

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE DE LA LIAISON MONTANTE D'UN SYSTÈME DE
TÉLÉCOMMUNICATIONS CELLULAIRE CDMA LARGE BANDE

PIERRE-FRÉDÉRIC CAILLAUD
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)
(TÉLÉCOMMUNICATIONS)

MAI 2000

© Pierre-Frédéric Caillaud, 2000.



**National Library
of Canada**

**Acquisitions and
Bibliographic Services**

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

**Bibliothèque nationale
du Canada**

**Acquisitions et
services bibliographiques**

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-57397-4

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ANALYSE DE LA LIAISON MONTANTE D'UN SYSTÈME DE
TÉLÉCOMMUNICATIONS CELLULAIRE CDMA LARGE BANDE

présenté par: CAILLAUD Pierre-Frédéric

en vue de l'obtention du diplôme de: Maître ès science appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

Prof. Fahdel Ghannouchi, Ph. D., président

Prof. David Haccoun, Ph. D., membre et directeur de recherche

Prof. Brigitte Jaumard, Ph. D., membre

Ce mémoire est dédié aux victimes connues et inconnues du cancer de l'oreille.

Remerciements

Je tiens à remercier mon directeur de recherche, Dr. David Haccoun, pour sa supervision et ses conseils, ainsi que mes amis pour leur soutien. Je remercie tout particulièrement Guillaume, Lionel, Brice, Steve, Loïc et Youenn, Tikho, Patch et Denis, Catherine, Ghaida et Anne-Laure, et tous ceux et celles que j'oublie, ainsi bien sûr que mes parents pour leur aide.

Résumé

Ce travail porte sur la modélisation et la simulation de la liaison montante (mobile vers base) d'un système de téléphonie mobile de type CDMA2000. Il apparaît [10] que la liaison montante est la plus difficile à mettre en oeuvre, et elle conditionne la capacité de tout le système.

Nous avons mis en place un modèle de canal radiomobile prenant en compte le fading multichemins qui est la principale perturbation à laquelle sont confrontés les systèmes de communications mobiles. Le fading est un phénomène aléatoire dû aux interférences destructives entre plusieurs échos du signal qui arrivent au récepteur. Le modèle tient aussi compte de l'atténuation à grande échelle, de la variation au cours du temps des retards de propagation des échos, et de la conversion analogique/numérique ayant lieu dans le récepteur.

Le récepteur de Rake est un récepteur comportant plusieurs unités capables de se synchroniser chacune sur un des échos du signal reçu, ce qui permet de tirer parti d'une diversité temporelle. Il est essentiel au bon fonctionnement d'un système CDMA. Pour fonctionner, ce récepteur requiert une bonne connaissance des conditions du canal en temps réel, qui est fournie par un estimateur de canal. Nous avons modélisé un récepteur de Rake tenant compte des imperfections de cet estimateur afin de connaître leur influence sur la capacité. Nous en avons déduit une expression du rapport Signal sur Bruit et Interférences (SINR) sur les symboles codés à la sortie du récepteur. Cela

nous a permis de calculer une expression simple de la capacité en conditions idéales, qui donne une borne supérieure permettant de juger les résultats de simulation, dans le cas d'une cellule unique et dans le cas d'un système multicellules.

Nous avons ensuite examiné le processus d'estimation du canal par le récepteur. Pour estimer les coefficients du canal, nous avons considéré un corrélateur synchronisé sur le chip de l'utilisateur d'intérêt. Nous avons décrit un système de poursuite à boucle fermée permettant au récepteur de rester synchronisé sur chaque écho et d'estimer leurs délais de propagation. Enfin, nous avons examiné l'influence du bruit sur l'estimation et modélisé les perturbations subies par celle-ci.

Finalement, toutes ces modélisations ont été intégrées dans un simulateur de liaison montante réalisé en C++ sur ordinateur PC. Ce simulateur prend aussi en compte un contrôle de puissance réaliste. Nous avons alors pu examiner les performances du système dans diverses conditions.

Il est apparu que le fading de Rayleigh était le problème principal : lorsque le mobile se déplace lentement (comme un piéton, par exemple), le contrôle de puissance est en mesure de compenser les variations d'amplitude du signal reçu de manière presque parfaite. Ce n'est plus le cas aux vitesses élevées, et l'on doit choisir une puissance minimale d'émission délibérément trop forte pour pouvoir recevoir le signal pendant une proportion acceptable du temps.

L'apport de la diversité (plusieurs antennes à la station de base, récepteur de Rake) est ensuite considéré. La réception de plusieurs copies du signal permet d'améliorer énormément la performance du système et, en nivelant le fading, facilite le travail du contrôle de puissance.

Les simulations ont aussi montré l'importance vitale de l'estimation du canal : celle-ci doit être à la fois rapide et précise, particulièrement en ce qui concerne la phase. En effet, la phase du signal reçu varie aléatoirement, et ces variations peuvent être très rapides lors des fadings. Une mauvaise estimation de la phase peut conduire à

une annulation du signal si l'erreur de phase est de $\frac{\pi}{2}$ ou à des interférences destructives si elle est de π . Nous avons testé plusieurs méthodes d'estimation en les comparant à une méthode parfaite (théorique), et montré que l'estimation est, avec la vitesse, un des principaux facteurs limitant la performance : une optimisation des paramètres d'estimation est nécessaire dans chaque cas.

Finalement, nous avons augmenté la fréquence du chip pour simuler le passage à un système CDMA large bande. Cela cause une augmentation de la résolution du récepteur de Rake, qui est donc en mesure de séparer plus d'échos du signal. Ceci est bénéfique jusqu'à un certain point, car la puissance totale reçue étant constante, l'augmentation du nombre d'échos signifie une diminution de leur puissance individuelle, ce qui perturbe l'estimation du canal.

Dans le cas d'échos ayant tous la même puissance, il y a donc une résolution optimale pour le récepteur de Rake, celle-ci se situant aux alentours de 4-5 échos distingués. Dans un environnement réel, les échos ont plus de chance d'avoir des puissances décroissant exponentiellement avec leurs retards. Nous avons donc aussi simulé l'augmentation de la résolution du récepteur dans ce cas, avec des résultats très semblables au cas précédent. Puis, en gardant la résolution à son maximum, nous avons étudié le cas d'une diminution du nombre de fingers du récepteur de Rake : nous avons trouvé que 6 fingers captant les échos les plus puissants permettaient une réception optimale, et qu'en ajouter plus ne faisait qu'augmenter la complexité du système.

Finalement, nous avons étudié le comportement de la probabilité d'erreur dans un système non saturé, c'est-à-dire travaillant en-dessous de sa capacité. Selon les hypothèses sur la saturation des autres cellules, la probabilité d'erreur passe de 10^{-3} à 10^{-6} lorsque le nombre d'utilisateurs actifs d'une cellule est de 30% à 45% plus faible que la capacité.

Abstract

The purpose of this work is to build a model for the uplink transmission (mobile to base) in a CDMA2000 mobile telecommunication systems, and examine its behaviour using computer simulations. In general, the uplink is the limiting part of the system and therefore sets its capacity.

In this work, a radio channel model that takes into account multipath fading and mobile terminal motion speed was developed. Fading is an important obstacle to the performance of mobile radio systems : it is a random phenomenon due to destructive combining of several time-delayed signal replicas arriving out-of-phase at the receiver from different propagation paths. The model also considers shadowing (that is large-scale attenuation), time-varying channel characteristics (propagation delays and random phase), and analog to digital conversion taking place at the receiver.

Multipath fading may be counteracted using a Rake receiver, that contains several units, called fingers, each of which is able to track an echo of the received signal. Path phase shifts are thus corrected and signals are added coherently instead of randomly. Real-time knowledge of the channel conditions is necessary for this receiver to operate, hence the need for a channel estimator. In order to determine its influence on system performance, we built a Rake receiver model with imperfect estimation, then established an expression of SINR (Signal-to-Noise and Interference Ratio) on the coded symbols delivered by the receiver. This allowed a simple calculation of cell

capacity under ideal conditions, providing an upper bound on performance.

The channel estimation process was then described, using correlators synchronized to the user's chip for phase and amplitude estimation, and a delay-locked loop for path delay tracking. Estimation errors from noise and interference were calculated.

These models were finally integrated, along with a realistic imperfect power control, into a computer simulation setup using C++ and Matlab, allowing us to examine system performance in a variety of conditions.

Multipath fading appeared to be truly the main problem. At low user speeds, such as for pedestrians, power control was able to compensate the amplitude variations almost perfectly ; however, as the vehicle's speed increases, the power control unit had to set a deliberately too high transmit power in order to receive the user's signal during an acceptable proportion of time.

Diversity was considered, using multiple antennae and the Rake receiver, and it was shown to give a better receiver performance, and to ease power control requirements by reducing fading depths. Simulations also showed that it is extremely important for the channel estimation to be fast and precise, especially concerning the signal phase. Each received echo of a user's signal undergoes fast random phase shifts, especially during fades. An erroneous phase estimation can cancel the signal if it is off by $\frac{\pi}{2}$, or may even lead to destructive interference if it is off by π . Several estimation methods were tested, and compared to perfect (theoretical) estimation, showing that there is room for better methods to be investigated. In every case, system parameters were optimized.

Transition to a wideband CDMA2000 system by raising the chip rate was examined. Rake receiver resolution is proportional to the chip rate, allowing the receiver to separate a larger number of echoes. This was shown to be beneficial up to a certain point : when signal power is split amongst too high a number of echoes, they become faint and difficult to track and estimate.

We simulated this for two power distributions : all paths having equal power, and paths whose power decreases exponentially with delay. Similar results were obtained, pointing to an optimum of 4-5 resolvable echoes. Then, we set the chip rate to the CDMA2000's maximum and changed the number of Rake fingers : adding fingers produced better performance until about 6 fingers, then using additional fingers just brought more complexity without providing superior performance.

Finally, the change in bit error rate in a system working below its capacity limit was considered. It was shown that, according to hypotheses about neighboring cells saturation, error rate falls from 10^{-3} to 10^{-6} as the number of users is 30% to 45% lower than maximum capacity.

Table des matières

Dédicace	iv
Remerciements	v
Résumé	vi
Abstract	ix
Table des matières	xii
Liste des tableaux	xviii
Liste des figures	xix
Liste des notations	xxiii
Introduction	1
Motivations	1
Organisation de ce mémoire	3
Liste des contributions	4
1 L'accès multiple en radiomobile	5
1.1 Structure d'un système de télécommunications mobiles	5

1.2	Systèmes Cellulaires	8
1.2.1	Attribution de fréquences	11
1.2.2	Localisation	11
1.2.3	Handoff	11
1.3	Techniques d'accès multiples : FDMA, TDMA, CDMA	12
1.3.1	Système FDMA	13
1.3.2	Système TDMA	16
1.3.3	Système TFDMA	19
1.3.4	Système CDMA	21
	Bande étroite <i>vs.</i> Spectre étalé	21
	CDMA par séquence directe	22
	Contrôle de Puissance	26
	Capacité	27
	Séquences PN	27
	CDMA synchrone, asynchrone	30
	CDMA par sauts de fréquence	30
	Avantages et Inconvénients du DS-CDMA	31
1.4	Modulations	33
2	Résumé de la norme CDMA2000	34
2.1	Le mécanisme d'étalement	35
2.1.1	Les canaux	35
2.1.2	Large bande <i>vs.</i> multiporteuses	37
2.1.3	Gamme de débits	38
2.1.4	Codes PN utilisés	41
2.1.5	Contrôle de Puissance	42
2.1.6	Etalement	43

Liaison montante	43
Liaison Descendante, large bande	45
Liaison descendante, Multiporteuses	47
2.1.7 Codes correcteurs d'erreurs	48
2.2 Le prédécesseur : IS-95	48
3 Modélisation du canal radiomobile	50
3.1 Equivalent en bande de base de la chaine de transmission analogique	53
3.1.1 Préliminaire et notations	53
3.1.2 Modélisation du canal	55
3.1.3 Transposition en bande de base	56
3.1.4 Conversion D/A et A/D du signal	57
3.2 Réponse impulsionnelle liée à un écho	58
3.3 Caractéristiques statistiques du canal	60
3.3.1 Facteur d'ombrage A_u	60
3.3.2 Fading de Rayleigh	61
3.3.3 Instants d'arrivée des échos	64
Nombre d'échos reçus	65
Environnement urbain dense	68
Intérieur	70
Autres environnements	72
3.4 Variations temporelles	72
3.4.1 Effet Doppler	72
3.4.2 Fading : Amplitude et phase au cours du temps	74
3.4.3 Instants d'arrivée des échos	76
4 Récepteur de Rake et Interférence	78

4.1	Principe du récepteur de Rake	78
4.1.1	Etude théorique dans les conditions idéales	79
4.1.2	Performances	80
4.2	Propriétés des séquences PN en CDMA2000	83
4.2.1	Echantillonnage des signaux	83
4.2.2	Codes PN et séquences de Walsh	84
4.2.3	Propriétés de corrélation partielle des codes PN utilisés	85
4.2.4	Approximation gaussienne	89
4.2.5	Effet des séquences de Walsh	90
4.2.6	Codes suréchantillonnés	91
4.3	Mise en équations du récepteur	92
4.3.1	Hypothèses	92
4.3.2	Bases	92
4.3.3	Définition d'un Finger	94
4.4	Etude du bruit	96
4.5	Signal utile et interférences	101
4.5.1	Signal utile	104
4.5.2	Expression générale de l'interférence	105
	Interférences provenant des autres usagers	106
	Interférences de l'utilisateur d'intérêt (utilisateur 0)	108
4.5.3	Total des perturbations en sortie du récepteur	109
4.5.4	Rapport Signal sur Bruit et Interférences	110
4.5.5	Expression simple de la capacité	110
4.5.6	Aspect multicellule	112
5	Estimation du canal	114

5.1	Principe de l'estimation des paramètres	
	du canal	114
5.1.1	Mesure des performances de l'estimateur	115
5.1.2	Estimation par signal pilote	116
5.1.3	Estimation par <i>Decision-Feedback</i>	116
	Decision-Feedback à partir des données décodées	117
	Decision-Feedback à partir des données non décodées	117
	Combinaison des deux méthodes précédentes	118
5.1.4	Système d'acquisition	118
5.1.5	Système de poursuite des échos	119
5.2	Etude théorique d'un estimateur	120
6	Simulation d'une liaison montante CDMA2000	125
6.1	Description du simulateur créé dans le cadre de ce mémoire	125
	Contrôle de Puissance	127
	Code correcteur d'erreur	128
6.2	Choix des paramètres	129
6.3	Critère de performance utilisé	131
6.4	Vitesse de déplacement de l'utilisateur et	
	diversité, pour $f_c = 1.2288$ MCps	132
6.4.1	Comparaison entre un piéton et un véhicule,	
	sans diversité	132
6.4.2	Ajout de diversité	138
6.4.3	Effets sur la capacité du système	142
6.5	Influence de l'estimation du canal	147
6.5.1	T_{est} trop grand	148
6.5.2	T_{est} trop faible	152

6.5.3	Valeurs optimales de T_{est}	152
6.5.4	Estimation de T	157
6.5.5	Influence de la méthode d'estimation sur la capacité	158
6.6	Contrôle de Puissance	161
6.7	Système CDMA2000 large bande :	
	Augmentation de f_c	163
6.7.1	Synchronisation sur le chip	166
6.7.2	Augmentation de la résolution du récepteur de Rake	166
	Echos de même puissance	167
	Echos de puissances différentes	173
	Diminution du nombre de fingers	178
6.8	Performance du système à une charge	
	non maximale	180
Conclusion		183

Liste des tableaux

2.1	Débits pour $N_w = 1$, RS1	40
2.2	Débits pour $N_w = 1$, RS2	40
2.3	Débits pour $N_w = 3$, RS1	40
2.4	Codes Convolutionnels de la liaison montante CDMA2000	48
2.5	Résumé des paramètres du système IS-95	49
3.1	Notations des signaux de la chaîne de transmission	55
3.2	Notations concernant le canal	56
4.1	Valeurs de corrélation des codes CDMA2000	91
4.2	Multicellules : Valeurs de χ , en %	113
6.1	Constantes de simulation	130
6.2	Points de simulation	130
6.3	Autres variables de simulation	130
6.4	Paramètres pour un piéton	132
6.5	Paramètres pour un véhicule en déplacement	135
6.6	Paramètres pour un véhicule en déplacement, avec diversité	138

Liste des figures

1.1	Schéma global de la chaîne de transmission d'un système radiomobile	
	CDMA	6
1.2	Système à une cellule	9
1.3	Système multicellules	9
1.4	Distribution de la taille des cellules	10
1.5	Système multicellules évolué	10
1.6	Principe du FDMA	14
1.7	Matrice Temps-Fréquence d'un système FDMA	14
1.8	Principe du TDMA et temps de garde	16
1.9	Matrice Temps-Fréquence d'un système TDMA	17
1.10	Principe du TFDMA	19
1.11	Matrice Temps-Fréquence d'un système TFDMA	20
1.12	CDMA : Etalement spectral	22
1.13	Le CDMA en bref	23
1.14	Principe détaillé du CDMA	25
1.15	Création d'un code PN	28
2.1	Multiporteuses <i>vs.</i> Large bande et compatibilité IS-95	38
2.2	Mécanisme de variation du débit en CDMA2000	39

2.3	Générateur de Code PN selon la norme CDMA2000	42
2.4	Étalement en CDMA2000	43
2.5	Sous-ensemble IQ-Mapper	46
2.6	Sous-ensemble d'étalement et de modulation	46
2.7	Sous-ensemble IQ-Mapper	47
3.1	Exemple de chemins de propagation dans la liaison descendante . . .	52
3.2	Exemple de réponse impulsionnelle d'un canal multichemins	53
3.3	Schéma de la chaîne de transmission	54
3.4	Loi Log-Normale (échelle log)	61
3.5	Loi Log-Normale (échelle linéaire)	62
3.6	Densité de probabilité d'un signal de Rayleigh $\beta_{u,p}$	63
3.7	Densité de probabilité de $ \beta_{u,p}^2 $	64
3.8	Probabilité d'avoir n échos distincts dans un environnement urbain ($p(N_{Pu} = n \mid N_{Tu} = 4)$)	69
3.9	Nombre moyen d'échos distincts dans un environnement urbain (avec $N_{Tu} = 4$)	70
3.10	Modèle choisi pour $p_{\text{écho } u}$ en intérieur	71
3.11	Nombre moyen d'échos distincts en intérieur (avec $N_{Tu} = 4$)	71
3.12	Illustration de l'effet Doppler	73
3.13	Densité spectrale de puissance de $\beta_{u,p}$	73
3.14	Simulation d'un fading de Rayleigh	75
3.15	Exemple d'un fading de Rayleigh (avec $2\sigma_{u,p}^2 = 1$)	75
3.16	Déplacement du mobile relativement à la base	77
4.1	Principe du récepteur de Rake	80
4.2	Distribution de probabilité du SINR en sortie du récepteur	82
4.3	Comparaison des codes CDMA2000 avec des séquences aléatoires . . .	89

4.4	Exemple pour $\hat{h}_0$	95
4.5	Variation de K_η en fonction de N_e	100
4.6	$H(\tau)$ pour deux $h_0(t)$ différents	102
4.7	$H(t)$ pour deux $h_0(t)$ différents	107
5.1	Principe de l'estimation en CDMA	115
5.2	Système d'acquisition des échos	118
5.3	Système de poursuite	120
6.1	Schéma-bloc du simulateur d'une liaison montante CDMA2000	127
6.2	Schéma-bloc du système réel d'une liaison montante CDMA2000	128
6.3	Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 5 km/h (1/2)	133
6.4	Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 5 km/h (2/2)	134
6.5	Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h (1/2)	136
6.6	Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h (2/2)	137
6.7	Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h : Deux échos et leur estimation	139
6.8	Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h, avec diversité (1/2)	140
6.9	Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h, avec diversité (2/2)	141
6.10	Effets de la diversité et de la vitesse de déplacement sur l'interférence	144
6.11	Gain d'interférence apporté par la diversité	145
6.12	Augmentation de l'interférence due à la vitesse	146
6.13	Estimation de l'amplitude et de la phase d'un écho (T_{est} optimal)	147
6.14	Estimation de l'amplitude et de la phase d'un écho (T_{est} trop grand)	149
6.15	Influence de l'estimation sur la performance (T_{est} trop grand)	150
6.16	Influence de l'estimation sur la probabilité d'erreur (T_{est} trop grand)	151
6.17	Estimation de l'amplitude et de la phase d'un écho (T_{est} trop faible)	153
6.18	Influence de l'estimation sur la performance (T_{est} trop faible)	154
6.19	Influence de l'estimation sur la probabilité d'erreur (T_{est} trop faible)	155

6.20 Valeurs optimales de T_{est} suivant v pour $N_{Pa} = 1 \dots 3$ et $N_A = 1 \dots 3$	156
6.21 Influence de la méthode d'estimation sur P_{IN0}	159
6.22 Gain apporté par la méthode d'estimation sur P_{IN0}	160
6.23 Comportement du contrôle de puissance	162
6.24 Augmentation de f_c pour 2 antennes, 2 échos	164
6.25 Erreur de synchronisation du récepteur en fonction de N_A et N_{Pa}	165
6.26 Augmentation de f_c , avec estimation parfaite, puissance d'échos uniforme	169
6.27 Interférence générée, avec augmentation de f_c , puissance d'échos uniforme	170
6.28 Puissance moyenne émise (puissance d'échos uniforme)	171
6.29 Ecart-type du SINR (puissance d'échos uniforme)	172
6.30 Atténuation des échos en fonction de leur retard	173
6.31 Augmentation de f_c , estimation parfaite, profil d'échos exponentiel	174
6.32 Interférence générée, avec augmentation de f_c , profil d'échos exponentiel	175
6.33 Puissance moyenne émise, avec augmentation de f_c , profil d'échos exp.	176
6.34 Ecart-type du SINR, avec augmentation de f_c , profil d'échos exponentiel	177
6.35 Interférences en fonction du nombre d'échos détectés	179
6.36 Performance du système pour une charge non maximale	182
6.37 Performance du système pour une charge non maximale	182

Liste des notations

Signification des indices	
c, c'	Canaux CDMA2000
p, q	Echos
u	Usager

Liste des notations	
$A_u(t)$	Atténuation à grande échelle pour l'usager u (tab. 3.2 page 56).
$\beta_{u,p}$	Fading de Rayleigh de l'écho u de l'usager p (tab. 3.2 page 56).
$c_{u,c}^0[n]$	Séquence PN non suréchantillonnée, pour l'usager u et la voie c , éq. (4.14), p. 85 ; fig. 3.3 page 54.
$c_{u,c}[n]$	Séquence PN suréchantillonnée, pour l'usager u et la voie c , éq. (4.31), p. 91 ; fig. 3.3 page 54.
$d_{u,c}^0[n]$	Symboles à transmettre, pour l'usager u et la voie c . Il s'agit du bit n de la séquence de bits sortant du codeur convolutionnel, prenant les valeurs ± 1 (fig. 3.3 page 54).

Liste des notations	
$d_{u,c}[n]$	Symboles à transmettre, échantillonnés à F_e : $d_{u,c}[n] = d_{u,c}^0 \left[\left\lfloor \frac{n}{K_{u,c}} \right\rfloor \right] \quad (1)$
$\hat{d}_{u,c}[n]$	Symboles reçus à la base, avec erreur ; (5.2).
ΔP_{cp}	Pas de contrôle de puissance (dB) ; p. 127.
$\varepsilon_{u,c}[n]$	Erreur sur le bit $\hat{d}_{u,c}[n]$; (5.3)
$\varepsilon_{\gamma_{u,p}}$	Erreur d'estimation sur $\gamma_{u,p}$: $\hat{\gamma}_{u,p} = \gamma_{u,p} + \varepsilon_{\gamma_{u,p}} ; \text{éq. (4.39), p. 93}$
$\varepsilon_{T_{u,p}}$	Erreur d'estimation sur $T_{u,p}$: $\hat{\theta}_{u,p} N_e = T_{u,p} + \varepsilon_{T_{u,p}} ; \text{éq. (4.40), p. 94}$
$\eta_{c',p}$	Bruit sur un finger ; éq. (4.45), p. 96.
f_c, T_c	Fréquence du chip (en chips/s), durée du chip (s) ; p. 23. $f_c = \frac{1}{T_c}. \text{ En IS-95, } f_c = 1.2288 \text{ Mcps, et en CDMA2000, } N \text{ étant le facteur multiplicateur par rapport au IS-95, } f_c = N \times 1.2288 \text{ Mcps.}$
f_{cp}	Fréquence de transmission des bits de contrôle de puissance ; p. 127.
f_e, T_e	Fréquence d'échantillonnage du récepteur, durée d'un échantillon ; éq. (4.10), p. 84.
$F_{c',p}$	Interférences et signal utile sur un finger ; éq. (4.46), p. 96.
G_u^2	Puissance émise par l'utilisateur u ; éq. (6.1), p. 128.

Liste des notations	
$G_u^{2 \max}$	Puissance maximale émise par l'utilisateur u ; p. 127.
$G_{u,c}$	Gain attribué au canal c par l'utilisateur u ; éq. (4.38), p. 93.
$\Gamma(0, \sigma^2)$	VA gaussienne complexe dont les parties réelles et imaginaires sont indépendantes : $\Gamma(0, \sigma^2) = N_1(0, \sigma^2) + jN_2(0, \sigma^2)$
$\gamma_{u,p}$	Gain complexe tenant compte du déphasage pour un écho (tab. 3.2 page 56).
$\hat{\gamma}_{u,p}$	Estimation de $\gamma_{u,p}$; éq. (4.39), p. 93
$h_{W0}(t)$	Réponse impulsionnelle liée à un écho ; p.58.
$h_0(t)$	Réponse impulsionnelle liée à un écho, en bande de base (supposée identique pour tous les usagers) ; p. 58.
$h_0[n]$	idem $h_0(t)$, en temps discret ; p. 58.
$h_u[n]$	Réponse impulsionnelle du canal relatif à l'utilisateur u , en temps discret ; éq. (3.12), p. 58.
$\hat{h}_0[n]$	Estimation de la réponse impulsionnelle associée à un écho, utilisée lors de la décorrélation ; fig. 4.4 page 95.
$H(\tau)$	Corrélation de h_0 et $\hat{h}$, éq. éq. (4.74), p. 102.
$H_2(t)$	Voir éq. (4.91), p. 107.
$K_{u,c}^0$	Nombre de chips par symbole dans le canal c de l'utilisateur u ; p. 94
$K_{u,c}$	Nombre d'échantillons par symbole : $N_e K_{u,c}^0$; p. 94
L_c	Longueur de Chip $L_c = cT_c$; éq. (3.44), p. 76

Liste des notations	
N	Facteur multiplicateur de largeur de bande par rapport au IS-95. Un système CDMA2000 large-bande de multiplicateur N aura une fréquence de chip N fois plus élevée qu'un système IS-95, et donc une largeur de bande N fois plus grande. Sa fréquence de chip sera $1.2288N$ Mcps et sa largeur de bande $1.25N$ Mhz, la largeur de bande du IS-95 étant de 1.25 Mhz.
$N(\mu, \sigma^2)$	VA Gaussienne <i>réelle</i> de moyenne μ et de variance σ^2 . Pour noter plusieurs occurrences indépendantes de N , on utilise les $N_i(\mu_i, \sigma_i^2)$ qui pour des i différents sont indépendantes.
N_{Tu}	Nombre de chemins de propagation suivis par le signal de l'utilisateur u ; section 3.3.3 page 65.
N_{Pu}	Nombre d'échos distincts résultant de ces chemins ; section 3.3.3 page 65.
$\hat{N}_{Pu}$	Nombre d'échos détectés par le récepteur
N_e	Facteur de suréchantillonnage au récepteur ($f_e = N_e f_c$) éq. (4.10), p. 84
$N_{\text{est } 0,c}$	Longueur de la somme d'estimation des coefficients du canal, en symboles codés ; éq. (5.7), p. 122.
ω_o	Pulsation de la porteuse du signal
P_{IN}	Charge d'interférences totale du système ; éq. (4.99), p. 109

Liste des notations	
P_u	Puissance reçue par la base de la part de l'utilisateur u ; (4.88). $P_u = A_u^2 \sum_{c=1}^5 G_{u,c}^2 \quad (2)$
$p_X(x)$	Densité de probabilité de la VA X
PA	Processus Aléatoire
R_c	Sortie du récepteur de Rake, visant le canal c de l'utilisateur 0 ; éq. (4.43), p. 95.
$R_{c,p}$	Sortie du finger p ; éq. (4.42), p. 95.
$r_{W_u}(t)$	Signal reçu par la station de base, émis par u (fig. 3.3 page 54).
$r_u(t)$	Signal reçu (démodulé en bande de base) correspondant à l'utilisateur u (fig. 3.3 page 54).
$r_u[n]$	Signal reçu (temps discret) correspondant à l'utilisateur u , (3.12), fig. 3.3 page 54.
$s_u[n]$	Signal à transmettre (suréchantillonné), usager u (fig. 3.3 page 54).
$s_u(t)$	Signal à transmettre (en bande de base), usager u (fig. 3.3 page 54).
$s_{W_u}(t)$	Signal à transmettre (modulé), usager u (fig. 3.3 page 54).
$\hat{s}_u$	Signal s reconstitué par la base (donc avec des erreurs) et servant à l'estimation du canal par decision-feedback (p. 116).

Liste des notations	
SINR d'un signal x	Le SINR mesure le ratio de la puissance du signal utile $E[x]$ par rapport aux bruits et aux interférences exprimées par la variance de x : $E(x - E[x])^2$. L'espérance est bien sûr prise sur un domaine où la valeur utile est constante, comme par exemple la transmission d'un seul symbole.
$[\text{SINR}_{\text{cp}}^{\min}, \text{SINR}_{\text{cp}}^{\max}]$	Fenêtre dans laquelle le contrôle de puissance tente de maintenir le SINR d'un usager ; p. 127.
$\sigma_{1u,p}^2$	Quantité d'interférences générée par l'utilisateur u sur le finger p de l'utilisateur 0 ; éq. (4.89), p. 107.
$\sigma_{10,p}^2$	Quantité d'interférences générée par l'utilisateur 0 sur son finger p ; éq. (4.94), p. 108.
τ_{h0}	Longueur de la réponse impulsionnelle associée à u n écho ; fig. 3.2 page 53
$\tau_{\text{spread } u}$	Etalement temporel maximum ; fig. 3.2
$\tau_{\min u}$	Retard minimal d'un écho ; fig. 3.2
$\tau_{\max u}$	Retard maximal d'un écho ; fig. 3.2
$T_{u,p}$	Temps de propagation du signal de l'utilisateur u , écho p Tab. 3.2 page 56.
$\hat{T}_{u,p}$	Estimation de $T_{u,p}$ par le récepteur ; éq. (4.40), p. 94
$T_{\text{est } 0,c}$	Durée de la somme d'estimation des coefficients du canal (p. 122).
$\hat{\theta}_{u,p}$	Estimation de $T_{u,p}$ par le récepteur, quantifiée en échantillons ; éq. (4.41), p. 94

Liste des notations	
v	Vitesse de déplacement du mobile, en m/s
VA	Variable Aléatoire
$\text{var}[x]$	Variance de la VA x : $\text{var}[x] = E[(x - E[x])^2] \quad (3)$
$W_{coh} \approx 1/\tau_{\max}$	Bande de cohérence ; p. 51.
W_s	Largeur de bande occupée par le signal transmis ; p. 51.

Divers	
$[[a, b]]$	Intervalle d'entiers
$a \triangleq b$	$a = b$, "par définition".
$\langle a, b \rangle$	Produit Scalaire : $\langle a, b \rangle = \int a(u)b^*(u)du \quad \text{ou} \quad \sum a[u]b^*[u]du$
$(a[\cdot] * b[\cdot])[n];$ $(a * b)[n]$	Convolution discrète : $z = (a * b) \rightarrow z[n] = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a[n-j]b^*[j]$

Divers	
$(a(\cdot) * b(\cdot))(t);$ $(a * b)(t)$	Convolution continue : $z = (a * b) \rightarrow z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t-u)b^*(u)du$
$X(\omega)$	Transformée de Fourier de $x(t)$
$X(\nu)$	Transformée de Fourier d'un signal discret de $x[n]$ (ne pas confondre avec la transformée de Fourier discrète).

