde n'élimine en rien l'interférence entre chip. Finalement, le signal reçu, pour un système synchrone à K utilisateurs, peut s'exprimer comme suit :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i \cdot c_k(t - i\tau) * h_k(t) + w(t) \quad (5.10)$$

où $w(t)$ est un bruit complexe additif blanc gaussien de puissance σ^2 .

Posons: $p_k(t) = c_k(t) * h_k(t)$. $p_k(t)$ est nulle en dehors de $[0, \tau]$. $p_k(t)$ est la forme d'onde associée à l'utilisateur k . On suppose, comme dans le chapitre 3, une estimation parfaite du canal. $p_k(t)$ est donc connue au niveau du récepteur. Cette estimation du canal est possible en transmettant les données par paquets et en insérant dans chaque paquet une séquence d'apprentissage connue du récepteur [Ste94]. Le canal, par la suite, est supposé constant sur la durée d'un paquet de symboles d'information.

L'équation 5.10 peut être réécrite en fonction des formes d'onde $p_k(t)$:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i \cdot p_k(t - i\tau) + w(t) \quad (5.11)$$

Le premier étage du récepteur multiutilisateurs optimal est constitué d'un banc de K filtres adaptés aux formes d'ondes $p_k(t)$ suivis de K échantillonneurs au rythme $1/\tau$ [Lup89]. Un tel récepteur suppose donc que tous les codes d'étalement soient connus, ce qui est le cas à la station de base. Les échantillons obtenus en sortie de ces échantillonneurs constituent un résumé exhaustif des signaux transmis. Notons que ce premier étage du récepteur optimal correspond bien au récepteur conventionnel appelé récepteur de RAKE (récepteur décrit au chapitre 3). Le second étage est constitué des organes de suppression de l'interférence multiutilisateurs et des organes de décision. Nous verrons, plus tard, que l'interférence multiutilisateurs est supprimée par égalisation. Le système CDMA à séquence directe décrit ici est schématisé figure 5-3.

Exprimons maintenant la sortie du $i^{\text{ème}}$ filtre adapté, $p_i^*(-t)$, à l'instant $n\tau$:

$$\begin{aligned} y_i^n &= \int_{n\tau}^{(n+1)\tau} r(t) p_i^*(t - n\tau) dt \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} d_k^n \int_{n\tau}^{(n+1)\tau} p_k(t - n\tau) p_i^*(t - n\tau) dt + \int_{n\tau}^{(n+1)\tau} p_i^*(t - n\tau) w(t) dt \end{aligned} \quad (5.12)$$

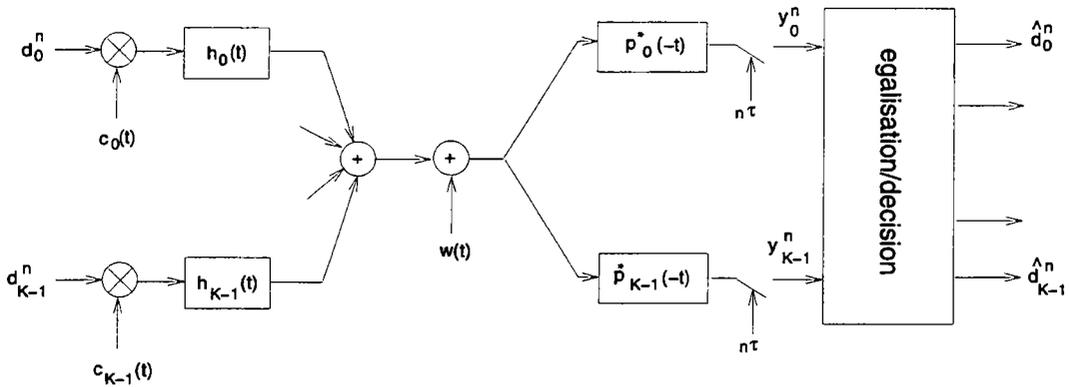


FIG. 5-3 - Système CDMA synchrone à étalement par séquence directe

Nous pouvons reprendre la description du système en notation matricielle. Appelons Y_n le vecteur constitué des sorties du banc de filtre adapté à l'instant $n\tau$: $Y_n = [y_0^n \dots y_{K-1}^n]^T$ (l'opérateur T dénote la transposition). Il est aisé de montrer que ce vecteur s'écrit :

$$Y_n = \Gamma \cdot D_n + W_n \quad (5.13)$$

avec $D_n = [d_0^n \dots d_{K-1}^n]^T$ le vecteur des symboles d'information à l'instant $n\tau$.

Γ est la matrice $K \times K$, définie positive, d'intercorrélacion entre formes d'ondes :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \|p_0\|^2 & \cdot & \cdot & \langle p_0, p_{K-1} \rangle \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \langle p_{K-1}, p_0 \rangle & \cdot & \cdot & \|p_{K-1}\|^2 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

où $\langle p_i, p_j \rangle = \int_0^\tau p_i^*(t)p_j(t)dt$

$W_n = [w_0^n \dots w_{K-1}^n]^T$, avec $w_i^n = \int_{n\tau}^{(n+1)\tau} p_i^*(t-n\tau)w(t) dt$, est un vecteur de bruit gaussien centré. Le (i, j) ^{ème} élément de la matrice de corrélacion des composantes du bruit s'écrit :

$$\begin{aligned}
E [w_i^n (w_j^n)^*] &= E \left[\int_{n\tau}^{(n+1)\tau} p_i^*(t - n\tau) w(t) dt \int_{n\tau}^{(n+1)\tau} p_j(t - n\tau) w^*(t) dt \right] \\
&= \sigma^2 \int_{n\tau}^{(n+1)\tau} p_i^*(t - n\tau) p_j(t - n\tau) dt
\end{aligned} \tag{5.15}$$

alors, il est clair que la matrice de corrélation des composantes de bruit est :

$$E [W_n W_n^{*T}] = \sigma^2 \Gamma \tag{5.16}$$

et la variance du bruit est donc : $E [w_i^n (w_i^n)^*] = \|p_i\|^2 \sigma^2$.

Puisque nous supposons le canal constant sur la durée d'un paquet d'information, la matrice d'intercorrélation Γ est bien constante sur la durée d'un paquet (Γ ne dépend pas de n).

L'introduction de l'intervalle de garde élimine l'IES, ce qui nous permet d'envisager une détection symbole par symbole. Le processus de décision pour le détecteur mono-utilisateur conventionnel (récepteur de RAKE) est alors :

$$\hat{D}_n = \text{sgn}(Y_n) \tag{5.17}$$

Les performances de ce récepteur ont été étudiées au chapitre 3. Rappelons que ce détecteur mono-utilisateur traite les signaux des utilisateurs interférents comme du bruit. Ce type de récepteur n'est donc optimal que si les formes d'ondes assignées aux utilisateurs sont rigoureusement orthogonales. Dans le cas contraire, des seuils d'erreurs apparaissent et limitent les performances du système. Afin de limiter l'interférence multiutilisateurs, les codes de Gold sont couramment utilisés en raison de leurs bonnes propriétés d'intercorrélations (paragraphe 3.1.3). Précisons que l'intercorrélation de ces codes diminue avec leur longueur. De bonnes performances demandent alors une bande de fréquence importante. Plutôt que

de limiter l'interférence nous allons tenter de la supprimer par la détection multi-utilisateurs.

Le récepteur multi-utilisateurs optimal réalisant une estimation séquentielle au maximum de vraisemblance [Lup89] est d'une complexité telle qu'on ne considère en pratique que des détecteurs multi-utilisateurs sous-optimaux. Nous allons ainsi chercher dans la suite à éliminer les seuils d'erreurs du récepteur conventionnel par l'égalisation linéaire et l'égalisation non linéaire à retour de décisions.

5.2.2 Détection multi-utilisateurs par égalisation linéaire égalisation par forçage à zéro

Cet égaliseur force à zéro l'interférence multi-utilisateurs et n'est rien d'autre que la généralisation du décorrélateur [Lup89] au cas du canal radiomobile [Kle]. Y_n est multiplié par l'inverse de la matrice d'intercorrélations Γ avant la prise de décision :

$$\hat{D}_n = \text{sgn}(\Gamma^{-1}Y_n) \quad (5.18)$$

Remarquons que Γ est la matrice d'intercorrélations des formes d'ondes ; Γ est donc inversible dès lors que ces formes d'ondes sont linéairement indépendantes, ce qui est presque sûrement le cas en pratique.

La détection symbole par symbole en sortie de cet égaliseur ne tient pas compte de la corrélation entre les échantillons du bruit gaussien. Les performances de cet égaliseur seront donc limitées dans le cas d'un canal distordant comme le canal radiomobile. Toutefois, comme la principale source d'erreur est l'interférence multi-utilisateurs, ce problème n'est pas crucial.

égalisation selon le critère de l'erreur quadratique moyenne minimum (EQMM)

Nous cherchons maintenant à offrir un compromis entre la suppression de l'interférence multi-utilisateurs et la diminution de la puissance du bruit gaussien. On associe à chaque utilisateur un égaliseur adaptatif à K coefficients. Soit $t_{i,k}^n$

le $k^{\text{ème}}$ coefficient du $i^{\text{ème}}$ égaliseur à l'instant $n\tau$. On appelle T_n la matrice d'élément générique $t_{i,k}^n$. La $i^{\text{ème}}$ ligne de T_n correspond donc aux coefficients du $i^{\text{ème}}$ égaliseur à l'instant $n\tau$. Soit aussi z_i^n la sortie du $i^{\text{ème}}$ égaliseur à l'instant $n\tau$:

$$z_i^n = \sum_{k=0}^{K-1} t_{i,k}^{n-1} y_k^n \quad (5.19)$$

Nous pouvons également écrire Z_n , un vecteur colonne constitué des K sorties d'égaliseurs en parallèle :

$$Z_n = T_{n-1} Y_n \quad (5.20)$$

avec $Z_n = [z_0^n \dots z_{K-1}^n]^T$ et T_n la matrice de dimension $K \times K$:

$$T_n = \begin{bmatrix} t_{0,0}^n & t_{0,1}^n & \cdot & \cdot & t_{0,K-1}^n \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ t_{K-1,0}^n & t_{K-1,1}^n & \cdot & \cdot & t_{K-1,K-1}^n \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Les coefficients du $i^{\text{ème}}$ égaliseur sont choisis de façon à minimiser l'erreur quadratique moyenne : $J_i^n = E(|z_i^n - d_i^n|^2) = E(\varepsilon_i^2(n))$. Autrement dit, les coefficients optimaux, T_{opt}^i , du $i^{\text{ème}}$ égaliseur sont solution de :

$$\frac{dJ_i^n}{2dT_{opt}^i} = E(Y_n^* \varepsilon_i(n)) = 0 \quad (5.22)$$

L'équation 5.22 montre que les coefficients optimaux sont sélectionnés afin de rendre l'erreur orthogonale à la séquence d'entrée de l'égaliseur. C'est ce qu'on appelle le principe d'orthogonalité. En intégrant 5.19 dans 5.22, on trouve :

$$E \left[Y_n^* \left(\sum_{k=0}^{K-1} t_{i,k}^{opt} y_k^n - d_i^n \right) \right] = 0 \quad (5.23)$$

d'où :

$$E \left(Y_n^* Y_n^T T_{opt}^i \right) = E \left(d_i^m Y_n^* \right) \quad (5.24)$$

Finalement, on déduit que les coefficients optimaux sont donnés par :

$$\left[t_{i,0}^{opt} \dots t_{i,K-1}^{opt} \right]^T = \Phi^{-1} \cdot \vartheta_i \quad (5.25)$$

avec Φ la matrice d'autocorrélation de la séquence Y_n :

$$\Phi = E \left(Y_n^* Y_n^T \right) \quad \text{et} \quad \vartheta_i = E \left(d_i^m Y_n^* \right) \quad (5.26)$$

Montrons que Φ et ϑ_i ne dépendent pas de n si le canal est constant (ce qui est le cas sur la durée d'un paquet de symboles d'information).

Preuve 1 : Calculons $\Phi = E \left(Y_n^* Y_n^T \right)$:

$$\begin{aligned} E \left(Y_n^* Y_n^T \right) &= E \left[(\Gamma^* D_n^* + W_n^*) (D_n^T \Gamma^T + W_n^T) \right] \\ &= E \left(\Gamma^* D_n^* D_n^T \Gamma^T + \Gamma^* D_n^* W_n + W_n^* D_n^T \Gamma^T + W_n^* W_n^T \right) \end{aligned} \quad (5.27)$$

Posons $E[D_n^* D_n^T] = I_{(K,K)}$, avec $I_{(K,K)}$ la matrice identité de dimension $K \times K$, et puisque la matrice de corrélation des composantes de bruit est exprimée par 5.16 il vient :

$$\Phi = E \left(Y_n^* Y_n^T \right) = \Gamma^* \left(\Gamma^T + \sigma^2 I_{(K,K)} \right) \quad (5.28)$$

qui est bien indépendante de n .

Preuve 2: Calculons $\vartheta_i = E(d_i^n Y_n^*)$:

$$\begin{aligned}
 E(d_i^n Y_n^*) &= E(d_i^n (\Gamma^* D_n^* + W_n^*)) \\
 &= \Gamma^* E(d_i^n D_n^*) = \Gamma^* \begin{pmatrix} E[d_i^n d_0^{*n}] = 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ E[|d_i^n|^2] = 1 \\ \cdot \\ E[d_i^n d_{K-1}^{*n}] = 0 \end{pmatrix} \quad (5.29)
 \end{aligned}$$

On voit que $\vartheta_i = E(d_i^n Y_n^*)$ est la $i^{\text{ème}}$ colonne de Γ^* (soit encore la $i^{\text{ème}}$ ligne de Γ) qui ne dépend pas de n .

Afin d'éviter l'inversion de la matrice Φ , nous proposons de déterminer les coefficients optimaux en utilisant l'algorithme des moindres carrés ou algorithme du gradient. Nous allons utiliser K algorithmes du gradient en parallèle pour les K égaliseurs. Le pas de convergence Δ de ces algorithmes sera le même pour tous les égaliseurs. En effet, la matrice Φ qui détermine la vitesse de convergence de l'algorithme est commune à tous les égaliseurs. Les coefficients de la $i^{\text{ème}}$ ligne de T_n sont donc remis à jour selon :

$$[t_{i,0}^n \dots t_{i,K-1}^n]^T = [t_{i,0}^{n-1} \dots t_{i,K-1}^{n-1}]^T - \Delta (z_i^n - d_i^n) Y_n^* \quad (5.30)$$

avec $T_0 = I$. Appelons $\{\lambda_k\}$ l'ensemble des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation Φ . Les conditions de convergence de l'algorithme du gradient sont données par [Pro89, Hay91]. Dans notre cas elles s'écrivent :

$$0 < \Delta < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (5.31)$$

$$\sum_{k=0}^{K-1} \frac{\Delta \lambda_k}{2 - \Delta \lambda_k} < 1 \quad (5.32)$$

Si la condition 5.31 est vérifiée la condition de convergence 5.32 devient :

$$\sum_{k=0}^{K-1} \frac{\Delta \lambda_k}{2} < \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\Delta \lambda_k}{2 - \Delta \lambda_k} < 1 \quad (5.33)$$

Finalement, on en déduit une condition de convergence simple :

$$\Delta < \frac{2}{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k} = \frac{2}{P_e} \quad (5.34)$$

avec P_e la puissance du signal à l'entrée de l'égaliseur.

Lorsque les K algorithmes ont convergé, la matrice T_{opt} des coefficients optimaux n'est autre que $T_{opt} = (\Gamma + \sigma^2 I)^{-1}$, où I est la matrice identité d'ordre K . Notons que T_{opt} correspond à l'égaliseur selon le critère EQMM présenté dans [Kle].

Preuve 3 : Calculons T_{opt} :

$$T_{opt}^T = [\Phi^{-1} \vartheta_0 \dots \Phi^{-1} \vartheta_{K-1}] = \Phi^{-1} \Gamma^* = ((\Gamma^*)^{-1} \Phi)^{-1} \quad (5.35)$$

puisque l'expression de $\Phi = E(Y_n^* Y_n^T)$ est donnée par 5.28, il vient :

$$T_{opt} = \left((\Gamma^T + \sigma^2 I)^{-1} \right)^T = \left((\Gamma^T + \sigma^2 I)^T \right)^{-1} = (\Gamma + \sigma^2 I)^{-1} \quad (5.36)$$

L'inconvénient majeur de l'algorithme du gradient est sa lenteur de convergence lorsque l'écart entre les valeurs propres maximale et minimale de la matrice d'autocorrélation Φ est important ($\lambda_{max}/\lambda_{min} \gg 1$). Dans notre cas, cet écart devient vite très important avec K croissant ; en effet, la condition de convergence 5.34 montre clairement que la vitesse de convergence diminue lorsque la puissance d'entrée, i.e le niveau d'interférence, de l'égaliseur augmente. Aussi, nous utiliserons également, au prix d'une complexité accrue, l'algorithme à convergence rapide de Kalman dit "algorithme des moindres carrés rapides".

L'algorithme des moindres carrés rapides (Kalman) :

Soit T_n^i la ligne i de T_n , i.e. les coefficients du $i^{\text{ème}}$ égaliseur. Le problème est de trouver T_n^i qui minimise :

$$J_i^n = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} |d_i^m - z_i^m|^2 \quad (5.37)$$

avec $z_i^n = T_{n-1}^i Y_n$ et $0 < \lambda < 1$ le facteur d'oubli. La solution est bien connue [Pro89], les coefficients de l'égaliseur à l'instant $n\tau$ sont donnés par :

$$T_n^{(i)T} = R_n^{-1} \Phi_n^i \quad \text{avec} \quad \begin{cases} R_n = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} Y_m^* Y_m^T \\ \Phi_n^i = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} d_i^m Y_m^* \end{cases} \quad (5.38)$$

avec $T_0 = I$. Les équations 5.38 conduisent à une relation récursive qui nous permet d'éviter l'inversion de R_n :

$$R_n = \lambda R_{n-1} + Y_n^* Y_n^T \quad (5.39)$$

On en déduit l'expression de R_n^{-1} en fonction de R_{n-1}^{-1} . Posons $R_n^{-1} = P_n$, il vient :

$$P_n = \frac{1}{\lambda} \left[P_{n-1} - \frac{P_{n-1} Y_n^* Y_n^T P_{n-1}}{\lambda + Y_n^T P_{n-1} Y_n^*} \right] \quad (5.40)$$

avec $P_0 = \delta I$, où $0 < \delta \ll 1$. Les équations 5.38 nous permettent également d'écrire une relation récursive sur Φ_n^i :

$$\Phi_n^i = \lambda \Phi_{n-1}^i + d_i^n Y_n^* \quad (5.41)$$

Finalement, en intégrant 5.40 et 5.41 dans 5.38, on déduit la relation récursive sur les coefficients de l'égaliseur :

$$\left[t_{i,0}^n \dots t_{i,K-1}^n \right]^T = \left[t_{i,0}^{n-1} \dots t_{i,K-1}^{n-1} \right]^T - P_n (z_i^n - d_i^n) Y_n^* \quad (5.42)$$

Nous avons décrit ici la forme directe de l'algorithme de Kalman. Il existe aussi un algorithme de Kalman rapide de complexité inférieure, mais puisque les vitesses de convergence sont égales, nous nous contentons de la forme directe. En comparant l'algorithme du gradient (équation 5.30) à l'algorithme RLS (équation 5.42) on remarque que Δ est remplacé par P_n . Le gain en rapidité de convergence de l'algorithme de Kalman sur l'algorithme du gradient s'explique donc par le fait que la convergence de 5.30 n'est contrôlée que par un seul paramètre (Δ), tandis que la convergence de 5.42 est contrôlée par K paramètres (un par coefficient de l'égaliseur).

5.2.3 Détection multiutilisateurs à retour de décisions

Nous souhaitons ici généraliser le détecteur présenté dans [Due93] au cas du canal radiomobile. La matrice d'intercorrélacion Γ étant définie positive (en supposant les formes d'ondes linéairement indépendantes, ce qui est une hypothèse réaliste) nous pouvons réaliser la décomposition de Cholesky de cette matrice :

$$\Gamma = F^{*T} F \quad (5.43)$$

F est une matrice triangulaire inférieure. Si nous appliquons le filtre de réponse $(F^{*T})^{-1}$ à la sortie du banc de filtres adaptés, il vient :

$$Z_n = (F^{*T})^{-1} Y_n = \Psi Y_n = F D_n + \Psi W_n = F D_n + U_n \quad (5.44)$$

où U_n est un bruit blanc puisque $E[U_n U_n^{*T}] = \sigma^2 I$. Le filtre de réponse $(F^{*T})^{-1}$ est donc un filtre blanchissant.

Preuve 4 : Calculons la matrice d'autocorrélacion du bruit :

$$E[U_n U_n^{*T}] = E[\Psi W_n W_n^{*T} \Psi^{*T}] \quad (5.45)$$

or, la matrice $E[W_n W_n^{*T}]$ est donnée par 5.16 et puisque $\Gamma = \Psi^{-1} F$, on trouve :

$$E[U_n U_n^{*T}] = \sigma^2 \Psi \Gamma \Psi^{*T} = \sigma^2 \Psi \Psi^{-1} F \Psi^{*T} = \sigma^2 I_{(K \times K)} \quad (5.46)$$

L'équation 5.46 montre bien que U_n est un bruit blanc.

La $k^{\text{ème}}$ composante de Z_n s'écrit :

$$z_k^n = f_{k,k}d_k^n + \sum_{i=0}^{k-1} f_{k,i}d_i^n + u_k^n \quad (5.47)$$

où $f_{i,j}$ est le $(i,j)^{\text{ème}}$ élément de F . On voit que la première composante de Z_n ($k=0$) ne contient pas de terme d'interférence : la décision peut donc être prise quant au symbole transmis par l'utilisateur 0 à l'instant $n\tau$. L'interférence affectant la seconde composante est $f_{1,0}d_0^n$ et nous pouvons utiliser la décision précédente pour éliminer cette interférence. Le processus est généralisable au $k^{\text{ème}}$ utilisateur, on obtient alors :

$$\hat{d}_k^n = \text{sgn} \left(z_k^n - \sum_{i=0}^{k-1} f_{k,i} \hat{d}_i^n \right) \quad (5.48)$$

Le canal étant supposé parfaitement connu, les composantes de Y_n peuvent être ordonnées suivant les puissances décroissantes (la première composante est la plus porteuse d'énergie et ainsi de suite). Ce classement des utilisateurs dans l'ordre des puissances décroissantes est important pour garantir un bon fonctionnement du récepteur. Nous n'étudierons pas la dégradation des performances du récepteur due à un classement incorrect des utilisateurs.

Nous pouvons reprendre le développement ci-dessus en notation matricielle. Appelons R la matrice représentant le filtrage arrière :

$$R = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ f_{1,0} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ f_{2,0} & f_{2,1} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ f_{K-1,0} & \dots & \dots & f_{K-1,K-2} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

Le processus de décision devient alors :

$$\hat{D}_n = \text{sgn}(S_n) \quad \text{avec} \quad S_n = (Z_n - R\hat{D}_n) = [s_0^n \dots s_{K-1}^n]^T \quad (5.50)$$

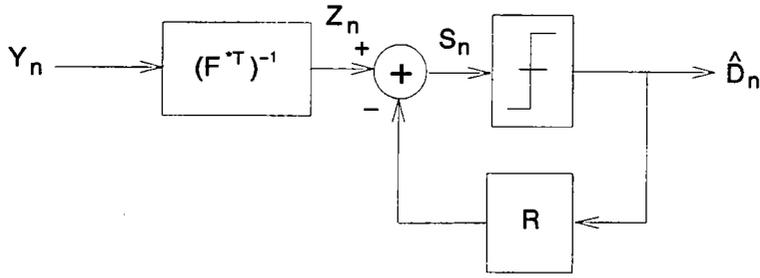


FIG. 5-4 - Structure de l'égaliseur à retour de décisions

La structure de l'égaliseur à retour de décisions est présentée figure 5-4.

La complexité du détecteur multiutilisateurs non linéaire peut être réduite en évitant l'inversion matricielle: $(F^{*T})^{-1}$. Nous considérons, pour cela, cette matrice comme un banc de K filtres avant. De la même manière la matrice arrière R est assimilée à un banc de K filtres arrière. Les coefficients des filtres avant et arrière peuvent être remis à jour suivant l'algorithme du gradient. Nous choisissons les coefficients de ces filtres de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne: $E(|s_k^n - d_k^n|^2)$. Pour décrire l'implémentation de cet algorithme, écrivons S_n , l'entrée du détecteur à seuil à l'instant $n\tau$:

$$S_n = \Psi_{n-1} Y_n - R_{n-1} \hat{D}_n \quad (5.51)$$

et :

$$s_k^n = \sum_{i=k}^{K-1} \psi_{k,i}^{n-1} y_i^n - \sum_{i=0}^{k-1} r_{k,i}^{n-1} \hat{d}_i^n = \psi_{n-1}^k Y_n - r_{n-1}^k \hat{D}_n \quad (5.52)$$

$\psi_{k,i}^n$ est l'élément générique de la matrice des coefficients des filtres avant, Ψ_n , à l'instant $n\tau$. ψ_n^k , la $k^{\text{ème}}$ ligne de cette matrice, correspond aux coefficients du filtre avant du $k^{\text{ème}}$ utilisateur. Les notations sont identiques pour la matrice R_n des coefficients des filtres arrière à l'instant $n\tau$. Les coefficients des filtres avant et arrière de l'utilisateur k s'écrivent :

$$\psi_n^k = [0, \dots, 0, \psi_{k,k}^n, \dots, \psi_{k,K-1}^n]$$

$$r_n^k = [r_{k,0}^n \dots, r_{k,k-1}^n, 0, \dots, 0] \quad (5.53)$$

Posons : $V_n^k = [r_{k,0}^n, \dots, r_{k,k-1}^n, \psi_{k,k}^n, \dots, \psi_{k,K-1}^n]$ et $\Omega_n^k = [-d_0^n, \dots, -d_{k-1}^n, y_k^n, \dots, y_{K-1}^n]^T$. Alors l'équation 5.52 peut être réécrite comme : $s_k^n = V_{n-1}^k \Omega_n^k$. Les coefficients des filtres avant et arrière sont alors remis à jour suivant :

$$V_n^k = V_{n-1}^k - \Delta (s_k^n - d_k^n) (\Omega_n^k)^{*T} \quad (5.54)$$

Finalement, nous pouvons décomposer l'algorithme 5.54 en deux algorithmes du gradient distincts. La mise à jour des coefficients des filtres avant et arrière du $k^{\text{ème}}$ utilisateur, ψ_n^k et r_n^k , se fait suivant 5.55 et 5.56 :

$$\psi_n^k = \psi_{n-1}^k - \Delta (s_k^n - d_k^n) Y_n^{*T} \quad (5.55)$$

$$r_n^k = r_{n-1}^k + \Delta (s_k^n - d_k^n) \hat{D}_n^{*T} \quad (5.56)$$

Nous pouvons également implémenter l'algorithme de Kalman. Les coefficients des filtres avant et arrière du $k^{\text{ème}}$ utilisateur sont alors remis à jour suivant 5.42 avec Ω_n^k comme entrée de l'égaliseur. Dans ce cas, P_n est différent pour chaque utilisateur ; il faut donc recalculer le gain de Kalman $P_n^k \Omega_n^{k*}$ pour chaque utilisateur. Malgré la rapidité de convergence, une telle complexité nous fera préférer l'algorithme des moindres carrés classique.

5.2.4 Détection multiutilisateurs par égalisation linéaire à suréchantillonnage

Le récepteur ne dispose pas toujours de toutes les séquences d'étalement (un récepteur mobile ne connaît que la séquence d'étalement qui le concerne). En outre, l'estimation de canal peut être délicate si ce dernier varie trop rapidement. Ces considérations nous amènent à proposer une nouvelle structure de récepteur sans estimation de canal et où seul le code de l'utilisateur désiré est connu. Ce récepteur est, tout simplement, un détecteur mono-utilisateur où l'interférence multiutilisateurs et l'interférence entre chip (et par conséquent entre symboles)

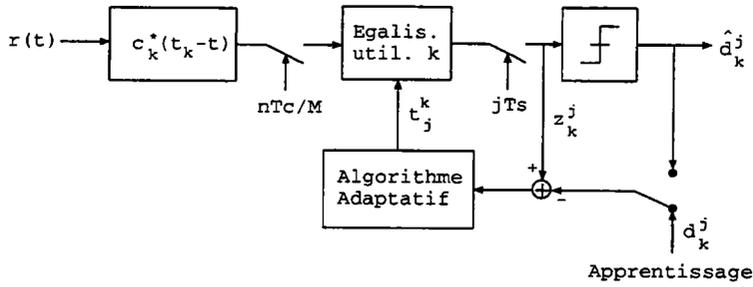


FIG. 5-5 - Structure de l'égaliseur à suréchantillonnage

sont combattues par l'égalisation à suréchantillonnage (voir figure 5-5). La structure présentée ici a de plus l'avantage de s'appliquer indifféremment aux systèmes asynchrones et synchrones.

Considérons le cas d'une liaison CDMA asynchrone à K utilisateurs. La forme d'onde assignée à l'utilisateur i est, comme précédemment, le résultat de la convolution du code d'étalement, $c_i(t)$, avec la réponse impulsionnelle du canal :

$$p_i(t) = \sum_{k=0}^{W-1} a_i^k c_i(t - kT_c) \quad (5.57)$$

avec W le nombre de chemins du canal. a_i^k est le gain complexe, dont la phase est équirépartie sur $[0, 2\pi[$, du $k^{\text{ème}}$ chemin. Notons que la phase de l'utilisateur i est incluse dans la phase des gains de chemin. Le signal reçu, pour un système asynchrone à K utilisateurs, s'écrit :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i \cdot p_k(t - i\tau - t_k) + w(t) \quad (5.58)$$

où d_k^i est le symbole i , de durée T_s , de l'utilisateur k . $w(t)$ est un bruit complexe additif blanc gaussien de puissance σ^2 . t_k est le retard, équiréparti sur $[0, T_s[$, du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

L'étage d'entrée du récepteur de l'utilisateur p est, maintenant, un filtre adapté à la séquence d'étalement $c_p(t)$. Appelons $x_{p,k}(t)$ le filtre équivalent :

$x_{p,k}(t) = p_k(t) * c_p^*(t_p - t)$. Le signal à l'entrée de l'égaliseur du $p^{\text{ème}}$ utilisateur s'exprime alors par :

$$y_p(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i \cdot x_{p,k}(t - i\tau - t_k) + \nu_p(t) \quad (5.59)$$

avec $\nu_p(t) = \int_{t_p - T_s}^{t_p} w(t - \tau) c_p^*(t_p - \tau) d\tau$ le bruit gaussien centré de variance $\|c_p\|^2 \sigma^2$, où $\|c_p\|^2 = \int_0^{T_s} |c_p(t)|^2 dt$. Ce signal est suréchantillonné au rythme $1/T_f$, avec $T_f = T_c/M$ où M est un entier. Le signal suréchantillonné s'écrit classiquement :

$$y_p(nT_f) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i \cdot x_{p,k}(nT_f - i\tau - t_k) + \nu_p(nT_f) \quad (5.60)$$

Ce signal suréchantillonné, entaché d'interférence multiutilisateurs et d'interférence entre chip, est filtré par un filtre RIF à N_c coefficients. L'entrée du détecteur à seuil s'écrit :

$$z_p^n = \sum_{m=0}^{N_c-1} t_{p,m}^{n-1} y_p(nT_s - mT_f) = t_{n-1}^p Y_n^p \quad (5.61)$$

où Y_n^p est la séquence d'entrée de l'égaliseur de l'utilisateur p à l'instant nT_s . Les coefficients de l'égaliseur sont choisis de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne $E(\varepsilon_p^2(n)) = E(|z_p^n - d_p^n|^2)$. De la même manière que dans le paragraphe 5.2.2, les coefficients optimaux peuvent être calculés en invoquant le principe de l'orthogonalité. On trouve :

$$T_{opt}^p = \Gamma_p^{-1} \vartheta_p \quad \text{avec} \quad \vartheta_p = E(d_p^n Y_n^{p*}) \quad (5.62)$$

Γ_p est la matrice d'autocorrélation de la séquence d'entrée du $p^{\text{ème}}$ égaliseur. Les coefficients de l'égaliseur p sont remis à jour suivant l'algorithme du gradient :

$$\left[t_{p,0}^n \dots t_{p,N_c-1}^n \right]^T = \left[t_{p,0}^{n-1} \dots t_{p,N_c-1}^{n-1} \right]^T - \Delta \left(z_p^n - d_p^n \right) Y_n^{p*} \quad (5.63)$$

Nous pouvons également implémenter un algorithme de convergence rapide RLS :

$$\left[t_{p,0}^n \cdots t_{p,N_c-1}^n \right]^T = \left[t_{p,0}^{n-1} \cdots t_{p,N_c-1}^{n-1} \right]^T - P_n \left(z_p^n - d_p^n \right) Y_n^{p*} \quad (5.64)$$

avec P_n^p donné par l'équation 5.40 où Y_n est remplacé par Y_n^p .

5.3 Simulations

On considère une modulation MDP-4 (Modulation par Déplacement de Phase à 4 états). d_i^k est donc de la forme : $d_i^k = \alpha_i^k + j\beta_i^k$ avec $\alpha_i^k, \beta_i^k \in \{-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}\}$. Nous utilisons des formes d'onde carrées. Nous fixons le débit chip à $D_c = 4 \text{ Mchip/s}$, la bande de fréquence occupée est donc constante. L'émission est de type émission par paquets, un paquet étant composé d'une séquence d'apprentissage suivie d'une séquence de symboles utiles. La séquence d'apprentissage sera utilisée pour l'estimation de canal et par les algorithmes adaptatifs pour déterminer les coefficients optimaux de l'égalisation. Nous supposons que le canal reste constant sur la durée d'un paquet et considérons le cas particulier d'un mobile piéton. Nous verrons que cette hypothèse nous place dans le cas d'un canal très lentement variable, permettant ainsi de constituer des paquets de longueur suffisante pour y inclure la séquence d'apprentissage et une séquence utile de longueur conséquente. L'étalement des retards de la réponse impulsionnelle du canal est fixé à 700 ns . La combinaison de D_c et de l'étalement des retards conduit à un canal à 3 chemins (équation 2.8). Le canal est modélisé par un filtre RIF de la même manière que dans le chapitre 3. La bande de fréquences assignée aux systèmes de radiocommunications avec les mobiles de troisième génération sera probablement celle des 2 GHz , ce qui donne, pour une vitesse moyenne de déplacement du mobile d'environ 5 km/h (hypothèse du pire cas), une fréquence Doppler maximale $f_d = 10 \text{ Hz}$.

Les performances des différents récepteurs présentés aux paragraphes précédents sont données en fonction d'un rapport signal à bruit (RSB) par bit moyen en sortie du banc de filtres adaptés, c'est-à-dire avant l'opération d'égalisation. Ce RSB est obtenu en moyennant d'abord le RSB par bit maximum en sortie du $k^{\text{ème}}$ filtre adapté par rapport aux différents canaux radiomobiles et en

moyennant ensuite les K RSB moyens ainsi obtenus par rapport aux utilisateurs. Le RSB par bit maximum en sortie du $k^{\text{ème}}$ filtre adapté est :

$$\gamma_k = \frac{\|p_k\|^2}{2\sigma^2} \quad (5.65)$$

Le facteur $1/2$ est dû à la modulation MDP-4.

Les résultats obtenus sont comparés aux performances du détecteur conventionnel et à une borne inférieure, appelée borne du filtre adapté, définie dans [Kle] par :

$$\bar{P}_{MFbound} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \int_0^{\infty} P_e(\gamma_k) P(\gamma_k) d(\gamma_k) \quad (5.66)$$

avec $P_e(\gamma_k)$ la probabilité d'erreur binaire d'une MDP-4 dans un canal à bruit additif blanc gaussien et $P(\gamma_k)$ la densité de probabilité du RSB par bit γ_k . Puisque γ_k est le RSB maximum par bit en sortie du $k^{\text{ème}}$ filtre adapté, la borne 5.66 est, en fait, équivalente aux performances du système pour 1 utilisateur en l'absence d'interférence entre symboles. Ce sont donc les meilleures performances qu'on puisse obtenir, quelle que soit la structure du récepteur.

Considérons tout d'abord un étalement par code de Gold de longueur 127. Le débit utile est donc de $2/T_s = 2D_c/L_c = 63 \text{ kbit/s}$. Le nombre de symboles N sur lequel le canal est quasiment constant est donné en fonction du temps de cohérence $(\Delta t)_c$ du canal par :

$$N = \frac{(\Delta t)_c}{L_c T_c} = \frac{1}{2f_d L_c T_c} \quad (5.67)$$

Pour $f_d = 10 \text{ Hz}$, le canal est constant sur environ 1575 symboles. Rappelons que dans le cas d'une fréquence Doppler maximale de 50 Hz (chapitre 3, mobile se déplaçant à 30 km/h) le canal était constant sur seulement 315 itérations. Nous supposons ces valeurs suffisantes pour une estimation parfaite du canal. Les figures 5-8 à 5-11 donnent l'erreur quadratique moyenne (EQM) en sortie

d'égaliseur, sur un paquet d'information où le canal est constant, en fonction du nombre de symboles transmis (nombre d'itérations des algorithmes de convergence) et pour les deux algorithmes de convergence (gradient et Kalman). L'EQM est moyennée sur les K utilisateurs, elle est représentée pour différents nombres d'utilisateurs et pour différents niveaux de bruit. On constate que la vitesse de convergence des algorithmes adaptatifs dépend peu du niveau de bruit. Ceci est dû au fait que c'est l'interférence multiutilisateurs qui est la principale source de dégradation. Par contre, la vitesse de convergence des algorithmes chute rapidement avec le nombre d'utilisateurs K . Les deux algorithmes sont équivalents pour K faible, tandis que l'algorithme de Kalman est le plus rapide lorsque K devient grand (figures 5-8 et 5-11). D'autre part, on sait que la vitesse de convergence est déterminée par le rapport $\lambda_{max}/\lambda_{min}$, où λ_{max} et λ_{min} sont respectivement les valeurs propres maximale et minimale de la matrice d'autocorrélation de la séquence d'entrée des égaliseurs : $\Phi = E(Y_n^* Y_n^T)$ (plus $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ se rapproche de 1, plus les algorithmes convergent rapidement). Nous calculons donc $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ pour différentes configurations de bruit et pour différents nombres d'utilisateurs. Les résultats de cette étude, présentés au tableau 5.1, confirment bien que la vitesse de convergence dépend peu du niveau de bruit tandis qu'elle diminue avec K .

		K		
		5	15	30
$\bar{\gamma}$ (dB)	10	2.24	5.67	16.87
	22	2.25	6.23	18.76
	40	2.28	6.25	20.23

TAB. 5.1 - Rapport $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ pour un système à étalement par code de Gold de longueur 127

Pour finir, remarquons que la vitesse de convergence de l'algorithme de Kalman est approximativement inversement proportionnelle au nombre d'utilisateurs ; en effet, le nombre d'itérations nécessaire à la convergence triple (environ) lorsque K passe de 5 à 15 et double lorsque K passe de 15 à 30. Comparons maintenant les vitesses de convergence avec le temps de cohérence du canal (exprimé en nombre de symboles sur lequel le canal est constant). Mis à part pour 5 utili-

sateurs, aucun des deux algorithmes ne converge en moins de 315 itérations. Par contre, lorsque $f_d = 10 \text{ Hz}$, le temps de cohérence devient suffisamment grand pour pouvoir constituer des paquets comprenant une séquence d'apprentissage, de longueur suffisante pour permettre aux algorithmes de converger, et un nombre conséquent de symboles d'information. L'amélioration des performances due à la détection multiutilisateur ne sera donc pleinement effective que dans le cas de récepteurs se déplaçant lentement (typiquement des piétons). Remarquons également que le temps de convergence de l'algorithme du gradient est inacceptable pour $K = 30$, on lui préférera donc l'algorithme de Kalman lorsque les valeurs de K deviennent importantes.

Les performances du système sont présentées figure 5-12 et 5-13 pour 15 et 30 utilisateurs. La borne du filtre adapté donne les meilleures performances possibles. Le seuil d'erreur apparaît clairement dans le cas du récepteur conventionnel. L'interférence multiutilisateur est bien éliminée par l'égalisation. Remarquons que, dans la zone de faibles rapports signal à bruit, l'égalisation selon le critère du minimum de l'erreur quadratique moyenne donne bien de meilleures performances que l'égalisation selon le critère forçage à zéro. Le détecteur non linéaire à retour de décisions donne les meilleures performances, d'ailleurs très proches de la borne inférieure pour les forts rapports signal sur bruit. Du fait des bonnes propriétés d'intercorrélation entre les codes de Gold, les récepteurs multiutilisateur supportent très bien l'augmentation du nombre des utilisateurs. Ainsi le système à 30 utilisateurs présente, par rapport au système à 15 utilisateurs et pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} , une dégradation d'environ seulement 0.5 dB pour les détecteurs linéaires tandis que le détecteur non-linéaire reste insensible. Afin d'étudier la robustesse des récepteurs face à l'augmentation du nombre d'utilisateurs, nous traçons les performances en fonction de K pour un rapport signal à bruit constant (voir figure 5-14). Les résultats montrent que les performances du détecteur non-linéaire sont quasiment constantes entre 10 et 80 utilisateurs. Les performances des détecteurs linéaires restent, quant à elles, très bonnes puisqu'elles varient seulement entre 1.10^{-3} et 4.10^{-3} lorsque l'on passe de 10 à 80 utilisateurs.