Introduction

Motivations

Depuis son apparition, le téléphone mobile est passé en quelques années du statut de gadget à celui d'objet intégré à la vie de tous les jours. Dans de nombreux pays, une large part de la population l'utilise quotidiennement. Certains pays en voie de développement possédant une infrastructure de télécommunication fixe peu performante envisagent leur extension par des systèmes de communications mobiles.

Le développement exponentiel des télécommunications numériques et multimédia (Internet, par exemple), ajouté à l'essor des technologies mobiles, ne va pas manquer de créer de nouveaux besoins en matière de communications mobiles, tels que l'accès Internet mobile, la vidéoconférence, les transferts de données, ou les terminaux multimédia portables.

Ces nouveaux services sont de gros consommateurs de débits. Or, le réseau téléphonique mobile actuel arrive à saturation par les seuls services de voix. Pour pouvoir accueillir de nouveaux utilisateurs et leur proposer des services évolués, il faut augmenter la capacité des réseaux, donc disposer d'une largeur de bande plus grande.

Ces systèmes sont composés d'un maillage de stations de base couvrant le territoire. Chaque station contrôle une zone autour d'elle, qui se nomme une cellule, et gère les communications de tous les terminaux qu'elle contient. La capacité du

système dépend donc de la taille des cellules et de leur capacité individuelle. Dans les systèmes existants tels que GSM ou AMPS, les cellules adjacentes opèrent sur des bandes de fréquences différentes pour éviter qu'elles n'interfèrent entre elles. L'espace de fréquences disponibles est donc morcelé et n'est pas utilisé de manière optimale. Or, cet espace de fréquences est une ressource très limitée : il est essentiel d'augmenter l'efficacité spectrale du système, en particulier la capacité, en nombre d'utilisateurs, par MHz de bande de fréquence utilisée.

La technique d'accès multiple CDMA (Code Division Multiple Access) pourrait répondre à ces attentes, car elle permet une utilisation efficace des bandes de fréquences disponibles tout en permettant l'utilisation de traitements poussés pour améliorer la qualité de la réception (Récepteur de Rake, par exemple). De plus, le CDMA est entièrement numérique, donc bien adapté aux nouveaux besoins des télécommunications mobiles.

A l'inverse des systèmes de multiplexage temporel ou fréquentiel, le CDMA étale le signal de tous les usagers sur toute la largeur de bande disponible, à l'aide d'un code propre à chaque usager, qui sert de clé pour retrouver le signal de chacun lors de la réception. Il existe plusieurs méthodes d'étalement spectral, mais celle qui est utilisée dans les systèmes de téléphonie mobile est l'étalement par séquence directe, où le code de l'utilisateur est une longue séquence de bits pseudo-aléatoires.

Le CDMA est actuellement en utilisation en Amérique du Nord suivant la norme IS-95. Les industriels du domaine et les chercheurs travaillent conjointement pour établir un système qui lui succédera, avec une capacité, une largeur de bande et une flexibilité plus grandes. Une des normes promises à cet avenir est le CDMA2000, proposé pour l'Amérique du Nord.

Il apparaît [10] que la liaison montante est la plus difficile à mettre en oeuvre, et elle conditionne la capacité de tout le système. Ce travail porte sur la modélisation et la simulation de la liaison montante (mobile vers base) d'un système de téléphonie

mobile de type CDMA2000, afin d'examiner l'influence des paramètres suivants :

- Vitesse de déplacement de l'utilisateur ;
- Utilisation de diversité à plusieurs antennes ;
- Diversité temporelle due au récepteur de Rake ;
- Estimation des coefficients du canal, en particulier de leur phase ;
- Estimation du temps d'arrivée des échos du signal ;
- Influence de la méthode d'estimation, écart par rapport à l'idéal ;
- Contrôle de puissance ;
- Augmentation de la fréquence de chip et problèmes associés : augmentation de la résolution du récepteur de Rake et synchronisation.
- Effet d'une charge réduite sur le système.

Notre analyse aboutira à une meilleure compréhension du fonctionnement d'une liaison CDMA, et nous permettra d'optimiser les paramètres de fonctionnement du système pour arriver à une performance optimale.

Organisation de ce mémoire

Les premiers chapitres sont documentaires. Dans le ch. 1, nous décrivons la chaîne de transmission d'un système radiomobile et les techniques d'accès multiple qui y sont utilisées actuellement : FDMA, TDMA, et plus particulièrement le CDMA. Dans le ch. 2, nous donnons un résumé de la norme CDMA2000 elle-même. C'est sur cette norme que nous baserons notre recherche.

Dans le ch. 3, nous modélisons l'environnement de propagation du signal pour tenir compte des effets du fading multichemins, de la vitesse de déplacement de l'utilisateur, et de la diversité. Au ch. 4, nous décrivons le récepteur de Rake utilisé dans la station de base, qui permet de tirer parti de la diversité temporelle et, nous appuyant sur le chapitre précédent, nous mettons en équations son fonctionnement dans un modèle de

canal réaliste. Puis, au ch. 5, nous étudions l'influence de l'estimation des paramètres du canal sur le fonctionnement du récepteur : estimation du retard et du déphasage introduit par le canal, exposé de différentes méthodes d'estimation et modélisation de l'erreur d'estimation.

Finalement, au ch. 6, nous exposons les résultats numériques des simulations. Nous illustrons l'influence de la vitesse de déplacement, de l'estimation du canal, de la diversité, du contrôle de puissance et de l'augmentation de la largeur de bande. Nous montrons l'importance d'une optimisation rigoureuse de certains paramètres, en particulier le temps d'estimation, et donnons les valeurs optimales trouvées. Nous exposons plusieurs occasions d'échanges entre performance et complexité, au niveau de l'estimateur et du récepteur de Rake.

Nous concluons sur des recommandations vis-à-vis du nombre de fingers du récepteur et une ouverture sur des sujets de recherche futurs.

Liste des contributions

- Modélisation d'un récepteur de Rake tenant compte de nombreux paramètres, en particulier du comportement du canal et des erreurs dans l'estimation de celui-ci.
- Modélisation de l'inter- et auto-corrélation des codes des usagers : ceux-ci se comportent comme des séquences purement aléatoires ;
- Mise en place d'un simulateur de liaison montante CDMA2000.
- Optimisation des paramètres de fonctionnement du système (Contrôle de puissance, Estimation) en fonction de l'environnement ;
- Etude de l'effet sur l'interférence générée par les usagers, et donc sur la capacité, des paramètres suivants cités plus haut.

Chapitre 1

Rappel sur les Techniques d'accès multiple dans les systèmes de téléphonie mobile

Nous allons définir dans ce chapitre le schéma global d'un système de télécommunications mobiles, sous la forme d'une *chaîne de transmission* qui matérialise le trajet que doit emprunter l'information. Nous étudierons les différentes parties de cette chaîne, en particulier les techniques d'accès multiples et le codage.

1.1 Structure d'un système de télécommunications mobiles

La figure 1.1 page suivante montre une décomposition classique en composants d'un système de communications mobiles CDMA¹. Un seul sens de transmission (le

¹Pour obtenir le schéma d'un système non-CDMA, il suffit de retirer les boîtes "Étalement Spectral" et "Resserrement Spectral"

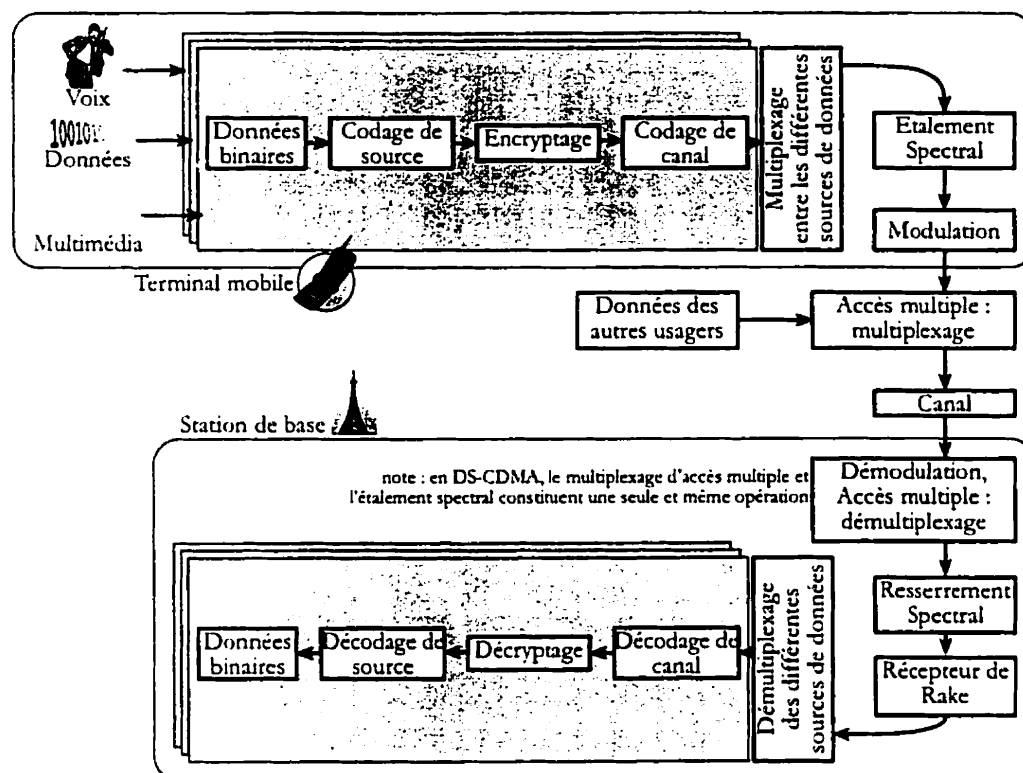


Figure 1.1 – Schéma global de la chaîne de transmission d'un système radiomobile CDMA

sens mobile-base) est représenté sur la figure pour simplifier. Nous pouvons distinguer plusieurs grands sous-ensembles :

- Mise en forme des données
- Les données brutes (images, voix, ou fichiers) subissent d'abord un *codage de source* adapté à leur nature, afin de réduire le débit à transmettre. Les codes utilisés sont par exemple, LZ-Huffman pour les données, ou MPEG pour la vidéo. Il existe de nombreux codecs pour la voix. L'étape complémentaire est le décodage de source qui est effectué dans le récepteur afin de reconstituer les données. Le codage de source permet par exemple de réduire le débit d'une conversation de 64 kb/s aux environs de 6-8 kb/s.

- L'étape suivante consiste à *encrypter* les données afin d'assurer la confidentialité de la communication. Cette étape est optionnelle pour des données non sensibles, mais la facilité avec laquelle les comptes téléphoniques pouvaient être piratés sur les systèmes non cryptés (comme AMPS) a conduit à un emploi généralisé de techniques d'encryptage fortes pour tous les transferts d'informations de facturation et autres données sensibles. L'étape complémentaire de décryptage a lieu au récepteur.
- Afin d'assurer la fiabilité de la transmission dans un canal bruité, les données doivent ensuite subir un *codage de canal*, qui introduit de la redondance afin de permettre de corriger les erreurs lors du décodage qui a lieu au récepteur. Les codes utilisés actuellement dans les systèmes mobiles sont des *codes convolutionnels*. Le projet CDMA2000 prévoit aussi l'utilisation de *codes turbo* pour les transferts de données.
- Dans les systèmes CDMA, une étape d'*étalement spectral* intervient : le signal à transmettre est multiplié par une séquence pseudo-aléatoire à haute fréquence. Les détails de cette opération seront expliqués à la section 1.3.4 page 21
- La *modulation* transforme des bits en un signal analogique qui se propage bien dans le canal radio : les bits sont d'abord convertis en symboles de canal puis modulés autour d'une fréquence porteuse f_0 de l'ordre du *Ghz*. La nature difficile du canal radiomobile (voir ch. 3 page 50) impose l'utilisation d'une modulation robuste, comme le BPSK ou le QPSK (voir section 1.4 page 33). Le signal reçu est démodulé et transposé en bande de base par le récepteur.
- Le sous-ensemble d'*accès multiple* est chargé de partager les ressources limitées du système entre tous les usagers ; en particulier, la largeur de bande disponible sur l'interface radio. Les différents types d'accès multiple sont présentés à la section 1.3 page 12.

- Le dernier élément, celui que l'on ne peut pas contrôler : le *canal* proprement dit, qui sera étudié au ch. 3 page 50.

1.2 Systèmes Cellulaires

Les premiers systèmes de communications étaient formés d'une unique station de base et d'un ensemble de mobiles aux alentours (points noirs dans la fig. 1.2 page suivante). Cette approche présente deux inconvénient déterminants :

- Une fois la station saturée, tout le système est bloqué : la capacité est déterminée par l'unique station de base.
- La couverture d'un tel système est limitée à une zone centrée sur la station de base : la seule solution pour couvrir plus de territoire est d'augmenter la puissance des émetteurs (base ainsi que mobiles), ce qui conduit à des terminaux lourds et encombrants.

Afin de remédier à ces problèmes, les systèmes cellulaires décomposent le territoire à couvrir en *cellules*, chacune gérée par une *station de base* qui reçoit tous les appels de mobiles sur son territoire (fig. 1.3 page suivante). Les usagers sont donc répartis entre les stations de bases, et celles-ci n'ont à prendre en charge qu'une zone limitée : la puissance nécessaire est donc plus faible, tant au niveau de l'émetteur de la station que de celui du mobile. Alors que les systèmes non cellulaires nécessitaient des terminaux lourds et encombrants, les terminaux cellulaires peuvent être miniaturisés.

Les cellules permettent aussi d'adapter localement l'offre à la demande, en faisant varier la taille, la capacité et la densité des cellules en fonction de la densité d'usagers : dans le cas d'une ville et de sa banlieue (fig. 1.4 page 10), la densité de cellules suit celle des usagers. D'autres techniques permettent une plus grande souplesse, comme la sectorisation, qui consiste à découper une cellule en secteurs grâce à des antennes

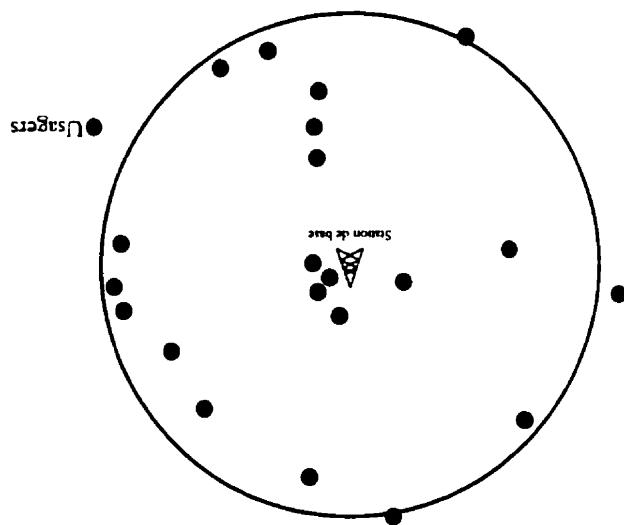


Figure 1.2 – Système à une cellule

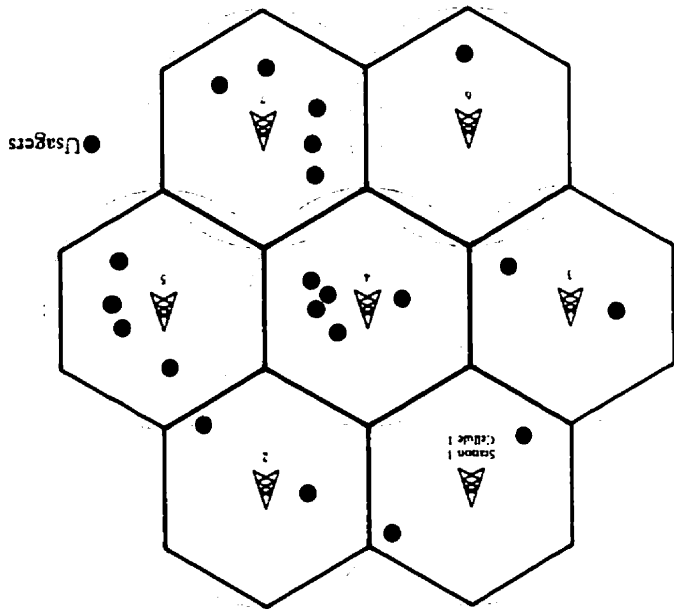


Figure 1.3 – Système multicellules

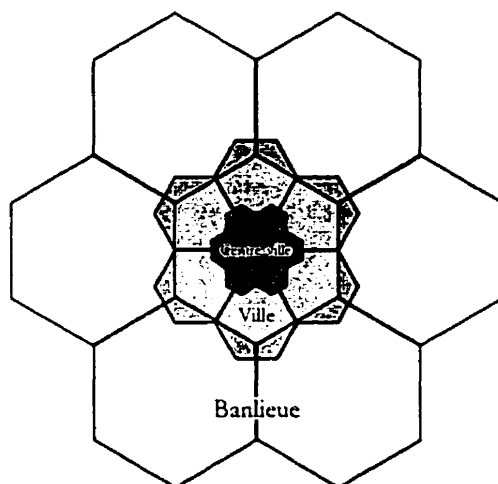


Figure 1.4 - Distribution de la taille des cellules

directionnelles à la station de base, ce qui permet en fait d'augmenter le nombre de cellules sans augmenter le nombre de stations de bases. La fig. 1.5 montre un autre exemple d'application :

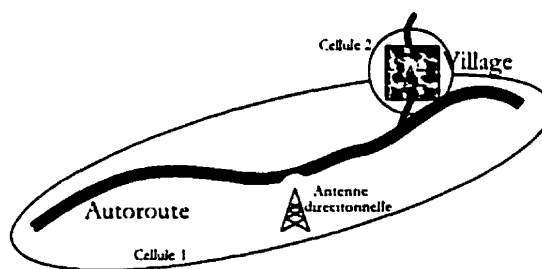


Figure 1.5 - Système multicellulaire évolué

- Une autoroute (faible densité d'usagers, grande surface) est couverte par une cellule de grande taille. L'utilisation d'une antenne directionnelle permet d'avoir une couverture non circulaire.
- Un village (densité élevée, faible surface) a sa propre station de base.

L'introduction de cellules ne va bien sûr pas sans poser quelques problèmes :

1.2.1 Attribution de fréquences

Les communications entre mobiles et base dans une cellule ne doivent pas brouiller les signaux des cellules adjacentes : on attribue donc à chaque cellule une bande de fréquences différente de celles de ses voisines, parmi un jeu prédéfini de N bandes. Les ressources disponibles sont donc divisées par N , que l'on doit s'efforcer de minimiser. Ce problème, analogue au coloriage de graphe, est très complexe. Nous verrons que le CDMA le résout de façon élégante (toutes les bases utilisent la même fréquence mais des codes différents, voir section 1.3.4).

1.2.2 Localisation

Quand un mobile est appelé, le système doit savoir dans quelle cellule il se trouve afin de lui transmettre la demande. Etant donné la taille du réseau, il est impossible de faire une recherche exhaustive à chaque appel. Le réseau doit donc communiquer avec les mobiles en état de veille pour maintenir une base de données de localisation permettant de les retrouver le plus vite possible.

1.2.3 Handoff

Lorsqu'un usager se déplace en cours de communication et sort de la couverture de sa cellule pour entrer dans une autre, le mobile et le réseau doivent dialoguer pour transférer la communication sur la base contrôlant la nouvelle cellule. Ce processus est le *handoff*. Les anciens systèmes, comme le Bi-Bop, avaient simplifié le problème en coupant la communication dès qu'un mobile sortait de la cellule où celle-ci avait commencé. Aujourd'hui, le *handoff* fait partie intégrante du système et doit être géré avec le moins de coût possible. Le CDMA permet aussi le *soft-handoff* (voir section 1.3.4) qui consiste à mettre en communication un mobile avec plusieurs bases simultanément.

1.3 Techniques d'accès multiples : FDMA, TDMA, CDMA

Le médium de transmission utilisé en téléphonie mobile est une bande de fréquences radio attribuée à l'opérateur téléphonique par l'autorité en vigueur. Ces ressources étant communes à tous les usagers, on a recours à un système d'*accès multiple* pour assurer leur partage. Les caractéristiques principales de ce système sont :

- L'*efficacité spectrale* : le taux de transmission de données utiles dans le système doit être la plus proche possible de la limite théorique de capacité énoncée par Shannon [7];
- Les *services fournis* : alors que les premières générations de systèmes de communications mobiles se limitaient à de simples téléphones, les systèmes modernes doivent répondre à des besoins beaucoup plus diversifiés tels que le transport de voix, de vidéo, les connections à internet, ou les transferts de données et de messages. Ces différents services ont des demandes diverses en matière de débit, de délai maximum de transfert et de probabilité d'erreur dans les données reçues. Le respect de ces exigences s'exprime comme la *qualité de service* du système, et la technique d'accès multiple utilisée est un facteur important dans le maintien d'une bonne qualité de service.

Les trois techniques d'accès multiple principales sont le *multiplexage en fréquence* (FDMA²), le *multiplexage en temps et en fréquence* (TFDMA³) et le *multiplexage par répartition des codes* (CDMA⁴), qui sont détaillées dans ce chapitre.

Le concept d'accès multiple introduit celui d'*adresse d'une communication* : puisque le système peut gérer plusieurs communications simultanément, l'adresse est

²Frequency Division Multiple Access

³Time and Frequency Division Multiple Access

⁴Code Division Multiple Access; aussi connu sous le nom d'AMRC en Français

l'identifiant qui permet de nommer chaque communication et de les retrouver. Nous verrons que chaque technique d'accès multiple est caractérisée par un schéma d'adressage propre, que l'on peut représenter de façon simple grâce à la matrice temps-fréquence, qui indique quelles fréquences sont utilisées par chaque usager au cours du temps (voir fig. 1.7, 1.9 et 1.11).

1.3.1 Système FDMA

Le principe du FDMA est analogue à celui de la radio AM : la bande de fréquence disponible dans une cellule est divisée en N sous-bandes pouvant chacune prendre en charge une seule connexion (voir fig. 1.6 page suivante). Pour des communications bidirectionnelles, comme dans le cas de la téléphonie mobile, on utilise deux groupes de N sous-bandes ; un groupe pour la transmission du signal du mobile vers la base et un groupe pour la transmission dans l'autre sens. L'adresse d'une communication correspond alors au numéro de sous-bande utilisée. La matrice temps-fréquence (fig. 1.7 page suivante) montre bien que chaque usager utilise en continu deux sous-bandes.

Les systèmes de téléphonie mobile de première génération (AMPS par exemple) utilisaient le FDMA, avec une transmission entièrement analogique. En effet, ce système se prête bien à l'utilisation d'une modulation analogique FM ou AM sur chaque sous-porteuse car celles-ci sont indépendantes. Le FDMA présente certains avantages qui ont justifié son emploi dans les systèmes de première génération :

- La conception et l'implémentation sont simples : la modulation utilisée est bien maîtrisée, et on sait depuis longtemps fabriquer ce genre d'équipement.
- L'effet de mémoire du canal est réduit à cause du faible taux de transmission (on ne peut pas réellement parler d'interférences inter-symboles puisque la modulation est analogique).
- Une fois la communication établie, et en dehors des handoffs, il n'y a besoin

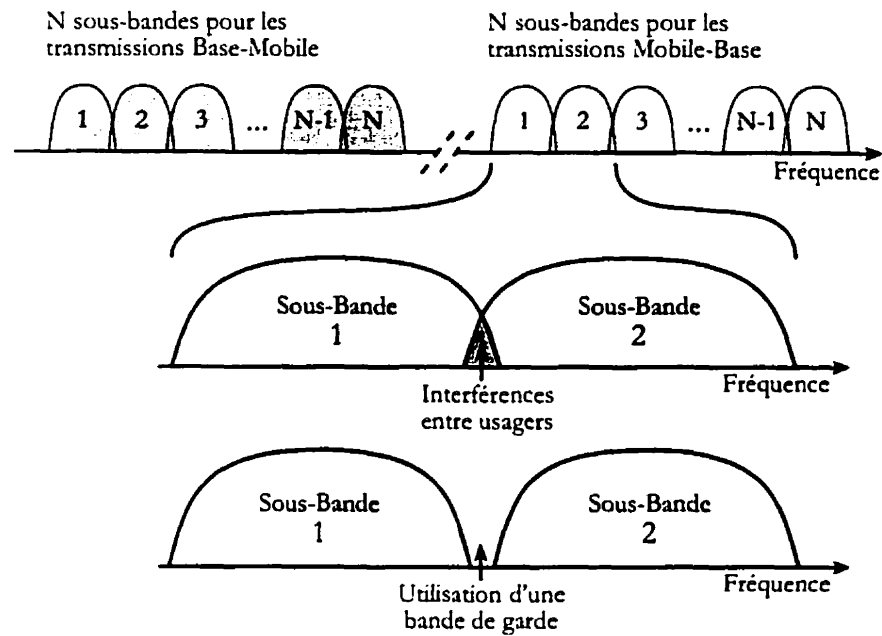


Figure 1.6 – Principe du FDMA

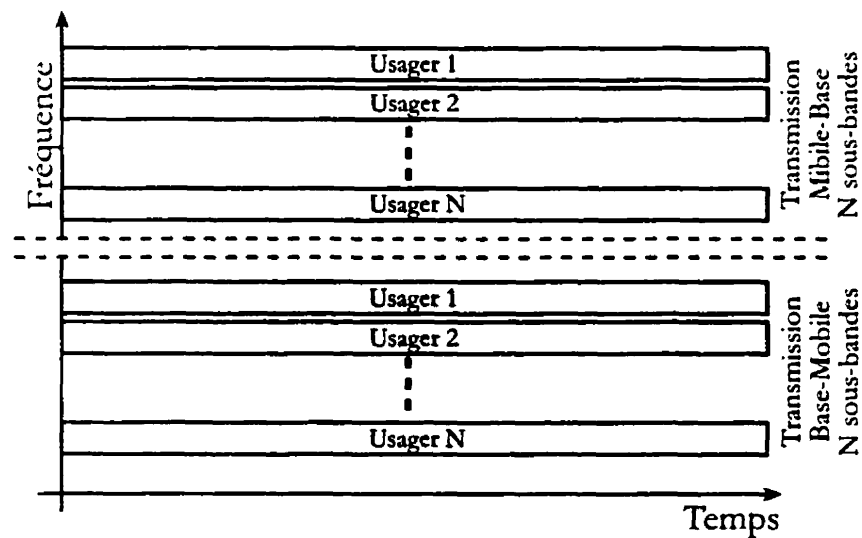


Figure 1.7 – Matrice Temps-Fréquence d'un système FDMA

que de peu de puissance de calcul ou d'opérations de synchronisation, puisque le système est analogique.

Ce système très simple était adapté aux débuts de la téléphonie mobile, avec peu d'utilisateurs et un service uniquement de type vocal ; il souffre cependant d'inconvénients majeurs qui ont motivé son abandon :

- Il faut des filtres performants pour délimiter les sous-bandes, ce qui complique la réalisation et augmente le coût. Comme il est impossible de créer des filtres parfaits, des bandes de garde doivent être placées entre chaque sous-bande (voir fig. 1.6 page précédente) pour éviter que les communications ne se perturbent mutuellement : il y a donc gaspillage d'espace spectral.
- La capacité du système est loin d'être optimale, par rapport à la capacité théorique maximale de la bande de fréquences utilisée. En effet, on ne peut pas utiliser de codage pour améliorer la qualité d'une transmission analogique.
- Toutes les porteuses passent dans le même amplificateur de puissance dans l'émetteur de la station de base, et les défauts de linéarité de celui-ci provoquent des produits d'intermodulation, gênants en raison du nombre élevé de sous-porteuses.
- Le nombre d'utilisateurs est limité par le nombre N de sous-bandes.
- Le débit, correspondant à la capacité d'une sous-bande, est fixé à l'avance. Même s'il serait théoriquement possible de réassigner des canaux libres aux usagers ayant besoin de plus de débit, la nature analogique de la transmission rendrait la chose difficile à gérer. Les systèmes de première génération supportent uniquement des canaux de voix, et les canaux libres ne peuvent pas être utilisés pour augmenter le débit d'autres utilisateurs.

1.3.2 Système TDMA

Contrairement au FDMA qui attribue continuellement à chaque usager une fraction de la largeur de bande, le TDMA attribue la totalité de la bande disponible à un seul usager à la fois pendant une fraction du temps. Chaque usager transmet et reçoit donc ses données durant un court laps de temps durant lequel il peut utiliser toutes les ressources disponibles ; puis vient le tour d'un autre usager, et ainsi de suite : la figure 1.8 montre un exemple d'une transmission en TDMA. On peut représenter le TDMA par la matrice temps-fréquence de la fig. 1.7 page 14.

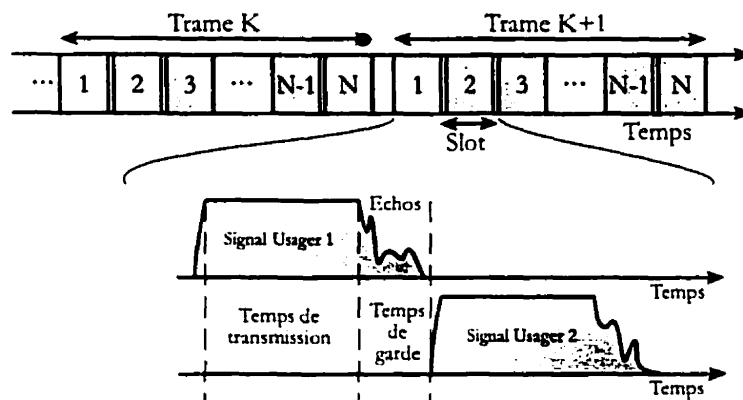


Figure 1.8 – Principe du TDMA et temps de garde

Un cycle qui permet à tous les usagers d'accéder au canal est nommé *trame* (en anglais : "frame"), et l'intervalle de temps où un usager communique est appelé *slot* ou *intervalle propre*. En notant T_t la durée d'une trame et T_s celle d'un slot, on voit que l'on peut servir $N = \frac{T_t}{T_s}$ usagers : le débit instantané D_i du canal est N fois plus élevé que le débit moyen D_u d'un usager. L'adresse d'une communication est le numéro du slot qui lui est attribué. Il faut bien sûr une référence temporelle pour marquer le début du comptage : un signal est émis par la base au début de chaque trame ou de chaque slot pour synchroniser les transmissions. La transmission est numérique : le signal de voix, par exemple, est numérisé puis stocké dans un tampon jusqu'à ce que

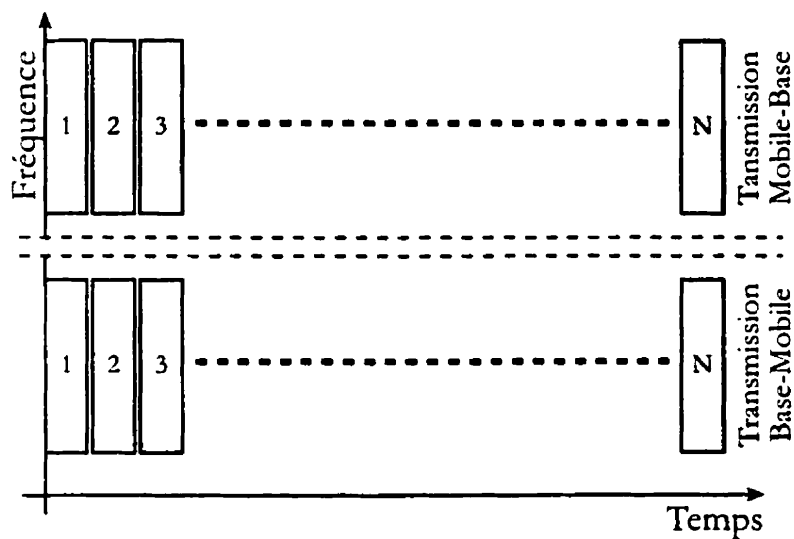


Figure 1.9 – Matrice Temps-Fréquence d'un système TDMA

le moment de la transmission arrive ; le contenu de la mémoire est alors transmis en rafale durant un slot, et le cycle recommence.