Le réseau de courbes 5-14 nous permet également d'évaluer le gain, en terme de capacité, de la liaison. Supposons que l'on veuille une qualité de service de 2.10^{-3} pour un rapport signal à bruit de 14 dB à l'entrée du détecteur à seuil. Les dé-

tecteurs linéaires autorisent alors une capacité de 40 utilisateurs contre 5 avec un détecteur conventionnel. Autrement dit, dans ce cas précis, la capacité est multipliée par 8 grâce à la détection multiutilisateurs linéaire. Le détecteur non-linéaire, quant à lui, autorise le nombre maximum d'utilisateurs (129). Le gain de capacité est donc maximal, soit 129/5.

Puisque l'intercorrélacion entre formes d'ondes n'est plus une limitation majeure des performances, étudions maintenant le comportement du système pour un étalement par codes quelconques de longueur 20. Ces codes sont générés de manière à être linéairement indépendants mais ils ne présentent aucune propriété remarquable d'intercorrélacion. L'intérêt de choisir des codes d'étalement de faible longueur est d'augmenter le débit utile, tout en conservant le même encombrement spectral et en garantissant l'élimination de l'interférence multiutilisateurs à l'aide des égaliseurs adaptatifs. Le débit utile est maintenant porté à 400 *kbit/s*.

Pour $f_d = 10 \text{ Hz}$, le canal est constant sur environ 10000 symboles, tandis que pour $f_d = 50 \text{ Hz}$ on trouve un canal constant sur 2000 itérations. Comme le montre l'erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur (figures 5-16 et 5-15), la convergence des algorithmes adaptatifs est plus lente qu'avec un étalement par code de Gold. Ceci est dû à la mauvaise intercorrélacion entre formes d'onde qui rend plus difficile la convergence des algorithmes adaptatifs. On déduit également des figures 5-15 et 5-16 (ces courbes donnent l'erreur quadratique moyenne pour 5 et 15 utilisateurs) que la vitesse de convergence de l'algorithme du gradient n'est plus suffisante dès que le nombre d'utilisateurs devient trop important. Cette tendance est confirmée par l'étalement des valeurs propres de la matrice d'autocorrélacion Φ pour différents nombres d'utilisateurs (Tableau 5.2).

		K	
		5	15
$\bar{\gamma}$	22	25.29	159.3

TAB. 5.2 - Rapport $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ pour un système à étalement par code quelconque de longueur 20

On utilisera donc, pour ce type de code, l'algorithme à convergence rapide de

Kalman. Ce dernier converge suffisamment rapidement pour construire des paquets contenant un nombre conséquent de symboles d'information et ce, quel que soit le temps de cohérence (fréquence Doppler) considéré.

Les performances du récepteur conventionnel sont considérablement dégradées du fait de la mauvaise intercorrélacion entre codes. Par contre, les détecteurs multiutilisateurs éliminent toujours l'interférence et donc les seuils d'erreur. Toutefois, les performances en sortie d'égaliseur sont dégradées par rapport à un étalement par codes de Gold. On peut estimer la dégradation, pour les détecteurs linéaires, à environ 4 *dB* pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} et seulement 1 *dB* pour le détecteur non linéaire (pour la même probabilité d'erreur). Dans la pratique, on pourra donc choisir des codes d'étalement de Gold de faible longueur. Le récepteur conventionnel, contrairement aux détecteurs multiutilisateurs, résiste très mal à l'augmentation du nombre d'utilisateurs (voir figure 5-18). D'après la figure 5-18, on voit que les détecteurs linéaires permettent de porter le nombre d'utilisateurs de 1 à 15 pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} . Comparons maintenant les récepteurs à étalement par code quelconque avec un système classique à étalement par code de Gold de longueur 127. Pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} , la capacité est de 15 utilisateurs contre 7. Ce récepteur est donc très intéressant puisqu'on multiplie la capacité par plus de 2 tout en multipliant le débit utile par $127/20=6.35$, il en résulte un gain de l'efficacité spectrale de $2 \times 6.35 = 12.7$. Le détecteur non-linéaire permet encore une fois au système de supporter la capacité maximale, soit 20 utilisateurs.

Nous étudions maintenant un système à étalement par code de Gold de longueur 31. Le débit utile est donc de 258 *kbit/s*, le canal est quasiment constant sur environ 6450 symboles pour $f_d = 10 \text{ Hz}$ et 1290 symboles pour $f_d = 50 \text{ Hz}$. D'après la figure 5-19, on voit que ces valeurs sont suffisamment grandes pour que les algorithmes adaptatifs convergent. La vitesse de convergence de l'algorithme du gradient est inférieure à celle obtenue dans le cas d'étalement par code de Gold de longueur 127. Cela s'explique par le fait que la puissance de l'interférence, pour un étalement par codes de Gold, est inversement proportionnelle à la longueur des séquences de Gold (figure 5-19 et tableau 5.3). L'algorithme de Kalman est, quant à lui, quasiment insensible au changement de longueur de code.

La figure 5-20 montre les performances du système à étalement par code de

		K		
		5	15	30
$\bar{\gamma}$	22	5.82	75.1	447

TAB. 5.3 - Rapport $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ pour un système à étalement par code de Gold de longueur 31

Gold de longueur 31 pour 15 utilisateurs. Comparons les performances avec celles obtenues dans le cas d'un système à étalement par code de Gold de longueur 127. La dégradation, pour les détecteurs linéaires, est seulement d'environ 1.4 dB pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} et nulle pour les détecteurs non-linéaires. Cependant, ces dégradations sont négligeables devant l'augmentation du débit utile de 127/31.

Les constellations de la modulation MDP-4 en sortie d'égaliseur (entrée du détecteur à seuil) montrent clairement, pour un système à 15 utilisateurs, l'effet de l'annulation de l'interférence sur le signal. Ces constellations sont représentées figures 5-21 à 5-25 pour les différents récepteurs avec un rapport signal à bruit de 20 dB. Remarquons que les constellations 5-21 et 5-22 illustrent très clairement la supériorité des systèmes conventionnels à codes de Gold sur ceux à codes quelconques. L'effet de l'annulation de l'interférence multiutilisateurs est très net lorsque l'on compare les constellations des détecteurs conventionnels 5-21 et 5-22 à celles des détecteurs multiutilisateurs linéaires (figures 5-23 et 5-24) et non linéaires (figures 5-25). Nous ne considérons pas ici le détecteur multiutilisateurs à égalisation selon le critère EQMM, ce dernier donnant des résultats similaires au critère FZ pour ce niveau de bruit.

Etudions maintenant la résistance de nos récepteurs au problème "près-loin". Considérons, pour cela, un système à 2 utilisateurs avec l'énergie w_2 de l'utilisateur 2 supérieure à l'énergie w_1 de l'utilisateur 1. Les performances du récepteur associé à l'utilisateur 1 sont données en fonction du rapport des énergies w_2/w_1 pour un RSB par bit maximum en sortie du filtre adapté de l'utilisateur 1 constant. Les résultats, présentés figures 5-26 et 5-27, montrent bien que, contrairement aux détecteurs conventionnels, les détecteurs multiutilisateurs

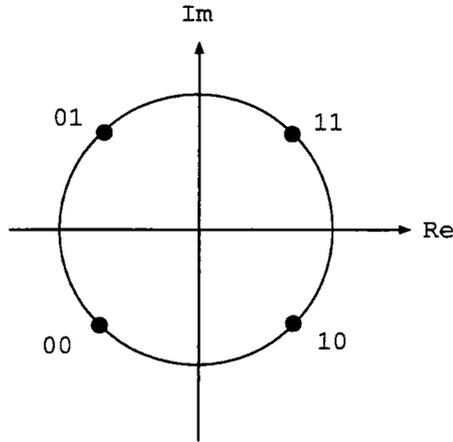


FIG. 5-6 - Constellation représentant les sauts de phase entre deux symboles d'information en MDP-4 différentielle

linéaires et non linéaires résistent parfaitement au problème "près-loin", quel que soit le type de code d'étalement.

Considérons maintenant la modulation MDP-4 différentielle. Rappelons que cette modulation permet d'éviter l'estimation des paramètres du canal. La constellation de la MDP-4 différentielle est représentée figure 5-6.

Le récepteur est un récepteur de RAKE différentiel avec recombinaisons des signaux à gains égaux (voir figure 5-7). La sortie du filtre adapté à la séquence d'étalement de l'utilisateur k , sur la $i^{\text{ème}}$ branche, s'écrit à l'instant $n\tau$:

$$y_{i,k}^n = \int_{iT_c+n\tau}^{iT_c+(n+1)\tau} r(t) c_k^*(t - iT_c - n\tau) dt \quad \text{avec } i = 0 \dots W - 1 \quad (5.68)$$

Développons l'équation 5.68 pour un canal à W chemins et pour K utilisateurs. Si le canal est toujours modélisé par l'équation 5.9, il vient :

$$y_{i,k}^n = \sum_{v=0}^{K-1} \sum_{u=0}^{W-1} d_v^n a_v^u \int_{iT_c+n\tau}^{iT_c+(n+1)\tau} c_v(t - uT_c - n\tau) c_k^*(t - iT_c - n\tau) dt + \int_{iT_c+n\tau}^{iT_c+(n+1)\tau} c_k^*(t - iT_c - n\tau) w(t) dt \quad (5.69)$$

où d_v^n est le symbole transmis sur l'intervalle $[n\tau, (n+1)\tau]$ par l'utilisateur v . Récrivons cette équation sous forme matricielle :

$$y_{i,k}^n = \left[\begin{array}{l} \sum_{u=0}^{W-1} a_0^u \langle c_0(t - uT_c - n\tau), c_k(t - iT_c - n\tau) \rangle, \dots \\ \dots, \sum_{u=0}^{W-1} a_{K-1}^u \langle c_{K-1}(t - uT_c - n\tau), c_k(t - iT_c - n\tau) \rangle \end{array} \right] \times \begin{bmatrix} d_0^n \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ d_{K-1}^n \end{bmatrix} + w_{i,k}^n \quad (5.70)$$

On en déduit aisément :

$$Y_n^i = \Gamma_i D_n + W_n^i \quad (5.71)$$

avec $Y_n^i = [y_{i,0}^n, \dots, y_{i,K-1}^n]^T$ et où W_n^i est un vecteur Gaussien à K composantes. Γ_i est une matrice d'intercorrélations, de dimension $(K \times K)$, dont l'élément générique est donné par :

$$\Gamma_{k,v}^i = \sum_{u=0}^{W-1} a_v^u \langle c_v(t - uT_c), c_k(t - iT_c) \rangle \quad (5.72)$$

On retrouve bien le même genre d'équation que dans le cas d'une modulation linéaire (équation 5.13). Nous proposons donc de combattre l'interférence multi-utilisateurs en introduisant un égaliseur adaptatif selon le critère EQMM sur chaque branche du récepteur (figure 5-7). L'entrée de l'égaliseur, à l'instant $n\tau$, de la branche i est alors : Y_n^i . Les coefficients des égaliseurs sont remis à jour par les algorithmes du gradient (5.30) ou de Kalman (5.42). Nous envisagerons également une recombinaison des signaux par sélection de la branche présentant

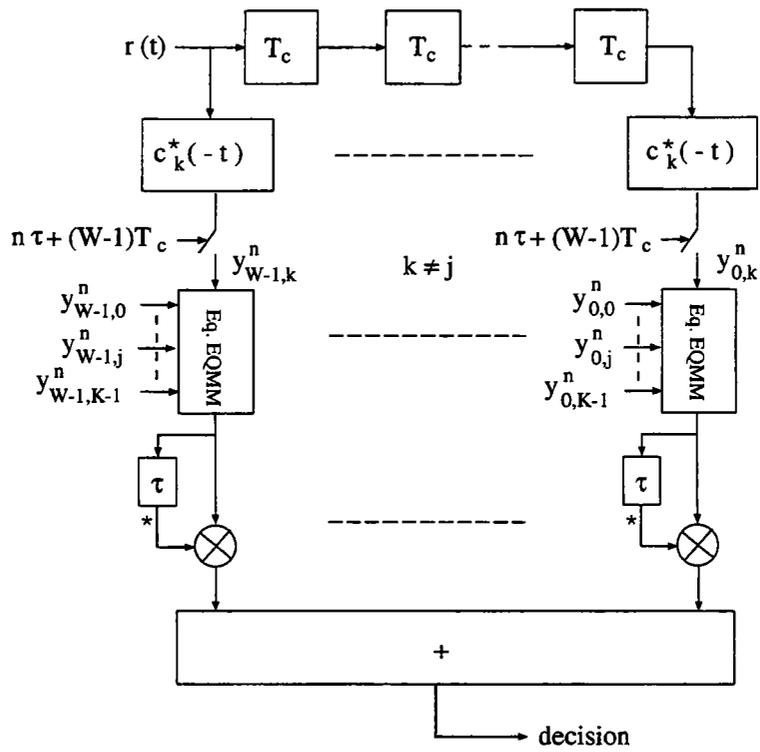


FIG. 5-7 - Récepteur multiutilisateurs différentiel

le rapport signal sur bruit maximal, un seul égaliseur par récepteur étant alors nécessaire. Nous supposons toujours un canal à trois chemins. Les paramètres de la simulation restent inchangés. Les performances sont comparées à une borne inférieure, donnée par les performances d'un système à 1 utilisateur sans IES, et aux performances du RAKE différentiel. Les performances sont toujours données en fonction de: $\bar{\gamma}$ (équation 5.65 moyennée sur K canaux et K utilisateurs) de manière à comparer les deux techniques de modulation.

Les nombres de symboles sur lesquels le canal est constant restent identiques à ceux trouvés dans le cas d'un système multiutilisateurs à modulation MDP-4. L'étude de la vitesse de convergence des algorithmes adaptatifs (figures 5-28 à 5-32) nous amène à choisir, exclusivement, l'algorithme de Kalman comme algorithme adaptatif. En effet ce dernier est, de loin, supérieur à l'algorithme du gradient pour les forts rapports signal à bruit et lorsque le nombre d'utilisateurs devient important. Si l'algorithme de Kalman est implémenté, alors la comparaison de la vitesse de convergence et du temps de cohérence du canal conduit aux mêmes conclusions que dans le cas du système multiutilisateurs à MDP-4.

Les performances d'un récepteur multiutilisateurs différentiel pour 15 utilisateurs et pour un étalement par codes de Gold de longueur 127 sont données figure 5-33 . Les performances de ce même système pour un étalement par codes quelconques de longueur 20 sont données figure 5-34. Le gain en débit binaire utile est toujours égal à $400/63$, mais la dégradation du rapport signal à bruit est maintenant de 7 dB pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} . Le prix à payer pour assurer ce TEB tout en évitant l'estimation de canal est une dégradation du rapport signal à bruit de 7.5 dB , pour un étalement par codes de Gold, et de 9 dB pour un étalement par codes quelconques (comparaisons des performances en MDP-4 et MDP-4 différentielle). Nous avons vu que la recombinaison par sélection permettait de n'utiliser qu'un seul égaliseur par récepteur, les performances d'un tel détecteur sont données figures 5-35 et 5-36 pour un étalement par code de Gold et par code quelconque. La dégradation due à l'utilisation de codes quelconques par rapport aux codes de Gold est maintenant de 12 dB pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-2} (pour une recombinaison par sélection). Aux vues de ces mauvaises performances, nous proscrivons la combinaison de la sélection et des codes quelconques. Evaluons maintenant la dégradation due à l'emploi de la sélection par rapport à la recombinaison à gains égaux. Les résul-

tats sont tout à fait satisfaisants puisque, pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} , la dégradation est de seulement 2 dB pour un étalement par code de Gold de longueur 127 et de 7 dB pour un étalement par code quelconque de longueur 20 (pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-2}). En conclusion on utilisera, dans le cas de la recombinaison à gains égaux, n'importe lequel de ces codes. Par contre, dans le cas de la recombinaison par sélection on utilisera de préférence des codes de Gold.

La figure 5-39 donne les performances du détecteur multiutilisateurs avec égalisation adaptative à suréchantillonnage. Le système est maintenant asynchrone, l'intervalle de garde n'a donc plus lieu d'être, et chaque retard utilisateur est équiréparti sur la durée T_s d'un symbole. Les paramètres de la simulation restent inchangés et les performances sont toujours données en fonction de: $\bar{\gamma}$. Les performances sont comparées à la borne inférieure 1 utilisateur et aux performances du récepteur de RAKE avec recombinaison des signaux à rapport signal sur bruit maximal. Nous choisissons une valeur courante du coefficient de suréchantillonnage: $M = 2$. De plus, nous désirons que l'action de l'égaliseur s'étende sur la durée d'un symbole, d'où un nombre de coefficients de l'égaliseur égal à $N_c = 2L_c$. L'avantage de ce type de récepteur est que la complexité est fixe et ne dépend plus du nombre d'utilisateurs. Toutefois, une telle simplicité se paie par une dégradation du rapport signal à bruit de 2 dB , par rapport à un détecteur multiutilisateurs selon le critère EQMM (figure 5-20), pour une probabilité d'erreur de 1.10^{-3} . La figure 5-37, donnant l'erreur quadratique moyenne en fonction de l'indice d'itération pour un rapport signal à bruit infini et pour un canal à 1 et 3 chemins, montre clairement que l'interférence multiutilisateurs est efficacement combattue par l'égalisation à suréchantillonnage. L'erreur quadratique moyenne en fonction de l'indice d'itération pour un rapport signal à bruit de 15 dB pour les deux types d'algorithmes envisagés est donnée figure 5-38. Il est alors clair que l'algorithme de Kalman est, dans ce cas, très nettement supérieur à l'algorithme du gradient. De plus, Rapajic et Vucetic montrent que le récepteur, basé sur l'égalisation à suréchantillonnage, est résistant face au problème "près-loin" [Rap94a].