Ce système présente par rapport au FDMA des avantages non négligeables :

- La possibilité d'utiliser des techniques numériques permet d'appliquer au signal un codage de source et un codage de canal correcteur d'erreurs, si bien que l'utilisation de la capacité disponible est meilleure qu'avec un système purement analogique.
- Les nombreuses porteuses du FDMA posaient des problèmes d'intermodulation et de filtrage ; la porteuse unique du TDMA permet au contraire de réduire l'influence des défauts de l'émetteur sur la qualité de la réception et donc de faire fonctionner l'émetteur à pleine puissance, dans la zone non-linéaire, ce qui offre un meilleur rendement. Le coût des filtres est aussi supprimé.
- Il est possible d'accommoder différents types de services puisque le débit alloué à un usager est proportionnel à la largeur de son slot, qui peut être changée.
- La transmission numérique et discontinue simplifie beaucoup le processus de

Handoff; en effet le mobile peut dialoguer avec d'autres sites pendant qu'il ne transmet pas de données.

Ces avantages ont accordé au TDMA une place prépondérante dans les communications câblées. Cependant, la réalisation d'un système radiomobile TDMA de grande capacité est problématique : pour accommoder un grand nombre d'utilisateurs, il est naturel d'augmenter la largeur de bande totale, c'est-à-dire d'augmenter le débit instantané D_i en gardant le même débit par utilisateur D_u . Le temps de transmission de chaque utilisateur diminue donc proportionnellement avec l'augmentation de leur nombre, et les problèmes suivants se posent :

- La synchronisation entre les émissions des différents mobiles doit être très précise. En effet, un mobile mal synchronisé pourrait empiéter sur le slot d'un autre, et la transmission des deux utilisateurs serait sérieusement perturbée. La synchronisation est très simple dans le cas de communications câblées puisqu'il n'y a qu'un seul émetteur et un seul récepteur. Dans le cas de terminaux mobiles en mouvement, le cas est plus compliqué puisque le temps de propagation des signaux de chaque mobile varie sans cesse.
- Comme nous verrons au ch. 3 page 50, l'effet de mémoire du canal se manifeste aux débits élevés, lorsque la longueur de la réponse impulsionnelle du canal n'est plus négligeable devant la durée d'un symbole, et les symboles successifs interfèrent entre eux. Cela oblige à recourir à des techniques d'égalisation complexes, qui cessent même d'être applicables pour des débits trop élevés.
- Un autre effet de la mémoire du canal est l'obligation de prévoir des temps de garde, comme le montre la figure 1.8 page 16 : avant de transmettre, le mobile 2 doit attendre que les échos du signal du mobile 1 se soient évanouis. Ces temps de garde diminuent l'efficacité du système de la même façon que les bandes de garde en FDMA.

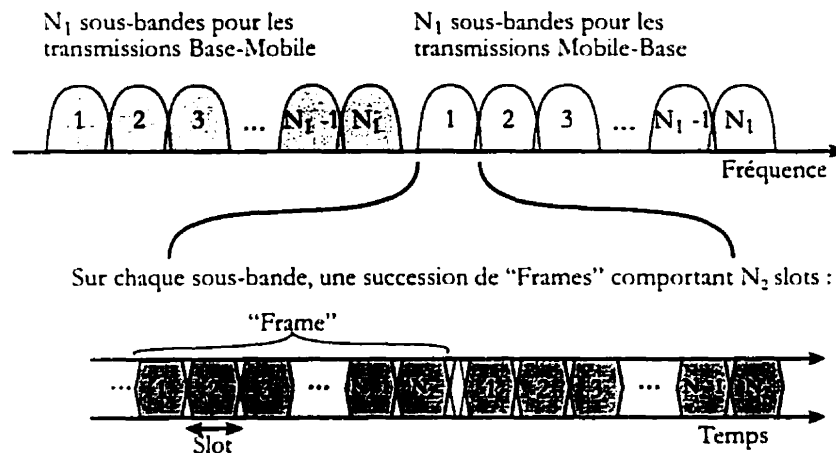


Figure 1.10 – Principe du TFDMA

Le TDMA et le FDMA apparaissent donc comme complémentaires : afin de profiter des avantages des deux procédés, l'hybride TFDMA a donc été créé.

1.3.3 Système TFDMA

Pour dépasser le manque de flexibilité du FDMA et les problèmes du TDMA face à une forte augmentation de la largeur de bande, le TFDMA utilise un nombre N_1 de sous-porteuses, chacune contenant un système TDMA pouvant servir N_2 usagers (voir la matrice temps-fréquence en fig. 1.11 page suivante). Ainsi, $N_1 N_2$ usagers peuvent être gérés tout en limitant le nombre de porteuses et le débit instantané sur chaque porteuse. Le TFDMA est utilisé dans les systèmes cellulaires dits de deuxième génération, comme le GSM, l'USDC ou le défunt Iridium. Un compromis doit être trouvé entre le nombre de sous-bandes et leur capacité : dans le cas du GSM, chaque sous-bande supporte 8 communications de voix. Ce système présente les avantages suivants :

- Tous les avantages de la technologie numérique (voir TDMA)

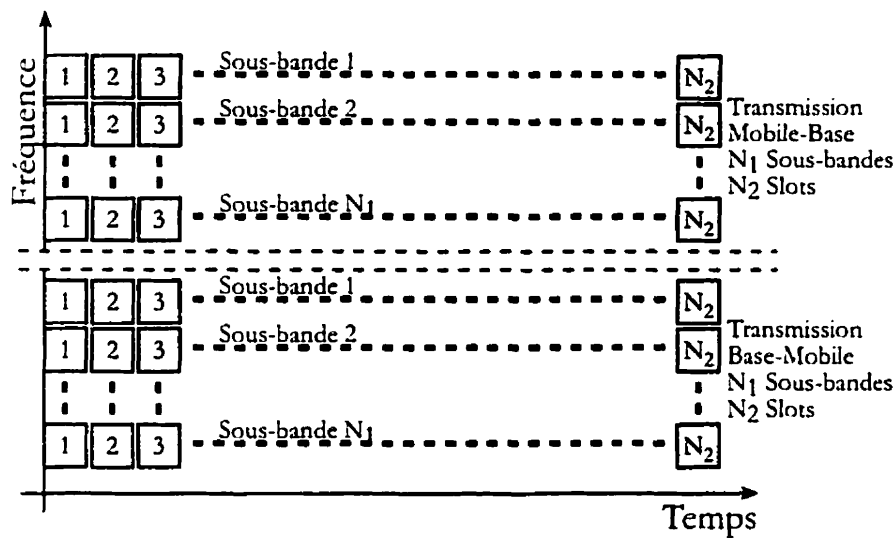


Figure 1.11 – Matrice Temps-Fréquence d'un système TFDMA

- Le nombre de porteuses est N_2 fois plus faible que pour un système FDMA pouvant gérer le même nombre d'utilisateurs : les produits d'intermodulation sont donc minimisés et la conception du système est beaucoup plus simple.
- Par rapport à un système TDMA de même capacité, le débit instantané sur chaque porteuse est N_1 fois plus faible : la synchronisation et l'égalisation sont facilitées, et les temps de garde requis moins gênants.
- Le système TFDMA est bien connu et éprouvé puisqu'il est utilisé dans le système GSM.
- Le débit peut être modulable en allouant un nombre variable de slots à chaque utilisateur. Cette possibilité commence à être utilisée par le GSM, mais elle repose sur la commutation de circuits, ce qui ne permet pas une variation du débit selon les besoins.

Le système TFDMA est efficace et flexible mais son implémentation actuelle (GSM) utilise la commutation de circuits et rend problématique l'ajout de nouvelles

classes de services, en particulier à débits variables ou à paquets, comme le multimédia ou l'Internet, car le débit non utilisé est gaspillé et ne peut pas être redistribué entre les autres usagers. Un système TDMA à allocation dynamique de ressources aurait pu servir au développement des mobiles de troisième génération, mais nous allons voir pourquoi le CDMA est mieux adapté à la tâche.

1.3.4 Système CDMA

Le CDMA a vu le jour dans le secret des laboratoires militaires. L'armée avait besoin d'un moyen de communication fiable, robuste, résistant aux brouillages de l'ennemi et aux conditions difficiles de transmission tout en garantissant la confidentialité des messages contre toute écoute.

Les systèmes tels que le TDMA ou le FDMA sont relativement faciles à brouiller : un signal d'une fréquence proche de celle de la porteuse est transposé en bande de base et donc directement additionné au signal utile. Les protections contre le brouillage prennent alors la forme de filtres coupe-bande qui doivent s'ajuster en temps réel à la fréquence du brouilleur. La confidentialité est assurée uniquement par l'utilisation de moyens d'encryptage forts.

Il se trouve que le CDMA militaire, qui résout ces deux problèmes de façon élégante, est très bien adapté à un système de communications personnelles mobiles.

Bande étroite *vs.* Spectre étalé

Le FDMA fait partie des *systèmes à bande étroite* : la largeur de bande occupée par une transmission (une sous-bande) est de l'ordre de la bande de cohérence du canal, ou plus faible (voir ch. 3 page 51), c'est-à-dire que le phénomène perturbateur principal vient des évanouissements⁵ multi-chemins. L'interférence inter-symboles ap-

⁵Nous utiliserons le terme *fading* dans la suite, au lieu d'*évanouissements*.

paraît aussi dans le cas du TFDMA car la largeur des sous-bandes est proche de la bande de cohérence du canal.

Le CDMA, par contre, fait partie des *systems à spectre étalé* (*spread spectrum*) où le principe est d'étaler le signal transmis sur la plus grande largeur de bande possible, bien au-delà de la bande de cohérence du canal. Il existe plusieurs techniques pour cela, mais la seule à s'être imposée dans des applications de téléphonie mobile est *l'étalement par séquence directe*. C'est cette technique que nous étudierons ici. A titre d'exemple, nous parlerons aussi brièvement du FH-CDMA à la section 1.3.4 page 30.

CDMA par séquence directe

Le principe du CDMA par séquence directe (DS-SS) est résumé en fig. 1.12 ; la fig. 1.13 donne montre le système d'étalement spectral, alors que la fig. 1.14 donne un exemple détaillé des signaux présents. Les courbes *a* à *e* réfèrent à ces figures.

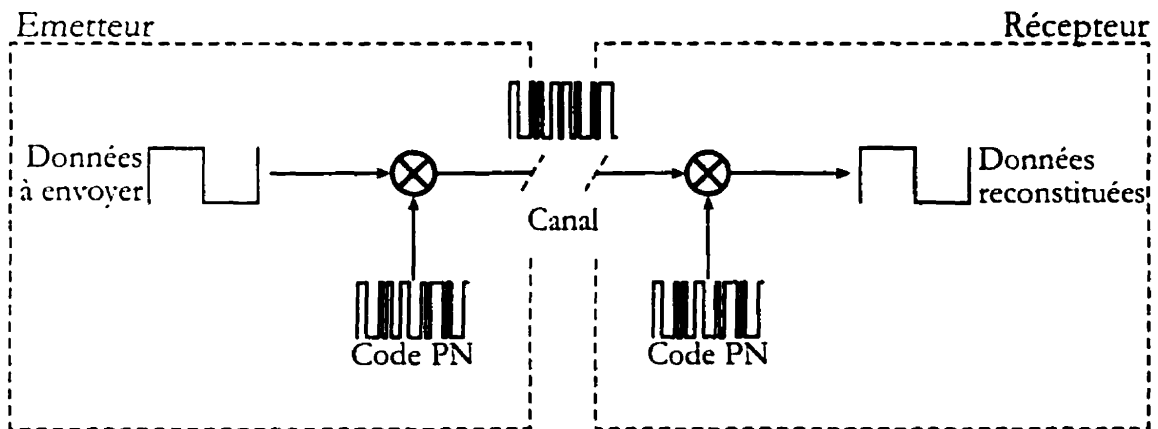


Figure 1.12 – CDMA : Etalement spectral

Chaque usager dispose d'un identifiant qui lui est propre, servant d'adresse pour la communication concernée. A partir de cet identifiant, une séquence aléatoire de bits, d'une longueur très grande, est générée : le *code PN* (Pseudo Noise, voir section

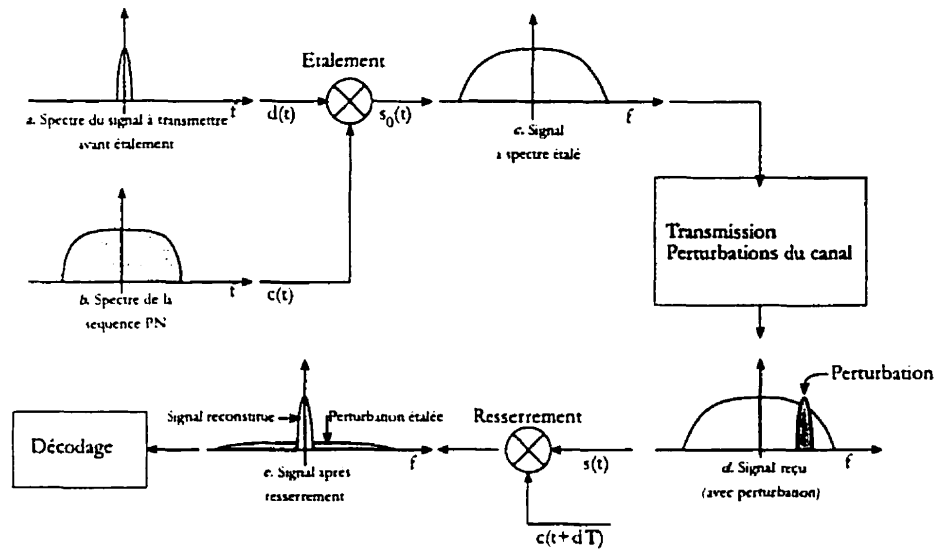


Figure 1.13 – Le CDMA en bref

1.3.4), qui est aussi propre à chaque usager. Les bits de cette séquence sont appelés des *chips*, et le nombre de chips par seconde, f_c , est le *chip rate*. Le code PN se comporte comme une séquence aléatoire, c'est-à-dire :

- La corrélation entre les codes de deux usagers différents est très faible (détails à la section 4.2.3).
- L'autocorrélation du code d'un usager est faible pour tous les décalages possibles sauf 0.

Considérons la transmission entre un usager U et la station de base d'une cellule. Le signal de départ (courbe *a*) est composé d'une suite de bits représentant les symboles codés prêts à être transmis (pour un rappel sur le placement de l'étalement CDMA dans la chaîne de transmission, revoir la fig. 1.1 page 6). La bande occupée par le signal à transmettre est assimilée au nombre de symboles par seconde, que nous noterons f_s .

L'opération d'*étalement* consiste à multiplier le signal à transmettre par le code

PN : nous obtenons alors un signal étalé (courbe *c*) de largeur de bande f_c . Le facteur d'étalement⁶ $N_c = f_c/f_s$ est le nombre de chips compris dans la durée d'un symbole .

Lors de la transmission, le signal peut être perturbé de diverses façons : émetteurs parasites dans la bande de travail, ombrage (shading) ou évanouissements (fading). De plus, les signaux de tous les usagers s'ajoutent à leur arrivée au récepteur, et se perturbent mutuellement. Ce concept d'interférences est fondamental en CDMA et sera étudié en détail au chapitre 4. Dans la fig. 1.14 par exemple, le signal est parasité par une porteuse d'une puissance supérieure de 20dB (apparaissant comme un pic dans la courbe *d*).

Dans l'opération de *resserrement*, le récepteur, afin de retrouver le signal émis par *u*, calcule la corrélation du signal reçu avec le code PN utilisé lors de l'étalement (le récepteur doit connaître l'identifiant de *u* pour retrouver ce code). Cette corrélation est simplement l'intégrale, sur un symbole, du signal reçu multiplié par le code PN. Cette multiplication permet de retrouver les symboles appartenant à *u*, tout en étalant sur une large bande tous les signaux perturbateurs qui n'étaient pas corrélés avec le code PN de *u*, ce qui permet de les éliminer par un filtre de largeur de bande f_c . La courbe *e* représente la sortie du corrélateur, qui est échantillonnée à la fin de chaque symbole. Nous voyons sur la figure 1.14e que, malgré l'importance du signal perturbateur, les symboles ne sont pas totalement brouillés.

On comprend donc l'intérêt militaire pour cette technique : si l'émetteur et le récepteur sont les seuls à savoir comment générer la séquence PN utilisée, la transmission est sûre et très difficile à brouiller. En effet, pour un récepteur ne connaissant pas le code PN, le signal est un bruit aléatoire de largeur de bande f_c impossible à décoder. Et comme toute perturbation non corrélée avec le code PN est très fortement réduite lors du resserrement, un brouilleur doit émettre une forte puissance pour espérer empêcher la transmission.

⁶En anglais, *Processing Gain*

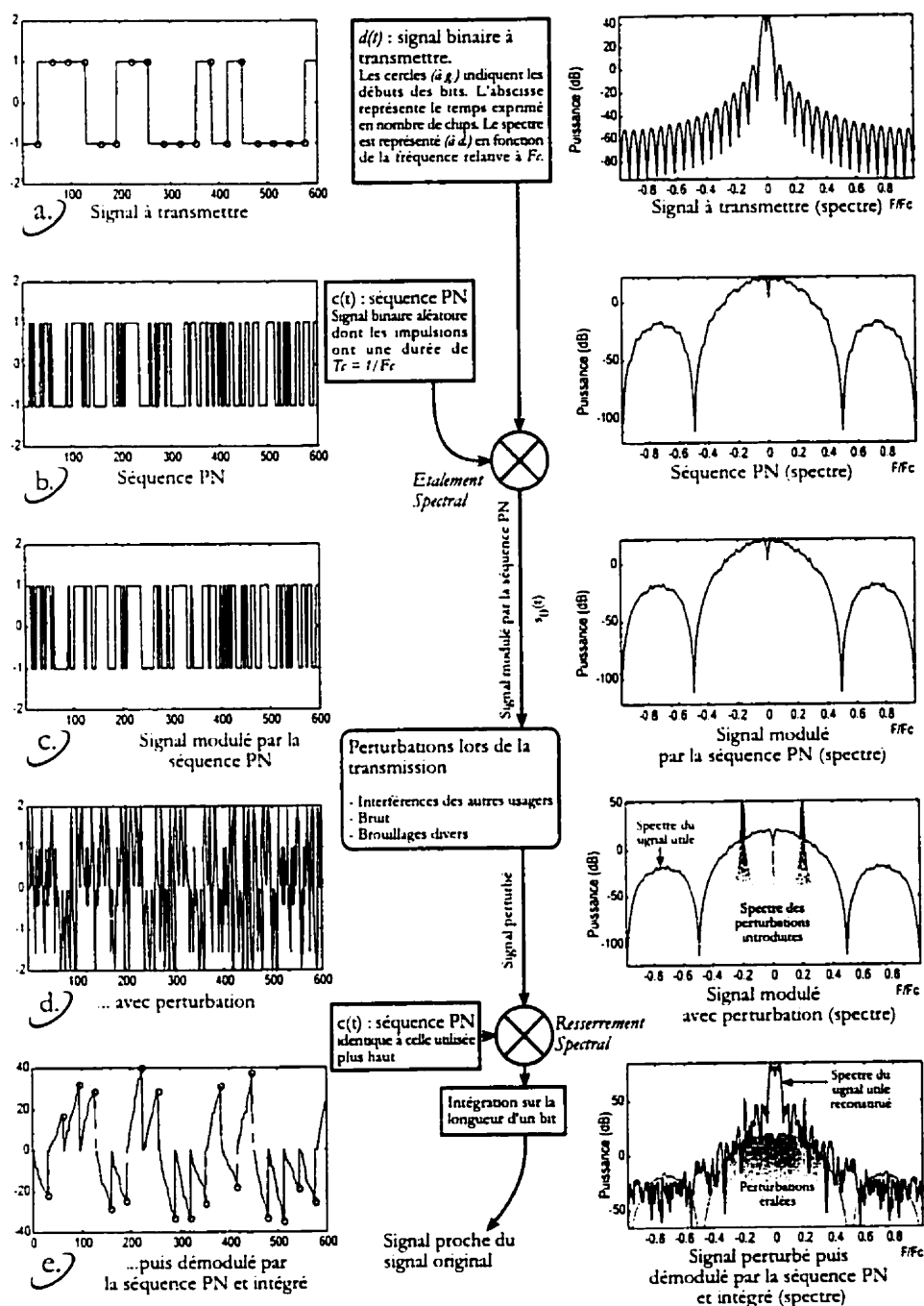


Figure 1.14 – Principe détaillé du CDMA

Dans un système de téléphonie mobile CDMA, tous les utilisateurs émettent *simultanément dans la même bande de fréquences* et ne sont distingués que par leur code PN respectif. On choisit donc d'utiliser des codes approximativement orthogonaux entre eux, ce qui permet au récepteur de détecter le signal d'un usager par corrélation avec le code correspondant tout en éliminant au maximum l'interférence causée par les autres. Cependant, même si l'intercorrélation des codes est faible, elle n'est pas nulle, ce qui fait que chaque utilisateur perturbe légèrement les autres. Le signal en sortie du récepteur (fig. 1.13 page 23) contient des interférences dont la puissance est proportionnelle à la somme des puissances des signaux reçus des autres usagers. Globalement, ces interférences s'approchent d'un bruit blanc dont la puissance augmente avec le nombre d'usagers actifs (voir chap. 4).

Contrôle de Puissance

Si tous les mobiles émettaient à la même puissance, un usager proche de la base serait reçu avec une grande puissance et apporterait beaucoup d'interférences au signaux des mobiles plus éloignés, donc plus faibles. Un *contrôle de puissance* est donc nécessaire pour s'assurer que les signaux émis par tous les usagers arrivent à la base avec la même puissance. Ceci est implémenté de deux manières :

- En boucle ouverte : le mobile mesure continuellement le niveau du signal (émis par la base) qu'il reçoit et en déduit la perte de propagation depuis la base, ce qui lui donne une estimation de la puissance à envoyer pour que son signal soit reçu convenablement. Ce système n'est pas assez précis puisque le trajet du signal n'est pas le même à l'aller ou au retour : seule l'atténuation à grande échelle (p. 60) est compensée, mais pas le fading (p. 61).
- En boucle fermée : la base mesure le signal reçu de chaque mobile et ordonne⁷ en

⁷Par l'émission d'un bit de contrôle de puissance inclus dans le flux de données.

temps réel aux mobiles d'augmenter ou de diminuer leurs puissances. Ce système est plus performant, mais le délai introduit par cette boucle de régulation ne permet pas de compenser parfaitement le fading rapide survenant lorsque l'utilisateur se déplace à bord d'un véhicule.

Les systèmes CDMA utilisés actuellement (IS-95) et le CDMA2000 utilisent ces deux techniques simultanément. Ce contrôle est un des problèmes importants en CDMA et fera partie des simulations de cette étude.

Capacité

La *capacité* du système est définie comme *le nombre d'utilisateurs qu'il est possible de supporter tout en maintenant une valeur d'interférence compatible avec une qualité de service donnée*. On voit que cette mesure est floue, contrairement au TDMA et FDMA qui définissaient un nombre précis d'utilisateurs par bande ou par trame. La qualité de service requise est généralement exprimée par une probabilité d'erreur maximale à garantir, par bit ou par trame. On en déduit alors une valeur limite d'interférence pour calculer la capacité. Cela sera abordé dans la suite.

Séquences PN

Les séquences PN sont générées au moyen de registres à décalages bouclés, comme sur la fig. 1.15 page suivante. Ce système correspond à une machine à états finis comportant au maximum 2^n états, n étant la longueur du registre. La séquence de bits générée est donc périodique, d'une période maximum de $2^n - 1$ (l'état où toutes les cellules du registre sont à 0 ne peut faire partie d'une séquence utilisable, en effet cet état reboucle sur lui-même et créerait une séquence composée uniquement de 0).

Les coefficients a_i de la fig. 1.15 représentent le générateur du code : si $a_i = 1$, alors la cellule correspondante est connectée à l'additionneur de bouclage. Selon le

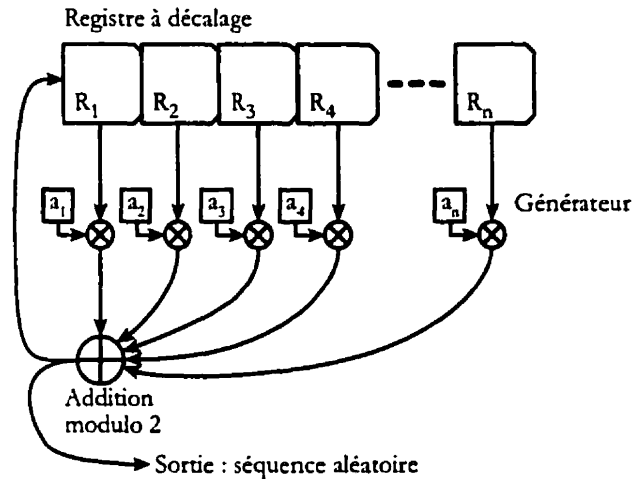


Figure 1.15 – Création d'un code PN

vecteur générateur $(a_i)_{i=1\dots n}$, plusieurs types de séquences peuvent être générées :

- Les séquences à longueur non maximale : dans ce cas, suivant le contenu du registre à l'initialisation, la sortie pourra être une séquence parmi un ensemble, qui dépend du vecteur générateur. La somme des longueurs de ces séquences est $2^n - 1$.
- Les séquences à longueur maximale : on peut choisir le vecteur générateur de façon à ce que tous les états possibles fassent partie de la même séquence. L'état du registre à l'initialisation ne détermine alors que le point de départ dans la séquence, qui a une longueur de $l = 2^n - 1$. Ces séquences sont les plus intéressantes pour le CDMA.

Il existe deux façons d'appliquer la séquence PN aux données à étaler :

- L'application partielle consiste à avoir une longue séquence PN ($l \gg N_c$) se déroulant parallèlement aux données à étaler, et à multiplier chaque symbole par la portion correspondante de la séquence. C'est la méthode préférée en téléphonie mobile, car on peut varier le taux de transmission des données sim-

plement en changeant le facteur d'étalement N_c .

- L'application totale n'est possible que si l'on dispose d'une séquence PN d'une longueur N_c : on multiplie chaque symbole par la séquence dans son entier. La variation de débit n'est alors plus possible. De plus, le nombre de séquences d'une longueur l donnée augmente avec l , et choisir $l = N_c$ restreint l'ensemble des séquences disponibles : il peut ne pas en exister assez pour en assigner une à chaque usager.

Les propriétés de corrélation des séquences PN sont essentielles pour leur utilisation en CDMA : l'intercorrélation des séquences de deux usagers détermine la capacité qu'ils ont à se perturber mutuellement. En notant $c_1[n]$ et $c_2[n]$ deux codes PN de longueur l , on définit l'autocorrélation et l'intercorrélation par :

$$R_{c_1, c_1}[n] = \sum_{i=1 \dots l} |c_1[i]|^2 \quad (1.1a)$$

$$R_{c_1, c_2}[n] = \sum_{i=1 \dots l} c_1[i] c_2[i+n]^* \quad (1.1b)$$

Les séquences à longueur maximale présentent des propriétés d'autocorrélation intéressantes :

$$R_{c, c}[n] = \begin{cases} -1 & \forall n \neq 0 \\ l & n = 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

Cependant, leur intercorrélation peut atteindre des valeurs assez élevées. Pour remédier à ce problème, d'autres séquences ont été décrites, notamment les séquences de Gold dont l'intercorrélation est bornée. Cependant, toutes les bornes disponibles concernent la corrélation de séquences sur toute leur longueur. Or, quel que soit le mode d'application choisi (partielle ou totale), en mode asynchrone [15], l'inter-

corrélation partielle intervient et les bornes disponibles ne sont plus valables. Nous verrons au 4.2.3 page 85 comment modéliser ces corrélations.

La génération de séquences PN spécifiques au CDMA2000 sera détaillée dans le chapitre correspondant (voir fig. 2.3 page 42).

CDMA synchrone, asynchrone

Ces deux modes de fonctionnement ont été considérés durant le développement du CDMA [25] [15] [9]. Dans le CDMA synchrone, les émissions des différents usagers sont synchronisées pour faire coïncider les débuts de symboles. Dans le cas d'une application totale, ce procédé paraît très avantageux puisqu'on pourrait pratiquement utiliser des séquences orthogonales. Cependant, en pratique, la synchronisation est impossible puisque l'étalement temporel du canal τ_{max} (voir ch. 3) est plus grand que la durée du chip⁸. On ne saurait donc pas sur quel écho se synchroniser. Le mode asynchrone, où tous les usagers émettent sans se soucier des autres⁹, est donc celui sur lequel nous baserons notre étude.

CDMA par sauts de fréquence

Cette variante du CDMA est encore une fois due à l'imagination militaire. Le générateur de codes PN est remplacé par un générateur de nombres aléatoires qui commande la fréquence porteuse d'un transmetteur FM ou AM classique à bande étroite. La porteuse du signal change donc constamment de fréquence, de manière aléatoire, d'où le nom amusant de Frequency Hopping. La communication est difficile à espionner car il faudrait écouter toutes les porteuses possibles, et un brouilleur

⁸Dans certains systèmes, notamment l'OFDM, la fréquence du chip pourrait être assez basse pour permettre ceci, mais il resterait le problème de générer assez de séquences pour tous les usagers.

⁹Ce n'est pas l'anarchie non plus : il y a bien sûr un contrôle de puissance, mais cela n'affecte pas la synchronisation.

devrait émettre un signal dans toute la bande du système pour espérer interrompre la communication.

Cette méthode est théoriquement plus performante que le DS-CDMA mais la difficulté de la réalisation d'un oscillateur capable de changer de fréquences assez rapidement tout en restant stable et précis a jusqu'à maintenant empêché son application en téléphonie mobile. Le Frequency Hopping est utilisé pour d'autres applications, notamment militaires, où les contraintes de taille, de poids et de coût sont moins strictes.

Avantages et Inconvénients du DS-CDMA

Revenons au CDMA par séquence directe. On peut énumérer ses principales caractéristiques pour le comparer aux autres techniques d'accès multiple :

- L'avantage principal est un gain de capacité par rapport au TFDMA ; l'utilisation des ressources spectrales est plus efficace et permet donc de servir plus d'utilisateurs avec la même bande de fréquences.
- Le CDMA est très résistant aux interférences et brouillages de toutes sortes. De plus, on peut utiliser le *récepteur de Rake* qui améliore énormément la performance (voir ch. 4), particulièrement dans les situations de fading, en permettant de recevoir séparément plusieurs échos du signal, ce qui introduit une diversité temporelle.
- Il n'y a pas de limite dure de capacité comme en TFDMA : celle-ci dépend du niveau d'interférence acceptable en fonction de la qualité de service désirée. On peut toujours ajouter un utilisateur, quitte à diminuer la qualité de service ou le débit alloué aux autres.
- Les ressources disponibles sont utilisées de façon efficace car les utilisateurs n'émettent que lorsqu'ils en ont effectivement besoin, contrairement aux autres techniques

d'accès multiple qui sont basées sur la commutation de circuits. Un usager n'émettant pas ne crée pas d'interférences, et laisse donc le champ libre aux autres. Cela permet de mettre à profit le facteur d'activité vocale pour augmenter la capacité).