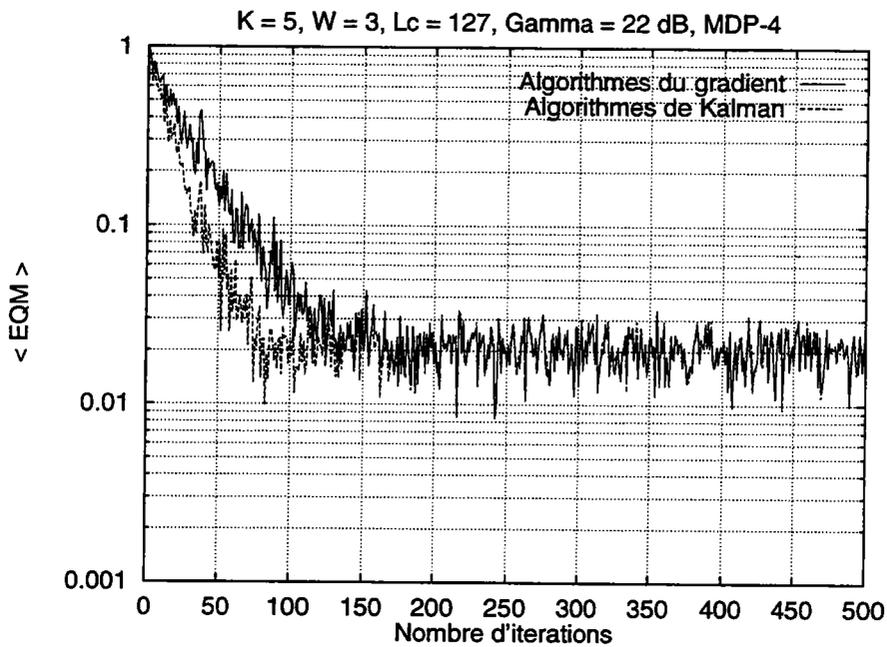


FIG. 5-8 - Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 5 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

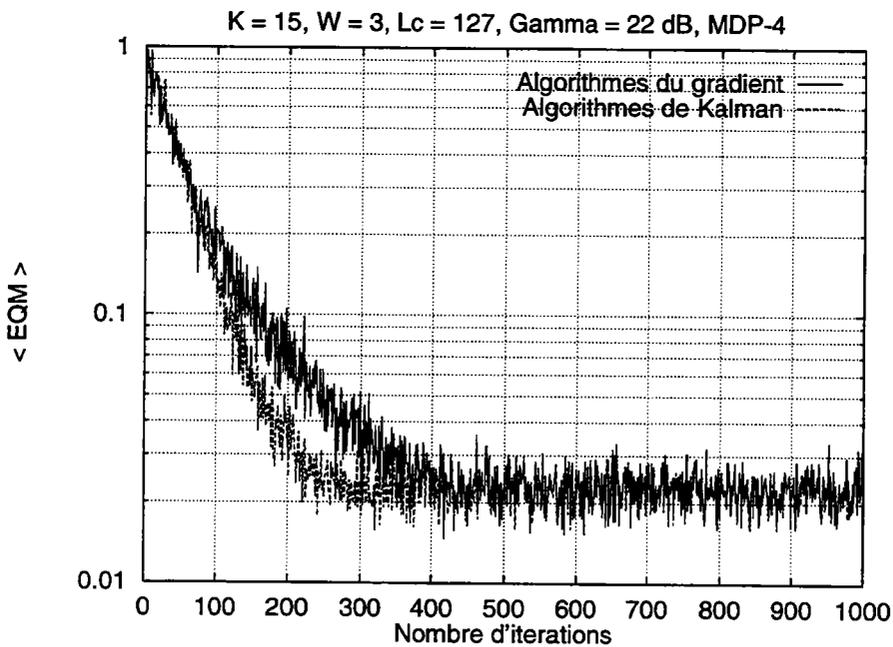


FIG. 5-9 - Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

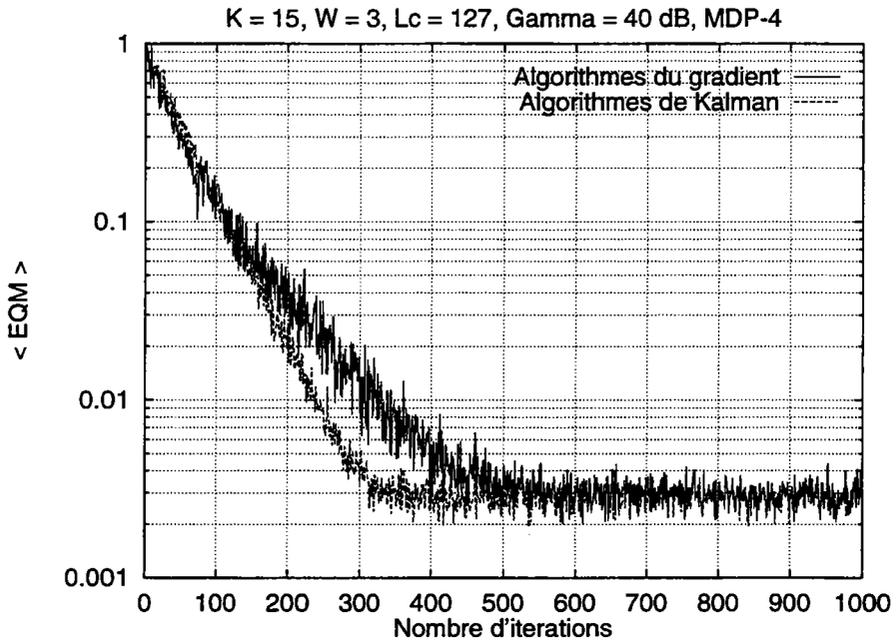


FIG. 5-10 - Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 40 \text{ dB}$

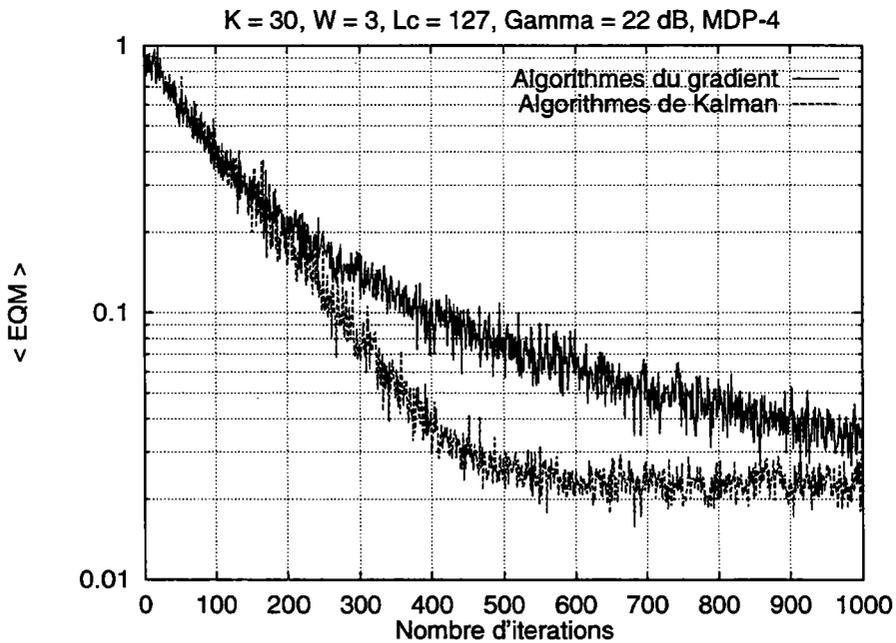


FIG. 5-11 - Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 30 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

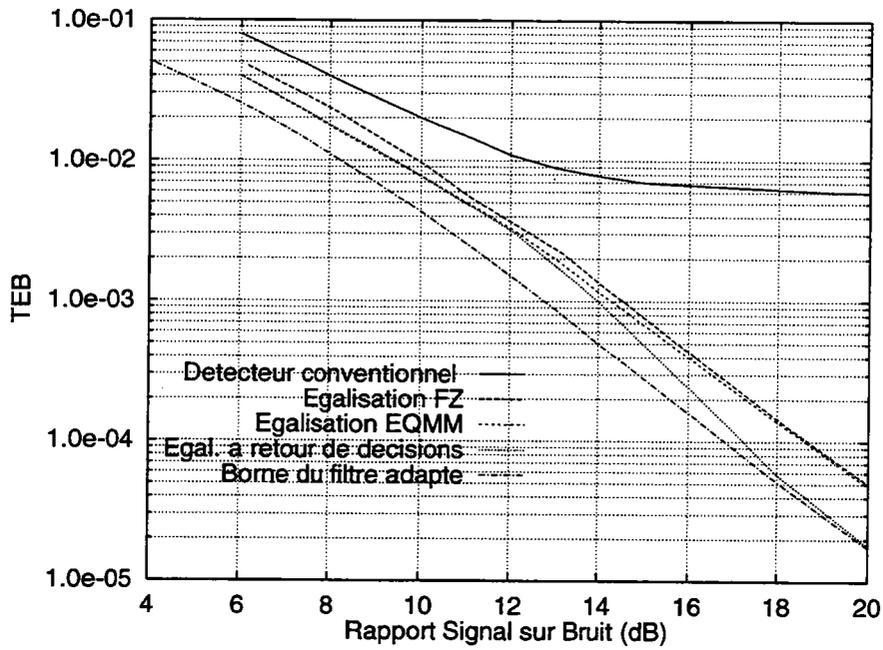


FIG. 5-12 - Performances pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et une modulation MDP-4

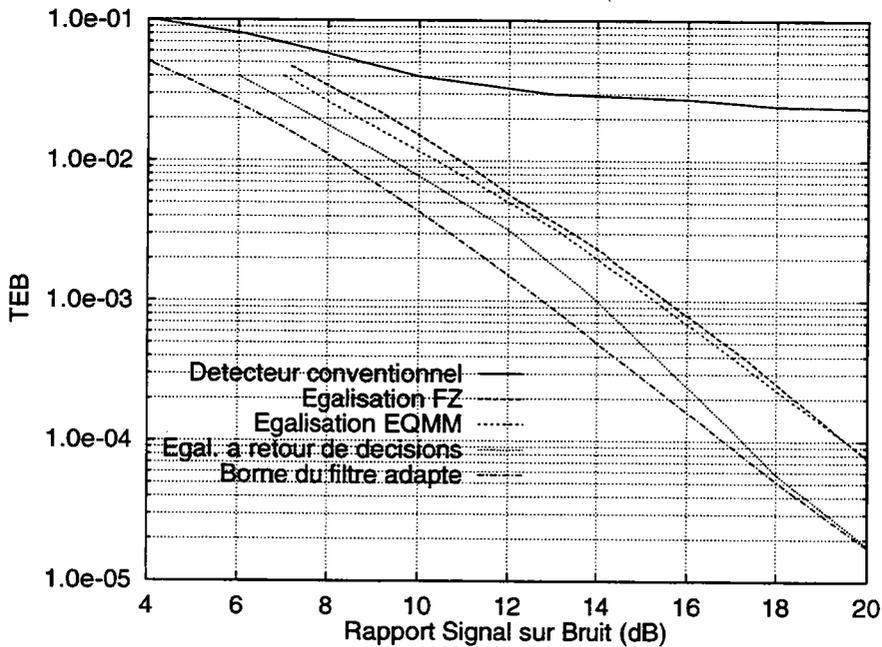


FIG. 5-13 - Performances pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 30 utilisateurs et une modulation MDP-4

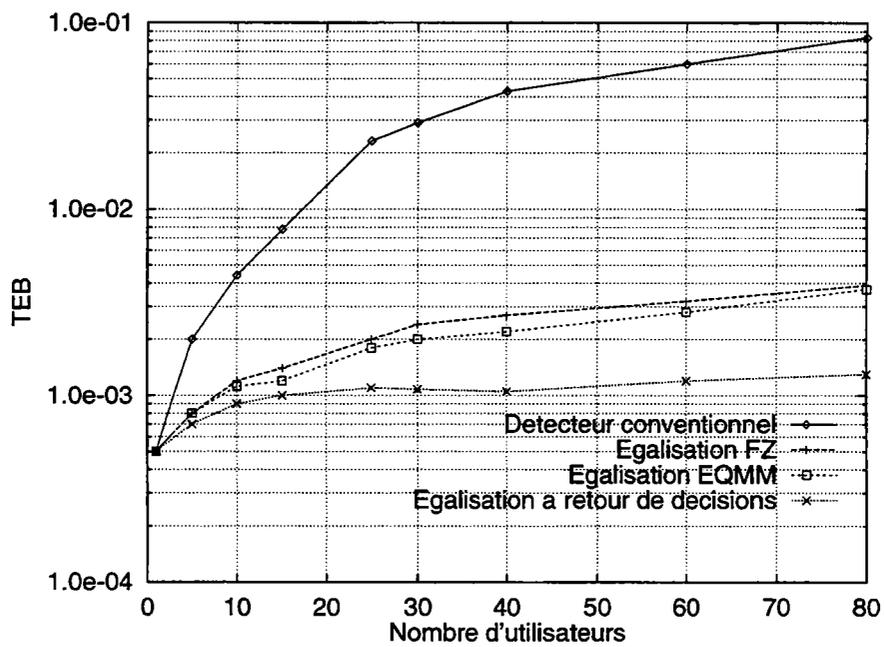


FIG. 5-14 - Performances en fonction du nombre d'utilisateurs avec un étalement par code de Gold de longueur 127 et $C/N = 14 \text{ dB}$

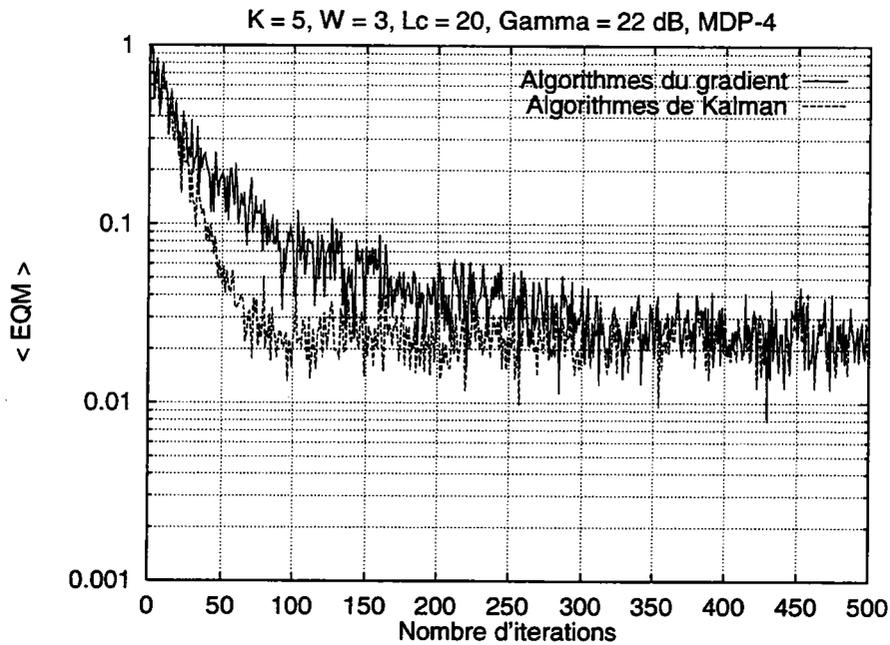


FIG. 5-15 - Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 5 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

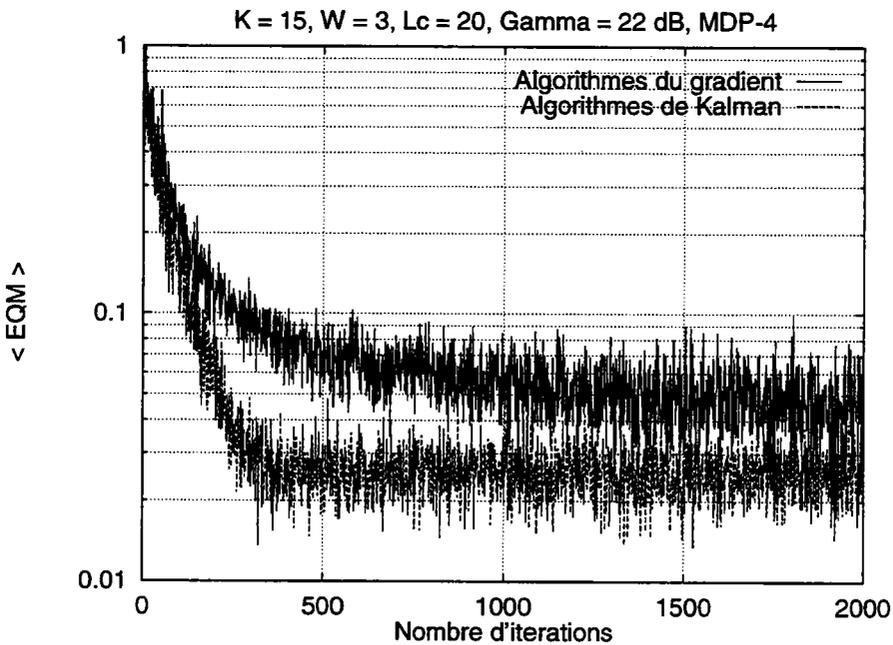


FIG. 5-16 - Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

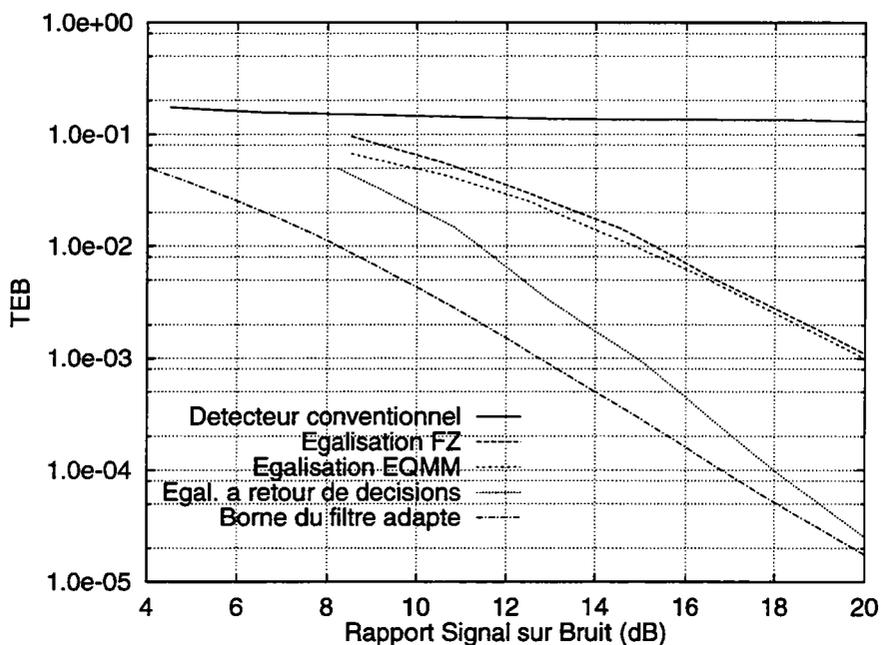


FIG. 5-17 - Performances pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et une modulation MDP-4

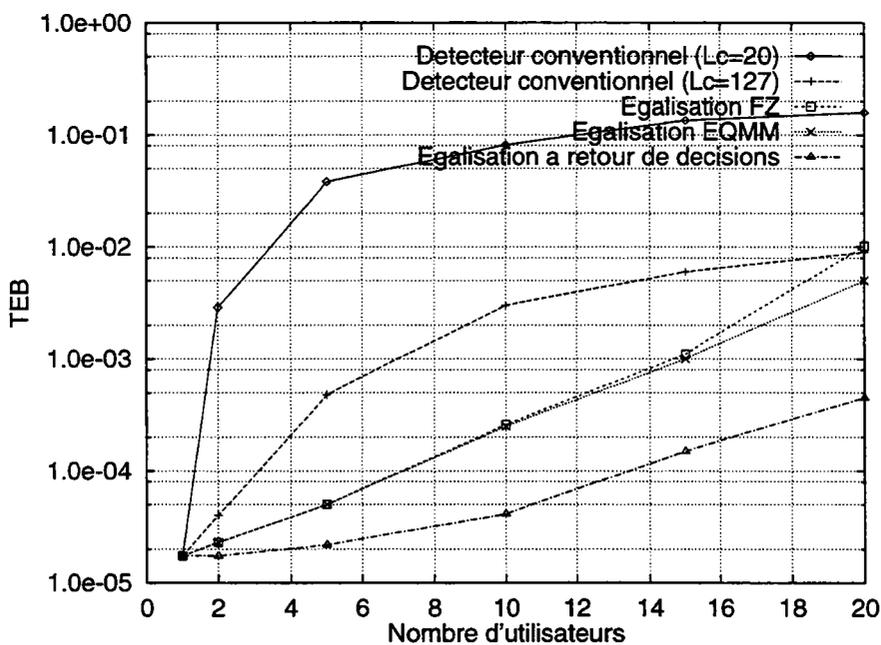


FIG. 5-18 - Performances en fonction du nombre d'utilisateurs avec un étalement par code quelconque de longueur 20 et $C/N = 20 \text{ dB}$

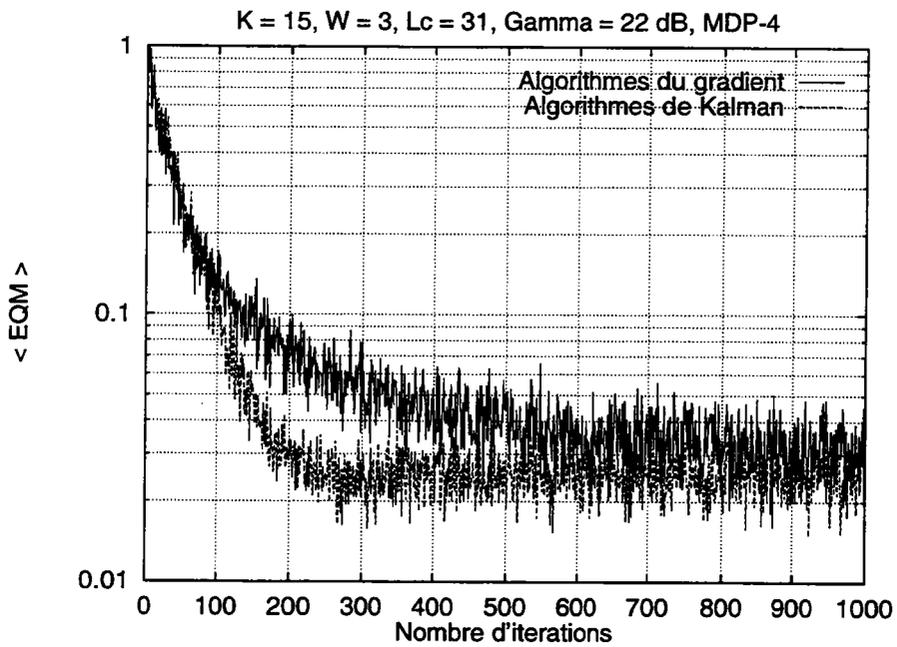


FIG. 5-19 - Erreur quadratique moyenne pour un étalement par code de Gold de longueur 31, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