- L'implémentation d'un multiplexage statistique est facile : plutôt que de nécessiter une négociation complexe entre mobiles et bases pour attribuer en temps réel des slots de transmission comme le ferait le TDMA, chaque mobile ayant besoin de transmettre peut le faire à tout moment.
- les variations de débit peuvent se traduire par des variations de puissance : lorsqu'un mobile a un débit moindre à transmettre, au lieu de transmettre par à-coups, il peut utiliser un débit continu à une puissance moindre, ce qui offre de meilleures performances d'erreur.
- Les cellules sont distinguées par des codes et non plus par des fréquences. Toutes les bases émettent dans la même bande de fréquence, mais modulent leur signal par un code différent. Cela élimine la tâche ardue de l'attribution des fréquences puisqu'on peut générer des codes pratiquement à volonté, et permet à chaque cellule d'utiliser la pleine capacité de transmission disponible, le facteur limitant étant alors l'interférence venant des cellules adjacentes. Le facteur de réutilisation de fréquences est optimal.
- Soft handoff — Le réseau peut recevoir le signal d'un mobile à travers plusieurs stations de base simultanément puisque celles-ci utilisent toutes la même bande de fréquences. Le changement de cellule s'en trouve donc grandement facilité puisque cela introduit un recouvrement aux bordures des cellules.
- Lorsqu'un mobile est en situation d'ombrage difficile, plusieurs stations peuvent tenter de recevoir le signal, fournissant une sorte de diversité spatiale "sur mesure".

Cependant, le CDMA présente aussi des inconvénients :

- Une plus grande complexité de réalisation : récepteur de rake, synchronisation...
- Le CDMA nécessite un contrôle de puissance précis et rapide pour garantir que les signaux de tous les usagers arrivent à la base avec une puissance équivalente.

L'augmentation de la complexité a longtemps été le principal frein au développement du CDMA. Le système IS-95 (actuellement utilisé), et son évolution future le CDMA-2000 prouvent que les technologies actuelles permettent de disposer d'assez de puissance dans la station de base et dans le mobile pour gérer cette complexité. Le CDMA s'annonce donc comme la solution d'avenir dans le domaine des mobiles.

1.4 Modulations

Avec l'apparition de technologies numériques performantes (VLSI, ASIC, DSP, microprocesseurs rapides à basse consommation), la modulation analogique caractéristique des mobiles de première génération a été abandonnée au profit de modulations numériques, qui présentent les avantages suivants :

- Utilisation de codes correcteurs d'erreurs (Convolutionnels, Turbo, Reed-Solomon) : meilleure performance face au bruit ;
- Utilisation de codage de source, en particulier pour la parole : réduction de la quantité d'informations à transmettre, donc meilleure utilisation du canal ;
- Facilité de multiplexage et de commutation ;
- Sécurité renforcée

Les modulations utilisées en radiomobiles doivent être robustes, c'est pourquoi le nombre de symboles est généralement réduit : le GSM utilise le BPSK, alors que le CDMA2000 utilise le QPSK. On pourra trouver des détails sur les techniques de modulation dans [16], [20] et [19].

Chapitre 2

Résumé de la norme CDMA2000

Le principe de fonctionnement général du CDMA a été expliqué plus haut. Nous allons maintenant examiner les particularités du système CDMA2000, objet de ce mémoire. Nous ne rentrerons pas dans tous les détails techniques puisque le but n'est pas de paraphraser la norme [5] mais de permettre la compréhension de la suite de l'étude. Le CDMA2000 est une évolution du standard IS-95 actuellement en utilisation en Amérique du Nord, dont nous allons donner un aperçu à la section 2.2 (le lecteur est invité à consulter la norme IS-95 [13] pour plus de précisions).

Le CDMA2000 vise à offrir un débit ainsi qu'une capacité élevés, et des services variés :

- Un fonctionnement adapté à plusieurs types d'environnements (intérieur, extérieur, banlieue, campagne, routes, déplacement lent ou rapide) ;
- Une gamme étendue de débits, du kbps aux mbps, pour accommoder le plus de services possibles (voir p. 38), dont de nouveaux débits plus importants que ceux que proposait le IS-95 ;
- Une gestion flexible en temps réel (accès aléatoire, gestion de la qualité de service...) ;

- La compatibilité descendante avec le système IS-95.

Sur le plan technique, les points principaux sont :

- Utilisation de deux codes complexes pour l'étalement
- Récepteur de Rake et diversité spatiale
- Utilisation de codes convolutionnels et turbo
- Transmission en large-bande ou multiporteuses (l'IS-95 n'utilise qu'une seule largeur de bande)
- Transmission multi-canaux : chaque usager transmet plusieurs flux de données simultanément avec des qualités de services pouvant être différentes (les canaux sont orthogonalisés grâce à des séquences de Walsh)
- Utilisation d'un signal pilote dans les deux sens de la transmission
- Contrôle de puissance rapide (800 Hz)

2.1 Le mécanisme d'étalement

Le système d'étalement spectral utilisé par le CDMA2000 est basé sur le principe de la Séquence Directe décrit au 1.3.4 page 21, avec quelques modifications.

2.1.1 Les canaux

Le CDMA2000 décompose chaque liaison bidirectionnelle base-mobile en plusieurs *canaux*¹ qui sont transmis simultanément et se partagent la puissance de l'émetteur.

Sur la liaison descendante (base-mobile) :

- Canaux communs à tous les usagers :

¹La norme, en Anglais, les nomme *channels*, mais il ne faut pas les confondre avec le canal radiomobile...

- Pilote — un signal de référence permettant d'améliorer l'estimation du canal à la réception (voir ch. 5), la détection des échos et la mesure de la puissance du signal (contrôle de puissance et handoff) ;
- Synchronisation — un signal servant de référence temporelle pour tous les mobiles ;
- Paging, Contrôle — communication avec des mobiles en veille, pour l'envoi de messages courts ; négociations ayant lieu avant l'établissement d'une liaison d'appel, et tout le transit d'administration générale.
- Canaux particuliers à chaque usager (dédiés)
 - Fondamental — canal de communication de base ;
 - Supplémentaire — sert à gérer deux communications ayant des exigences de qualité de service différentes simultanément.

Sur la liaison montante (mobile-base) :

- Canaux communs :
 - Access — rôle complémentaire des canaux Paging et Contrôle de la liaison descendante pour l'établissement des communications ;
- Canaux dédiés :
 - Pilote — Chaque mobile émet un signal pilote, pour les mêmes raisons que la base. La puissance du pilote doit être dosée avec justesse pour ne pas gêner la communication tout en assurant une performance optimale (voir ch. 5) ;
 - Contrôle — pour le dialogue mobile-base concernant la gestion des communications ;
 - Fondamental — pour le transfert de données proprement dit ;
 - Supplémentaire 1 et 2 — de même que pour la liaison descendante, pour assurer plusieurs services simultanément.

Le partage de la communication en plusieurs canaux permet d'adapter la qualité

de service à chaque type d'information transmise, offrant donc plus de flexibilité et la possibilité d'avoir plusieurs communications de types différents simultanément avec un seul mobile.

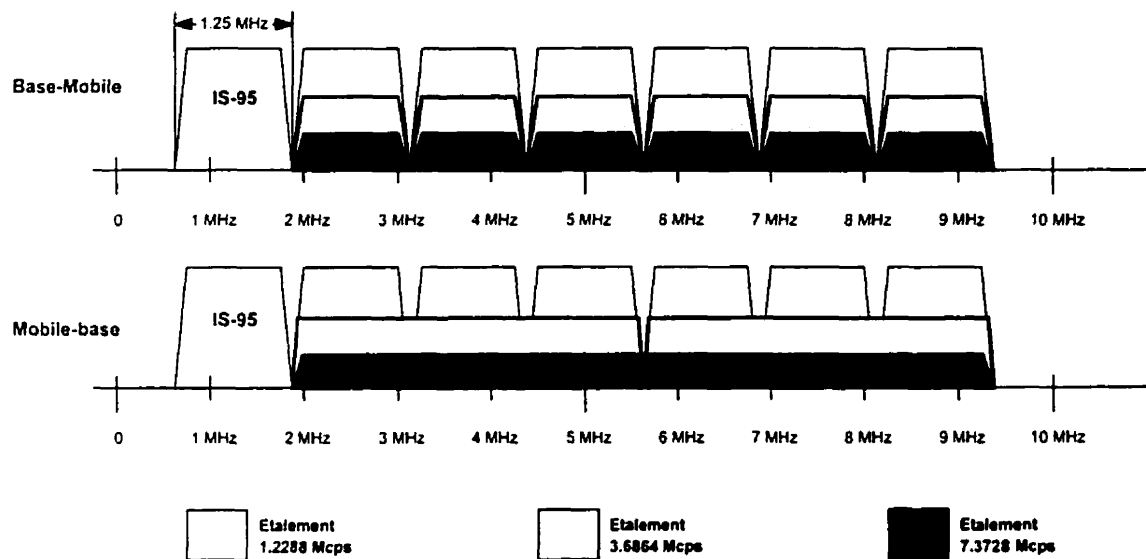
2.1.2 Large bande *vs.* multiporteuses

Pour étaler le signal à transmettre sur une bande totale W , deux solutions sont possibles :

- Utiliser une séquence PN de chip rate W pour réaliser un étalement par séquence directe à large bande ;
- Utiliser N sous-porteuses de largeur W/N se partageant le nombre total d'utilisateurs ; le chip-rate étant alors W/N .

Les deux solutions présentent des avantages et des inconvénients qui font qu'il est difficile de les départager. Le mémoire [3] décrit en détail le système multiporteuses, et ce mémoire traitera du système à large bande. Le système IS-95 déjà en utilisation en Amérique du Nord utilise le CDMA sur une largeur de bande de 1.25 MHz (avec une fréquence de chip de 1.2288 Mcps), et le CDMA2000 prévoit une compatibilité ascendante. La fig. 2.1 page suivante montre les allocations possibles pour occuper une largeur de bande de 10 MHz.

- La transmission base-mobile (liaison descendante) peut être assurée soit par un étalement large bande soit par l'utilisation de plusieurs porteuses à 1.2288 MCps. Dans le cas multi-porteuses, on obtient le graphe du haut de la fig. 2.1.
- La transmission mobile-base (liaison montante) doit être effectuée par étalement large bande (graphe du bas, fig. 2.1).
- Dans tous les cas, le système comporte pour la liaison montante et la liaison descendante une porteuse IS-95 pour assurer la compatibilité avec les terminaux existants.

Figure 2.1 – Multiporteuses *vs.* Large bande et compatibilité IS-95

Le fait de garder une porteuse IS-95 est important puisqu'il permet aux utilisateurs d'anciens mobiles de continuer à utiliser le système de manière transparente. La transition à partir de la base existante IS-95 peut donc être faite en douceur, simplement en changeant les équipements des stations de base. Les usagers acquéreurs d'un terminal CDMA2000 pourront alors utiliser tous les nouveaux services s'ils se trouvent dans une cellule le supportant. Le CDMA2000 large bande permet $N_w = 3, 6, 9$, ou 12 , et le multiporteuses permet $3, 6, 9$ ou 12 porteuses.

2.1.3 Gamme de débits

Pour pouvoir supporter une large gamme de services comme se propose de le faire le CDMA2000, le système doit être en mesure de fournir un débit adapté à chacun.

Les données à émettre, après avoir subi un codage de source, sont découpées en trames d'une longueur de $20ms$. pour une communication normale, ou de $5ms$. si le délai de transmission est critique. La figure 2.2 page suivante montre les étapes qui

mènent d'une trame de données à une trame de symboles prête à être étalée. Pour une fréquence de chip donnée, les trames de symboles ont toujours la même durée et le même nombre de bits ; c'est donc le passage de N_1 bits de données à N_A symboles qui détermine le débit réel.

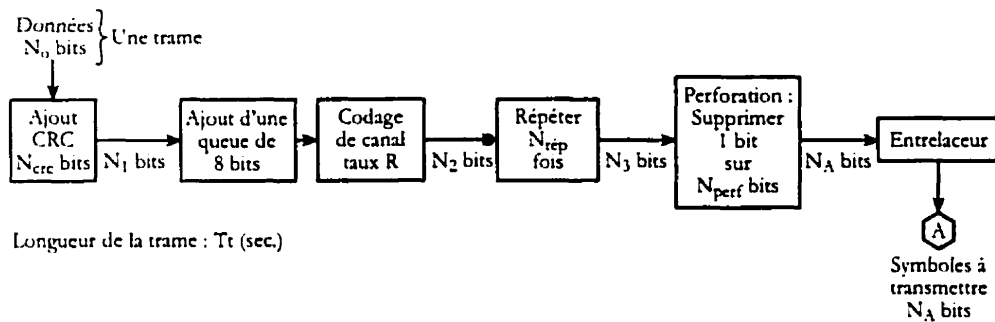


Figure 2.2 – Mécanisme de variation du débit en CDMA2000

Il y a un système comme celui de la fig. 2.2 par canal CDMA2000 pour contrôler de façon indépendante le débit des différents flux (voix, données...) simultanés de la communication. Les sorties de chacun de ces sous-ensembles (fig. 2.2, point A) poursuivent leurs chemins en fig. 2.4 page 43 sur les entrées A correspondantes. La longueur du CRC, le taux de codage, le nombre de répétitions et le taux de perforation sont variables en fonction du débit à transmettre. Les valeurs sont énumérées dans la norme ([5], pp.57-), et nous ne citerons ici que quelques exemples :

Les tables 2.1, 2.2 et 2.3 page suivante donnent un exemple de répartition des valeurs N_{crc} , R , N_{rep} , N_{perf} et N_A pour trois cas de figure. N représente la largeur de bande du système CDMA2000 en nombre de porteuses IS-95 équivalentes. La norme nomme "rate sheets" (RS) les ensembles de débits possibles pour une certaine configuration : les débits compatibles IS-95 composent le rate sheet 1 (RS1). Il existe de nombreux autres réglages comprenant des débits jusqu'à environ 2 Mbps.

Tableau 2.1 – Débits pour $N_w = 1$, RS1

Vitesse (bps, incluant CRC)	1100	2300	4400	9200
Bits par Trame (20 ms.)	16	40	80	172
N_{crc} bits	6	6	8	12
Taux de codage R	1/2	1/2	1/2	1/2
Répétition N_{rep}	8	4	2	1
Perforation $1/N_{perf}$	1/5	1/9	—	—
Symboles par trame N_A	384	384	384	384

Tableau 2.2 – Débits pour $N_w = 1$, RS2

Vitesse (bps, incluant CRC)	1400	3600	7200	14400
Bits par Trame (20 ms.)	22	56	125	267
N_{crc} bits	6	8	10	12
Taux de codage R	3/8	3/8	3/8	3/8
Répétition N_{rep}	8	4	2	1
Perforation $1/N_{perf}$	—	—	—	—
Symboles par trame N_A	768	768	768	768

Tableau 2.3 – Débits pour $N_w = 3$, RS1

Vitesse (bps, incluant CRC)	1100	2300	4400	9200
Bits par Trame (20 ms.)	16	40	80	172
N_{crc} bits	6	6	8	12
Taux de codage R	1/3	1/3	1/3	1/3
Répétition N_{rep}	8	4	2	1
Perforation $1/N_{perf}$	1/5	1/9	—	—
Symboles par trame N_A	576	576	576	576

2.1.4 Codes PN utilisés

Le code PN utilisé en CDMA2000 est composé de 3 séquences PN différentes, combinées par (2.1) pour former un code complexe (u est le numéro de l'utilisateur à qui appartient le code) :

$$C_u[n] = \text{LongCode}_u[n] \cdot (\text{PN}_I[n] + j \text{PN}_Q[n]) \quad (2.1)$$

- Le *Long Code*, qui est une séquence PN spécifique à chaque utilisateur et d'une longueur de $2^{42} - 1$ bits. Ce code sert à différencier les utilisateurs entre eux (accès multiple) lors du décodage à la station de base. Chaque base émet aussi en utilisant un Long Code qui lui est propre, pour que les mobiles puissent séparer les bases.
- Les codes PN_I et PN_Q sont deux séquences PN différentes d'une longueur de $2^{15} - 1$ bits, permettant de séparer les canaux en phase et en quadrature du signal émis. Ces codes sont identiques pour tous les utilisateurs et bases.

Le code complexe donne un meilleur rendement, comme le fait le QPSK face au BPSK, car il permet d'utiliser les composantes en phase et en quadrature du signal.

Le Long Code est généré avec un registre à décalage de longueur $N = 42$ (fig. 2.3 page suivante). Les coefficients générateurs $(a_i)_{i=1 \dots 42}$ sont ajustés pour avoir un code à longueur maximale ($2^{42} - 1$) et sont les mêmes pour tous les utilisateurs. Un masque $(b_i)_{i=1 \dots 42}$, unique à chaque utilisateur, est appliqué au contenu du registre à chaque coup d'horloge et le résultat combiné en addition modulo 2, ce qui permet d'obtenir un Long Code spécifique à chaque utilisateur.

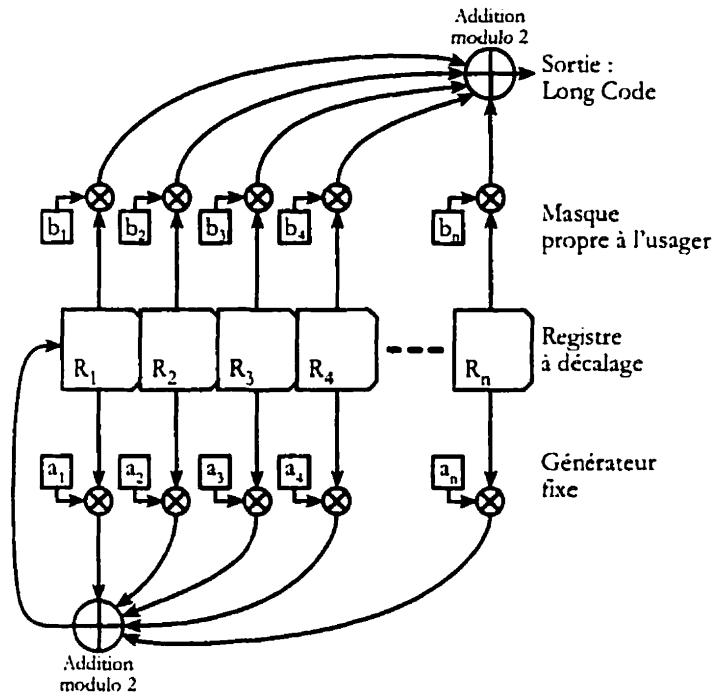


Figure 2.3 – Générateur de Code PN selon la norme CDMA2000

2.1.5 Contrôle de Puissance

Un *contrôle de puissance* est nécessaire pour s'assurer que les signaux émis par tous les usagers arrivent à la base avec la même puissance (voir p. 26). En CDMA-2000, les systèmes en boucle ouverte et en boucle fermée sont utilisés simultanément. La base mesure continuellement la puissance reçue de la part de chaque mobile, et ordonne à ceux-ci d'augmenter ou de diminuer leur puissance par des bits de contrôle de puissance, insérés par perforation dans les trames émises, 800 fois par seconde. La position du bit dans la trame varie aléatoirement en fonction du Long Code de l'utilisateur (voir fig. 2.5 page 46). Le système est très efficace contre les variations lentes du canal (ombrage) et le fading causé par un déplacement à vitesse modérée, mais des vitesses élevées (déplacement en voiture) donnent un fading trop rapide pour pouvoir

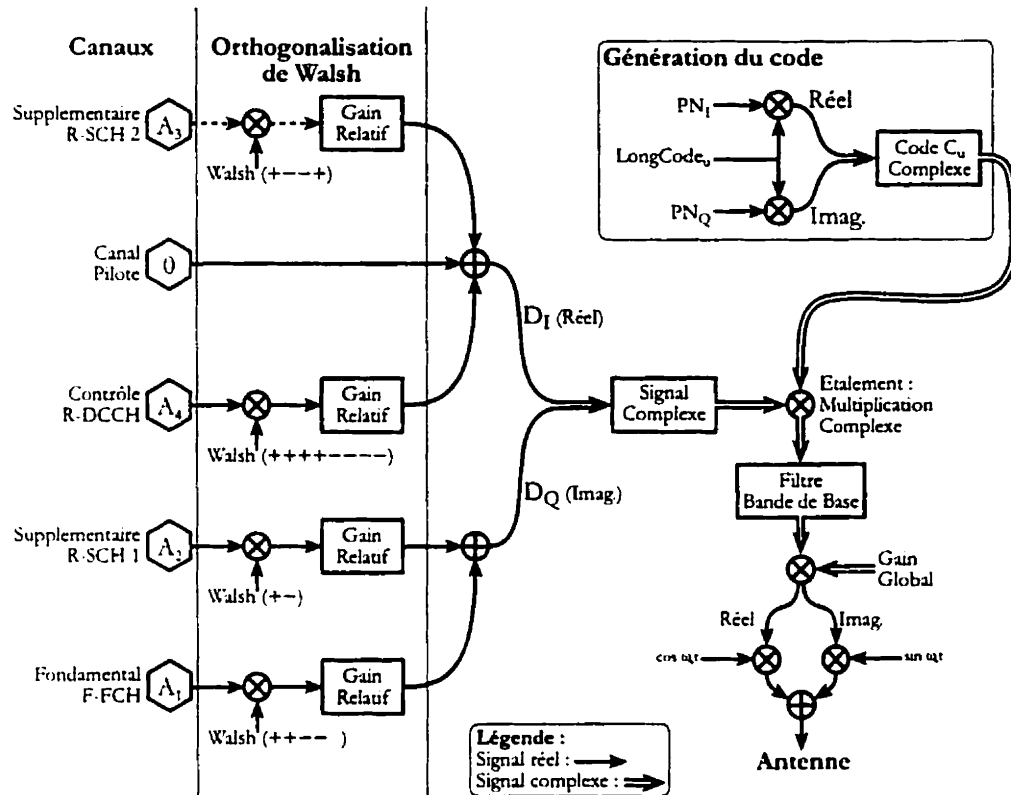


Figure 2.4 - Étalement en CDMA2000

être compensé. Nous verrons au ch. 4 que le récepteur de Rake facilite grandement le contrôle de puissance.

2.1.6 Étalement

Liaison montante

Dans la liaison montante, le CDMA2000 réalise l'étalement de la même façon que le CDMA simple décrit à la section 1.3.4 page 21, mais le code utilisé est complexe.

La fig. 2.4 détaille l'opération :

Les canaux sont représentés par les hexagones A_i à gauche de la fig. 2.4, qui font

référence au point de sortie de la fig. 2.2 page 39. Le pilote est toujours actif quand le mobile communique (il émet une séquence continue de zéros) ; l'utilisation des autres canaux dépend de la nature de la communication.

Canaux et Séquences de Walsh. Les canaux d'un usager subissent un premier étalement par séquences de Walsh visant à les rendre orthogonaux entre eux. Chaque symbole de canal est multiplié par une séquence de Walsh complète. La création de ces séquences se fait de manière récursive à partir de matrices (éq. 2.2) : chaque matrice W_n est générée à partir de la matrice $W_{n/2}$ et ses n lignes sont les n séquences de Walsh de longueur n .

$$\begin{cases} W_1 = \begin{pmatrix} 1 \end{pmatrix} \\ W_{2n} = \begin{pmatrix} W_n & W_n \\ W_n & -W_n \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.2)$$

Par exemple,

$$W_4 = \begin{pmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{pmatrix} \text{ ou, pour simplifier, } \begin{pmatrix} + & + & + & + \\ + & - & + & - \\ + & + & - & - \\ + & - & - & + \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Ces séquences sont orthogonales, i.e. en notant $W_{n,l}[i]$ le $i^{\text{ème}}$ élément de la ligne l de la matrice W_n , nous avons :

$$\forall k, l \in [[1, n]], \quad k \neq l \Rightarrow \sum_{i=1}^n W_{n,l}[i] W_{n,k}[i] = 0 \quad (2.4)$$

Il est à noter que les séquences de Walsh utilisées sont à la fréquence du chip, c'est-à-dire que la durée d'un élément $W_{n,i}[i]$ de la séquence est égale à la durée d'un chip T_c . L'orthogonalité entre les canaux est préservée.

Gain. Après orthogonalisation, chaque canal subit un gain relatif (par rapport au pilote dont la puissance est unitaire), puis les canaux sont groupés en un signal complexe :

- Pilote, Contrôle, et Supplémentaire 2 forment la partie réelle D_I
- Fondamental et Supplémentaire 1 forment la partie imaginaire D_Q

Étalement Complexe. Ce signal complexe est ensuite multiplié par le code PN complexe décrit par (2.1), filtré avec une largeur de bande de $1.25N$ MHz, puis sa puissance d'émission est ajustée par un gain global qui dépend du contrôle de puissance. Enfin, une modulation QPSK est appliquée (composante réelle sur la voie en phase et composante complexe sur la voie en quadrature) et le signal est émis.

Le récepteur complet est décrit au ch. 4.

Liaison Descendante, large bande

Le processus d'étalement de la liaison descendante est différent, puisque les usagers ne sont pas distingués entre eux par des codes PN mais par des séquences de Walsh. En effet, une émission parfaitement synchrone est possible puisqu'un seul émetteur, la base, est présent. Voyons les sous-ensembles utilisés aux fig. 2.5 page suivante et 2.6

Le signal que la base désire émettre à destination de l'utilisateur u arrive au point X de la figure 2.5 (tous les canaux sont déjà multiplexés dans ce signal). Le Long Code de l'utilisateur u lui est appliqué, mais il ne participe pas à l'étalement : seulement un chip, choisi par un sélecteur de bits, est appliqué à chaque bit arrivant en X. Puis les

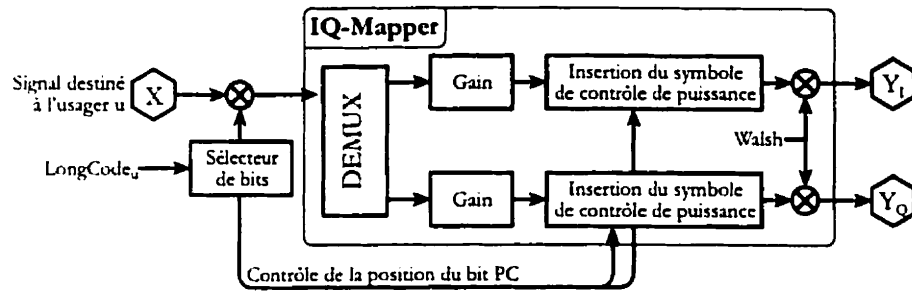


Figure 2.5 – Sous-ensemble IQ-Mapper

bits sont répartis sur les canaux I et Q par un démultiplexeur (DEMUX), leur gain est contrôlé, et un symbole codé est remplacé dans chaque trame par le bit de contrôle de puissance émis par la base (perforation). L'emplacement du bit perforé dans la trame varie continuellement en fonction du Long Code de l'utilisateur. L'étalement du signal est réalisé entièrement par des séquences de Walsh : les signaux des usagers sont orthogonaux entre eux et il n'y a pas d'interférence (le principe est donc très différent de la liaison montante).

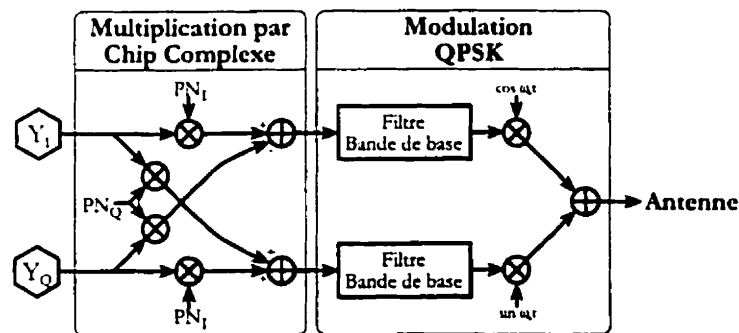


Figure 2.6 – Sous-ensemble d'étalement et de modulation

Le signal Y (complexe, de partie réelle Y_I et imaginaire Y_Q) est multiplié par le code PN complexe² ($PN_I + jPN_Q$) (voir fig. 2.6) puis modulé en QPSK et émis. Le

²qui est le même pour tous les usagers et bases

code PN sert à ajouter une séparation supplémentaire entre les canaux I et Q pour pouvoir les distinguer quel que soit le déphasage du signal à la réception.

Chaque usager est donc caractérisé par sa séquence de Walsh en plus de son code. Ce sont ces séquences qui permettent de séparer les usagers. Si le nombre d'usagers est élevé, il se peut que l'on arrive à court de séquences de Walsh ; dans ce cas, la norme prévoit d'autres séquences "quasi-orthogonales", qui sont un compromis entre performance et nombre d'usagers.

Liaison descendante, Multiporteuses

En multiporteuses, le principe reste semblable : on utilise le même sous-ensemble qu'en large-bande, en le reproduisant pour chaque porteuse comme le montre la fig. 2.7.

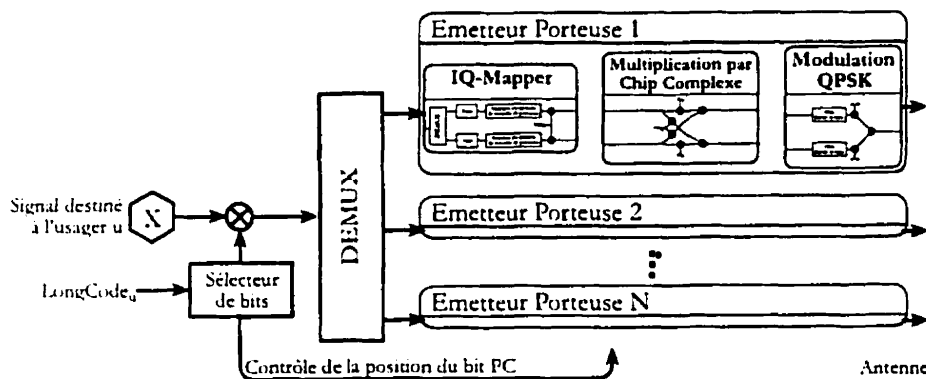


Figure 2.7 – Sous-ensemble IQ-Mapper

Après brouillage par le Long Code, les bits du signal à émettre sont répartis entre les différentes porteuses par un démultiplexeur. Chaque porteuse comprend le même sous-ensemble que le système large-bande : IQ-Mapper, Multiplication par $(PN_I + jPN_Q)$ pour séparer les canaux et modulation QPSK autour de chaque porteuse. Les usagers sont encore une fois distingués par les séquences de Walsh orthogonales

utilisées (et par leurs Long Codes, mais ceux-ci ne participent pas à l'étalement).

2.1.7 Codes correcteurs d'erreurs

Des codes convolutionnels sont utilisés en CDMA2000 pour protéger les données des liaisons montantes et descendantes. Ces codes sont classiques et leurs probabilités d'erreur ont déjà été calculées dans la littérature. La liaison montante, celle que nous étudierons plus particulièrement, utilise les codes figurant au tableau 2.4. Le taux de codage fait partie des paramètres que l'on peut faire varier suivant le débit à donner à l'utilisateur.

Tableau 2.4 – Codes Convolutionnels de la liaison montante CDMA2000

Rate	Constraint Length (K)	Generator Polynomial g0	Generator Polynomial g1	Generator Polynomial g2	Generator Polynomial g3
1/2	9	753	561	N/A	N/A
1/3	9	557	663	711	N/A
1/4	9	765	671	513	473

La norme prévoit aussi l'utilisation de codes turbo pour le transport de données où le temps de décodage n'est pas critique. Nous étudierons seulement le cas de codes convolutionnels. Lors des simulations, les tables de probabilité d'erreur du code $R = \frac{1}{2}$ ont été utilisées.

2.2 Le prédécesseur : IS-95

La norme IS-95 est née à partir d'une proposition de la société Qualcomm (en 1989) de créer en Amérique du Nord un système radiomobile utilisant la technologie CDMA pour résoudre les problèmes de saturation du réseau analogique existant. Afin de pouvoir comparer la norme CDMA2000 avec son prédécesseur, Le tableau

2.5 résume brièvement les caractéristiques du système IS-95. Pour plus de détails, on pourra consulter la norme [13]

Tableau 2.5 – Résumé des paramètres du système IS-95

Paramètre	Liaison Descendante	Liaison Montante
Fréquence de base	869-894 MHz	824-849 MHz
Accès Multiple	DS-CDMA et FDMA	
Modulation	BPSK et séquences orthogonales de Walsh	Orthogonale à 64 symboles
Etalement	Séquences de Walsh et codes PN_I et PN_Q de longueur 2^{15}	Code PN de l'utilisateur et codes PN_I et PN_Q
Chip Rate	1.2288 Mcps	
Code correcteur	Convolutionnel, $R = \frac{1}{2}$, $k = 9$	
Entrelacement	Par blocs de 20 ms	
Code PN caractéristique de l'utilisateur	Code PN décimé (un chip par symbole), longueur $2^{42} - 1$	Code PN non décimé, longueur $2^{42} - 1$
Récepteur	Rake, 3 fingers	Rake, 4 fingers
Vocodeur	Taux variable dépendant de l'activité vocale, 1.2-9.6 kb/s	
Durée de trame	20 ms	
Diversité	Temporelle (Récepteur de Rake)	Plusieurs antennes et récepteur de Rake

Chapitre 3

Modélisation du canal radiomobile

La liaison bidirectionnelle entre la base et le mobile se décompose en une liaison montante (mobile vers base) et une liaison descendante (base vers mobile). Comme nous l'avons vu au chap. 2, la liaison descendante se compose d'un simple multiplexage entre les signaux des différents usagers, alors que la liaison montante est déterminée par l'ensemble des conditions de canal pour tous les mobiles. Cela se traduit par une grande sensibilité au contrôle de puissance, à la performance de l'estimation du canal et à la synchronisation. La liaison montante est donc la plus délicate à mettre en oeuvre, le maillon faible qui détermine les performances du système : c'est celle que nous allons étudier dans ce chapitre. Nous verrons un schéma général de la chaîne de transmission montante (mobile-base) et nous éliminerons pas à pas les éléments de modulation et de conversion Analogique/Numérique pour obtenir un modèle de canal simple en temps discret.

Des études ont été réalisées pour comprendre le comportement du canal et le modéliser en fonction de l'environnement de propagation, comme dans [21], [11], [4] et [8]. qui prend en compte les caractéristiques des systèmes CDMA modernes. Nous avons tenté de bâtir à partir de ces sources un modèle de canal souple et simple d'uti-

lisation, capable de s'adapter à divers environnements de propagation et se prêtant à la simulation.

La caractéristique la plus importante, et la plus gênante, du canal radiomobile est la propagation multichemins : le signal émis par le mobile arrive à la station de base par un ensemble de chemins de propagation indépendants et non connus à l'avance, ce qui se traduit par la présence de plusieurs échos du signal, d'amplitude variable. Certains éléments de l'environnement peuvent agir comme réflecteurs, comme diffuseurs, ou simplement absorber le signal suivant les matériaux concernés et la longueur d'onde utilisée. Il peut y avoir un trajet direct du signal dans les environnements peu denses, mais généralement le mobile est en situation d'ombrage, c'est-à-dire que seuls des signaux réfléchis peuvent être reçus. La figure 3.1 page suivante montre un cas de figure possible.

La figure 3.2 page 53 donne un exemple de réponse impulsionnelle résultant des réflexions du signal sur plusieurs obstacles. Chaque pic correspond à une réplique (plus ou moins atténuée) du signal émis par le mobile décalée dans le temps et déphasée. Le paramètre τ_{spread} , qui représente l'étendue temporelle maximale où peuvent se trouver des échos, dépend de la nature de l'environnement de propagation. Deux grandes catégories de canaux radio peuvent être distinguées à partir des paramètres suivants :

- $W_{\text{coh}} \approx 1/\tau_{\text{spread}}$ est la bande de cohérence du canal, qui représente l'étendue de fréquences sur laquelle on peut considérer la fonction de transfert du canal comme constante ;
- W_s est la largeur de bande en bande haute occupée par le signal (dans un système non-CDMA, W_s est proche du taux de transmission en symboles par secondes ; dans le cas du CDMA W_s est proche du chip-rate F_c).

Deux cas de figure sont alors possibles :

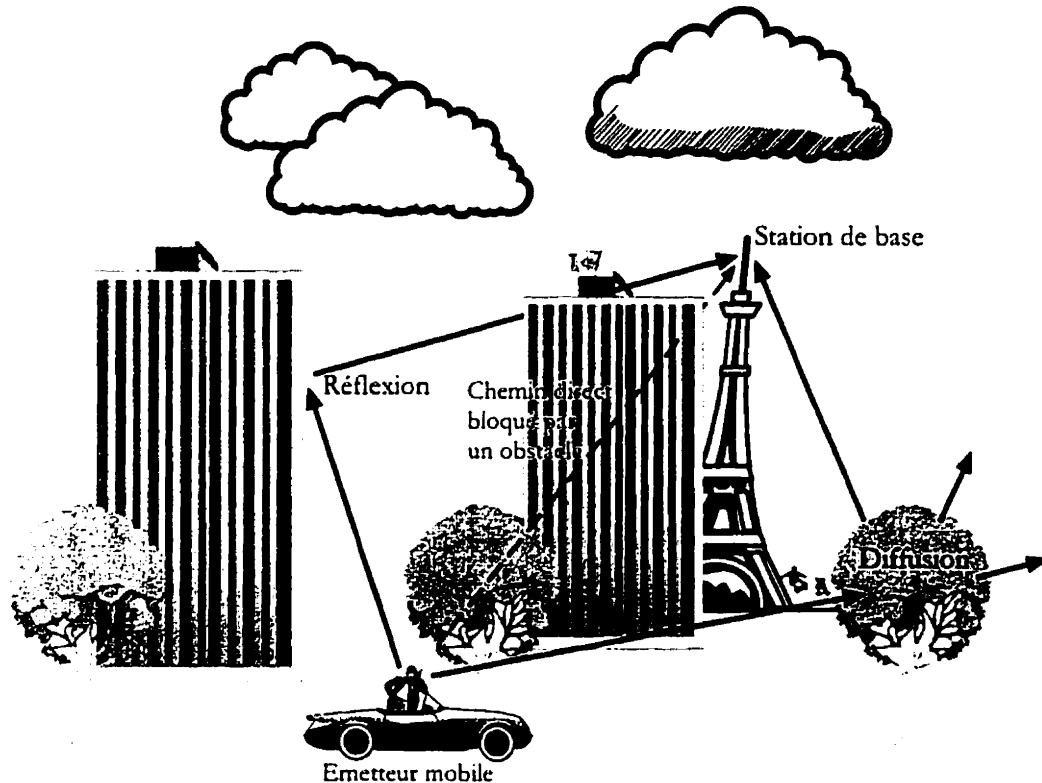


Figure 3.1 – Exemple de chemins de propagation dans la liaison descendante

- $W_s \ll W_{coh}$: le signal occupe une faible partie de la bande de cohérence du canal. Ce type de canal est appelé *non sélectif en fréquence* car on peut considérer sa fonction de transfert comme constante sur tout le spectre occupé par le signal. Dans le domaine temporel, cela se traduit par le fait que les échos sont trop rapprochés pour pouvoir être différenciés à l'échelle du signal considéré, et leur somme apparaît comme un seul signal subissant un fading, dû à l'interférence des échos entre eux.
- $W_s \gg W_{coh}$: l'effet de mémoire du canal se manifeste, celui-ci est appelé *sélectif en fréquence* car la fonction de transfert du canal n'est pas constante sur tout le spectre occupé par le signal. Temporellement, cela veut dire que le signal à trans-

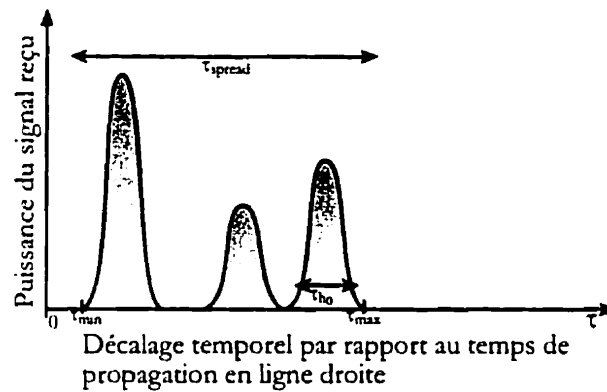


Figure 3.2 – Exemple de réponse impulsionnelle d'un canal multichemins

mettre est suffisamment rapide pour que le retard induit par les différents échos les fasse correspondre à des symboles (ou à des chips dans le cas du CDMA) différents. La propagation multichemins apparaît alors de manière visible et l'on peut distinguer les chemins les uns des autres avec une précision temporelle de l'ordre de $1/W_s$. Les systèmes CDMA entrent dans cette catégorie en raison du chip-rate très élevé : c'est le cas que nous étudierons ici.

3.1 Equivalent en bande de base de la chaîne de transmission analogique

3.1.1 Préliminaire et notations

Considérons le lien montant entre un usager arbitraire u et sa station de base. La figure 3.3 page suivante montre le cheminement du signal et les notations adoptées pour désigner chaque étape sont rappelées par le tableau 3.1 page 55. L'utilisateur émet plusieurs flux de données simultanément, que la norme CDMA2000 nomme *canaux* (voir sec. 2.1.1). Il y a au maximum 5 canaux, que nous numérotions suivant l'indice

$c = 1, 2 \dots 5$.

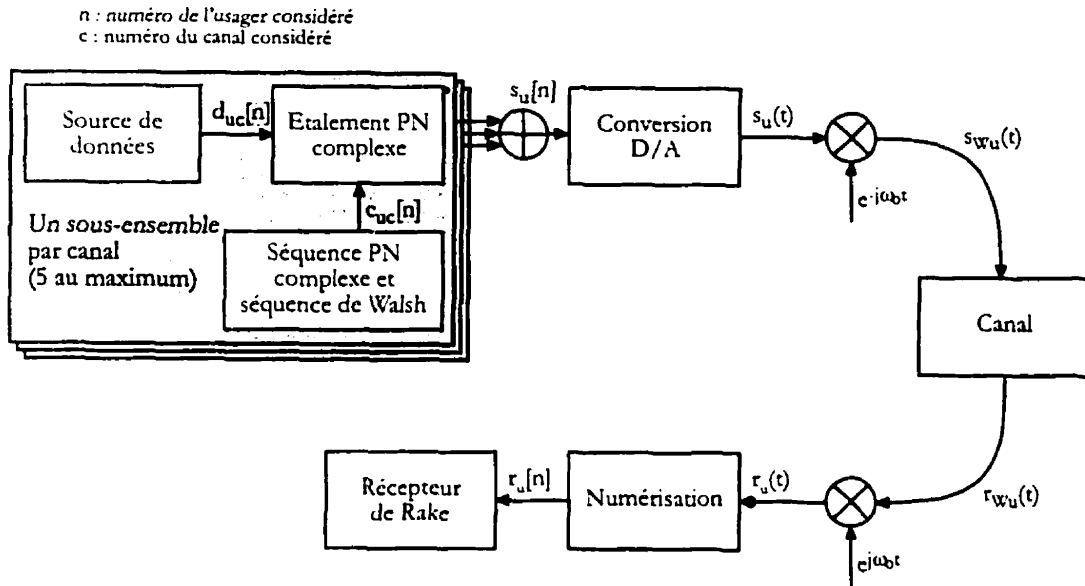


Figure 3.3 - Schéma de la chaîne de transmission

Nous utiliserons, pour tous les signaux, la notation complexe :

- Les signaux en bande de base sont naturellement complexes puisqu'ils comprennent deux composantes, I et Q. I est la partie réelle et Q la partie imaginaire.
- Les signaux modulés transmis sur le canal sont de la forme

$$S_I \cos \omega_0 t + S_Q \sin \omega_0 t = \operatorname{Re} (S_I + jS_Q) e^{-j\omega_0 t} \quad (3.2)$$

Nous utiliserons donc la notation complexe $(S_I + jS_Q) e^{-j\omega_0 t}$ pour ces signaux.

Tableau 3.1 – Notations des signaux de la chaîne de transmission

$d_{u,c}^0[n]$	Symboles à transmettre, pour l'utilisateur u et la voie c . Il s'agit du bit n de la séquence de bits sortant du codeur convolutionnel, prenant les valeurs ± 1 .
$d_{u,c}[n]$	Symboles à transmettre, échantillonnés à f_e : $d_{u,c}[n] = d_{u,c}^0 \left[\left\lfloor \frac{n}{K_{u,c}} \right\rfloor \right] \quad (3.1)$
$c_{u,c}[n]$	Séquence PN suréchantillonnée, pour l'utilisateur u et la voie c . Pour plus d'informations sur cette notation, voir éq. (4.31), p. 91.
$s_u[n]$	Signal à transmettre (suréchantillonné), usager u
$s_u(t)$	Signal à transmettre (en bande de base), usager u
$s_{W_u}(t)$	Signal à transmettre (modulé), usager u
$r_{W_u}(t)$	Signal reçu par la station de base, émis par u
$r_u(t)$	Signal reçu (démodulé en bande de base)
$r_u[n]$	Signal reçu (temps discret)

3.1.2 Modélisation du canal

Nous étudierons d'abord le système en considérant un seul usager u , car la linéarité des phénomènes permet de passer à plusieurs usagers par simple superposition. Considérons le lien montant entre un usager arbitraire u et sa station de base, en notant $s_{0u}(t)$ le signal complexe émis par le mobile et $s_u(t)$ le signal reçu à la station.

Considérons N_{Pu} chemins de propagation aboutissant chacun à un écho du signal de délai de propagation $T_{u,p}$ et de gain complexe $\beta_{u,p}$. Les variations à petite échelle du canal (sur un déplacement de quelques mètres) sont caractérisées par $\beta_{u,p}$. Un paramètre $A_u(t)$ modélise l'*atténuation à grande échelle* : passage du mobile dans des zones d'ombrage importantes, donc à variation lente page 60.

Le trajet du signal étant physiquement différent pour chaque écho, nous considérons que les chemins sont statistiquement indépendants des uns des autres. Le signal reçu à l'antenne est modélisé simplement comme la somme des échos reçus :

Tableau 3.2 – Notations concernant le canal

N_{P_u}	Nombre de chemins de propagation suivis par le signal de l'utilisateur u
$T_{u,p}$	Temps de propagation du signal de l'utilisateur u , écho p
$\beta_{u,p}$	Gain complexe de l'écho
$A_u(t)$	Atténuation à grande échelle (ombrage)
$h_{W0}(t)$	Réponse impulsionnelle liée à un écho
$\gamma_{u,p}$	$\gamma_{u,p} = \beta_{u,p}(t)e^{-j\omega_0 T_{u,p}(t)}$

$$r_{Wu}(t) \triangleq A_u(t) \left(h_{W0}(\cdot) * \sum_{p=1}^{N_{P_u}} s_{Wu}(\cdot - T_{u,p}(t)) \beta_{u,p}(t) \right) (t) \quad (3.3)$$

$h_{W0}(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal et des filtres de l'émetteur et du récepteur, relativement à un écho. Sa durée représente l'étalement temporel du canal. h_{W0} sera détaillée à la sec. 3.2. La réponse globale du canal à l'instant t relativement à une impulsion émise par l'utilisateur u à l'instant τ est donc

$$h_{Wu}(\tau, t) = A_u(t) \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \beta_{u,p}(t) h_{W0}(\tau - T_{u,p}(t)) \quad (3.4)$$

3.1.3 Transposition en bande de base

Le signal émis est modulé (à l'émission) autour d'une porteuse de pulsation ω_0 , et démodulé (à la réception) :

$$s_{Wu}(t) = s_u(t) e^{-j\omega_0 t} \quad (3.5)$$

$$r_u(t) = r_{Wu}(t) e^{j\omega_0 t} \quad (3.6)$$

En reportant dans (3.3) , il vient :

$$r_u(t) = A_u(t) \left(h_0(\cdot) * \sum_{p=1}^{N_{P_u}} s_u(\cdot - T_{u,p}(t)) \underbrace{\beta_{u,p}(t) e^{-j\omega_0 T_{u,p}(t)}}_{\gamma_{u,p}} \right) (t) \quad (3.7)$$

Nous noterons $\gamma_{u,p} = \beta_{u,p}(t) e^{-j\omega_0 T_{u,p}(t)}$ le gain complexe en bande de base pour l'écho p de l'utilisateur u . On voit que le décalage temporel $T_{u,p}(t)$ introduit un déphasage supplémentaire dans le signal démodulé. Afin de ne pas alourdir trop les notations, nous écrirons $\gamma_{u,p}$, $T_{u,p}$, A_u en omettant le paramètre (t) .

$h_0(t)$ représente la réponse impulsionnelle $h_{W0}(t)$ transposée en bande de base.

3.1.4 Conversion D/A et A/D du signal

Nous nous intéressons aux processus d'émission et de réception, qui sont en réalité implantés de manière numérique (voir l'emplacement des convertisseurs sur la fig. 3.3 page 54). Il semble donc pertinent d'avoir un modèle de canal à temps discret, en échantillonnant les signaux à une fréquence f_e plus élevée que f_c :

- $s_u(t)$ est issu de $s_u[n]$ par conversion numérique/analogique à f_e ,
- $r_u[n]$ est issu de $r_u(t)$ par échantillonnage à f_e .

Nous pourrions aussi étudier l'influence de $N_e = f_e/f_c$ sur la performance du système. Modélisons la conversion Digital/Analogique réalisée par l'émetteur de la façon suivante :

$$s_u(t) \triangleq \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_u[k] \delta(t - kT_e) \quad (3.8)$$

$\delta(x)$ étant l'impulsion de Dirac. Reportons dans (3.7) :

$$\begin{aligned}
r_u(t) &= A_u \left[h_0(\cdot) * \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,p} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_u[k] \delta(\cdot - T_{u,p} - kT_e) \right] (t) \\
&= A_u \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,p} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_u[k] [h_0(\cdot) * \delta(\cdot - T_{u,p} - kT_e)] (t) \\
&= A_u \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,p} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_u[k] h_0(t - T_{u,p} - kT_e)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

On obtient $r_u[n]$ en échantillonnant $r_u(t)$ à une fréquence F_e :

$$r_u[n] = A_u \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,p} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_u[k] h_0(nT_e - T_{u,p} - kT_e) \tag{3.10}$$

$$= A_u \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,p} (s_u[\cdot] * h_0(\cdot T_e - T_{u,p}))[n] \tag{3.11}$$

Nous pouvons exprimer, en temps discret, la réponse impulsionnelle $h_u[n]$ du canal pour l'utilisateur u (elle varie en fonction du temps suivant les changements des $\gamma_{u,p}$ et $T_{u,p}$) :

$$h_u[n] = A_u \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,p} h_0(nT_e - T_{u,p}) \tag{3.12}$$

$$r_u[n] = (s_u * h_u)[n] \tag{3.13}$$

3.2 Réponse impulsionnelle liée à un écho

La fonction $h_{W0}(\tau)$ a été introduite dans l'éq. (3.3) pour tenir compte de l'allure du signal présenté par chaque écho. Sa transposition en bande de base est $h_0(\tau)$. Dans

des conditions idéales, avec une bande passante infinie, il y aurait $h_0(\tau) = \delta(\tau)$. Dans des conditions réelles, $h_0(\tau)$ modélise l'influence des divers filtrages que le signal subit au travers de la chaîne de transmission : mise en forme de l'impulsion à l'émetteur, filtrages à l'émission et à la réception, ainsi que l'influence du canal lui-même. La longueur τ_{h_0} d'un écho correspond au domaine où $h_0(\tau)$ est non nulle.

Afin de simplifier le modèle, nous supposons que $h_0(\tau)$ ne change pas au cours du temps et est la même pour tous les échos de tous les usagers. Elle sera normalisée pour que $\int h_0(\tau)^2 d\tau = 1$.

- Nous pouvons définir simplement $h_0(\tau) = \delta(\tau)$ pour un système théorique idéalisé ;
- Une impulsion carrée permet de tenir compte de la durée d'un écho :

$$h_0(\tau) \triangleq \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\tau_{h_0}}} & \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_{h_0} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.14)$$

- Enfin, le modèle le plus réaliste concevrait l'ensemble canal plus filtres comme un filtre passe-bande (donc, en bande de base, comme un filtre passe-bas) de bande passante W_0 choisie proche de f_c :

$$h_0(\tau) \triangleq \frac{\sin \pi W_0 \tau}{\pi \tau} \quad (3.15)$$

Cette définition aboutit sur une réponse impulsionnelle non causale : on pourra par exemple la tronquer pour obtenir une réponse causale, utilisable en simulation.

3.3 Caractéristiques statistiques du canal

Nous allons donner les lois modélisant l'aspect statistique du canal, indépendamment du temps. Dans la section suivante, nous étudierons les variations temporelles du canal.

3.3.1 Facteur d'ombrage A_u

L'allure générale de l'environnement du mobile détermine le *facteur d'ombrage*, ou *atténuation à grande échelle* $A_u(t)$. Celui-ci dépend du degré d'encaissement, de la densité urbaine, de la nature des bâtiments entourant le mobile. Ses variations sont lentes lorsque le mobile se déplace, et le contrôle de puissance en boucle fermée effectué par le système base/mobile parvient généralement à le compenser efficacement. Nous étudierons le contrôle de puissance et ses conséquences par simulation au chap. 6. On admet classiquement (dans [6], [16]) que A_u est décrit par une densité de probabilité log-normale :

$$p_{A_u}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}x\sigma_{A_u}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu_{A_u})^2}{2\sigma_{A_u}^2}\right) \quad (3.16)$$

Les figures 3.4 et 3.5 montrent un exemple de densité de probabilité log-normale de paramètres $\sigma_{A_u}^2 = 1$ et $\mu_{A_u} = 1$.

Nous ne nous intéresserons pas aux variations temporelles de A_u qui sont par définition lentes, et donc compensées par le contrôle de puissance rapide. Par contre, il y aura une erreur résiduelle (due à la quantification des pas de contrôle de puissance), et il peut y avoir dépassement de la puissance maximale d'émission du mobile dans des conditions d'ombrage sévères : dans ce cas, le contrôle de puissance ne peut plus agir (voir ch. 1.3.4 page 26).

De plus, les pertes de propagation seront incluses dans le facteur A_u , c'est-à-dire

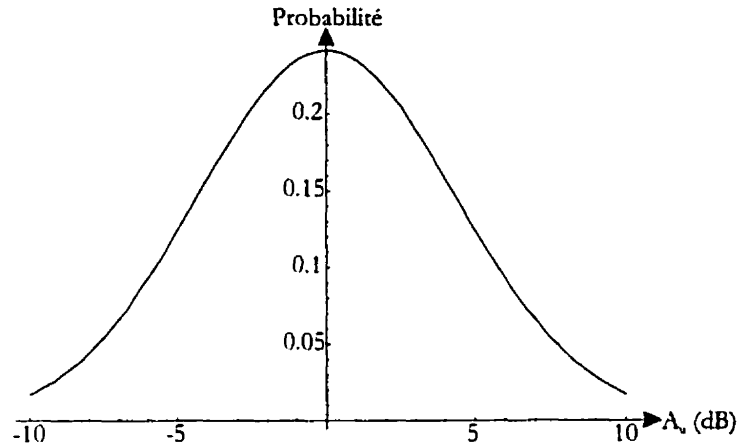


Figure 3.4 – Loi Log-Normale (échelle log)

que les $\beta_{u,p}$ seront normalisés :

$$\sum_{p=1}^{N_{Pu}} E [|\beta_{u,p}|^2] = 1 \quad (3.17)$$

3.3.2 Fading de Rayleigh

$\beta_{u,p}(t)$ est un nombre complexe représentant le gain du chemin n° i , en amplitude et en phase. Ce modèle étant destiné à des communications mobiles urbaines, on suppose qu'il n'existe pas de chemin direct du mobile à la base et que le signal reçu n'est composé que de réflexions. On utilise alors un fading classique de Rayleigh, indépendant pour chaque chemin. On peut exprimer $\beta_{u,p}$ en fonction de deux processus aléatoires gaussiens, indépendants, centrés, et de variance $\sigma_{u,p}^2$ (notés N_{Re} et N_{Im}) :

$$\beta_{u,p} = N_{\text{Re}}(0, \sigma_{u,p}^2) + jN_{\text{Im}}(0, \sigma_{u,p}^2) \quad (3.18)$$

Le module et la phase de $\beta_{u,p}$ obéissent aux densités de probabilité classiques de

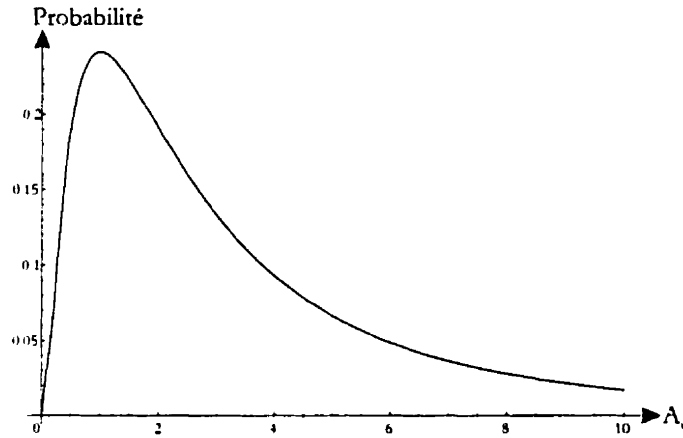


Figure 3.5 - Loi Log-Normale (échelle linéaire)

Rayleigh :

$$p_{|\beta_{u,p}|}(b) = \frac{b}{\sigma_{u,p}^2} \exp\left(-\frac{b^2}{2\sigma_{u,p}^2}\right), \quad b \in [0, \infty[\quad (3.19)$$

$$p_{\arg \beta_{u,p}}(\alpha) = \frac{1}{2\pi}, \quad \alpha \in [0, 2\pi[\quad (3.20)$$

La densité de probabilité d'un signal gaussien $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ est :

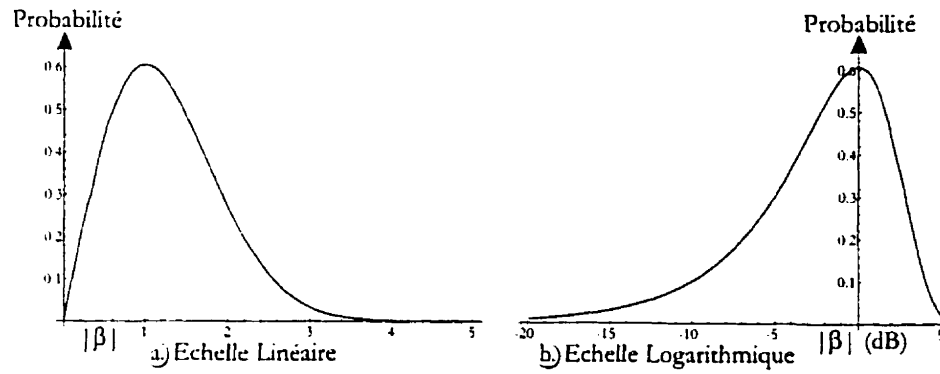
$$p_{\mathcal{N}(0, \sigma^2)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad x \in]-\infty, +\infty[\quad (3.21)$$

De plus, la moyenne et la variance de $\beta_{u,p}$ sont :

$$E[\beta_{u,p}] = 0 \quad (3.22)$$

$$E[|\beta_{u,p}|^2] = 2\sigma_{u,p}^2 \quad (3.23)$$

La fig. 3.6 page suivante donne un exemple de densité de probabilité de Rayleigh pour $2\sigma^2 = 1$. Il peut être aussi intéressant d'étudier la distribution de la puissance

Figure 3.6 – Densité de probabilité d'un signal de Rayleigh $\beta_{u,p}$

$|\beta_{u,p}|^2$ de chaque écho :

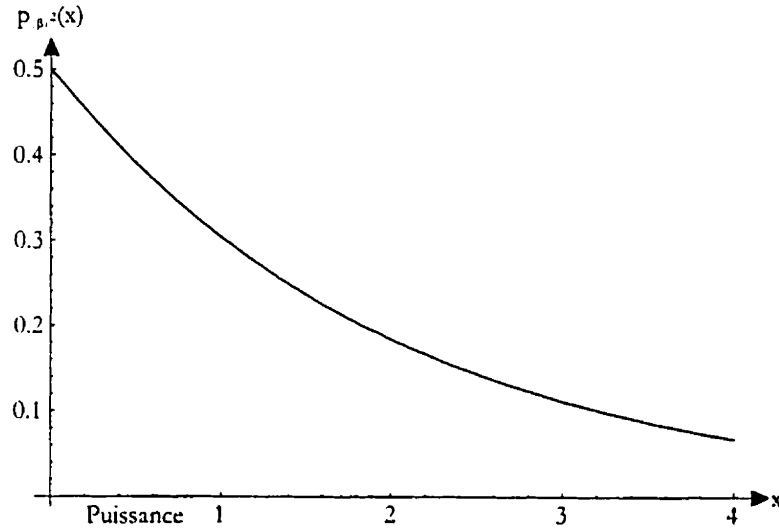
$$\text{sachant que, avec } Y = f(X), \quad p_Y(y) = p_X(f^{-1}(y)) \frac{\partial}{\partial y} f^{-1}(y) \quad (3.24)$$

$$\text{on a } p_{|\beta_{u,p}|^2}(y) = \frac{1}{2\sigma_{u,p}^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_{u,p}^2}\right) \quad (3.25)$$

Nous remarquons que la distribution des puissances est exponentielle (fig. 3.7 page suivante), ce qui est très mauvais : la probabilité d'atténuations très fortes est importante. C'est une caractéristique du fading de Rayleigh, qui présente des évanouissements très profonds (en pratique, jusqu'à plusieurs dizaines de dB en puissance).

Pour simplifier, nous supposons que la puissance arrivant à une antenne du récepteur de la station de base est A_u^2 , ce qui nous permet de normaliser les $\gamma_{u,p}$:

$$\sum_{p=1}^{N_{Pu}} |\gamma_{u,p}|^2 = 2 \sum_{p=1}^{N_{Pu}} \sigma_{u,p}^2 = 1 \quad (3.26)$$

Figure 3.7 – Densité de probabilité de $|\beta_{u,p}^2|$

Nous supposons aussi que les échos ont tous la même puissance moyenne :

$$\forall u, p \quad \sigma_{u,p}^2 = \frac{1}{2N_{P_u}} \quad (3.27)$$

Dans le cas où le récepteur dispose de plusieurs antennes (technique de diversité), nous devons tenir compte du fait que *chaque antenne* reçoit une puissance A_u^2 . En supposant que nous avons $N_{P_{a,u}}$ échos par antenne et N_A antennes, $N_{P_u} = N_A N_{P_{a,u}}$, et nous normaliserons les γ come suit :

$$\forall u, p \quad \sigma_{u,p}^2 = \frac{1}{2N_{P_{a,u}}} \quad (3.28)$$

3.3.3 Instants d'arrivée des échos

Nous avons considéré que les échos $(1, 2 \dots N_{P_u})$ de l'utilisateur u subissaient un délai de propagation $T_{u,p}$. Nommons T_u le temps de propagation minimal (en ligne droite)

du signal de l'utilisateur u jusqu'à la base. Nous pouvons noter le retard relatif des échos :

$$T'_{u,p} \triangleq T_{u,p} - T_u \quad (3.29)$$

La ligne droite étant le plus court chemin, $T'_{u,p} \geq 0$. Soit :

$$P_{\text{écho } u}(t) \triangleq P(T'_{u,p} \leq t) \quad (3.30)$$

et la densité de probabilité associée :

$$p_{\text{écho } u}(t) = \frac{\partial}{\partial t} P_{\text{écho } u}(t) \quad (3.31)$$

$p_{\text{écho } u}(t)$ n'est pas la densité de probabilité de recevoir un écho à l'instant t mais bien la densité de probabilité que, sachant que nous avons un écho, son retard soit t . Nous pouvons alors caractériser le profil d'échos du canal en fonction de $p_{\text{écho } u}(t)$ suivant l'environnement où se trouve le mobile (voir p. 68).