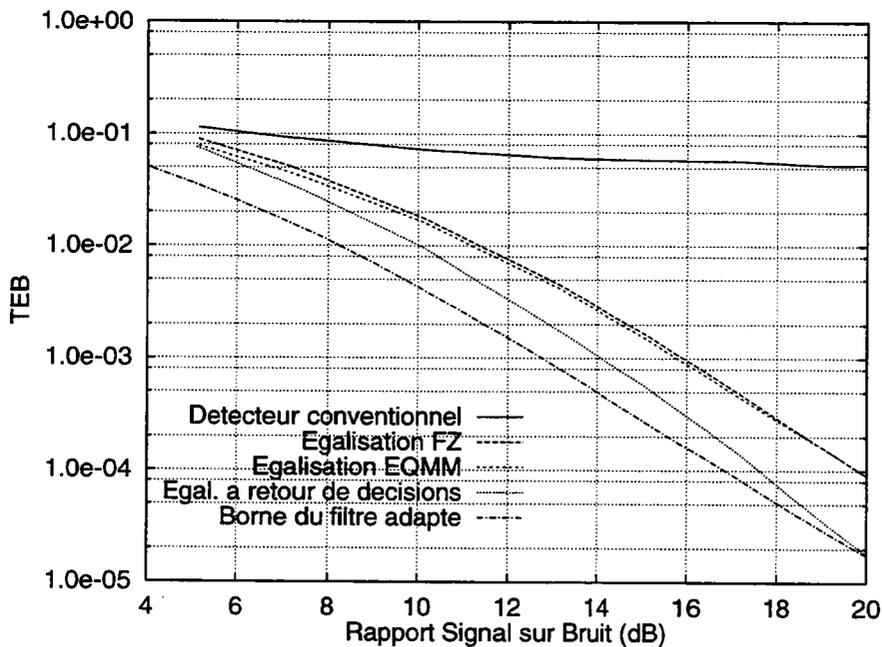


FIG. 5-20 - Performances pour un étalement par code de Gold de longueur 31, 15 utilisateurs et une modulation MDP-4

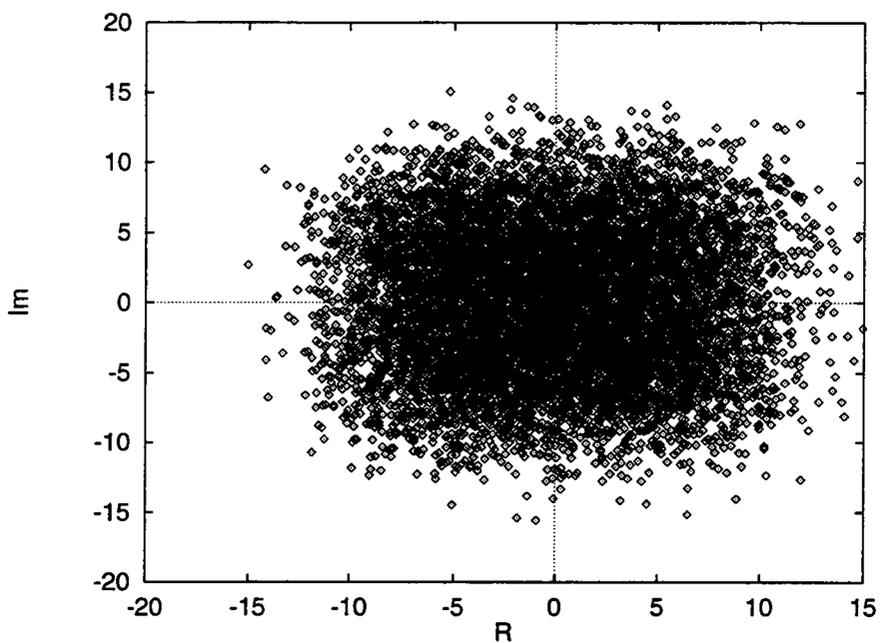


FIG. 5-21 - Constellation en sortie du récepteur conventionnel pour un étalement par code quelconque de longueur 20

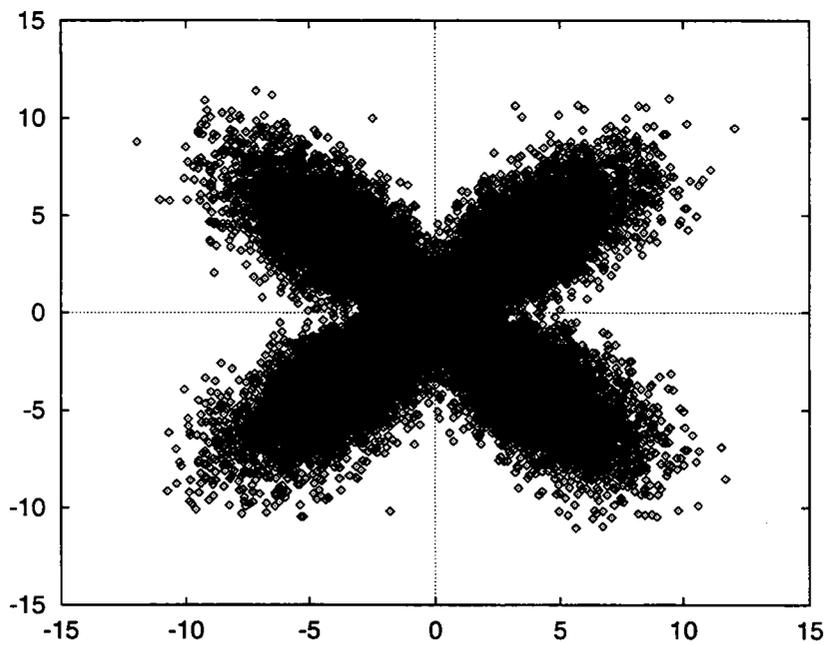


FIG. 5-22 - Constellation en sortie du récepteur conventionnel pour un étalement par code de Gold de longueur 127

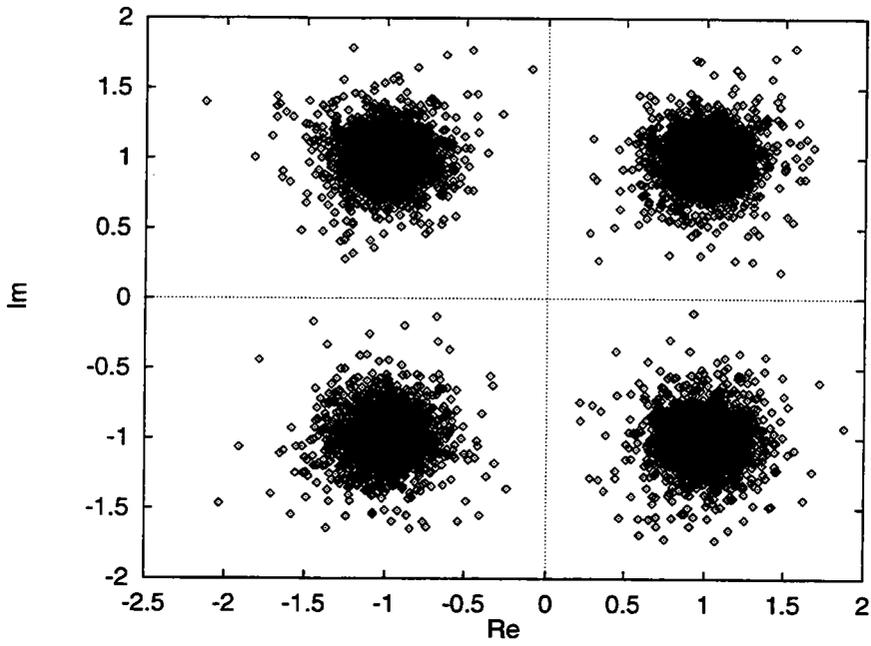


FIG. 5-23 - Constellation en sortie de l'égaliseur forçage à zéro pour un étalement par code quelconque de longueur 20

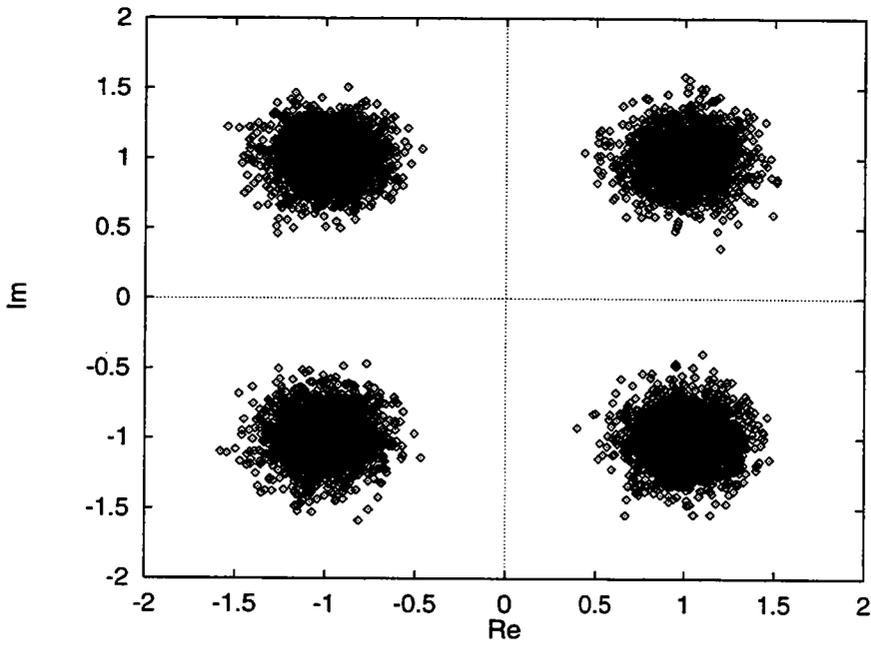


FIG. 5-24 - Constellation en sortie de l'égaliseur forçage à zéro pour un étalement par code de Gold de longueur 127

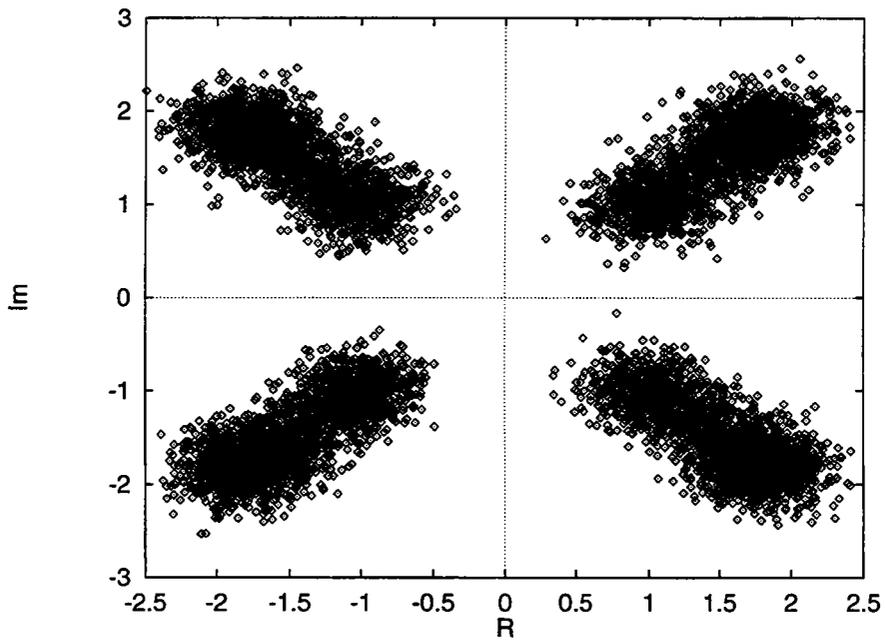


FIG. 5-25 - Constellation en sortie de l'égaliseur à retour de décisions (utilisateur 0) pour un étalement par code quelconque de longueur 20

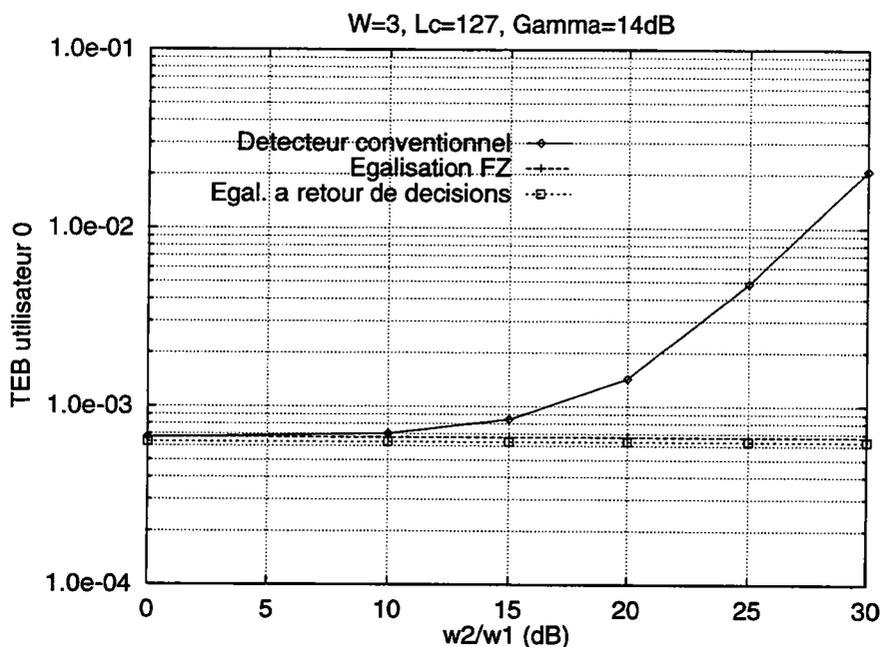


FIG. 5-26 - Résistance au problème "près-loin" pour un étalement par code de Gold de longueur 127 et $C/N = 14$ dB

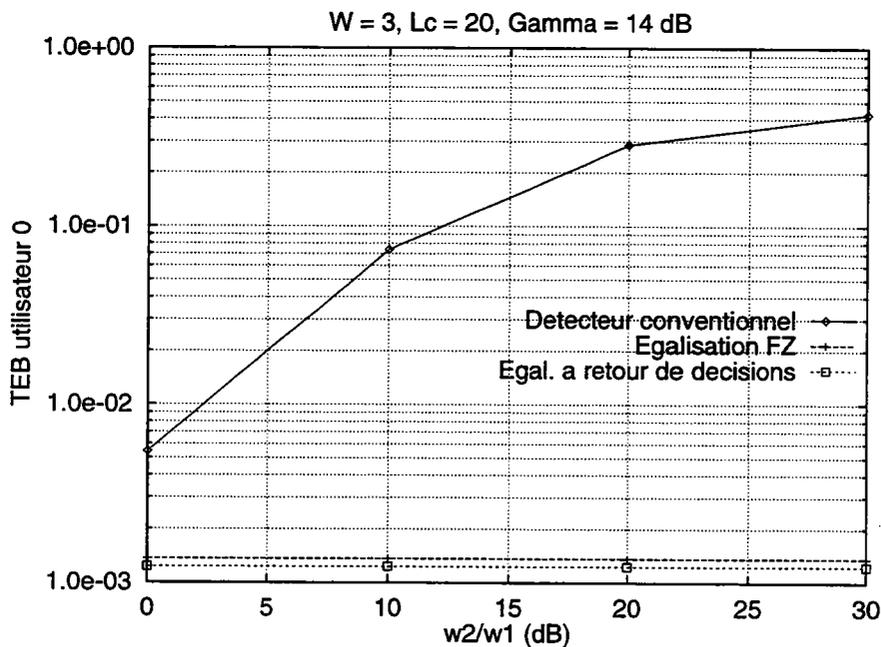


FIG. 5-27 - Résistance au problème "près-loin" pour un étalement par code quelconque de longueur 20 et $C/N = 14$ dB

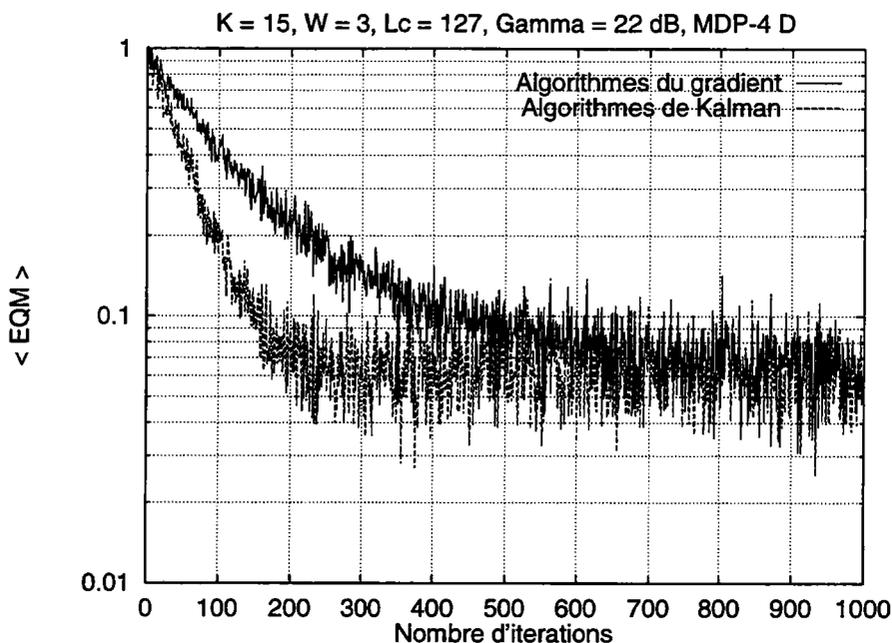


FIG. 5-28 - Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

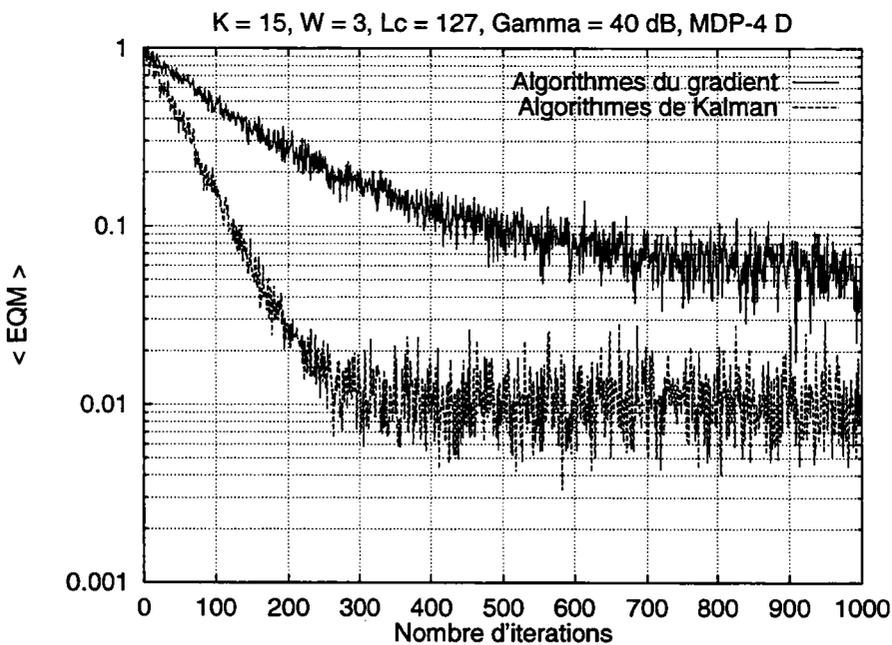


FIG. 5-29 - Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code de Gold de longueur 127, 15 utilisateurs et $C/N = 40 \text{ dB}$

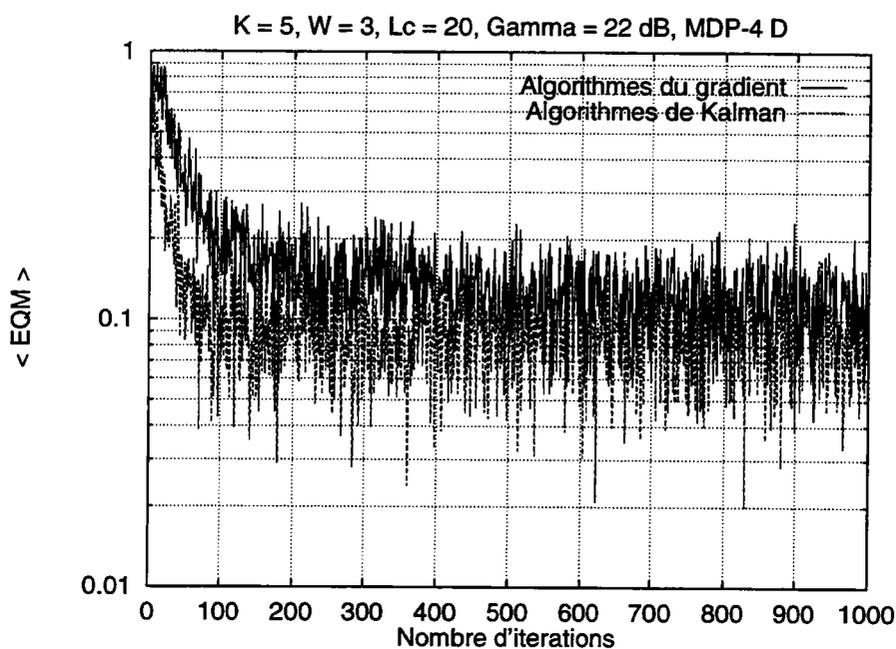


FIG. 5-30 - Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 5 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