Nombre d'échos reçus

La plupart des modèles de canal existants [1], [24], [18], [8] considèrent le nombre d'échos du signal comme constant. Cependant, alors que le mobile se déplace, les décalages $T'_{u,p}$ changent et deux échos peuvent se superposer, résultant en un seul écho du point de vue du récepteur. Le nombre N_{T_u} de trajets du signal est donc la borne supérieure du nombre d'échos distincts possibles N_{P_u} :

$$N_{P_u} \leq N_{T_u} \quad (3.32)$$

Nous supposons que deux échos p et p' sont distincts si leurs temps d'arrivée sont séparés par au moins un chip : cela correspond au pouvoir de résolution du récepteur

de Rake.

$$|T'_{u,p} - T'_{u,p'}| \geq T_c \quad (3.33)$$

En effet, comme nous le verrons au ch. 4, l'intérêt d'avoir plusieurs échos est que le fading de chacun est indépendant, ce qui introduit une diversité. Si deux échos p et p' sont confondus, on ne peut plus exploiter cette diversité : on a un seul écho dont le gain est $\beta_{u,p} + \beta_{u,p'}$. Les parties réelles et imaginaires de β étant gaussiennes, le β résultant suit aussi une loi de Rayleigh, dont la puissance est la somme des celle des deux échos.

N_{Pu} représente donc le nombre d'échos *distincts*. Il est particulièrement intéressant de voir l'effet de l'augmentation du chip-rate (donc d'une diminution de T_c) sur N_{Pu} : cela permet de quantifier le bénéfice d'un chip-rate rapide.

$\tau_{\text{spread } u}$, étalement temporel du canal de l'utilisateur u , correspond au domaine temporel sur lequel $p_{\text{écho } u}$ est non nul :

$$\begin{aligned} \tau_{\text{spread } u} &\triangleq \tau_{\text{max } u} - \tau_{\text{min } u} \\ \tau_{\text{max } u} &\triangleq \max_{p_{\text{écho } u}(t) \neq 0} t \\ \tau_{\text{min } u} &\triangleq \min_{p_{\text{écho } u}(t) \neq 0} t \end{aligned} \quad (3.34)$$

Nous allons, à partir de N_{Tu} et $p_{\text{écho } u}$, déterminer la probabilité d'avoir $N_{Pu} = 1 \dots N_{Tu}$ échos distincts.

Soit $p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n)$ la probabilité que n échos $p_1 \dots p_n$ pris au hasard dans l'in-

tervalle de temps $[t_1, t_2]$ soient distincts deux à deux comme énoncé par (3.33) :

$$p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n) \triangleq p \begin{cases} \forall i \in 1 \dots n, & T'_{u, p_i} \in [t_1, t_2] \\ \forall i, j \in 1 \dots n, & |T'_{u, p_i} - T'_{u, p_j}| \geq T_c \end{cases} \quad (3.35)$$

Supposons pour simplifier que $t_1 \leq t_2$. On peut exprimer $p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n)$:

- Si $[t_1, t_2]$ est trop petit pour contenir un écho, la probabilité doit être nulle :

$$t_2 - t_1 < T_c \Rightarrow p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n) = 0 \quad (3.36)$$

- Pour $n = 1$, nous avons la probabilité que l'écho soit compris dans l'intervalle $[t_1, t_2]$:

$$n = 1 \Rightarrow p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n) = \int_{t_1}^{t_2} p_{\text{écho } u}(t) dt \quad (3.37)$$

- Pour $n = 0$, $p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n)$ n'a pas de sens, mais afin de simplifier la notation du point suivant, on définit :

$$n = 0 \Rightarrow p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n) \triangleq 1 \quad (3.38)$$

- Dans les autres cas, on procède par récurrence :

$$p_{\text{écho } u}(t_1, t_2, n) = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{i=0}^{n-1} p_{\text{écho } u}(t) p_{\text{écho } u}(t_1, t - T_c, i) \cdot p_{\text{écho } u}(t + T_c, t_2, n - 1 - i) \binom{n-1}{i} dt \quad (3.39)$$

On choisit le temps d'arrivée d'un des échos (l'écho 1 par exemple) comme variable d'intégration t ; alors, pour chaque valeur de t , la probabilité d'avoir n

échos distincts dans $[t_1, t_2]$ est la somme des probabilités que les échos $2 \dots i + 1$ soient distincts et placés avant t et que les échos $i + 2 \dots n$ soient distincts et placés après t , multiplié par $\binom{n-1}{i}$ pour tenir compte des permutations d'échos entre avant t et après t .

Connaissant le nombre maximal d'échos possible N_{Tu} , on calcule la probabilité d'avoir $N_{Pu} = 1 \dots N_{Tu}$ échos distincts à partir de ce qui précède :

$$p(N_{Pu} = n \mid N_{Tu}) = \begin{cases} p_{\text{écho } u}(\tau_{\min u}, \tau_{\max u}, N_{Tu}) & \text{si } n = N_{Tu} \\ (1 - p_{\text{écho } u}(\tau_{\min u}, \tau_{\max u}, n + 1)) \\ \quad p_{\text{écho } u}(\tau_{\min u}, \tau_{\max u}, n) & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.40)$$

Un programme a été réalisé pour calculer ces valeurs, que nous allons illustrer par des exemples, dans plusieurs environnements de propagation.

Environnement urbain dense

Un environnement urbain comporte une multitude de réflecteurs proches et de grande taille (murs d'immeubles) et de diffuseurs (arbres, motifs de façades correspondant à la longueur d'onde du signal et provoquant de la diffraction). Il n'y a généralement pas de chemin direct entre la base et le mobile, le nombre maximum d'échos est élevé (autour de 4-5) et l'étalement temporel est de l'ordre de $3\mu s$ [8], et peut atteindre $5 - 6\mu s$ [21]. On peut modéliser cet environnement par une probabilité

uniforme pour le temps d'arrivée des échos [21] dans une fenêtre de temps $\tau_{\text{spread } u}$:

$$p_{\text{écho } u}(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t \in [\tau_{\min u}, \tau_{\max u}] \\ 1/\tau_{\text{spread } u} & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.41)$$

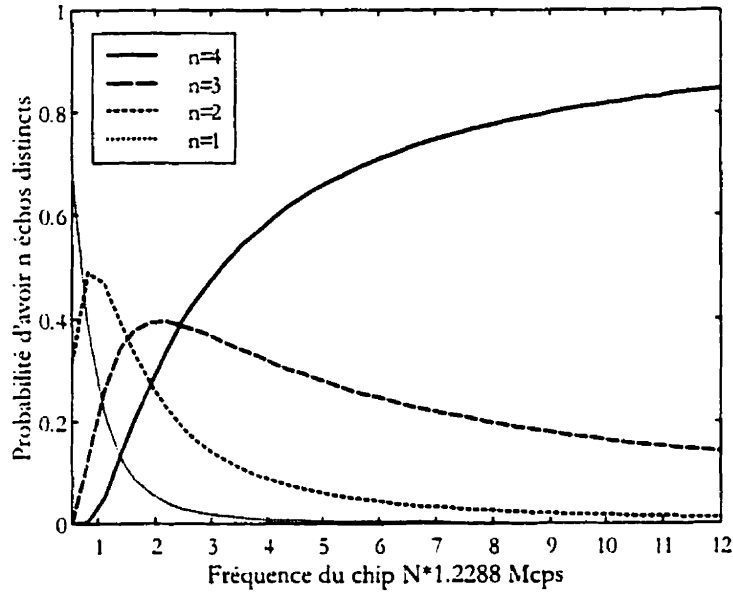


Figure 3.8 - Probabilité d'avoir n échos distincts dans un environnement urbain ($p(N_{Pu} = n \mid N_{Tu} = 4)$)

Le calcul de $p(N_{Pu} = n \mid N_{Tu} = 4)$ peut être fait pour plusieurs valeurs de T_c dépendant de la fréquence de chip f_c . Nous avons utilisé $\tau_{\text{spread } u} = 3\mu s$. Les résultats, en fig. 3.8, montrent fort logiquement que l'augmentation de f_c est répercutée sur la résolution du récepteur : on a bien plus de chances de pouvoir distinguer 3 ou 4 échos aux fréquences de chip élevées. La fig. 3.9 page suivante donne le nombre moyen d'échos séparables en fonction de f_c : on voit ici aussi l'intérêt d'augmenter f_c pour distinguer plus d'échos. Ce nombre plafonne bien sûr à N_{Tu} que l'on a choisi égal à 4.

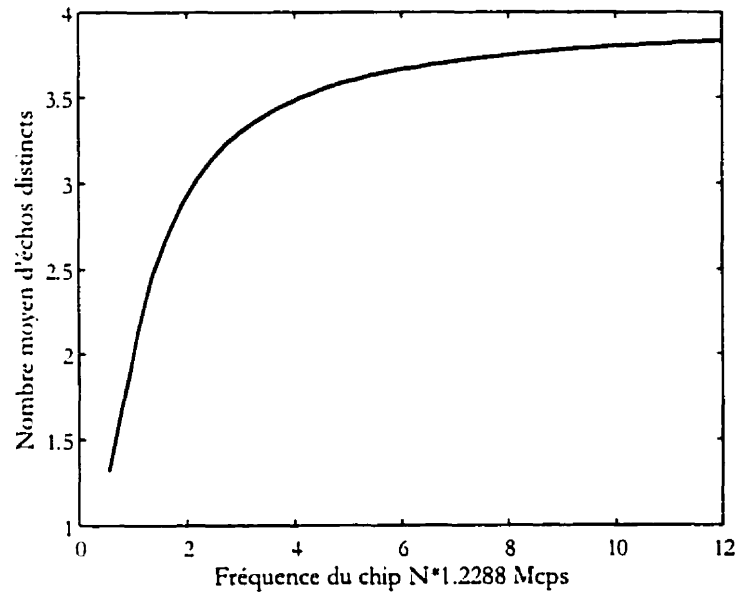
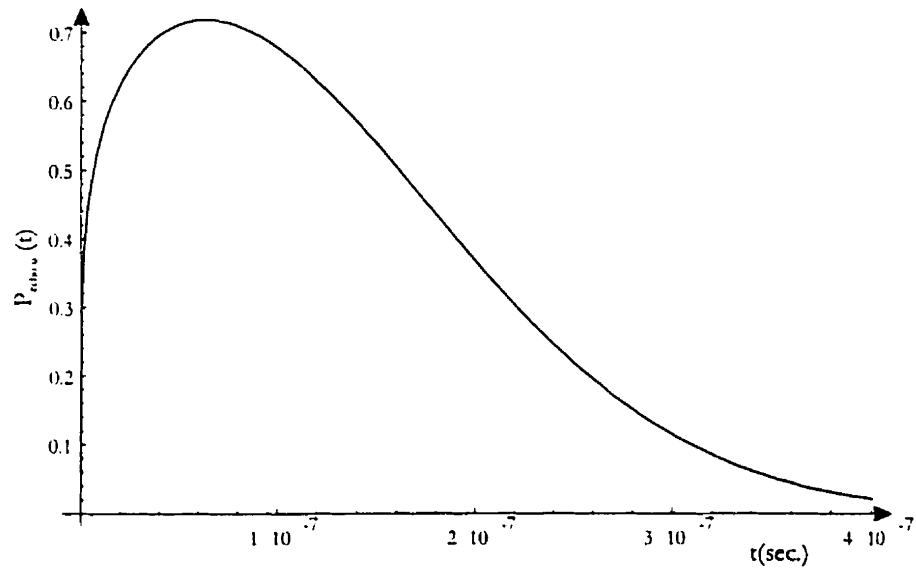
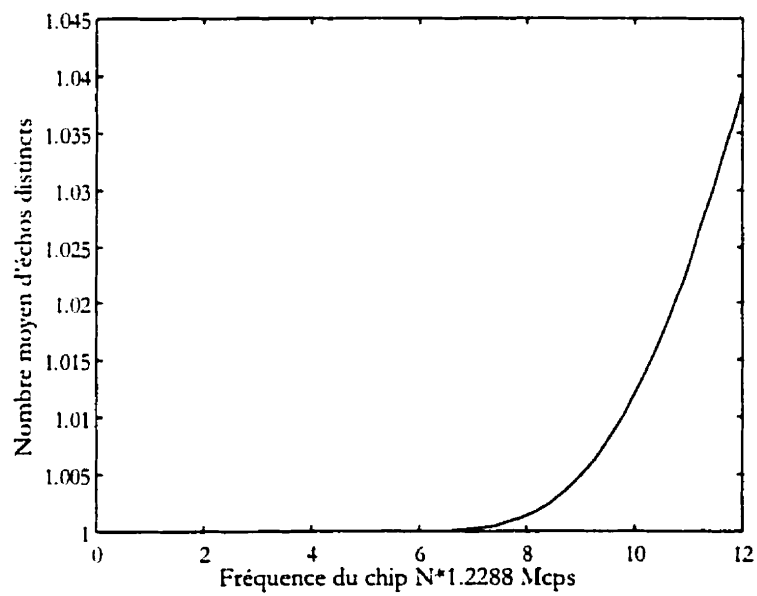


Figure 3.9 - Nombre moyen d'échos distincts dans un environnement urbain (avec $N_{Tu} = 4$)

Intérieur

La norme CDMA2000 inclut le support pour les microcellules situées à l'intérieur de bâtiments. Dans ce cas, les dimensions étant bien plus petites qu'en extérieur, les échos seront beaucoup plus rapprochés. Nous utiliserons pour $p_{\text{écho } u}$ un modèle dérivé des résultats de [22] portant sur des mesures ayant été effectuées dans une usine (fig. 3.10 page suivante).

Dans ce cas, le profil d'écho du canal est bien trop court, et c'est à peine si une fréquence de chip de 12×1.2288 Mcps permet de voir une différence. Pour espérer utiliser un récepteur de Rake en intérieur, il faudrait donc un f_c beaucoup plus élevé.

Figure 3.10 – Modèle choisi pour $p_{\text{echo } u}$ en intérieurFigure 3.11 – Nombre moyen d'échos distincts en intérieur (avec $N_{Tu} = 4$)

Autres environnements

Un environnement étudié dans [21] est l'autoroute aux abords d'une grande ville. Dans ce cas, la station de base est généralement en vue directe, et il y a quelques échos très espacés (de l'ordre de la dizaine de μs dus à des réflecteurs de grande taille (gratte-ciels, montagnes, ponts...)). Dans ce cas, on peut modéliser le canal par un signal direct, plus un nombre constant d'échos de Rayleigh

Sauf mention contraire, nous utiliserons l'environnement urbain dense dans la suite.

3.4 Variations temporelles

Connaissant les propriétés statistiques du canal, nous allons en étudier les variations en fonction du temps : effet Doppler et variations des temps de propagation.

3.4.1 Effet Doppler

Lorsque le récepteur d'un signal se déplace avec une vitesse v , faisant un angle α avec la direction d'arrivée du signal, la fréquence f_0 de la porteuse reçue se trouve transformée par effet Doppler en $f = f_0 + f_d \cos \alpha$. On appelle *fréquence Doppler* :

$$f_d \triangleq \frac{v}{\lambda_0} = \frac{v}{c} f_0 \quad (3.42)$$

Les vitesses que peuvent atteindre les mobiles objets de cette étude restent à échelle humaine : déplacements à pied, en voiture, en train. En considérant la vitesse maximum conseillée par la norme CDMA2000 de 150 km/h et une porteuse de l'ordre du gigahertz, on obtient f_d de l'ordre de 138 Hz ce qui est tout à fait négligeable devant la fréquence porteuse. L'effet du décalage Doppler ne se fera donc pas ressentir

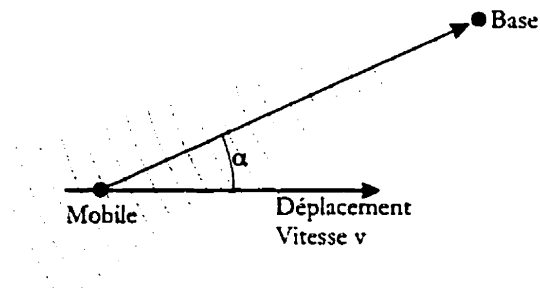
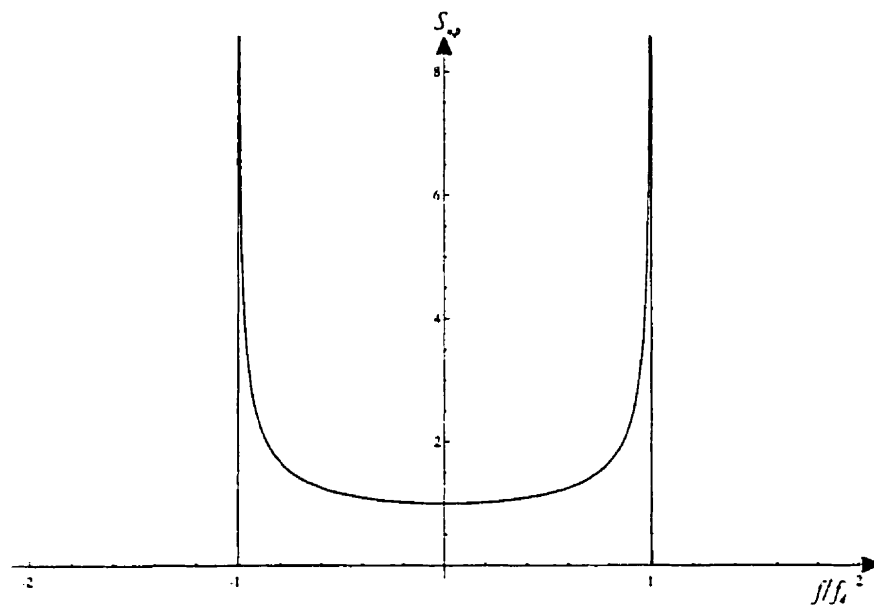


Figure 3.12 – Illustration de l'effet Doppler

au niveau d'une modification importante de la fréquence de la porteuse, mais plutôt par son influence sur le fading.

Figure 3.13 – Densité spectrale de puissance de $\beta_{u,p}$

3.4.2 Fading : Amplitude et phase au cours du temps

L'équation (3.19) ne définit que les propriétés statistiques de l'amplitude du signal reçu, et nous allons maintenant considérer la variation au cours du temps de cette amplitude. En effet, les multiples réflexions des signaux émis par le mobile forment une figure d'interférences avec des minima et maxima d'amplitude dont l'espacement est de l'ordre de la longueur d'onde de la porteuse. Le déplacement du mobile cause un déplacement spatial des minima et maxima, et donc une variation de l'amplitude du signal à la base : le fading. Plus le mobile se déplace rapidement, et plus on peut s'attendre à un fading rapide. La fréquence Doppler, qui caractérise la vitesse de déplacement du mobile par rapport à la longueur d'onde, donnera donc une mesure de la rapidité du fading.

Ce phénomène a déjà été étudié [6] [2] et nous connaissons la densité spectrale de puissance $S_{u,p}$ de l'enveloppe $\beta_{u,p}$ (voir fig. 3.13 page précédente) :

$$S_{u,p}(f) = \frac{\sigma_{u,p}^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} \quad (3.43)$$

A partir de $S_{u,p}(f)$, on peut simuler un fading de Rayleigh par le processus de la fig. 3.14 page suivante : on filtre un signal complexe, dont les parties réelle et imaginaire sont deux bruits gaussiens blancs centrés et indépendants de variance $\sigma_{u,p}^2$, par un filtre Doppler dont la réponse en fréquence est $\sqrt{S_{u,p}(f)}$. On obtient alors un signal réaliste dont la densité spectrale de puissance vérifie (3.43) et dont la densité de probabilité vérifie (3.19). Un exemple de ce signal est donné en fig. 3.15 page suivante.

La fig. 3.15a montre l'évolution de l'amplitude $|\beta_{u,p}|$ du signal : on remarque des évanouissements très profonds à intervalles presque réguliers¹, que le contrôle de

¹L'aspect régulier, presque périodique, de la courbe 3.15a est trompeur : en réalité, le signal est

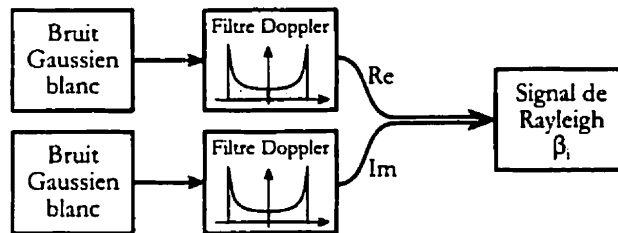
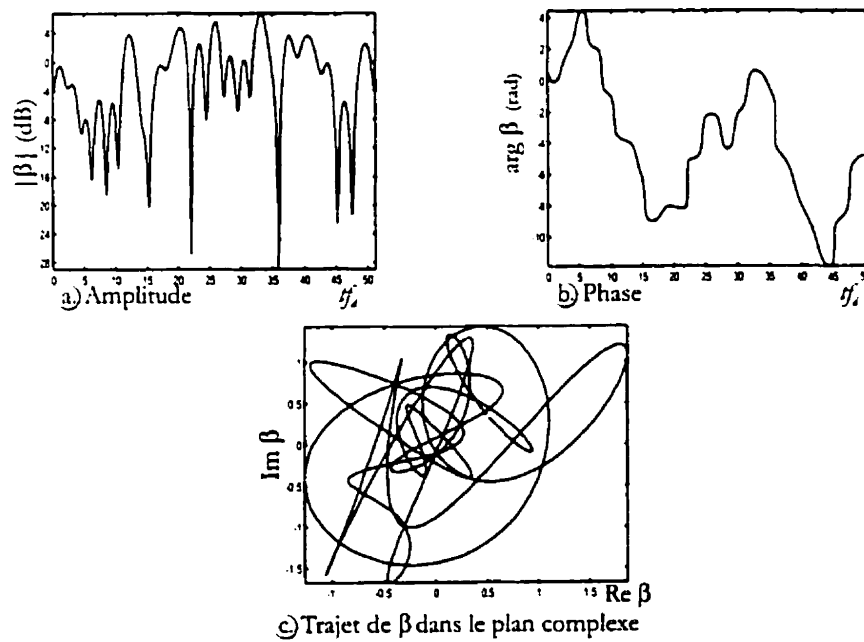


Figure 3.14 – Simulation d'un fading de Rayleigh

Figure 3.15 – Exemple d'un fading de Rayleigh (avec $2\sigma_{u,p}^2 = 1$)

puissance rapide ne pourra pas compenser. La phase de $\beta_{u,p}$ est présentée en fig. 3.15b : elle subit des variations importantes et chaotiques que l'estimateur du canal devra suivre (ch. 5). L'échelle des abscisses est donnée en tf_d puisque la rapidité du fading est proportionnel à f_d .

3.4.3 Instants d'arrivée des échos

Intéressons-nous maintenant à la manière de modéliser la variation des retards $T_{u,p}$. Une grandeur importante est la longueur de chip² qui représente la distance parcourue par le signal radio pendant T_c :

$$L_c = c T_c \quad (3.44)$$

Pour que le retard de propagation varie d'un chip, l'utilisateur devra se déplacer de L_c mètres. Avec $f_c = 12 \times 1.2288$ Mcps (la plus haute fréquence possible), $L_c = 20m$. Un usager se déplaçant à des vitesses normales enregistrera donc une variation de retard d'au plus un chip par seconde. Les phénomènes concernant $T_{u,p}$ sont donc beaucoup plus lents que ceux concernant $\gamma_{u,p}$, qui ont une période temporelle de l'ordre de $\frac{1}{f_d}$.

Afin de tester les performances du système de poursuite des échos, nous allons modéliser les variations de $T_{u,p}$ de manière simple.

Considérons qu'un mobile se déplace sur une trajectoire rectiligne avec une vitesse v . Le chemin de propagation p comprend un certain nombre de réflexions sur des obstacles, dont nous avons un exemple en fig. 3.16 page suivante. Alors que le mobile suit la trajectoire décrite, la longueur des chemins 1, 2 et 3 varie selon $v \cos \alpha_i$, $i = (1, 2, 3)$. Par exemple, le chemin 3 raccourcit alors que le mobile s'éloigne de la base.

Connaissant v , nous choisirons donc pour chaque chemin de propagation un α au

chaotique. Rien ne permet de prévoir les instants des évanouissements, ni leur importance.

²Par analogie avec la longueur d'onde

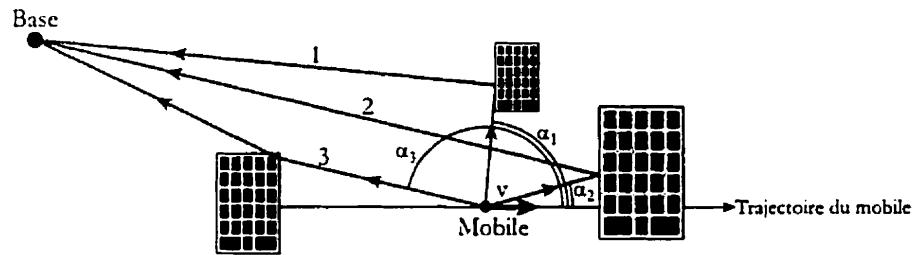


Figure 3.16 – Déplacement du mobile relativement à la base

hasard dans $[0, 2\pi[$ (puisque les obstacles sont répartis tout autour du mobile) pour obtenir :

$$\frac{\partial T_{u,p}}{\partial t} = v \cos \alpha \quad (3.45)$$

Lors de la simulation, le retard de l'écho concerné variera selon (3.45).

Nous disposons maintenant d'un modèle de canal assez réaliste. Dans le chapitre suivant, nous allons modéliser le fonctionnement du récepteur de Rake dans ce canal.

Chapitre 4

Récepteur de Rake et Interférence

La propagation multichemins et le fading qui en résulte, caractéristique du canal radiomobile, nécessitent l'utilisation d'un récepteur adapté : le récepteur de Rake. Celui-ci introduit une diversité temporelle en traitant séparément chaque écho du signal, ce qui permet d'exploiter la plus grande partie de l'énergie du signal reçu. Le premier récepteur de Rake, inventé en 1958, occupait un rack de trois mètres ; aujourd'hui on peut le réaliser sur un circuit intégré, ce qui permet de l'intégrer aux mobiles et aux bases d'un système cellulaire.

4.1 Principe du récepteur de Rake

Le récepteur de Rake est un assemblage de plusieurs corrélateurs CDMA, appelés *fingers*¹, chacun d'eux s'occupant de suivre un des échos du signal (fig. 4.1 page 80). Pour l'anecdote, on peut noter que le nom de *Rake* n'est pas celui de son inventeur mais bien une référence à l'outil de jardin...

Chaque finger doit inclure un mécanisme de poursuite pour rester synchronisé

¹ Il n'existe pas vraiment de traduction française pour les "fingers" : nous utiliserons donc le terme anglais dans la suite.

avec son écho, et un superviseur doit décider quand un finger doit arrêter de suivre un écho devenu trop faible et commencer à en chercher un autre.

4.1.1 Etude théorique dans les conditions idéales

Pour illustrer son fonctionnement, nous utiliserons un modèle très simple de canal multichemins où le signal reçu $r_u(t)$ concernant l'utilisateur u est :

$$r_u(t) = \sum_{p=1}^{N_{Pu}} \gamma_{u,p} s_u(t - T_{u,p}(t)) \quad (4.1)$$

Le signal total reçu étant :

$$r(t) = \eta(t) + \sum_{u=0}^{N_u-1} r_u(t) \quad (4.2)$$

en notant η le bruit thermique et N_u le nombre d'utilisateurs. N_{Pu} est le nombre d'échos distincts que l'on reçoit. Chaque finger effectue une corrélation du signal reçu avec la séquence PN c_u , décalée d'un temps $T_{u,p}$ (pour être synchronisé sur l'écho p) :

$$F_{u,p} = \int_{t=0}^{T_s} c_u(t - T_{u,p}) s(t) dt \quad (4.3)$$

avec T_s la durée d'un symbole, qui correspond à N_c chips. Dans la modélisation de canal utilisée, on suppose que chaque écho, donc chaque sortie de "finger", a une amplitude statistiquement indépendante des autres et une même puissance moyenne S_u . La loi de probabilité de $\gamma_{u,p}$ est de Rayleigh (voir sec. 3.19). Les propriétés d'intercorrélation des codes PN seront étudiées en détail au 4.2.3 ; supposons pour l'instant que la puissance de l'interférence en sortie de chaque finger est I et la puissance de

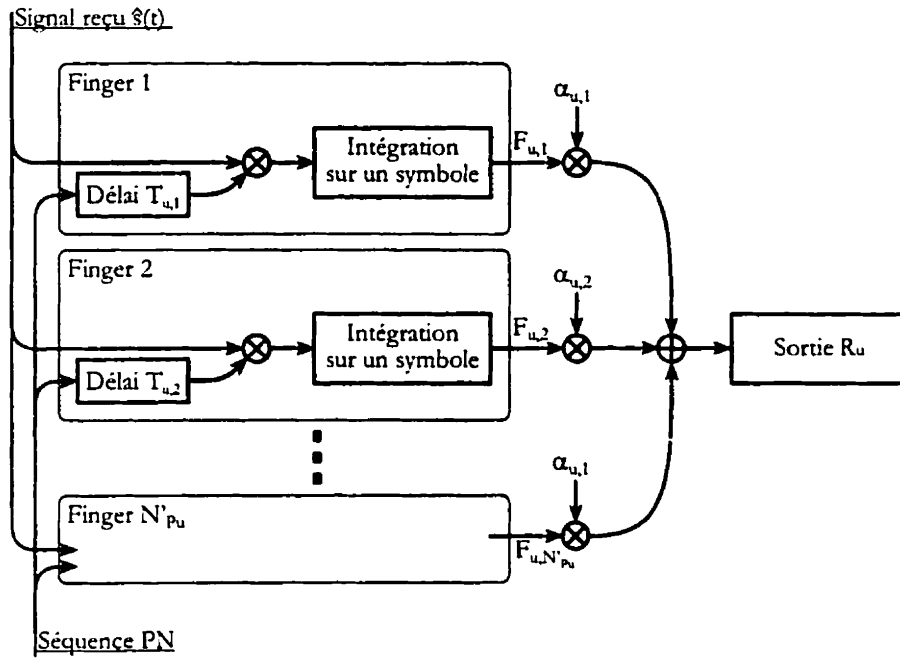


Figure 4.1 – Principe du récepteur de Rake

bruit N . Les sorties des fingers sont combinées suivant la loi :

$$R_u = \sum_{p=1}^{\hat{N}_{P_u}} \alpha_{u,p} F_{u,p} \quad (4.4)$$

$\hat{N}_{P_u}$ étant le nombre d'échos détectés par le récepteur ($\hat{N}_{P_u} \leq N_{P_u}$ car tous les échos ne sont pas forcément détectés).

4.1.2 Performances

Pour un récepteur non-Rake, avec un seul finger, le SINR (rapport signal sur bruit+interférence, qui caractérise les performances du système) en sortie est :

$$\text{SINR}_{u,1} = \frac{S_u}{I + N} \quad (4.5)$$

Le fait de capter séparément plusieurs copies décalées du signal introduit une *diversité temporelle* qui se comporte donc de la même façon qu'une diversité spatiale, qui a été étudiée en profondeur, par exemple dans [20]. Le point le plus important est le choix des coefficients $\alpha_{u,p}$. Il a été montré dans [20] que la réception optimale est assurée pour $\alpha_{u,p}$ proportionnel au rapport amplitude-sur-bruit moyen de chaque finger :

$$|\alpha_{u,p}| = |\gamma_{u,p}| \quad (4.6)$$

On suppose ici que I et N sont identiques pour chaque finger, donc que le rapport amplitude sur bruit est proportionnel à $|\gamma_{u,p}|$. Cette technique est connue sous le nom de *maximal ratio combining*.