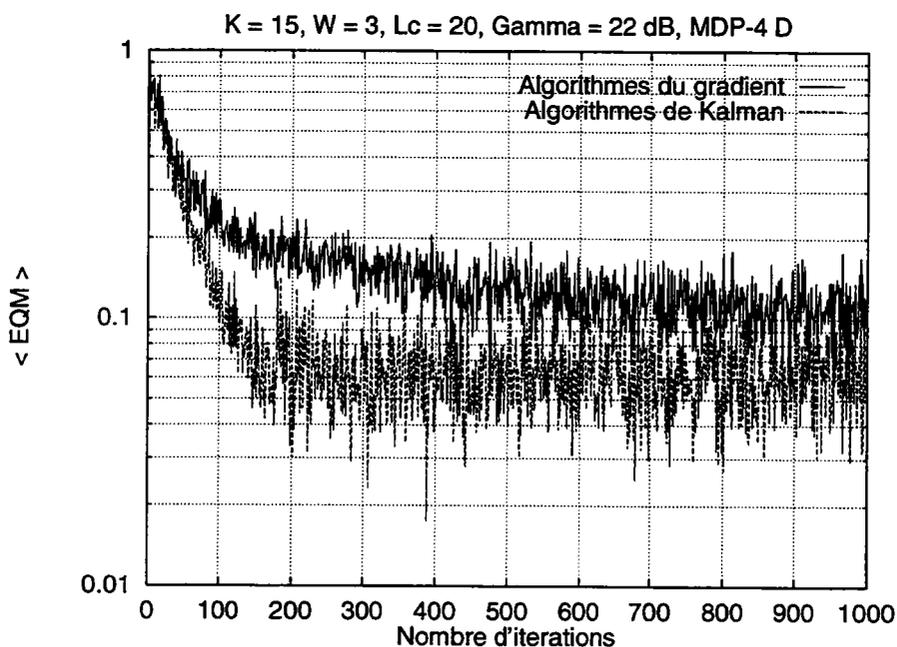


FIG. 5-31 - Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et $C/N = 22 \text{ dB}$

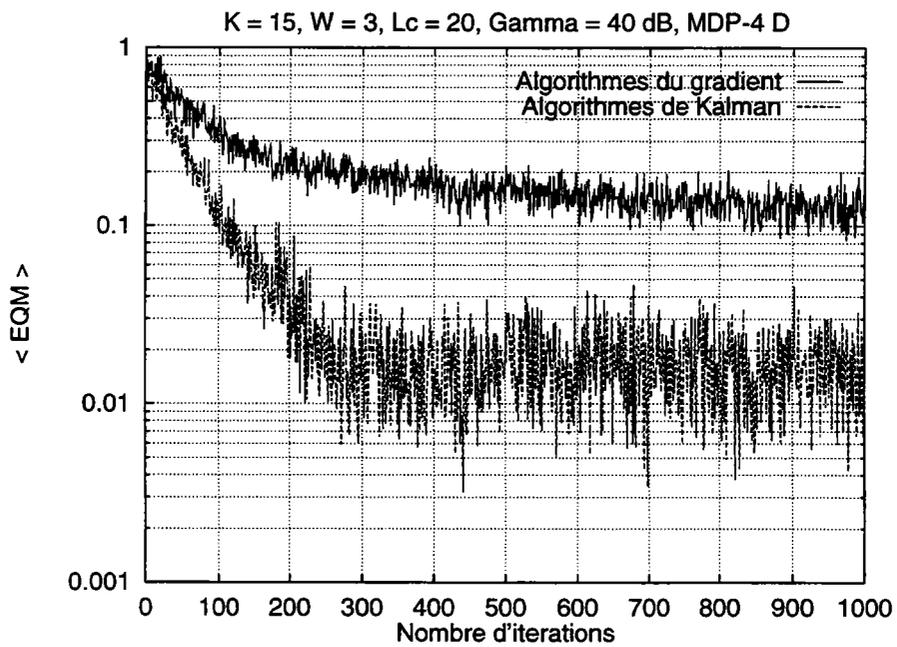


FIG. 5-32 - Erreur quadratique moyenne en sortie d'égaliseur EQMM pour un étalement par code quelconque de longueur 20, 15 utilisateurs et $C/N = 40$ dB

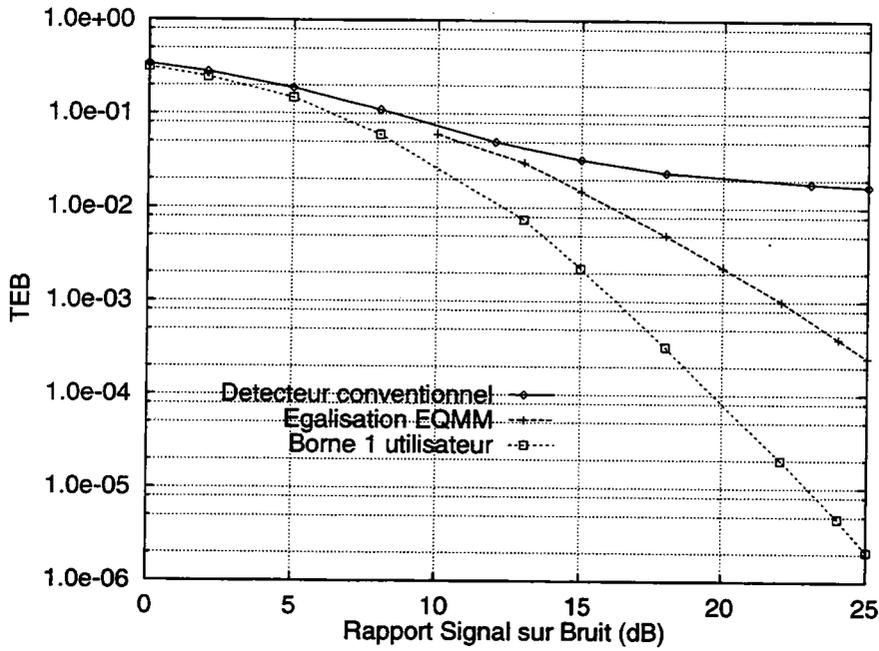


FIG. 5-33 - Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code de Gold ($L_c = 127$), $K = 15$ et recombinaison à gains égaux

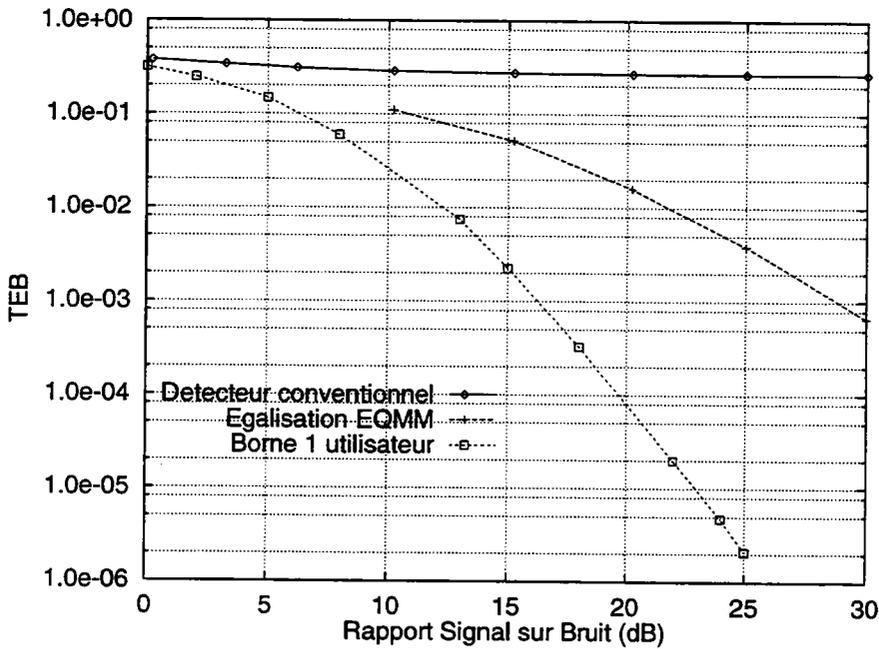


FIG. 5-34 - Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code quelconque ($L_c = 20$), $K = 15$ et recombinaison à gains égaux

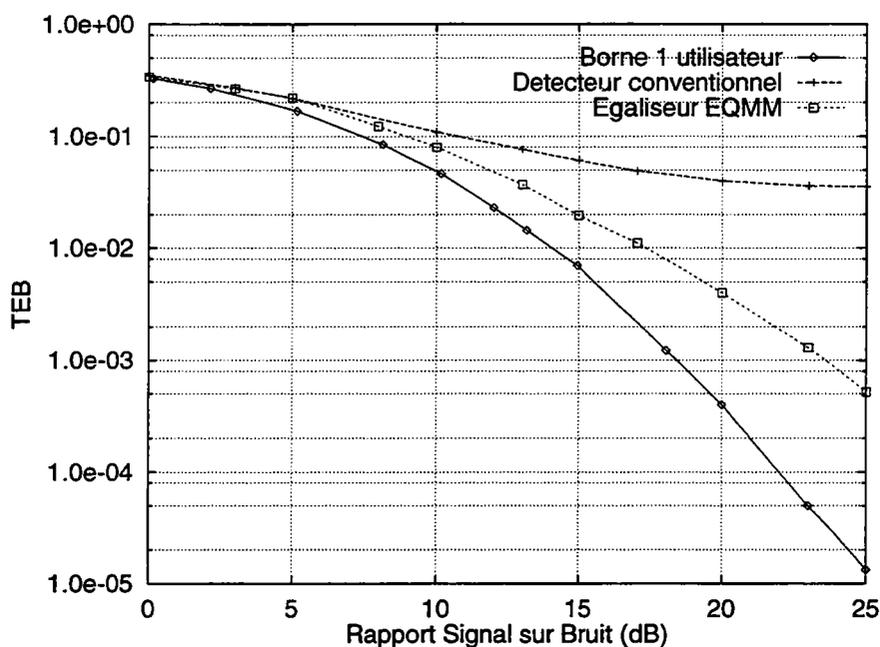


FIG. 5-35 - Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code de Gold ($L_c = 127$), $K = 15$ et recombinaison des signaux par sélection

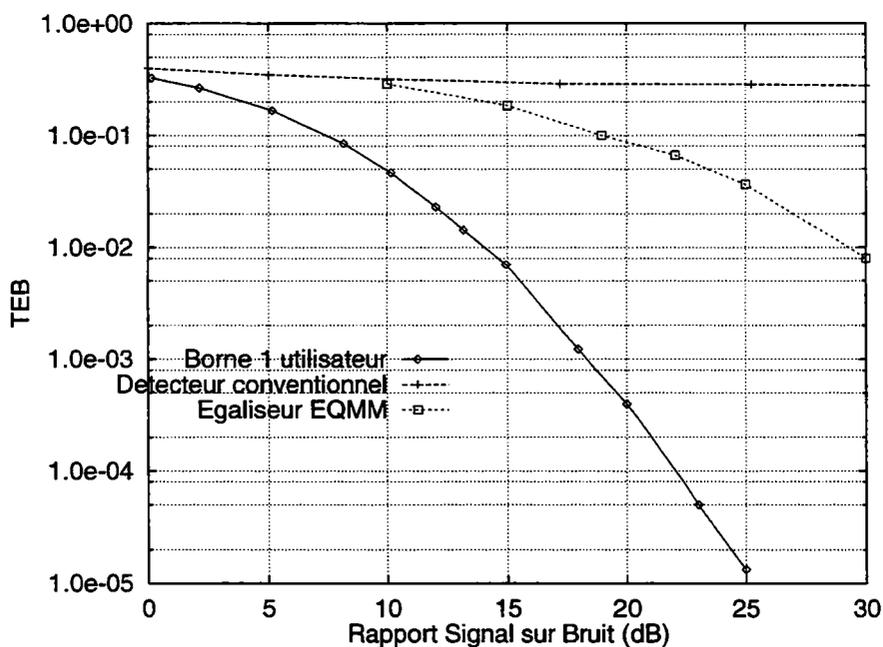


FIG. 5-36 - Performances du récepteur multiutilisateurs différentiel, étalement par code quelconque ($L_c = 20$), $K = 15$ et recombinaison par sélection

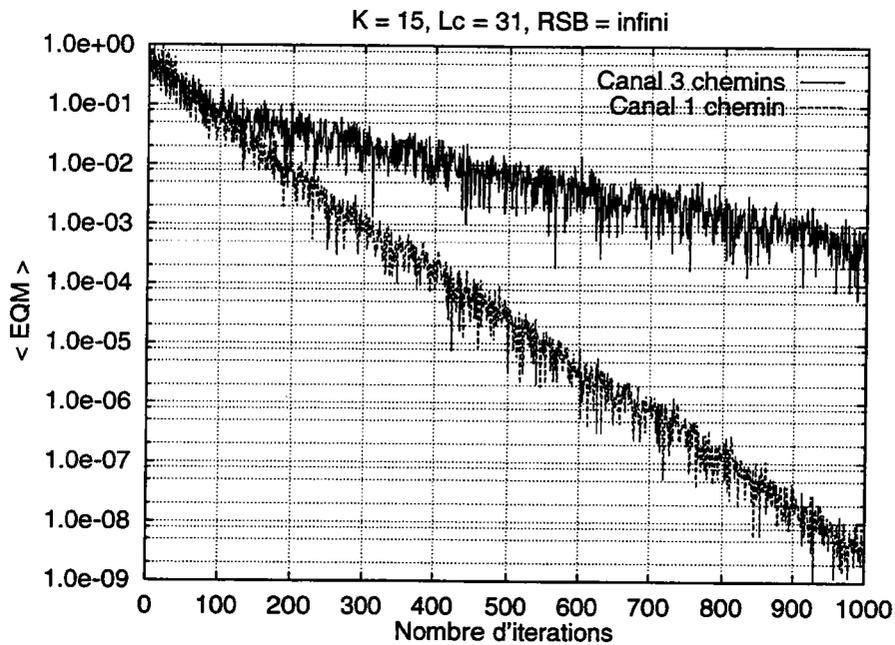


FIG. 5-37 - Erreur quadratique moyenne en sortie de l'égaliseur à suréchantillonnage pour un étalement par code de Gold de longueur 31, $K = 15$ et $C/N \infty$

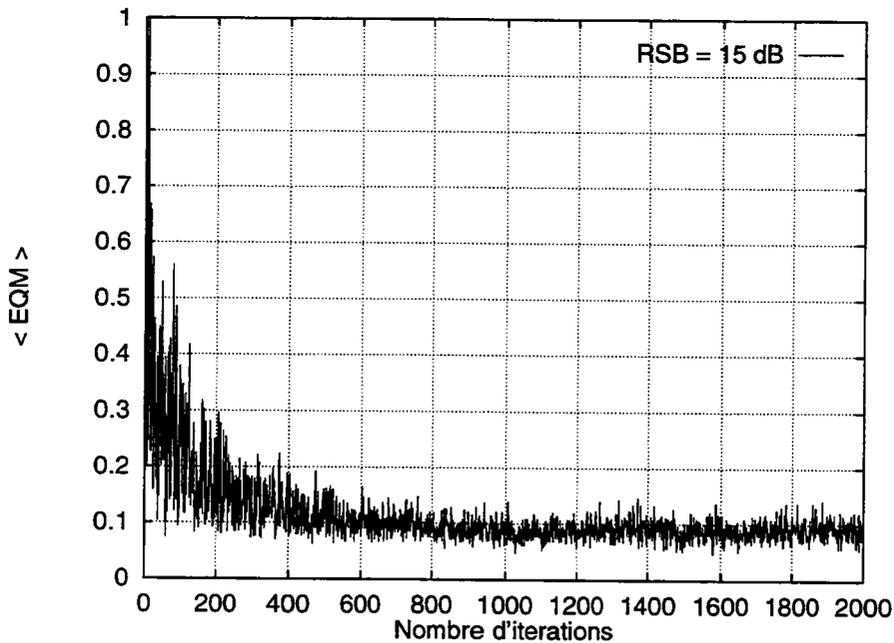


FIG. 5-38 - Erreur quadratique moyenne en sortie de l'égaliseur à suréchantillonnage pour un étalement par code de Gold de longueur 31, $K = 15$ et $C/N = 15 \text{ dB}$

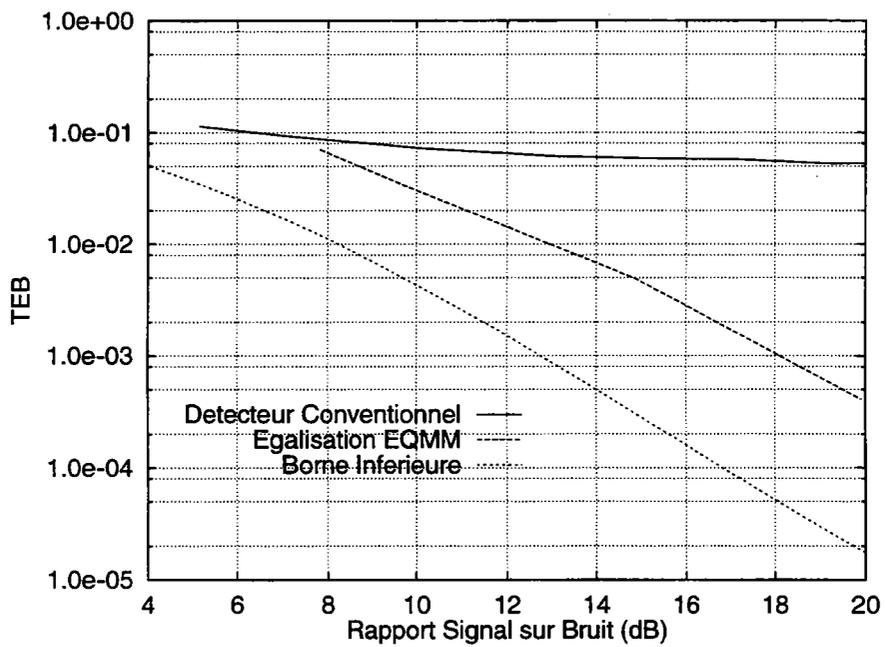


FIG. 5-39 - Performances du système avec égalisation à suréchantillonnage, étalement par code de Gold de longueur 31 et $K = 15$

5.4 Conclusion

Nous avons présenté plusieurs types de détecteurs multiutilisateurs adaptatifs pour des systèmes synchrones de radiocommunications à accès multiple de type CDMA. L'interférence multiutilisateurs inhérente aux systèmes CDMA est combattue dans un premier cas à l'aide d'un égaliseur linéaire (selon les critères du minimum de l'erreur quadratique moyenne ou du forçage à zéro) et dans un second cas à l'aide d'un égaliseur à retour des décisions. Nous envisageons les modulations MDP-4 et MDP-4 différentielle, cette dernière permettant de s'abstenir de l'estimation de canal. Les coefficients des égaliseurs sont remis à jour par l'algorithme du gradient ou l'algorithme de Kalman. Les performances sont évaluées par simulations et les résultats sont comparés à une borne inférieure, appelée borne du filtre adapté. Les résultats des simulations indiquent clairement que la présence d'égaliseurs adaptatifs dans le récepteur améliore grandement les performances d'un récepteur mono-utilisateur conventionnel. Ainsi, les seuils d'erreur caractéristiques de l'interférence multiutilisateurs disparaissent. Ces récepteurs autorisent donc des codes d'étalement quelconques de faibles longueurs, ce qui permet d'augmenter le débit binaire utile. Nous montrons également que ces détecteurs résistent parfaitement au problème "près-loin". Dans le cas d'un système asynchrone, nous proposons un récepteur mono-utilisateur où l'interférence multiutilisateurs est combattue par l'égalisation adaptative à suréchantillonnage. Les seuils d'erreur sont toujours éliminés et la complexité du récepteur ne dépend plus du nombre d'utilisateurs.