Le déphasage de chaque écho doit être corrigé afin que l'addition des $F_{u,p}$ soit constructive, c'est pourquoi on prend :

$$\alpha_{u,p} = \gamma_{u,p}^* \quad (4.7)$$

Nous pouvons alors calculer le SINR en sortie en tenant compte des $\hat{N}_{P_u}$ échos reçus :

$$\text{SINR}_{u,\hat{N}_{P_u}} = \frac{(\hat{N}_{P_u})^2 S_u}{\hat{N}_{P_u}(I + N)} = \hat{N}_{P_u} \text{SINR}_{u,1} \quad (4.8)$$

Le récepteur de Rake a donc permis de multiplier le SINR d'un récepteur à un finger par le nombre d'échos reçus $\hat{N}_{P_u}$. On voit immédiatement l'intérêt du système !

De plus, la loi de probabilité de la puissance du signal en sortie n'est plus une loi

exponentielle (comme dans le cas de Rayleigh, section 3.3.2) mais une loi χ^2 :

$$p_{\text{SINR}_{u,\hat{N}_{P_u}}}(x) = \frac{x^{\hat{N}_{P_u}-1}}{(\hat{N}_{P_u}-1)! \text{SINR}_{u,1}^{\hat{N}_{P_u}}} \exp \frac{-x}{\text{SINR}_{u,1}} \quad (4.9)$$

Notons que les évanouissements du signal correspondent à ceux du SINR puisque la puissance du bruit et des interférences est constante. On remarque (fig. 4.2) qu'à partir de $\hat{N}_{P_u} \geq 2$, le SINR a beaucoup moins de chances d'être proche de 0 : il y aura donc moins d'évanouissements, et ceux-ci seront moins profonds, car le signal en sortie du récepteur de Rake ne disparaît que lorsque *tous* les fingers perdent simultanément de la puissance.

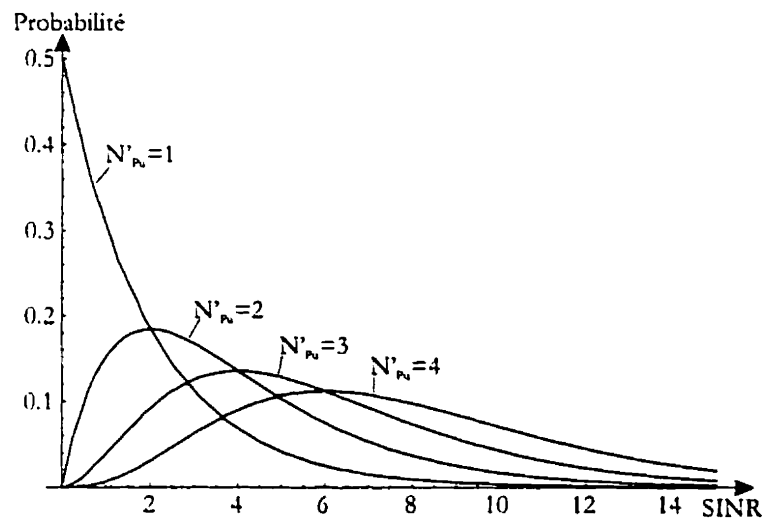


Figure 4.2 – Distribution de probabilité du SINR en sortie du récepteur

Les deux principaux avantages du récepteur de Rake sont donc :

- Augmentation du SINR puisque plus d'énergie utile est récupérée à travers plusieurs échos
- meilleure distribution de probabilité du SINR, avec moins d'évanouissements

Il est donc souhaitable d'avoir autant de fingers que le canal fournit d'échos.

Nous allons maintenant modéliser un récepteur de Rake réaliste tenant compte des propriétés du canal énoncées au ch. 3.

4.2 Propriétés des séquences PN en CDMA2000

Le récepteur de Rake que nous allons modéliser réalise l'étalement et le resserrement tels que décrits dans la norme CDMA2000 au ch. 2.

4.2.1 Echantillonnage des signaux

Le récepteur de Rake idéalisé tel que décrit à la section 4.1 fonctionne en temps continu, en supposant une synchronisation parfaite du récepteur avec le signal. Nous nous intéressons à une modélisation plus réaliste, reliée à l'implémentation du système qui est faite de manière numérique. Nous considérerons donc que le signal reçu $s(t)$ est numérisé après transposition en bande de base, avec une fréquence d'échantillonnage $f_e = N_e f_c$. Ceci représente un suréchantillonnage de N_e échantillons par chip du signal original. La fréquence minimale d'échantillonnage pour un tel signal d'une largeur de bande d'environ f_c serait, selon le critère de Nyquist, $2f_c$; cependant, afin d'étudier l'influence du facteur de suréchantillonnage sur les performances, nous laisserons N_e sous forme de paramètre.

Dans le but de simplifier l'écriture des équations, nous considérerons que tous les signaux numériques du système sont échantillonnés à la fréquence f_e et nous noterons, pour un signal x dont la fréquence d'échantillonnage est f_x :

- $x^0[n]$: signal original, à une fréquence d'échantillonnage f_x dépendant de sa nature (chip, symboles...)
- $x[n]$: signal suréchantillonné à une fréquence f_e , défini par :

$$x[n] = \begin{cases} x^0[n \frac{f_x}{f_e}] & \text{si } n \text{ multiple de } \frac{f_e}{f_x} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.10)$$

4.2.2 Codes PN et séquences de Walsh

Le code PN utilisé dans le système CDMA2000 est composé de trois codes, comme décrit à la section 2.1.4 : le Long Code (spécifique à un usager), le code PN_I et le code PN_Q (identiques pour tous les usagers). Nous noterons ce code complexe $c_u^0[n]$ selon l'usager u auquel il appartient :

$$c_u^0[n] = \text{LongCode}_u[n] \cdot (PN_I[n] + j PN_Q[n]) \quad (4.11)$$

Afin de multiplexer les cinq canaux de communication dont dispose chaque mobile, des codes orthogonaux de Walsh sont utilisés :

$$\begin{aligned} W_1^0 &= (+, +, +, +, +, +, +, +) \\ W_2^0 &= (+, +, +, +, -, -, -, -) \\ W_3^0 &= (+, +, -, -, +, +, -, -) \\ W_4^0 &= (+, -, +, -, +, -, +, -) \\ W_5^0 &= (+, -, -, +, +, -, -, +) \end{aligned} \quad \text{avec } \begin{cases} + \rightarrow +1 \\ - \rightarrow -1 \end{cases} \quad (4.12)$$

L'orthogonalité de ces séquences est exprimée par :

$$\forall c', c'' \in [[1, 5]], \quad c' \neq c'' \Rightarrow \sum_i W_{c'}^0[i] W_{c''}^0[i] = 0 \quad (4.13)$$

La numérotation des canaux est la suivante :

- 1 : Pilote
- 2 : Fondamental
- 3 : Supplémentaire 1
- 4 : Supplémentaire 2
- 5 : Accès

Nous pouvons alors définir un code pour chaque canal de chaque usager :

$$c_{u,c}^0[n] = \text{LongCode}_u[n] \cdot (\text{PN}_I[n] + j \text{PN}_Q[n]) \cdot W_c^0 \quad (4.14)$$

Le signal émis par le mobile peut donc s'exprimer par :

$$s_u[n] = \sum_{c=1}^5 c_{u,c}[n] d_{u,c}[n] \quad (4.15)$$

avec $d_{u,c}[n]$ les données transmises dans le canal c par l'utilisateur u .

Tout se passe comme si l'étalement et la réception étaient effectués avec ce code unique. La complexité de l'ensemble des trois codes et des séquences de Walsh est alors contenue dans $c_{u,c}^0$ dont nous allons maintenant étudier les propriétés de corrélation.

4.2.3 Propriétés de corrélation partielle des codes PN utilisés

Les propriétés de corrélation des codes PN ont été étudiées en détail dans la littérature, comme par exemple dans la thèse [15]. Cependant, l'accent est généralement mis sur une application totale de la séquence PN et non à une application partielle comme dans le cas du CDMA2000 (rappelons que la période du Long Code est $2^{42} - 1$: l'application à un symbole porte donc sur une durée minuscule comparée à la longueur totale du code). De plus, le code utilisé ici est complexe et composé de plusieurs codes. L'utilisation de séquences de Walsh à la fréquence du chip pour

orthogonaliser les canaux éloigne encore plus le signal d'un code PN «pur». Nous avons donc mis en place un générateur de code sur ordinateur afin d'étudier les codes CDMA2000. Le résultat de ces simulations est qu'ils se comportent comme des séquences purement aléatoires vis-à-vis de corrélations sur des longueurs faibles par rapport à la période du code (i.e. de l'ordre d'un symbole, voire quelques milliers de chips).

Soit $c[n]$ une séquence complexe aléatoire analogue à $c_{u,c}^0$ possédant les propriétés suivantes :

- les $c[n]$ sont des variables aléatoires
- pour tout n , $c[n]$ vaut $1 + j$, $1 - j$, $-1 + j$, $-1 - j$ de manière équiprobable ;
- $c[n]$ et $c[m]$ sont statistiquement indépendants si $m \neq n$.

Soit $B[n]$ une variable binômiale :

- les $B[n]$ sont des variables aléatoires
- pour tout n , $B[n]$ vaut 0 ou 1 de manière équiprobable ;
- $B[n]$ et $B[m]$ sont statistiquement indépendants si $m \neq n$.

On peut récrire la définition de c en fonction de deux variables B_1 et B_2 indépendantes :

$$c[n] = (2B_1[n] - 1) + j(2B_2[n] - 1) \quad (4.16)$$

Calculons l'autocorrélation de c sur une longueur L :

$$(c \times c)_L[n] \triangleq \sum_{k=1}^L c[k]c[k-n]^* \quad (4.17)$$

Pour $n = 0$, il vient immédiatement

$$(c \times c)_L[0] = 2L \quad (4.18)$$

Pour $n \neq 0$,

$$(c \times c)_L[n] = \sum_{k=1}^L c[k]c[k-n]^* \quad (4.19)$$

$$= \sum_{k=1}^L (\operatorname{Re} c[k] \operatorname{Re} c[k-n] + \operatorname{Im} c[k] \operatorname{Im} c[k-n]) \quad (4.20)$$

$$+ j (\operatorname{Re} c[k] \operatorname{Im} c[k-n] + \operatorname{Im} c[k] \operatorname{Re} c[k-n])$$

$$= \sum_{k=1}^L (B_1[k]B_1[k-n] + B_2[k]B_2[k-n]) \quad (4.21)$$

$$+ j \sum_{k=1}^L j (B_1[k]B_2[k-n] + B_2[k]B_1[k-n]) - L(1+j)$$

Le produit de deux variables binômiales indépendantes $B_1[k]B_1[k-n]$ étant statistiquement équivalent à une seule variable binômiale B , on en déduit que les parties réelles et complexes de $(c \times c)_L[n]$ s'expriment chacune comme sommes de variables binômiales B d'une longueur $2L$, dont les propriétés sont connues. De plus, l'indépendance des $B[n]$ entre elles implique que $(c \times c)_L[n]$ et $(c \times c)_L[m]$ sont indépendants pour $m \neq n$, et que les parties réelles et imaginaires de $(c \times c)$ sont indépendantes.

Notons $S[N]$ une somme de N variables binômiales B :

$$S[N] \triangleq \sum_{k=1}^N B[k] \quad (4.22)$$

on a :

$$p(S[N] = A) = \frac{\binom{N}{A}}{2^N} \text{ pour un entier } A \in [0, N] \quad (4.23)$$

alors,

$$(c \times c)_L[n] = S_{1,n}[2L] - L + j(S_{2,n}[2L] - L) \quad (4.24)$$

L'indice n exprimant l'indépendance des $(c \times c)_L[n]$ entre eux pour des n différents. On en déduit la loi de probabilité de $(c \times c)_L[n]$:

$$\begin{aligned} p(\operatorname{Re}(c \times c)_L[n] = 2r) &= \frac{\binom{2L}{L+r}}{2^{2L}} \text{ pour un entier } r \in [[-L, L]] \\ p(\operatorname{Im}(c \times c)_L[n] = 2i) &= \frac{\binom{2L}{L+i}}{2^{2L}} \text{ pour un entier } i \in [[-L, L]] \end{aligned} \quad (4.25)$$

Nous pouvons réutiliser les résultats de ce calcul pour deux codes différents $c_1[n]$ et $c_2[n]$ (intercorrélations) ; dans ce cas, quel que soit n ,

$$\begin{aligned} p(\operatorname{Re}(c_1 \times c_2)_L[n] = 2r) &= \frac{\binom{2L}{L+r}}{2^{2L}} \text{ pour un entier } r \in [[-L, L]] \\ p(\operatorname{Im}(c_1 \times c_2)_L[n] = 2i) &= \frac{\binom{2L}{L+i}}{2^{2L}} \text{ pour un entier } i \in [[-L, L]] \end{aligned} \quad (4.26)$$

L'indépendance statistique est encore vérifiée entre $(c_1 \times c_2)_L[n]$ pour des n différents (ou des codes différents).

Nous pouvons confirmer que les densités de probabilité de $(c \times c)_L[n]$ et $(c_1 \times c_2)_L[n]$ obtenues par ce calcul conviennent bien aux codes **CDMA2000** définis au 4.2.2 : la figure 4.3 page suivante présente sur une même courbe les densités de probabilités obtenues par calcul (à partir de 4.25) et par simulation (en calculant plusieurs millions de corrélations avec des décalages successifs sur des codes **CDMA2000** comme $c_{u,c}^0$).

La courbe représente $p(\text{Re}(c_1 \times c_2)_L[n] = 2r)$ en fonction de r pour n quelconque ; les cercles sont obtenus par calcul à partir de (4.26) et la courbe par simulation, en comptant le nombre d'occurrences de chaque valeur sur un très grand nombre d'essais.

La coïncidence des deux courbes est excellente, l'erreur quadratique moyenne est d'environ 0.25%. En considérant les probabilités bidimensionnelles $p(\text{Re}, \text{Im})$ pour les parties réelles et imaginaires de $(c_1 \times c_2)_L[n]$, l'erreur est toujours de 0.25%. Les résultats sont les mêmes en changeant les paramètres du code CDMA2000 pour simuler l'intervention de différents usagers, ainsi qu'avec différentes longueurs de corrélation, ce qui nous autorise à valider ce modèle :

Puisque les fonctions d'inter- et d'autocorrélation des codes CDMA2000 $c_{u,c}^0$ se comportent de la même manière que celles des séquences aléatoires vues plus haut, nous utiliserons donc des séquences aléatoires dans la suite de la modélisation.

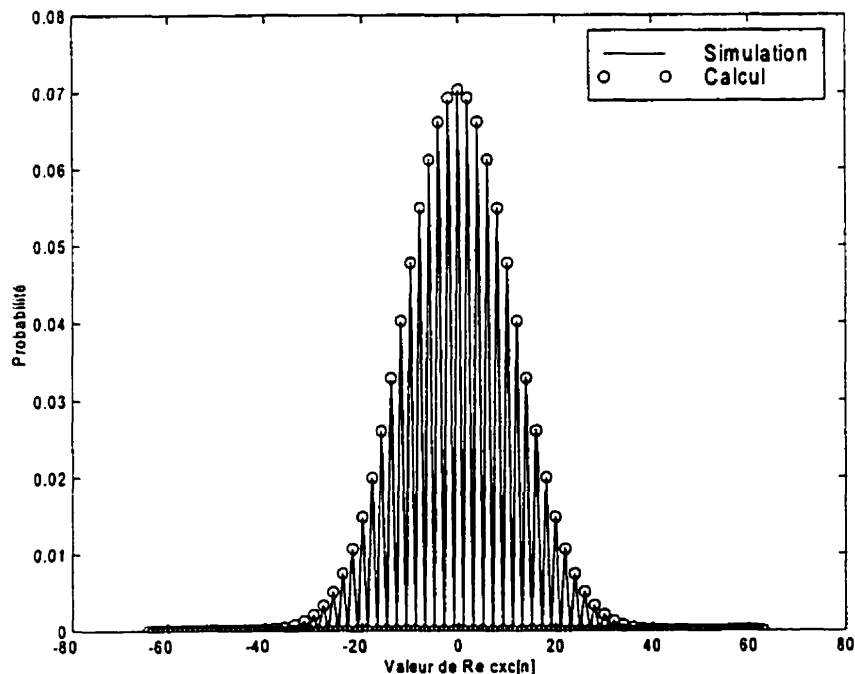


Figure 4.3 – Comparaison des codes CDMA2000 avec des séquences aléatoires

4.2.4 Approximation gaussienne

Les calculs d'interférences entre usagers que nous mènerons dans la suite nous amèneront à sommer de nombreuses corrélations de codes. En vertu du théorème de la limite centrale, nous approcherons ces sommes par des VA gaussiennes. Nous aurons besoin pour cela de la moyenne et de la variance de $(c_1 \times c_2)_L[n]$.

Lorsque l'on calcule l'autocorrélation d'un code avec un décalage nul, nous obtenons (4.18) :

$$\boxed{(c \times c)_L[0] = 2L} \quad (4.27)$$

Et nous avons vu qu'en raison de la nature aléatoire des codes, tous les autres cas d'intercorrélation et d'autocorrélation ($n \neq 0$) se résument à une somme de variables binômiales de longueur $2L$:

$$(c_1 \times c_2)_L[n] = S_{1,n}[2L] - L + j(S_{2,n}[2L] - L) \quad (4.28)$$

Nous pouvons alors exprimer la moyenne et la variance de $(c_1 \times c_2)_L[n]$, à partir de celles de la loi binômiale qui sont connues :

$$\begin{aligned} E[(c_1 \times c_2)_L[n]] &= 0 \\ E[\text{Re}^2(c_1 \times c_2)_L[n]] &= 2L \\ E[\text{Re}^2(c_1 \times c_2)_L[n]] &= 2L \end{aligned} \quad (4.29)$$

En notant $N(0, \sigma^2)$ une VA gaussienne centrée de variance σ^2 , on peut approcher :

$$\boxed{(c_1 \times c_2)_L[n] \approx N_1(0, 2L) + jN_2(0, 2L)} \quad (4.30)$$

4.2.5 Effet des séquences de Walsh

Appliquons ces résultats à $c_{u,c}^0$ défini par (4.14). Soient deux usagers u et u' , utilisant les canaux c et c' : leurs codes sont respectivement $c_{u,c}$ et $c_{u',c'}$ (4.14). Etudions la corrélation de ces codes, sur une longueur L .

Tableau 4.1 – Valeurs de corrélation des codes CDMA2000

Conditions	Valeur de $(c_{u,c} \times c_{u',c'})_L[n]$
$u = u', c = c', n = 0$	$2L$
$u = u', c \neq c', n = 0$	0 (à cause de l'orthogonalité (4.13) des séquences de Walsh de c et c')
$u = u', n \neq 0$	$N_1(0, 2L) + jN_2(0, 2L)$ puisque, lorsque $n \neq 0$, les séquences de Walsh n'interviennent plus
$u \neq u'$	$N_1(0, 2L) + jN_2(0, 2L)$

4.2.6 Codes suréchantillonnés

Nous allons maintenant tenir compte du suréchantillonnage appliqué lors de la conversion A/D au récepteur. La fréquence d'échantillonnage est $f_e = N_e f_c$. Nous allons donc définir une version suréchantillonnée (équ. (4.10)) du code $c_{u,c}^0$ défini à la section 4.2.2 :

$$c_{u,c}[k] = \begin{cases} c_{u,c}^0[\frac{k}{N_e}] & \text{si } k = 0 \text{ } (N_e)^2 \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.31)$$

Soient deux usagers u et u' , utilisant les canaux c et c' : leurs codes sont $c_{u,c}$ et $c_{u',c'}$. Etudions la corrélation de ces codes, sur une longueur $N_e L$.

$$(c_{u,c} \times c_{u',c'})_{N_e L}[n] = \sum_{k=1}^{N_e L} c_{u,c}[k] c_{u',c'}[k-n]^* \quad (4.32)$$

Nous obtenons :

- Si $n \neq 0$ (N_e), les termes non nuls des codes suréchantillonnés ne coïncident pas dans la somme (4.31), et

$$(c_{u,c} \times c_{u',c'})_{N_e L}[n] = 0 \quad (4.33)$$

- si $n = 0$ (N_e), on élimine les termes nuls de la somme (4.31), et

$$(c_{u,c} \times c_{u',c'})_{N_e L}[n] = (c_{u,c}^0 \times c_{u',c'}^0)_L[\frac{n}{N_e}] \quad (4.34)$$

et nous retrouvons tous les cas du tableau 4.1 page précédente

A partir des propriétés des séquences PN que nous venons d'énoncer, nous allons étudier l'interférence inter-usagers et le fonctionnement du récepteur de Rake.

4.3 Mise en équations du récepteur

4.3.1 Hypothèses

Nous ferons les suppositions suivantes :

- Indépendance des usagers ;
- Indépendance des échos de chaque usager, c'est-à-dire que les $\beta_{u,p}$ et $\tau_{u,p}$ sont indépendants. Cela est raisonnable, puisque les échos passent par des chemins physiquement différents.

4.3.2 Bases

Rappelons les points vus dans les chapitres précédents, que nous allons maintenant utiliser :

Le signal d'entrée dû à un usager $r_u[n]$, échantillonné à la fréquence $f_e = N_e f_c$, est selon (3.12) :

$$r_u[n] = (s_u * h_u)[n] \quad (4.35)$$

$$h_u[n] = A_u \sum_{p=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,p} h_0(nT_e - T_{u,p}) \quad (4.36)$$

En prenant en compte tous les N_u usagers et le bruit $\eta[n]$, nous obtenons le signal global

$$r[n] = \eta[n] + \sum_{u=0}^{N_u-1} (s_u * h_u)[n] \quad (4.37)$$

avec N_{P_u} le nombre d'échos pour l'utilisateur u et $\hat{N}_{P_u}$ le nombre d'échos détectés. Le signal émis par l'utilisateur u est, en tenant compte des 5 canaux et de leurs gains respectifs $G_{u,c}$, est :

$$s_u[n] = \sum_{c=1}^5 G_{u,c} c_{u,c}[n] d_{u,c}[n] \quad (4.38)$$

Au 4.1, nous avons considéré que le récepteur connaissait parfaitement les paramètres du canal. Dans la réalité, ils sont estimés à partir du signal reçu, et l'estimation peut contenir des erreurs. Nous allons donc ajouter au modèle de récepteur de Rake de [20] la prise en compte de l'estimation du canal. On pourra trouver dans la littérature des études voisines comme [18], [1], ou [12]. En rappelant que $\gamma_{u,p} = \beta_{u,p} e^{-j\omega_0 T_{u,p}}$, nous noterons $\hat{\gamma}_{u,p}$ l'estimation de $\gamma_{u,p}$, et $\varepsilon_{\gamma_{u,p}}$ l'erreur d'estimation :

$$\hat{\gamma}_{u,p} \triangleq \gamma_{u,p} + \varepsilon_{\gamma_{u,p}} \quad (4.39)$$

L'estimation $\hat{T}_{u,p}$ de $T_{u,p}$ est quantifiée en un nombre d'échantillons $\theta_{u,p}$: en notant $\lfloor x \rfloor$ l'entier le plus proche de x , nous définissons :

$$\hat{\theta}_{u,p} = \lfloor \frac{\hat{T}_{u,p}}{T_e} \rfloor \quad (4.40)$$

$\varepsilon_{T_{u,p}}$ caractérise l'erreur d'estimation et de quantification sur $T_{u,p}$:

$$\hat{\theta}_{u,p} \triangleq \frac{T_{u,p} + \varepsilon_{T_{u,p}}}{T_e} \quad (4.41)$$

Nous supposons que les erreurs d'estimations $\varepsilon_{\gamma_{u,p}}$ sont des VA gaussiennes centrées complexes (de la même nature que $\beta_{u,p}$ défini au (3.19)), et que les $\varepsilon_{T_{u,p}}$ sont gaussiennes centrées réelles.

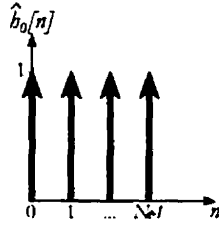
Comme nous l'avons vu à la section 3.3.2, $\text{Re } \gamma_{u,p}$ et $\text{Im } \gamma_{u,p}$ sont indépendants, donc par (4.39), $\text{Re } \hat{\gamma}_{u,p}$ et $\text{Im } \hat{\gamma}_{u,p}$ sont indépendants.

4.3.3 Définition d'un Finger

Considérons la réception à la base du signal de l'utilisateur $u' = 0$, canal c' . Le récepteur de Rake comprendra $\hat{N}_{P0}$ fingers, ce qui correspond au nombre d'échos détectés pour l'utilisateur 0. Le code qui sera utilisé dans les corrélateurs est $c_{0,c'}$ puisque nous visons le canal c' .

Nous pouvons alors nous demander si le signal reçu doit être corrélé directement avec le code $c_{u,c}$, ou avec $h_0 * c_{u,c}$, ce qui prend en compte la réponse impulsionnelle du canal pour un écho. Nous définirons donc $\hat{h}_0$ comme la réponse "estimée" pour un écho, et nous calculerons la corrélation avec $\hat{h}_0 * c_{u,c}$. $\hat{h}_0$ est réelle. On peut choisir par exemple $\hat{h}_0$ telle que sur la fig. 4.4 page suivante, ce qui correspond à la définition habituelle ; on pourrait aussi prendre $\hat{h}_0[n] = h_0(nT_e)$ ou $\hat{h}_0[n] = \delta[n]$.

La longueur de corrélation correspond au nombre de chips par symbole dans le

Figure 4.4 – Exemple pour $\hat{h}_0$

canal $\mathcal{C}'$: $K_{0,\mathcal{C}'}^0$ chips. Cela correspond à $K_{0,\mathcal{C}'} = N_e K_{0,\mathcal{C}'}^0$ échantillons.

Appelons $R_{\mathcal{C}',p}$ la sortie du finger réalisant la corrélation synchronisée avec l'écho p :

$$R_{\mathcal{C}',p} \triangleq \frac{1}{K_{0,\mathcal{C}'}} \operatorname{Re} \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{k=0}^{K_{0,\mathcal{C}'}-1} c_{0,\mathcal{C}'}^*[k] \left(\hat{h}_0 * s \right) [k - \hat{\theta}_{0,p}] \right) \quad (4.42)$$

Nous divisons par $K_{0,\mathcal{C}'}$ afin que l'amplitude de $R_{\mathcal{C}',p}$ ne varie pas lorsque la longueur de corrélation change. Il sera plus facile ainsi d'étudier l'influence de cette longueur.

D'autre part, nous nous intéressons à la réception du symbole $d_{0,\mathcal{C}'}[0]$ émis au temps 0 par le mobile : c'est pourquoi la corrélation porte sur les chips $c_{0,\mathcal{C}'}[0]$ à $c_{0,\mathcal{C}'}[K_{0,\mathcal{C}'} - 1]$. Ceci est fait sans perte de généralité et simplifie les notations.

La sortie du récepteur de Rake étant simplement la somme des fingers :

$$R_{\mathcal{C}'} \triangleq \sum_{p=1}^{\hat{N}_{p0}} R_{\mathcal{C}',p} \quad (4.43)$$

En développant le signal reçu $r = \eta + \sum_u r_u$, nous pouvons séparer $R_{\mathcal{C}',p}$ en bruit

$\eta_{c',p}$ et en signal utile plus interférence $F_{c',p}$:

$$R_{c',p} = F_{c',p} + \eta_{c',p} \quad (4.44)$$

$$\eta_{c',p} = \frac{1}{K_{0,c'}} \operatorname{Re} \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{k=0}^{K_{0,c'}-1} c_{0,c'}^*[k] \left(\hat{h}_0 * \eta \right) [k - \hat{\theta}_{0,p}] \right) \quad (4.45)$$

$$F_{c',p} = \frac{1}{K_{0,c'}} \operatorname{Re} \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{k=0}^{K_{0,c'}-1} c_{0,c'}^*[k] \left(\hat{h}_0 * \sum_{u=0}^{N_u-1} (h_u * s_u) \right) [k - \hat{\theta}_{0,p}] \right) \quad (4.46)$$

Nous ferons toute l'étude en supposant les $\gamma_{0,p}$ et $T_{0,p}$ connus (ainsi que leurs estimations) pour le chemin p considéré, ce qui donnera une expression de la valeur instantanée du bruit et de l'interférence en fonction de ces variables (espérances conditionnelles). Puis, nous utiliserons les propriétés statistiques des $\gamma_{0,p}$ et $T_{0,p}$ pour calculer les valeurs moyennes de bruit et d'interférence.

Nous allons commencer par étudier le bruit $\eta_{c',p}$.