Chapitre 6

Conclusions et perspectives

Dans ce mémoire, nous étudions tout d'abord les performances d'une liaison radiomobile de type CDMA. Nous envisageons plusieurs types de récepteurs mono-utilisateurs : le récepteur de RAKE cohérent, qui nécessite une estimation du canal, et le récepteur de RAKE différentiel qui, au prix d'une légère dégradation, permet de s'affranchir de cette estimation, parfois délicate. Nous montrons, par calcul et par simulation, que l'étalement de spectre implique une transmission large bande qui peut être vue comme une forme de diversité, cette dernière étant exploitée par le récepteur de RAKE. Nous montrons également que les performances de ces détecteurs sont limitées par l'interférence multiutilisateurs. Ainsi il existe une probabilité d'erreur non nulle, appelée seuil d'erreur, lorsque le rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur tend vers l'infini. La capacité maximale de la liaison est déterminée par le seuil d'erreur maximal admissible. On en déduit que la capacité de la liaison CDMA est seulement limitée par le niveau de l'interférence multiutilisateurs et que la moindre réduction de cette interférence se traduit par une augmentation de la capacité maximale admissible. Nous montrons également que la diversité d'espace peut considérablement améliorer les performances et abaisser les seuils d'erreur. Nous en déduisons l'ordre de diversité total, défini comme l'ordre de diversité du récepteur de RAKE multiplié par le nombre d'antennes du système, minimal et nécessaire pour assurer une certaine capacité pour une certaine qualité de service (seuil d'erreur fixé).

Dans un second temps, nous évaluons les performances moyennes d'un réseau CDMA microcellulaire. Nous définissons, pour cela, les critères d'évaluation et proposons une méthodologie de simulation. Mis à part les modèles à base de lan-

cer de rayons, il n'existe pas de modélisation générale de la propagation en milieu microcellulaire. Le temps de calcul du lancer de rayons étant, pour des opérations de simulations de réseau, prohibitif, nous développons notre propre modélisation de la propagation basée sur l'utilisation d'un graphe des rues. Une campagne de mesures nous permet de vérifier que l'écart-type de l'erreur moyenne reste inférieur à 6 *dB*, ce qui est très satisfaisant pour ce type d'environnement. Cependant, le nombre de mesures effectuées n'étant pas suffisant pour une complète validation du modèle, nous préconisons de la parfaire par une nouvelle campagne de mesures spécifiquement microcellulaire.

Nous utilisons ce modèle pour évaluer, par simulation, les fonctions de répartition du C/I pour un réseau microcellulaire implanté au centre ville de Metz. Nous relient ces C/I moyens à une qualité de service moyenne en utilisant les résultats du calcul des performances et en déduisons, pour les liaisons montantes et descendantes, la probabilité de bon fonctionnement. Nous montrons également comment un contrôle de puissance imparfait nuit à la capacité. Nous évaluons l'impact du soft handoff (macrodiversité dans la zone de handover) sur la capacité des liaisons montantes et descendantes. Nous montrons que dans le cas microcellulaire cette technique a, contrairement au cas macrocellulaire, peu d'effet sur la capacité. Nous expliquons cela par le fait que les zones de soft handoff sont confinées autour des coins de rues, donc aux limites de cellules. Par contre, le soft handoff est une technique qui devrait nettement réduire le taux d'échec de handover. La vérification de cette hypothèse nécessiterait un niveau de simulation plus développé. En effet il faudrait, pour évaluer le taux d'échec de handover, considérer tous les interférents en mouvement. Cela implique de gérer leur déplacement et leur vitesse (ralentissements, arrêts, etc...), allouer la ressource, gérer les handover éventuels et affecter des durées de communication à chaque utilisateur.

Enfin, nous proposons différentes structures de récepteurs multiutilisateurs permettant d'augmenter considérablement la capacité d'une liaison CDMA. Nous considérons, tout d'abord, le cas d'un système synchrone dans lequel les signaux utilisateurs sont synchronisés au niveau du récepteur. De plus, nous supprimons l'interférence entre symboles en introduisant un intervalle de garde, ainsi nous pouvons opérer une détection symbole par symbole. Ces simplifications permettent d'envisager un récepteur où l'interférence multiutilisateurs est combattue par l'égalisation adaptative linéaire et non-linéaire, ces structures étant beau-

coup moins complexes que celles proposées dans la littérature. Là encore, nous envisageons une modulation linéaire et une modulation différentielle, permettant d'éviter l'estimation de canal. Nous montrons que ces récepteurs éliminent complètement les seuils d'erreurs du détecteur conventionnel, principale cause de la limitation de la capacité d'une liaison CDMA. L'interférence multiutilisateurs éliminée, l'intercorrélacion entre formes d'onde n'est plus un problème crucial et on peut alors envisager des séquences d'étalement quelconques de faible longueur (20 bits); nous augmentons donc considérablement le débit utile de la liaison. Puisque ces détecteurs nécessitent la connaissance des séquences d'étalement de tous les utilisateurs nous les implantons, pour des raisons de confidentialité, au niveau de la station de base. Pour ces mêmes raisons de confidentialité, le récepteur mobile d'un utilisateur ne doit connaître que son code d'étalement. En conséquence nous présentons, pour un système asynchrone, une structure de détecteur mono-utilisateur où l'interférence entre symboles et l'interférence multiutilisateurs sont combattues par l'égalisation à suréchantillonnage. Ce récepteur permet d'éviter l'estimation de canal et élimine toujours les seuils d'erreur. Nous montrons que ces récepteurs luttent optimalement contre le problème "près-loin", ce qui permet de supprimer le contrôle de puissance dont les imperfections dégradaient les performances du réseau.

Du fait de la vitesse de convergence des algorithmes adaptatifs, les détecteurs multiutilisateurs ne sont applicables que pour des mobiles se déplaçant relativement lentement : milieux intérieurs ou microcellulaires. Ce critère n'est pas trop limitatif puisque c'est uniquement dans ces milieux que la densité d'utilisateurs est la plus importante. Nous avons, dans l'étude des performances du détecteur conventionnel et des détecteurs multiutilisateurs, toujours supposé une synchronisation du système et une récupération de porteuse parfaites. Or, ces problèmes sont loin d'être triviaux, surtout dans le cas de l'implémentation des détecteurs multiutilisateurs dans la liaison montante. L'estimation de canal était également supposée parfaite. Cependant, il serait primordial d'étudier les performances et la résistance au problème "près loin" de ces détecteurs lors d'une estimation de canal imparfaite; nous devons également vérifier, dans ce cas, que la vitesse de convergence des algorithmes adaptatifs reste acceptable. L'étude de ces problèmes constituerait, à elle seule, un autre travail de thèse.

Annexe A

Le modèle de Saleh et Valenzuela

Ce modèle reprend la notion d'indépendance des chemins. Les groupes et les chemins sont reçus de manière aléatoire suivant une loi de Poisson respectivement de paramètres constants Λ et λ ($\lambda \gg \Lambda$ soit beaucoup plus de chemins que de groupes par unité de temps). Classiquement le canal est modélisé par un filtre transversal de réponse impulsionnelle :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} \exp(j\theta_{kl}) \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \quad (\text{A.1})$$

T_l est l'instant d'arrivée du $l^{\text{ème}}$ groupe, soit le premier rayon du groupe l . τ_{kl} est le retard du $k^{\text{ème}}$ rayon du groupe l par rapport au premier rayon du même groupe.

La variable aléatoire T_l , ou premier rayon de chaque groupe, est distribuée conditionnellement à l'instant précédent T_{l-1} suivant une loi de Poisson de paramètre Λ :

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp(-\Lambda(T_l - T_{l-1})) \quad (\text{A.2})$$

avec $T_0 = 0$. La variable aléatoire τ_{kl} , ou position du $k^{\text{ème}}$ rayon au sein du groupe l , est distribuée conditionnellement à $\tau_{(k-1)l}$ suivant la loi de Poisson de

paramètre λ .

$$p(\tau_{kl} | \tau_{(k-1)l}) = \lambda \exp(-\lambda(\tau_{kl} - \tau_{(k-1)l})) \quad (\text{A.3})$$

avec $\tau_{0l} = 0$ et λ le nombre moyen de rayons par unité de temps, Λ le nombre moyen de groupes par unité de temps: $1/\Lambda$ est donc la durée moyenne d'un groupe. La distribution des groupes étant une loi de Poisson on peut définir la probabilité d'avoir n groupes dans l'intervalle ΔT :

$$p(n) = (\Delta T \cdot \Lambda)^n \exp\left(-\frac{\Delta T \cdot \Lambda}{n!}\right) \quad (\text{A.4})$$

La variable θ_{kl} est uniformément répartie sur $[0, 2\pi[$.

La puissance moyenne Ω_{kl} de chaque rayon est modélisée par une distribution exponentielle du groupe à l'instant T_l et à l'intérieur du groupe à l'instant τ_{kl} (voir figure A-1):

$$\Omega_{kl} = \bar{\beta}_{kl}^2 = \Omega_{00} \exp\left(-\frac{T_l}{\Gamma}\right) \exp\left(-\frac{\tau_{kl}}{\gamma}\right) \quad (\text{A.5})$$

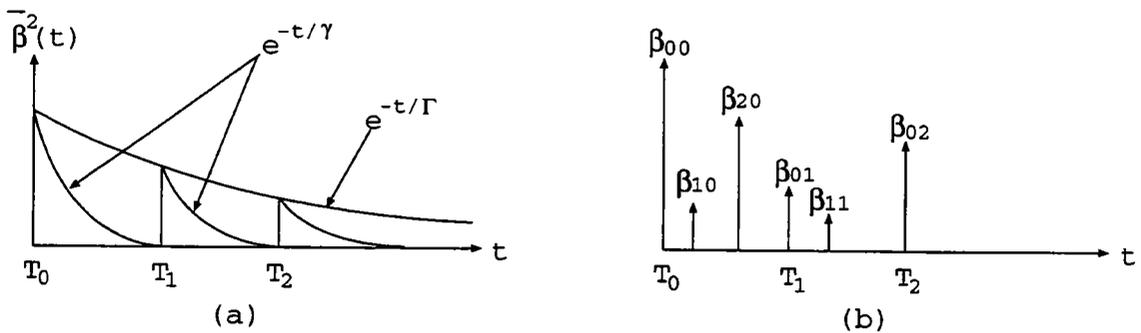


FIG. A-1 - Représentation du modèle de Saleh et Valenzuela pour trois groupes (ou réflecteurs principaux). (a): Profil des retards et (b): Exemple de réalisation du canal radiomobile

Ω_{00} est la puissance moyenne du premier chemin. Les paramètres γ et Γ ($\gamma < \Gamma$) caractérisent la décroissance du profil des retards, ils sont liés au matériau de construction, à la taille des pièces, etc... En général les groupes paraissent dis-joints, il suffit alors de poser $\exp[(T_l - T_{l-1})/\gamma] \ll \exp[(T_l - T_{l-1})/\Gamma]$.

Enfin les amplitudes β_{kl} sont classiquement modélisées par des variables aléatoires de lois de Rayleigh indépendantes entre elles. Ceci s'explique par le fait que chaque chemin discernable est composé d'un nombre X de chemins réels, X dépendant de la bande passante du système (voir chapitre 2).

On peut citer à titre d'exemple les valeurs des paramètres mesurés par Saleh et Valenzuela en milieu intérieur, sachant qu'ils ne seront valables que pour le même type de construction :

$$\frac{1}{\Lambda} \approx 200 \text{ à } 300 \text{ ns}, \quad \frac{1}{\lambda} \approx 5 \text{ ns}, \quad \gamma \approx 20 \text{ ns} \text{ et } \Gamma \approx 60 \text{ ns}$$

En fait la valeur de $1/\lambda$ dépendra de la bande passante du système et les paramètres γ , Γ de la structure de la construction (parties métalliques, taille des pièces, etc...).

La simulation d'un canal radiomobile suivant la méthode de Saleh et Valenzuela se fait en cinq étapes :

1. Estimation de $\bar{\beta}_{00}^2$:

$$\bar{\beta}_{00}^2 \approx (\lambda\gamma) \cdot G(1 \text{ m}) \cdot r^{-\alpha}$$

avec r la distance séparant l'émetteur du récepteur (en mètres) et $3 < \alpha < 4$ la pente de la décroissance logarithmique de la puissance moyenne due à l'atténuation de propagation. $G(1 \text{ m})$ est l'atténuation en espace libre à 1 m :

$$G(1 \text{ m}) = \frac{G_t G_r c^2}{(2\pi f_0)^2}$$

avec c la célérité de la lumière et f_0 la fréquence d'émission.

2. Génération de la position des groupes à partir de $p(T_l|T_{l-1})$.

3. Génération de la position des rayons dans chaque groupe à partir de $p(\lambda_{kl}|\lambda_{(k-1)1})$.
4. Les amplitudes β_{kl} sont générées à partir d'une loi de Rayleigh de valeur moyenne Ω_{kl} , on pourra utiliser les méthodes décrites au paragraphe 2.
5. Génération des phases θ_{kl} uniformément réparties sur $[0, 2\pi[$.

Annexe B

Diversité en radiomobile

Les techniques de diversité s'appuient sur le fait que les erreurs n'apparaissent à la réception que lorsque l'atténuation apportée par le canal est supérieure à une valeur critique, typiquement lors d'évanouissements profonds. Imaginons que nous puissions fournir au récepteur L répliques indépendantes, via L canaux indépendants, d'un même signal; alors la probabilité que les L signaux reçus soient tous entachés d'erreurs est considérablement réduite. En effet, si p est la probabilité que l'atténuation d'un canal soit supérieure à la valeur critique, alors la probabilité que les L canaux soient dans le cas critique est réduite à p^L .

Plusieurs techniques permettent de fournir L répliques, soumises à des évanouissements indépendants, d'un signal d'information. La **diversité d'espace** est sans doute la plus courante. Elle est basée sur la décorrélation spatiale de l'onde reçue: Deux antennes de réception suffisamment éloignées fourniront deux signaux rendus indépendants par les distorsions et les retards propres à chacune des deux liaisons radioélectriques. En théorie un espacement de $\lambda/2$ (λ est la longueur d'onde) entre les antennes suffit, cet espacement correspond à la distance moyenne entre deux évanouissements (voir chapitre 2). Cependant, en pratique, on préfère choisir plusieurs longueurs d'onde. L'inconvénient de cette méthode est, bien sûr, l'encombrement du récepteur dû à l'emploi de plusieurs antennes. Par contre, elle ne nécessite aucune allocation de fréquence supplémentaire dans le cas des réseaux cellulaires. Citons encore la **diversité de fréquence** qui consiste à transmettre l'information sur L porteuses différentes. Chaque porteuse est séparée de ses deux plus proches voisines d'une distance au moins égale à la bande de cohérence du canal, les évanouissements sont alors indépendants sur les L canaux

employés (voir chapitre 2). Une méthode plus sophistiquée, elle aussi basée sur la notion de cohérence finie du canal, consiste à transmettre un signal de largeur de bande W supérieure à la bande de cohérence B_c du canal. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2 un tel signal résout $L = [W/B_c] + 1$ composantes multi-trajets, fournissant ainsi au récepteur (de RAKE) L chemins d'évanouissements indépendants. Cette technique, dite **technique d'étalement de spectre**, est largement décrite au chapitre 3. Dans le cas particulier de liaisons radiomobiles la technique de **diversité temporelle** peut être employée, la même information est alors transmise sur L intervalles de temps différents. La séparation temporelle entre deux intervalles est au moins égale au temps de cohérence T_c du canal. La séparation minimale entre deux échantillons étant fonction de la vitesse du mobile cette forme de diversité n'a aucun effet lorsque le mobile est à l'arrêt (le temps de cohérence est alors infini).

Notons que les méthodes de diversité temporelle et fréquentielle peuvent être vues comme un codage à répétition de l'information, et la séparation en temps de T_c ou en fréquence de B_c est clairement une forme d'entrelacement.

Citons, pour finir, la **diversité de polarisation, de champ ou d'angle d'arrivée des ondes**. Toutefois ces techniques restent, à l'heure actuelle, nettement moins utilisées que celles précitées; nous ne nous étendrons donc pas d'avantage sur ces méthodes marginales en communications radiomobiles.

Nous allons maintenant calculer les performances d'un système numérique binaire à diversité d'ordre L (figure B-1). Nous supposons les L branches de diversité parfaitement indépendantes. Chaque canal est non sélectif en fréquence et les variations de l'enveloppe α_k du $k^{\text{ème}}$ canal suivent une loi de Rayleigh.

Si toutes les branches de diversité portent la même information, le signal à l'entrée du $k^{\text{ème}}$ récepteur (Rcpt k) s'écrit :

$$r_k(t) = \alpha_k e^{-j\theta_k} u_m(t) + n_k(t) \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} k = 0, \dots, L-1 \\ m = 0, 1 \end{array} \quad (\text{B.1})$$

avec $\alpha_k e^{-j\theta_k}$ la distorsion, en amplitude et en phase, du $k^{\text{ème}}$ canal. $u_m(t)$ est la forme d'onde complexe de la modulation binaire et $n_k(t)$ le bruit blanc additif gaussien, centré de variance $2N_0$, de la $k^{\text{ème}}$ branche de diversité. Dans le cas

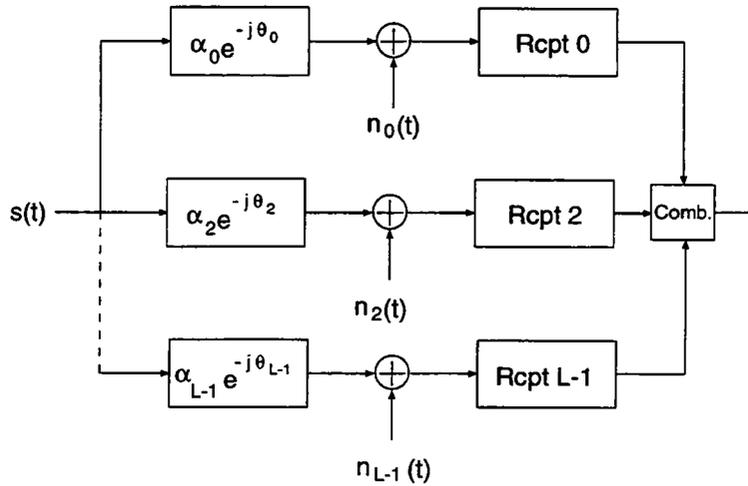


FIG. B-1 - Récepteur à diversité

particulier d'une modulation MDP-2 $u_1(t) = -u_0(t) = u(t)$. L'étage d'entrée du démodulateur optimal pour le $k^{\text{ème}}$ signal est un filtre adapté à la forme d'onde $u(t)$, donc de réponse impulsionnelle $u^*(T-t)$ avec T le temps symbole.

Finalement la décision est prise après combinaison linéaire des sorties de filtres adaptés. La recombinaison des signaux peut suivre la détection (combinaison postdétectée) ou la précéder (combinaison prédétectée). La combinaison prédétectée présente un gain de 3 dB sur la postdétectée, toutefois la remise en phase de signaux RF, nécessaire à cette opération, est souvent difficile.

La combinaison linéaire qui assure les meilleures performances est celle qui consiste à multiplier chaque sortie de filtre adapté par le conjugué du gain complexe du canal ; autrement dit la sortie du récepteur k est pondérée par $\alpha_k \exp(j\theta_k)$ pour la branche de diversité k . Cette pondération a pour effet d'annuler la distorsion de phase apportée par le canal et de pondérer le signal d'un facteur proportionnel à la puissance du signal. En fait, le filtre adapté de la branche k devient $\alpha_k \exp(j\theta_k)u^*(T-t)$. Puis, les parties réelles des sorties pondérées du filtre adapté à la forme d'onde correspondant au symbole 0 sont sommées. La même opération est effectuée pour les sorties pondérées du filtre adapté à la forme d'onde correspondant au symbole 1. Cette technique est appelée **combinaison à rapport signal sur bruit maximal** [Bre59] (maximal ratio combiner).

Notons que la combinaison optimale, étudiée ici, repose sur l'hypothèse de l'estimation parfaite des séquences $\{\alpha_k\}$ et $\{\theta_k\}$. Le cas de l'estimation bruitée de ces paramètres est étudié par Proakis [Pro89, Annexe 7.A].

Considérons maintenant une modulation MDP-2, une seule somme est alors nécessaire. La variable de décision ξ d'un système de diversité d'ordre L avec combinaison à rapport signal sur bruit maximal, est donc :

$$\xi = \Re \left(\sum_{k=0}^{L-1} \int_0^T r_k(t) \alpha_k e^{j\theta_k} u^*(t) dt \right) = 2E_b \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k^2 + \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k N_k$$

avec E_b l'énergie transmise par symbole et N_k la partie réelle du bruit gaussien complexe :

$$e^{j\theta_k} \int_0^T n_k(t) u^*(t) dt \quad (\text{B.2})$$

Nous allons tout d'abord calculer la probabilité d'erreur du système conditionnellement à l'ensemble $\{\alpha_k\}$. Pour une séquence $\{\alpha_k\}$ constante la variable de décision ξ est une Gaussienne de moyenne :

$$E(\xi) = 2E_b \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k^2$$

et de variance :

$$\sigma_\xi^2 = 2E_b N_0 \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k^2 \quad (\text{B.3})$$

La probabilité d'erreur pour une telle variable de décision est bien connue, elle s'écrit :

$$P_e(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (\text{B.4})$$

avec γ_b le rapport signal à bruit par symbole :

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k^2 = \sum_{k=0}^{L-1} \gamma_k \quad (\text{B.5})$$

avec $\gamma_k = \frac{E_b \alpha_k^2}{N_0}$ le rapport signal à bruit de la $k^{\text{ème}}$ voie de diversité. Connaissant la probabilité d'erreur conditionnelle à γ_b on en déduit aisément la probabilité d'erreur moyenne :

$$P_e = \int_0^{\infty} P_e(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (\text{B.6})$$

avec $p(\gamma_b)$ la densité de probabilité de la variable aléatoire γ_b . En supposant tous les signaux de même puissance moyenne, le rapport signal à bruit moyen par canal $\bar{\gamma}_k$ devient indépendant de k ; soit $\bar{\gamma}_k = \bar{\gamma}_c$. α_k étant une variable de Rayleigh α_k^2 est une variable aléatoire de loi chi-square à deux degrés de liberté. On en déduit que $\gamma_b = E_b/N_0 \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k^2$ est une variable aléatoire de loi chi-square à $2L$ degrés de liberté, d'où l'expression de sa densité de probabilité :

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_b^{L-1} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_c} \quad (\text{B.7})$$

Finalement, la densité de probabilité B.7 nous permet de calculer la probabilité d'erreur moyenne, solution de B.6 :

$$P_e = \left(\frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2} \right)^k \quad (\text{B.8})$$

avec, par définition :

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}} \quad (\text{B.9})$$

et où :

$$\binom{N}{k} = C_N^k = \frac{N!}{(N-k)!k!}$$

Afin de souligner l'effet de la diversité nous préférons exprimer les performances du système en fonction de la probabilité d'erreur moyenne par branche

de diversité $P_0(\gamma_c)$, déduite de B.8 pour $L = 1$.

$$P_0(\bar{\gamma}_c) = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \right) \quad (\text{B.10})$$

il vient alors :

$$P_e = (P_0(\bar{\gamma}_c))^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} (1 - P_0(\bar{\gamma}_c))^k \quad (\text{B.11})$$

Si $\bar{\gamma}_c \gg 1$ alors $P_0(\bar{\gamma}_c) \approx 1/4\bar{\gamma}_c$ et $1 - P_0(\bar{\gamma}_c) \approx 1$. De plus :

$$\sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} = \binom{2L-1}{k}$$

On peut donc, pour $\bar{\gamma}_c$ suffisamment grand, approximer la probabilité d'erreur B.11 par :

$$P_e \approx [P_0(\bar{\gamma}_c)]^L \binom{2L-1}{k} = \left(\frac{1}{4\bar{\gamma}_c} \right)^L \binom{2L-1}{k} \quad (\text{B.12})$$

Puisque $P_0(\bar{\gamma}_c)$ est aussi le taux d'erreur binaire pour un système sans diversité, la probabilité d'erreur approchée B.12 montre clairement l'amélioration de performance, en $[P_0(\bar{\gamma}_c)]^L$, apportée par la diversité. Remarquons également que le taux d'erreur binaire est inversement proportionnel à la $L^{\text{ème}}$ puissance du rapport signal à bruit moyen par branche.

Dans le cas de signaux de puissances moyennes différentes Proakis montre que la densité de probabilité de γ_b devient :

$$p(\gamma_b) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\bar{\gamma}_k} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_k} \quad (\text{B.13})$$

avec

$$\pi_k = \prod_{i=1, i \neq k}^L \frac{\bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k - \bar{\gamma}_i}$$

de la même manière que précédemment, le taux d'erreur binaire est obtenu par moyennage de la probabilité d'erreur conditionnelle B.4 (équation B.6) sur la densité de probabilité B.13. On obtient :

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k}{1 + \bar{\gamma}_k}} \right] \quad (\text{B.14})$$

Pour finir soulignons qu'il existe des techniques suboptimales de recombinaison des signaux. Citons tout d'abord la **combinaison par sélection** qui consiste à choisir la branche de diversité présentant le meilleur rapport signal à bruit. La probabilité d'erreur est alors donnée par :

$$P_e(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad \text{où} \quad \gamma = \frac{E_b \alpha^2}{N_0} \quad (\text{B.15})$$

avec γ le rapport signal à bruit à l'entrée du détecteur et α l'atténuation du canal sélectionné, classiquement modélisée par une variable aléatoire de loi de Rayleigh. Puisque α suit une loi de Rayleigh : $\alpha^2 = X^2 + Y^2$, avec X et Y deux gaussiennes centrées indépendantes de même variance. Il est alors évident que α^2 , et donc γ , suivent une loi de type chi-square à deux degrés de liberté. On en déduit l'expression de la densité de probabilité de γ :

$$p(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \quad \text{où} \quad \bar{\gamma} = \frac{E_b E(\alpha^2)}{N_0} \quad (\text{B.16})$$

En partant de ces hypothèses Sundberg [Sun82] montre, que pour des puissances moyennes égales, la probabilité d'erreur s'exprime par :

$$P_e = L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1}{k} \frac{(-1)^k}{k+1} P_0 \left(\frac{\bar{\gamma}}{k+1} \right) \quad (\text{B.17})$$

avec $P_0(\gamma)$ la probabilité d'erreur par voie de diversité donné par B.10.

L'estimation, parfois délicate, des $\{\alpha_k\}$ et $\{\theta_k\}$ ne permet pas toujours d'utiliser les méthodes de combinaison étudiées ci-dessus. On utilise alors la **combinaison à gain égal** combinée avec une modulation différentielle qui permet, au prix d'une dégradation des performances, d'éviter l'estimation du canal.

La structure d'un système de communication à diversité employant la combinaison à gain égal reste identique à celle présentée figure B-1) mais, dans ce cas, le facteur de pondération en sortie de filtre adapté est égal à 1. Le calcul analytique des performances d'un tel système étant très complexe, on lui préférera l'estimation par la simulation.

Bibliographie

- [Ber92] J.E. Berg, R. Bowds and F. Lotse. "Path Loss and Fading Models for Microcells at 900 MHz". *Proceedings of the 42nd IEEE Vehicular Technology Society Conference*, pp 666-671, May 1992.
- [Bra91] W.R. Braun and U. Dersch. "A Physical Mobile Radio Channel Model". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp 472-482, May 1991.
- [Bre59] D.G. Brennan. "Linear Diversity Combining". *Proceedings IRE*, Vol. 47, pp 1075-1102, June 1959.
- [CEC91] CEC/RACE Industrial Consortium. "IBC Common Functional Specifications: Mobile Networks Subsystems". RACE D730, issue B, December 1991.
- [Che93] J.C.S. Cheung, S.C. Chard and M.A. Beach. "Propagation Measurements to Support Third Generation Mobile Radio Network Planning". *Proceedings of the International Conference on Antenna and Propagation*, 1993.
- [Due93] A. Duel-Hallen. "Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detector for Synchronous Code Division Multiple Access". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 41, No. 2, pp 285-290, February 1993.
- [Fap93] A.O. Fapojuwo. "Radio Capacity of a Direct Sequence Code Division Multiple Access Mobile Radio System". *IEE Proceedings*, Vol. 140, No. 5, pp 402-408, October 1993.
- [Gai93] E. Gaiani, F. Muratore and V. Palestini. "Capacity Evaluation in the Uplink of a DS-CDMA System". *Proceedings of the Internatio-*

nal Conference on Universal Personal Communications, pp 304-308, October 1993.

- [Gan91] R. Ganesh and K. Pahlavan. "Statistical Modelling and Computer Simulation of Indoor Model". *IEE Proceedings*, Vol. 138, No. 3, pp 153-161, June 1991.
- [Gil90] K.S Gilhousen, I.M. Jacobs, R. Padovani, L.A. Weaver. "Increased Capacity Using CDMA for Mobile Satellite Communications". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 8, pp 503-514, May 1990.
- [Gil91] K.S Gilhousen, I.M. Jacobs, R. Padovani, A.J. Viterbi, L.A. Weaver, C.E. Wheatley. "On the Capacity of a Cellular CDMA System". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp 303-312, May 1991.
- [Gla80] K.J. Gladstone and J.P. McGeehan. "Computer Simulation of Multipath Fading in the Land Mobile Radio Environment". *IEE Proceedings*, Vol. 127, No. 6, pp 323-330, December 1980.
- [Gol67] R. Gold. "Maximal Recursive Sequences with 3-Valued Recursive Cross Correlation Functions". *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 14, pp 154-156, January 1967.
- [Gro90] U. Grob et al. "Microcellular Direct-Sequence Spread-Spectrum Radio System Using N-Path RAKE Receiver". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 8, No. 5, pp 772-780, June 1990.
- [Gur92] S. Gurunathan and K. Feher. "Multipath Simulation Models for Mobile Radio Channel". *Proceedings of the 42nd IEEE Vehicular Technology Society Conference*, pp 131-134, May 1992.
- [Has79] H. Hashemi. "Simulation of the urban radio propagation channel". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 28, No. 3, pp 213-224, August 1979.
- [Hay91] S. Haykin. "Adaptive Filter Theory". Prentice Hall, 1991.

- [Hua92] C. Huang. "Computer Simulation of a Direct Sequence Spread Spectrum Cellular Radio Architecture". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 41, No. 4, pp 544-550, November 1992.
- [Ike91] F. Ikegami, T. Takeuchi and S. Yoshida. "Theoretical Prediction of Mean Field Strength for Urban Mobile Radio". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 39, No. 3, pp 323-331, March 1991.
- [Ike93] F. Ikegami. "Theoretical Prediction of Propagation for Future Mobile Communications, Reviewing and Looking Forward". *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E76-B, No. 2, pp 171-182, February 1993.
- [Jak74] W.C. Jakes. "*Microwave Mobile Communications*". John Wiley & sons, 1974.
- [Jer92] M.C. Jeruchim, P. Balaban and K. Sam Shanumugan. "*Simulation of Communication Systems*". Plenum Press, 1992.
- [Jun94] P. Jung, J. Blanz, M. Naßhan and P.W. Baier. "Simulation of the Uplink of JD-CDMA Mobile Radio Systems with Coherent Receiver Antenna Diversity". *Wireless Personal Communications*, Vol. 1, No. 1, pp 61-89, 1994.
- [Kas66] T. Kasami. "Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes". Coordinated Science Laboratory, University of Illinois, Urbana, Ill., Technical Report No. R-285, April 1966.
- [Kav85a] M. Kavehrad. "Performance of Nondiversity Receivers for Spread Spectrum in Indoor Wireless Communications". *ATT Technical Journal*, Vol. 64, No. 6, pp 1181-1210, July-August 1985.
- [Kav85b] M. Kavehrad and P.J. McLane. "Performance of Low-Complexity Channel Coding and Diversity for Spread Spectrum in Indoor, Wireless Communications". *ATT Technical Journal*, Vol. 64, No. 8, pp 1927-1965, October 1985.
- [Kle] A. Klein, G. Kawas Kaleh and P.W. Baier. "Zero Forcing and Minimum Mean Square Error Equalization for Joint Detection in Code Division

Multiple Access Channels". Article soumis à *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.

- [Kle93] A. Klein and P.W. Baier. "Linear Unbiased Data Estimation in Mobile Radio Systems Applying CDMA". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 11, No. 7, pp 1058-1066, September 1993.
- [Lee82] W.C.Y. Lee. "*Mobile Communications Engineering*". McGraw Hill, 1982.
- [Lee89] W.C.Y. Lee. "*Mobile Cellular Telecommunications Systems*". McGraw Hill, 1989.
- [Lee91] W.C.Y. Lee. "Overview of Cellular CDMA". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp 291-302, May 1991.
- [Lup89] R. Lupas and S. Verdu. "Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels". *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 35, No. 1, pp 123-136, January 1989.
- [Lup90] R. Lupas and S. Verdu. "Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, No. 4, pp 496-508, April 1990.
- [Mac79] V.H. Mac Donald. "The Cellular Concept". *The Bell System Technical Journal*, Vol. 58, No. 1, pp 15-41, January 1979.
- [Pad94] R. Padovani. "The Capacity of CDMA Cellular Reverse Link Field Test Results". *Lecture Notes in Computer Science*, pp 56-66, March 1994.
- [Pal89] L.C. Palmer and P.Y. Chang. "Simulating Spread Spectrum Systems". *COMSAT Technical Review*, Vol. 19, No. 2, pp 163-195, 1989.
- [Par92] D. Parsons. "*The Mobile Radio Propagation Channel*". Pentech Press, 1992.
- [Pic91] R.L. Pickholtz, L.B. Milstein and D.L. Schilling. "Spread Spectrum for Mobile Communications". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp 313-322, May 1991.

- [Pra90] R. Prasad and A. Zigic. "Computer Simulation of Indoor Data Channels with a Linear Adaptive Equaliser". *Electronics Letters*, Vol. 26, No. 19, pp 1596-1597, September 1990.
- [Pra93] R. Prasad, M.G. Jansen and A. Kiegel. "Capacity Analysis of a Cellular Direct Sequence Code Division Multiple Access System With Imperfect Power Control". *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E76-B, No. 8, pp 894-905, August 1993.
- [Pre88] W.H. Press, B.P. Flannery, S.A. Teukolsky and W.T. Vetterling. "*Numerical Recipes in C*". Cambridge, 1988.
- [Pri58] R. Price and P.E. Green. "A Communication technique for Multipath Channels". *Proceedings IRE*, Vol. 46, pp 555-570, March 1958.
- [Pro89] J.G. Proakis. "*Digital Communication*". McGraw Hill, second edition, 1989.
- [Pur77] M.B. Pursley and D.V. Sarwate. "Performance evaluation for phase coded spread-spectrum multiple access communication - Part 1: System Analysis". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 25, pp 795-799, August 1977.
- [Qua92] Qualcomm Inc. "An overview of the application of code division multiple access (CDMA) to digital cellular systems and personal cellular networks". Document number EX60-10010, May 1992.
- [rac90] "Path Loss in Microcells". RACE 1043 Technical Report, RMTP/RB/J039, October 1990.
- [Rap94a] Predrag B. Rapajic and Branka S. Vucetic. "Adaptive Receiver Structures for Asynchronous CDMA Systems". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 12, No. 4, pp 685-697, May 1994.
- [Rap94b] Predrag B. Rapajic, Branka S. Vucetic and Ryuji Kohno. "An Overview of Adaptive Techniques for Interference Minimization in CDMA Systems". *Wireless Personal Communications*, Vol. 1, No. 1, pp 3-21, 1994.
- [Rem88] J.G. Remy, J. Cuegniet et C. Siben. "*Systèmes de Radiocommunications avec les Mobiles*". Eyrolles, 1988.

- [Riz94] K. Rizk, J.F. Wagen and F. Gardiol. "Ray Tracing based Path Loss Prediction in Two Microcellular Environments". *Proceedings of the Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp 384-388, 1994.
- [Rus91] A.J. Rustako et al. "Radio Propagation at Microwave Frequencies for Line of Sight Microcellular Mobile and Personal Communications". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 1, pp 203-210, February 1991.
- [Sal87] A. Saleh and R.A. Valenzuela. "A statistical Model for Indoor Multipath Propagation". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 5, No. 2, pp 128-137, February 1987.
- [Sei93] P. Seité. "Soft Handoff Implications on Planning Process". *Proceedings of the RACE Mobile Telecommunications Workshop*, pp 352-354, June 1993.
- [Sei94a] P. Seité. "Soft Handoff in a DS-CDMA Microcellular Network". *Proceedings of the 44th IEEE Vehicular Technology Society Conference*, pp 530-534, June 1994.
- [Sei94b] P. Seité and J. Tardivel. "Egaliseurs adaptatifs pour la Détection multi-utilisateurs sur le canal radio mobile en milieu intérieur". *Actes de la conférence DSP'94*, Octobre 1994.
- [Sei94c] P. Seité and J. Tardivel. "Performance of Space diversity in a DS-CDMA system". *Proceedings of International Telecommunications Symposium*, pp 33-37, August 1994.
- [Sei94d] P. Seité and J. Tardivel. "Performance of Space diversity in a DS-CDMA system". *Proceedings of the International Conference on Universal Personal Communications*, pp 42-45, September 1994.
- [Sei94e] P. Seité, J. Tardivel and N. Vikdal. "Space diversity in a DS-CDMA system". *Proceedings of the International Conference on Telecommunications*, pp 263-265, January 1994.
- [Sei95] P. Seité and J. Tardivel. "Adaptive Equalizers for Joint Detection in an Indoor CDMA Channel". *Proceedings of the 45th IEEE Vehicular Technology Society Conference*, July 1995.

- [Sha91] J. Shapira. "Qualcomm Code Division Multiple Access, a Review". *COST 231 meeting*, January 1991.
- [Ste94] B. Steiner and P. Jung. "Optimum and Suboptimum Channel Estimation for the Uplink of a CDMA Mobile Radio System with Joint Detection". *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 5, No. 1, pp 39-50, January-February 1994.
- [Sun82] C.E. Sundberg. "Error Probability of Partial Response Continuous-Phase Modulation with Coherent MSK-Type Receiver, Diversity, and Slow Rayleigh Fading in Gaussian Noise". *B.S.T.J.*, Vol. 61, No. 8, pp 1933-1963, October 1982.
- [Suz77] H. Suzuki. "A statistical Model of Urban Propagation". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 25, No. 7, pp 673-680, July 1977.
- [Tur72] G.L. Turin, F.D. Clapp, T.L. Johnston, S.B. Fine and D. Lavry. "A statistical Model of Urban Multipath Propagation". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 21, No. 1, pp 1-9, February 1972.
- [Tur80] G.L. Turin. "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 68, No. 3, pp 328-353, March 1980.
- [Ver86] S. Verdu. "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels". *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 32, No. 1, pp 85-96, January 1986.
- [Vit94] A.J. Viterbi, A.M. Viterbi, K.S. Gilhousen and E. Zehavi. "Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity". *Lecture Notes in Computer Science*, pp 541-551, March 1994.
- [Wag93] J.F. Wagen and K. Rizk. "Simulation of Radio Wave Propagation in Urban Microcell Environments". *Proceedings of the International Conference on Universal Personal Communications*, pp 595-599, October 1993.
- [Wel74] L.R. Welch. "Lower Bounds on the Maximum Cross Correlation of Signals". *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 20, pp 397-399, May 1974.

- [Wil93] P. Willars. "Macro Diversity Performance with DS-CDMA". *Proceedings of the RACE Mobile Telecommunications Workshop*, pp 165-171, 1993.
- [Xie90] Zhenhua Xie, Robert T. Short and Graig K. Rushforth. "A family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 8, No. 4, pp 683-690, May 1990.
- [Yi87] Wu Yi. "*Entrelacement en fréquence et en temps avec codage pour la diffusion numérique vers les mobiles*". Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, Janvier 1987.
- [Zvo93] Z. Zvonar. "*Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channels*". PhD Thesis, Northeastern University, Boston, September 1993.

Capacité d'un Réseau DS-CDMA Microcellulaire et Détection Multiutilisateurs

- Résumé -

L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC ou CDMA en anglais) est une des techniques d'accès envisagées pour les systèmes radiomobiles de troisième génération. Dans ce mémoire nous proposons une méthodologie d'évaluation (par la simulation) des performances de réseaux radiomobiles AMRC. Ces performances sont exprimées en terme de capacité et de qualité de service moyenne. Nous considérons plus particulièrement le cas des réseaux microcellulaires ainsi que le gain apporté par différentes formes de diversité. Finalement, nous proposons différentes techniques de détection multiutilisateurs basées sur l'égalisation adaptative. Ces techniques de détection permettent d'éliminer l'interférence multiutilisateurs, principale limitation d'une liaison AMRC.

- Mots-clés -

Récepteur de RAKE - Diversité - Simulation de réseaux DS-CDMA -
Propagation - Interférence multiutilisateurs - Egalisation adaptative

Capacity of a Microcellular DS-CDMA network and Multiuser Detection

- Abstract -

Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) is a candidate access technique for a third generation mobile telecommunication system. This document deals with evaluation methodology and computer simulation of DS-CDMA mobile network. Network performances are expressed in term of capacity and mean quality of service. We consider the particular case of a DS-CDMA microcellular network and we assess the performance gain due to diversity. Finally we propose to improve network performances by multiuser detection. In this detection scheme multiple access interference, inherent to CDMA, is combatted through linear adaptive equalization as well as nonlinear.

- Keywords -

RAKE receiver - Diversity - DS-CDMA Network simulation - Multiuser
interference - Radiowave propagation - Adaptive equalization