4.4 Etude du bruit

Tous les signaux intervenant dans (4.45) sont de moyenne nulle et on déduit aisément $E[\eta_{c',p}] = 0$. Calculons maintenant la variance $E[\eta_{c',p}^2]$ du bruit.

$$\eta_{c',p} = \frac{1}{K_{0,c'}} \operatorname{Re} \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{k=0}^{K_{0,c'}-1} c_{0,c'}^*[k] \left(\hat{h}_0 * \eta \right) [k - \hat{\theta}_{0,p}] \right) \quad (4.47)$$

Tout d'abord, supprimons les termes pour lesquels $c_{u,c}[k] = 0$ à cause du suréchantillon-

nage du code, et notons $\Sigma_{\mathcal{C},p}$ la somme dans (4.48) :

$$\eta_{\mathcal{C},p} = \frac{1}{K_{0,\mathcal{C}}} \operatorname{Re} \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \underbrace{\sum_{k=0}^{K_{0,\mathcal{C}}^0-1} c_{0,\mathcal{C}}^{0*}[k] (\hat{h}_0 * \eta) [N_e k - \hat{\theta}_{0,p}]}_{\Sigma_{\mathcal{C},p}} \right) \quad (4.48)$$

Alors,

$$\mathbb{E} [\eta_{\mathcal{C},p}^2] = \frac{1}{K_{0,\mathcal{C}}^2} \mathbb{E} [(\operatorname{Re} \hat{\gamma}_{0,p} \operatorname{Re} \Sigma_{\mathcal{C},p} + \operatorname{Im} \hat{\gamma}_{0,p} \operatorname{Im} \Sigma_{\mathcal{C},p})^2] \quad (4.49)$$

On peut démontrer l'indépendance de $\operatorname{Re} \Sigma_{\mathcal{C},p}$ et $\operatorname{Im} \Sigma_{\mathcal{C},p}$ à partir de celle de $\operatorname{Re} c_{u,c}^0$ et $\operatorname{Im} c_{u,c}^0$, et on a vu que l'on supposait pour l'instant que $\hat{\gamma}_{0,p}$ était connu, ce qui entraîne :

$$\mathbb{E} [\eta_{\mathcal{C},p}^2] = \frac{1}{K_{0,\mathcal{C}}^2} (\operatorname{Re}^2 \hat{\gamma}_{0,p} \mathbb{E} [\operatorname{Re}^2 \Sigma_{\mathcal{C},p}] + \operatorname{Im}^2 \hat{\gamma}_{0,p} \mathbb{E} [\operatorname{Im}^2 \Sigma_{\mathcal{C},p}]) \quad (4.50)$$

Nous allons donc étudier les propriétés de $\Sigma_{\mathcal{C},p}$. D'abord, on utilise les propriétés statistiques des $c_{u,c}^0$ vues au 4.2.3 : en notant X une VA complexe,

$$\begin{aligned} \mathbb{E} [\operatorname{Re}^2(c_{u,c}^{0*} X)] &= \mathbb{E} [(\operatorname{Re} c_{u,c}^{0*} \operatorname{Re} X - \operatorname{Im} c_{u,c}^{0*} \operatorname{Im} X)^2] \\ &= \mathbb{E} [\operatorname{Re}^2 c_{u,c}^{0*} \operatorname{Re}^2 X] + \mathbb{E} [\operatorname{Im}^2 c_{u,c}^{0*} \operatorname{Im}^2 X] \\ &= \mathbb{E} [|X|^2] \text{ car } c_{u,c}^0 = \pm 1 \pm j \end{aligned} \quad (4.51a)$$

et, de même,

$$\mathbb{E} [\operatorname{Im}^2(c_{u,c}^{0*} X)] = \mathbb{E} [|X|^2] \quad (4.51b)$$

Alors, en utilisant l'indépendance des $c_{u,c}^0[k]$ pour différents k , puis (4.51) dans la

somme $\sum_{c',p}$, nous obtenons :

$$E [\text{Re}^2 \Sigma_{c',p}] = E [\text{Im}^2 \Sigma_{c',p}] = \sum_{k=0}^{K_{0,c'}^0-1} E \left[\left| (\hat{h}_0 * \eta) [N_e k - \hat{\theta}_{0,p}] \right|^2 \right] \quad (4.52)$$

et, par (4.50) :

$$E [\eta_{c',p}^2] = \frac{|\hat{\gamma}_{0,p}|^2}{K_{0,c'}^2} \sum_{k=0}^{K_{0,c'}^0-1} E \left[\left| (\hat{h}_0 * \eta) [N_e k - \hat{\theta}_{0,p}] \right|^2 \right] \quad (4.53)$$

Le bruit $\eta[k]$ est supposé stationnaire, c'est-à-dire que ses propriétés sont identiques pour tout k . Sa corrélation avec $\hat{h}_0$ ne change pas cette propriété : tous les membres de la somme dans (4.53) sont donc égaux, et on peut aussi éliminer $\hat{\theta}_{0,p}$:

$$E [\eta_{c',p}^2] = \frac{K_{0,c'}^0 |\hat{\gamma}_{0,p}|^2}{K_{0,c'}^2} E \left[\left| \hat{h}_0 * \eta \right|^2 \right] \quad (4.54)$$

Le problème pour calculer ceci vient du fait que η n'est pas un bruit blanc : étant passé par les filtres du récepteur, sa largeur de bande est de l'ordre de f_c , et on peut s'attendre à une corrélation des échantillons successifs puisque nous travaillons à une fréquence d'échantillonnage supérieure à f_c . La puissance du bruit est $N_{0f} f_c$, en prenant N_{0f} comme densité spectrale de bruit. La transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation est donc (rappelons qu'il s'agit d'un signal échantillonné à la fréquence $f_e = N_e f_c$) :

$$R_\eta(\nu) = \begin{cases} 2N_{0f} f_e & \text{pour } |\nu| \leq \frac{f_e}{2f_c} \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.55)$$

Calculons la fonction d'autocorrélation de η , $R_\eta[n]$, en temps discret, par trans-

formée de Fourier inverse :

$$R_\eta[n] = \frac{1}{2} \int_{\nu=-\frac{1}{2}}^{\nu=\frac{1}{2}} R_\eta(\nu) e^{2j\pi\nu n} d\nu \quad (4.56)$$

$$= N_0 f_e \int_{\nu=-\frac{f_e}{2f_c}}^{\nu=\frac{f_e}{2f_c}} e^{2j\pi\nu n} d\nu \quad (4.57)$$

$$= N_0 f_e \left[\frac{e^{2j\pi\nu n}}{2j\pi n} \right]_{\nu=-\frac{f_e}{2f_c}}^{\nu=\frac{f_e}{2f_c}} \quad (4.58)$$

$$= N_0 f_e \frac{\sin \pi \frac{f_e}{f_c} n}{\pi n} \quad (4.59)$$

$$= N_0 f_c \operatorname{sinc} \left(\pi \frac{f_c}{f_e} n \right) \quad (4.60)$$

$$= N_0 f_c \operatorname{sinc} \left(\frac{\pi n}{N_e} \right) \quad (4.61)$$

avec $\operatorname{sinc} x = \frac{\sin x}{x}$. Notons que $R_\eta[0] = N_0 f_c$ ce qui correspond bien à la puissance du bruit. Calculons maintenant $E \left[\left| \hat{h}_0 * \eta \right|^2 \right]$ en utilisant le fait que $R_\eta[n] = E_n [\eta[n] \eta^*[n-k]]$.

$$E \left[\left| \hat{h}_0 * \eta \right|^2 \right] = E_n \left[\sum_k \left| \hat{h}_0[k] \eta[n-k] \right|^2 \right] \quad (4.62)$$

$$= E_n \left[\left(\sum_k \hat{h}_0[k] \eta[n-k] \right) \left(\sum_l \hat{h}_0[l] \eta[n-l] \right)^* \right] \quad (4.63)$$

$$= E_n \left[\sum_k \sum_l \hat{h}_0[k] \hat{h}_0[l] \eta[n-k] \eta^*[n-l] \right] \quad (4.64)$$

$$= \sum_k \sum_l \hat{h}_0[k] \hat{h}_0[l] R_\eta[k-l] \quad (4.65)$$

$$= N_0 f_c \sum_k \sum_l \hat{h}_0[k] \hat{h}_0[l] \operatorname{sinc} \left(\frac{\pi(k-l)}{N_e} \right) \quad (4.66)$$

Et nous avons finalement la variance du bruit dans le signal d'un finger :

$$\boxed{E[|\eta_{c,p}|^2] = \frac{1}{K_{0,c}^0} |\hat{\gamma}_{0,p}|^2 N_{0f} f_c K_\eta} \quad (4.67)$$

avec :

$$K_\eta = \frac{1}{N_e^2} \sum_k \sum_l \hat{h}_0[k] \hat{h}_0[l] \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi(k-l)}{N_e}\right) \quad (4.68)$$

Les équations (4.67) et (4.68) montrent que deux facteurs influencent la variance du bruit :

- Elle est inversement proportionnelle à la longueur de corrélation $K_{0,c}^0$ utilisée, donc au facteur d'étalement. Plus on étale le signal, meilleure sera la performance. C'est une des caractéristiques du CDMA.

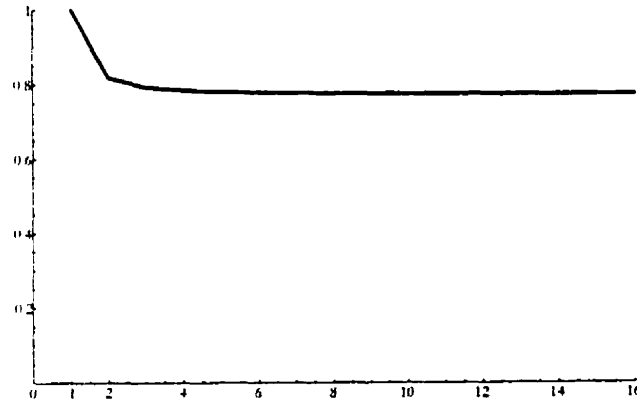


Figure 4.5 – Variation de K_η en fonction de N_e

- La fréquence d'échantillonnage intervient à travers K_η , comme le montre la fig. 4.5. Cette courbe a été tracée en prenant $\hat{h}_0$ telle que définie par la fig. 4.4, p. 95. Pour $N_e = 1$, $K_\eta = 1$ par définition ; et en augmentant N_e , nous observons une diminution de K_η aboutissant à une variance de bruit 1.1dB plus faible pour $N_e \geq 2$. Le gain n'est pas miraculeux, mais nous voyons qu'il ne sert à

rien de suréchantillonner au-delà de 2 du point de vue de la réduction du bruit. Cela limitera donc la complexité de l'implémentation.

4.5 Signal utile et interférences

Nous allons maintenant analyser le signal généré par un finger. Rappelons son expression (4.46) :

$$F_{c',p} = \frac{1}{K_{0,c'}} \operatorname{Re} \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{k=0}^{K_{0,c'}-1} c_{0,c'}^*[k] \left(\hat{h}_0 * \sum_{u=0}^{N_u-1} (h_u * s_u) \right) [k - \hat{\theta}_{0,p}] \right) \quad (4.69)$$

Substituons $h_u[n]$ et $s_u[n]$ par leurs valeurs, et réorganisons les sommes de manière à faire apparaître la corrélation des codes $c_{u,c}$ et $c_{0,c'}$:

$$r_u[n] = (s_u * h_u)[n] \quad (4.70)$$

$$h_u[n] = A_u \sum_{p=1}^{N_{Pu}} \gamma_{u,p} h_0(nT_e - T_{u,p}) \quad (4.71)$$

Tenons aussi compte du fait que $c_{u,c} = 0$ pour tout n non multiple de N_e , ce qui permet de passer de $K_{0,c'}$ à $K_{0,c'}^0$ termes dans la somme :

$$F_{c',p} = \frac{1}{K_{0,c'}} \operatorname{Re} \left[\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{u=0}^{N_u-1} A_u \sum_{c=1}^5 G_{u,c} \sum_{q=1}^{N_{Pu}} \gamma_{u,q} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{k=0}^{K_{0,c'}^0-1} c_{0,c'}^{0*}[k] c_{u,c}^0[k-n] d_{u,c}^0[k-n] \right) \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \hat{h}_0[l - \hat{\theta}_{0,p}] h_0(nT_e - lT_e - T_{u,q}) \right] \quad (4.72)$$

Deux termes apparaissent dans l'expression (4.72) ; notons :

- $\Delta_{0,c',u,c}[n]$ la corrélation entre le code $c_{0,c'}^0$ utilisé à la réception et les données $d_{u,c}^0$ étalées par le code $c_{u,c}^0$ lors de l'émission par le canal c de l'utilisateur u :

$$\Delta_{0,c',u,c}[n] = \frac{1}{2K_{0,c'}^0} \sum_{k=0}^{K_{0,c'}^0-1} c_{0,c'}^{0*}[k] c_{u,c}^0[k-n] d_{u,c}^0[k-n] \quad (4.73)$$

n exprime le décalage entre le code utilisé à l'émission et celui de la réception, en chips. Pour $n = 0$, les deux codes sont synchronisés.

- Notons $H(\tau)$ la corrélation entre $\hat{h}_0$ et h_0 :

$$H(\tau) = \frac{1}{N_e} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \hat{h}_0[l] h_0(\tau - lT_e) \quad (4.74)$$

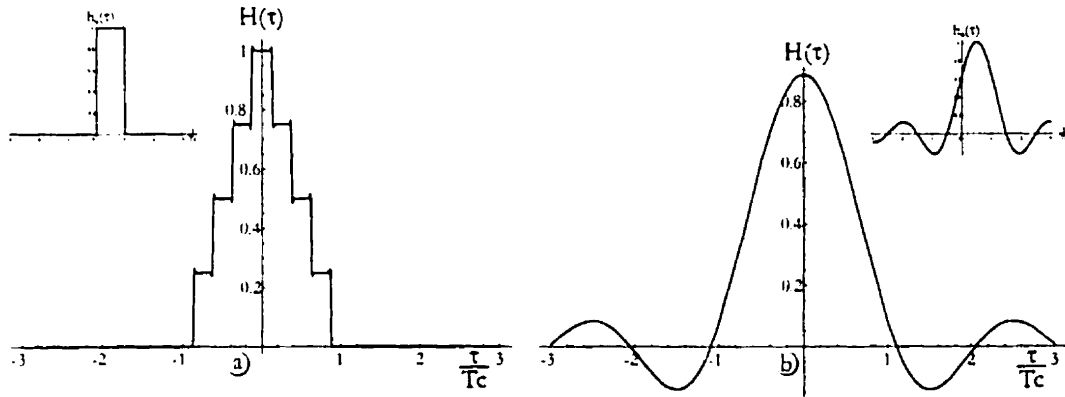


Figure 4.6 - $H(\tau)$ pour deux $h_0(t)$ différents

En choisissant $\hat{h}_0[n]$ comme à la fig. 4.4 page 95, $h_0(t)$ comme une simple impulsion carrée de longueur T_c et $N_e = 4$, nous obtenons le $H(\tau)$ de la figure 4.6a. Avec $h_0(t)$ en filtre passe-bas ($h_0(t) = \frac{\sin \pi f_c t}{\pi \sqrt{f_c t}}$, voir section 3.2), nous obtenons le $H(\tau)$ de la fig. 4.6b. Nous choisirons pour la simulation cette dernière possibilité, qui se rapproche le plus du canal réel.

Remarquons que $H(\tau)$ est non nul pour $|\tau| \leq T_c$ dans le cas de la fig. 4.6a, et que les débordements en dehors de $|\tau| \leq T_c$ sont faibles dans le cas 4.6b : le canal permet de résoudre deux échos distants d'un chip au minimum, c'est ce que nous avons supposé.

Réécrivons (4.72) en incorporant (4.73) et (4.74) :

$$F_{c',p} = 2\text{Re} \left[\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{u=0}^{N_u-1} A_u \sum_{c=1}^5 G_{u,c} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Delta_{0,c',u,c}[n] \sum_{q=1}^{N_{p_u}} \gamma_{u,q} H(nT_c + \hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{u,q}) \right] \quad (4.75)$$

Nous aurons besoin des propriétés de $\Delta_{0,c',u,c}[n]$ qui proviennent simplement des propriétés des codes PN étudiées à la section 4.2.3. Etudions les différents cas possibles :

- $u = 0, c = c', n = 0$: c'est le cas où les deux codes coïncident parfaitement. $d_{u,c}$ est constant sur toute la somme puisque, à $n = 0$, celle-ci comprend un symbole entier. Nous avons alors le résultat de $(c_{u,c} \times c_{u,c})_{K_{0,c'}}^0[0]$:

$$\Delta_{0,c',0,c}[0] = d_{u,c}^0[0] \quad (4.76)$$

- $u = 0, c \neq c', n = 0$: les deux codes sont synchronisés mais les canaux ne correspondent pas. Dans ce cas, les séquences de Walsh qui orthogonalisent les canaux donnent une somme nulle :

$$\Delta_{0,c',0,c}[0] = 0 \quad (4.77)$$

- $u = 0, n \neq 0, c$ et c' indifférents : lorsque le décalage est non nul, nous avons vu au 4.2.3 que la corrélation se comportait comme celle de séquences pure-

ment aléatoires. Le numéro du canal n'a donc plus d'importance, de même que l'emplacement de la frontière entre les symboles : $c_{u,c}^0$ et $c_{u,c}^0 d_{u,c}^0$ ont les mêmes propriétés de corrélation vis-à-vis d'une séquence aléatoire indépendante. On peut alors d'après (4.29) assimiler Δ à une VA gaussienne complexe centrée dont les parties réelles et imaginaires ont une variance de $\frac{1}{2K_{0,c}^0}$:

$$\Delta_{0,c',0,c}[n] \approx \Gamma(0, \frac{1}{2K_{0,c'}^0}) = N_1(0, \frac{1}{2K_{0,c'}^0}) + jN_2(0, \frac{1}{2K_{0,c'}^0}) \quad (4.78)$$

- $u \neq 0$: Les codes de deux usagers différents sont indépendants dans tous les cas, et de même que ci-dessus, pour tout n :

$$\Delta_{0,c',u,c}[n] \approx \Gamma(0, \frac{1}{2K_{0,c'}^0}) \quad (4.79)$$

Nous allons maintenant étudier chacun des termes contenus dans $F_{c',p}$: signal utile, et divers termes d'interférences.

4.5.1 Signal utile

L'amplitude du signal de données que l'on cherche à décoder est l'espérance de $F_{c',p}$. Le seul terme non nul de (4.75) correspond à $u = 0$, $c = c'$, $n = 0$ (récepteur synchronisé avec le signal à recevoir, pour avoir Δ non nul)

$$E[F_{c',p}] = 2G_{0,c'}d_{0,c'}A_0 \sum_{q=1}^{N_{Pu}} E \left[\text{Re}(\gamma_{0,p}\gamma_{0,p}) H(\hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{0,p}) \right] \quad (4.80)$$

Nous avons supposé à la section 3.3.3 que les échos étaient *distincts*. Dans ce cas, un finger ne peut recevoir de signal utile que de la part de l'écho qu'il vise, car le signal des autres échos est décalé d'un chip au moins, donc il se comporte comme de

l'interférence. La seule espérance non nulle apparaîtra donc pour $q = p$:

$$E[F_{\mathcal{C},p}] = 2G_{0,\mathcal{C}}d_{0,\mathcal{C}}A_0 \operatorname{Re}(\gamma_{0,p}\hat{\gamma}_{0,p}) H(\hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{0,p}) \quad (4.81)$$

$$\boxed{E[F_{\mathcal{C},p}] = 2G_{0,\mathcal{C}}d_{0,\mathcal{C}}A_0 \operatorname{Re}(\gamma_{0,p}\hat{\gamma}_{0,p}) H(\varepsilon_{T_{0,p}})} \quad (4.82)$$

Rappelons que cette espérance est conditionnelle (sachant $\gamma_{0,p}, \hat{\gamma}_{0,p}, T_{0,p}, \hat{\theta}_{0,p}$ pour $p = 1 \dots \hat{N}_{P0}$).

Le récepteur de Rake effectue la somme de tous les fingers (4.43) et le signal utile en sortie est :

$$\boxed{E[R_{\mathcal{C}}] = 2G_{0,\mathcal{C}}d_{0,\mathcal{C}}A_0 \sum_{p=1}^{\hat{N}_{P0}} \operatorname{Re}(\gamma_{0,p}\hat{\gamma}_{0,p}) H(\varepsilon_{T_{0,p}})} \quad (4.83)$$

4.5.2 Expression générale de l'interférence

Nous allons, comme énoncé à la section 4.2.4, modéliser l'interférence par un bruit gaussien. Sa moyenne est nulle, et nous devons calculer sa variance, qui est donc la variance de $F_{\mathcal{C},p}$:

$$F_{\mathcal{C},p} = E[F_{\mathcal{C},p}] + \underbrace{N(0, \sigma_{I_{\mathcal{C},p}}^2)}_{\text{Interférence}} \quad (4.84)$$

Exprimons $\sigma_{I_{c',p}}^2$:

$$\sigma_{I_{c',p}}^2 = E[F_{c',p}^2] - E[F_{c',p}]^2 \quad (4.85)$$

$$= E \left[4 \operatorname{Re}^2 \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{u=0}^{N_u-1} A_u \sum_{c=1}^5 G_{u,c} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Delta_{0,c',u,c}[n] \right. \right. \\ \left. \left. \sum_{q=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,q} H(nT_c + \hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{u,q}) \right) \right] - E[F_{c',p}]^2 \quad (4.86)$$

Les signaux de tous les usagers sont portés par des codes différents, et donc décorrélés. Nous pouvons exprimer la variance comme une somme de variances dues à chaque usager :

$$\sigma_{I_{c',p}}^2 = \sum_{u=0}^{N_u-1} 4A_u^2 E \left[\operatorname{Re}^2 \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{c=1}^5 G_{u,c} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Delta_{0,c',u,c}[n] \right. \right. \\ \left. \left. \sum_{q=1}^{N_{P_u}} \gamma_{u,q} H(nT_c + \hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{u,q}) \right) \right] - E[F_{c',p}]^2 \quad (4.87)$$

Séparons plusieurs cas suivant les valeurs de u, c et q .

Interférences provenant des autres usagers

Les termes de la somme (4.87) où $u \neq 0$ expriment les interférences provenant d'usagers autres que celui que l'on cherche à recevoir. Notons $\sigma_{I_u}^2$ la variance de l'interférence provenant de l'usager u . Nous savons aussi que, pour $u \neq 0$, $\Delta_{0,c',u,c}[n] \approx \Gamma_n(0, \frac{1}{2K_{0,c'}})$ (voir section 4.2.4). De plus, nous noterons :

$$P_u = A_u^2 \sum_{c=1}^5 G_{u,c}^2 \quad (4.88)$$

P_u représente une mesure de la puissance totale reçue à la base, provenant de

l'utilisateur u . En tenant compte aussi de l'indépendance entre les γ et les T , nous obtenons :

$$\sigma_{1u,p}^2 = \frac{2P_u}{K_{0,c'}^0} \sum_{q=1}^{N_{P_u}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} E \left[|\hat{\gamma}_{0,p}^* \gamma_{u,q}|^2 \right] E \left[H^2(nT_c + \hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{u,q}) \right] \quad (4.89)$$

$$= \frac{2P_u}{K_{0,c'}^0} \sum_{q=1}^{N_{P_u}} E \left[|\hat{\gamma}_{0,p}^* \gamma_{u,q}|^2 \right] E \left[H \left(\hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{u,q} \right) \right] \quad (4.90)$$

En faisant apparaître :

$$H(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H^2(nT_c - t) \quad (4.91)$$

H est tracée en fig. 4.7 :

- fig. 4.7a : $h_0(t)$ est une impulsion de longueur T_c et $\hat{h}_0[n]$ est telle que décrite en fig. 4.4 page 95. $N_e = 8$;
- fig. 4.7b : idem, avec $h_0(t) = \frac{\sin \pi f_c t}{\pi \sqrt{f_c t}}$ (modèle réaliste de canal, voir 3.2 page 58).

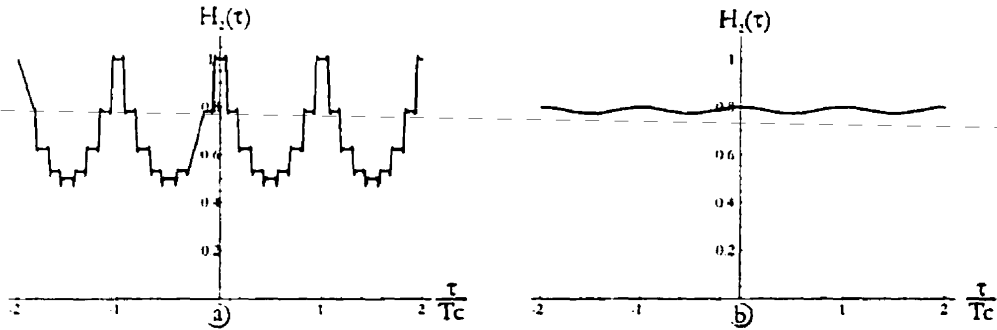


Figure 4.7 – $H(t)$ pour deux $h_0(t)$ différents

Remarquons que H est T_c -périodique. $T_{u,q}$ et $\hat{\theta}_{0,p}T_e$ sont indépendants puisqu'ils ne concernent pas le même usager. Leur différence peut donc prendre n'importe quelle valeur. En raison de la périodicité de H , $E \left[H \left(\hat{\theta}_{0,p}T_e - T_{u,q} \right) \right]$ correspond à la moyenne

de H sur une période :

$$\mathbb{E} \left[H \left(\hat{\theta}_{0,p} T_e - T_{u,q} \right) \right] = \mathbb{E} [H] \quad (4.92)$$

De plus, nous avons supposé (éq. 3.17) que $\sum_{q=1}^{N_{Pu}} \mathbb{E} [|\gamma_{u,q}|^2] = 1$ (c'est l'atténuation à grande échelle qui modélise les pertes de propagation). Alors,

$$\sigma_{I_{u,p}}^2 = \frac{2P_u}{K_{0,c'}^0} |\hat{\gamma}_{0,p}|^2 \mathbb{E} [H] \quad (4.93)$$

Interférences de l'utilisateur d'intérêt (utilisateur 0)

Les échos non visés par un finger lui apparaissent comme de l'interférence : cela correspond aux termes de (4.87) où $u = 0$ et $p \neq q$. Nous obtenons l'interférence causée par l'utilisateur 0. Exprimons sa variance :

$$\sigma_{I_{0,p}}^2 = 4A_0^2 \mathbb{E} \left[\text{Re}^2 \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \sum_{c=1}^5 G_{0,c} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Delta_{0,c',0,c}[n] \sum_{q=1, q \neq p}^{N_{Pu}} \gamma_{0,q} H(nT_c + \hat{\theta}_{0,p} T_e - T_{0,q}) \right) \right] \quad (4.94)$$

En supposant que l'estimation de $T_{0,p}$ est précise (l'erreur doit être d'une fraction de chip en fonctionnement normal), le fait que les échos soient distincts donne :

$$\left| \hat{\theta}_{0,p} T_e - T_{0,q} \right| > T_c \quad (4.95)$$

et, d'après les propriétés de H :

$$H(nT_c + \hat{\theta}_{0,p} T_e - T_{0,q}) \neq 0 \rightarrow n \neq 0 \quad (4.96)$$

(4.96) est vrai strictement dans le cas de la fig. 4.6a, et on le suppose (vrai approximativement) dans le cas 4.6b. Ceci pour éliminer de (4.94) $\Delta_{0,c',0,c}[0]$, qui fait partie du signal utile. Nous pouvons alors utiliser un calcul analogue au cas de l'interférence des autres usagers, et :

$$\sigma_{10,p}^2 = \frac{2P_0}{K_{0,c'}^0} |\hat{\gamma}_{0,p}|^2 E[H] \sum_{q=1, q \neq p}^{N_{P0}} |\gamma_{0,q}|^2 \quad (4.97)$$

4.5.3 Total des perturbations en sortie du récepteur

Le récepteur de Rake réalisant la somme des sorties des fingers (4.43), la puissance des perturbations en sortie $\sigma_{IN c'}$ (pour le canal c') est la somme des perturbations de tous les fingers :

$$\sigma_{IN c'}^2 = \sum_{p=1}^{\hat{N}_{P0}} \left(E[|\eta_{c',p}|^2] + \sigma_{10,p}^2 + \sum_{u=1}^{N_u-1} \sigma_{1u,p}^2 \right) \quad (4.98)$$

Notons P_{IN} la puissance des perturbations ne dépendant pas de l'utilisateur 0 :

$$P_{IN} = N_{0f} f_c K_\eta + 2E[H] \sum_{u=1}^{N_u-1} P_u \quad (4.99)$$

P_{IN} augmente avec le nombre d'utilisateurs et représente la charge du système. Alors,

$$\sigma_{IN c'}^2 = \frac{1}{K_{0,c'}^0} \sum_{p=1}^{\hat{N}_{P0}} |\hat{\gamma}_{0,p}|^2 \left(P_{IN} + 2E[H] P_0 \sum_{q=1, q \neq p}^{N_{P0}} |\gamma_{0,q}|^2 \right) \quad (4.100)$$

4.5.4 Rapport Signal sur Bruit et Interférences

Dans les systèmes non-CDMA, le rapport signal sur bruit mesure la qualité de la transmission. Ici, nous voyons que les perturbations en sortie du récepteur de Rake de l'utilisateur 0 peuvent être modélisées par un bruit blanc additif de puissance $\sigma_{\text{IN } c'}^2$. Introduisons la notion de rapport signal sur bruit et interférences, ou SINR³ :

$$\text{SINR} = \frac{\text{Puissance du signal utile}}{\text{Puissance de l'interférence et du bruit}} \quad (4.101)$$

Le SINR est la métrique de la performance d'un système CDMA. Il se manipule de la même manière qu'un rapport signal sur bruit classique. Nous nous intéresserons au SINR en sortie du récepteur de Rake pour l'utilisateur 0, canal c' :

$$\text{SINR}_{c'} = \frac{E[R_{c'}]^2}{\sigma_{\text{IN } c'}^2} \quad (4.102)$$

Nous pouvons définir un SINR instantané en fonction des $\gamma_{u,p}$, ou un SINR moyen en prenant l'espérance des γ (il suivra alors l'atténuation à grande échelle A_0).

Notons aussi que, si l'estimateur se trompe sur le signe des $\hat{\gamma}_{0,p}$, le signe de $E[R_{c'}]$ peut s'inverser et la réception devenir impossible (tous les bits étant inversés). Cela est arrivé en simulation, lors des fadings les plus profonds. Il faut donc prendre garde au signe de $E[R_{c'}]$ avant de le mettre au carré dans (4.102).

4.5.5 Expression simple de la capacité

Nous allons maintenant calculer la capacité d'une cellule (ou d'un secteur de cellule) d'une manière très simple, dans des conditions théoriques idéales. Nous obtiendrons donc une borne supérieure que nous pourrions par la suite comparer aux

³Signal to Noise and Interference Ratio

résultats de simulation.

Nous ferons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Estimation parfaite aussi bien des coefficients $\gamma_{u,p}$ que des instants d'arrivée des échos $T_{u,p}$:

$$\forall p, \quad \hat{\gamma}_{0,p} = \gamma_{0,p} \quad (4.103)$$

$$\hat{T}_{0,p} = T_{0,p}$$

- Un seul canal CDMA2000 : $c = 1$;
- Le bruit thermique sera négligé devant l'interférence ;
- Tous les usagers seront considérés identiques à l'utilisateur 0 (utilisateur d'intérêt) : la puissance d'interférence sera donc prise comme $(N_u - 1)$ fois la puissance générée par un usager.

Nous supposons que le contrôle de puissance parvient à maintenir le SINR à une valeur prédéterminée SINR_0 correspondant à la qualité de service attendue :

$$\text{SINR}_0 = \frac{4G_0^2 A_0^2 \left(\sum_{p=1}^{\hat{N}_{P0}} \text{Re} \left(\hat{\gamma}_{0,p}^* \gamma_{0,p} H(\varepsilon_{T_{0,p}}) \right) \right)^2}{\frac{1}{K_{0,c}^0} \sum_{p=1}^{\hat{N}_{P0}} |\hat{\gamma}_{0,p}|^2 \left(N_{0f} f_c K_\eta + 2E[H] \sum_{u=1}^{N_u-1} P_u \right)} \quad (4.104)$$

En tenant compte des hypothèses simplificatrices énoncées, (4.104) se simplifie en :

$$\text{SINR}_0 = \frac{2K_{0,c}^0 \sum_{p=1}^{\hat{N}_{P0}} |\gamma_{0,p}|^2}{E[H] (N_u - 1)} \quad (4.105)$$

Et, d'après (3.28), la présence d'une diversité à N_A antennes se traduit par :

$$\text{SINR}_0 = \frac{2K_{0,c}^0 N_A}{E[H] (N_u - 1)} \quad (4.106)$$

La capacité du système est alors :

$$N_u = \frac{2K_{0,c}^0 N_A}{E[H] \text{SINR}_0} + 1 \quad (4.107)$$

L'équation (4.107) montre que, dans des conditions idéales :

- La capacité est proportionnelle au nombre d'antennes N_A : l'utilisation de la diversité spatiale est donc un compromis direct entre complexité et performance ;
- La capacité est proportionnelle au gain de traitement $K_{0,c}^0$, ce qui montre l'intérêt du CDMA large bande ;
- Elle est de plus inversement proportionnelle au SINR souhaité, ce qui souligne l'importance des performances du code correcteur d'erreurs.

Pour un système IS-95, nous avons un gain de traitement $K_{0,c}^0 = 32$ et $\text{SINR}_0 = -4.1\text{dB}$, et la capacité est de 246 usagers par cellule, et par antenne. Cette valeur est anormalement grande et ne doit être considérée que comme une borne supérieure : nous verrons grâce aux simulations que la situation idéale supposée ici est bien loin de la réalité. Un des paramètres les plus importants à prendre en compte est l'influence de l'estimation, dont traite le prochain chapitre.

4.5.6 Aspect multicellule

Un modèle de propagation en milieu urbain tenant compte des cellules adjacentes à la cellule d'intérêt a été élaboré dans [17]. Rappelons qu'en CDMA, le facteur de réutilisation de fréquences est de 1, c'est-à-dire que toutes les cellules utilisent la même bande de fréquences et interfèrent donc entre elles. L'interférence totale reçue à la station de base d'une cellule P_{IN} est donc la somme de l'interférence générée dans cette cellule P_{INi} et de l'interférence P_{INx} générée par les autres cellules. Notons χ la proportion de l'interférence externe par rapport à l'interférence totale.

$$P_{\text{IN}} = P_{\text{INi}} + P_{\text{INx}} \quad (4.108)$$

$$\chi = \frac{P_{\text{INx}}}{P_{\text{IN}}} \quad (4.109)$$

En supposant que tous les usagers se comportent de la même manière et créent chacun une puissance d'interférences P_{INu} (la somme de toutes ces participations individuelles étant P_{INi}), la capacité est proportionnelle à $\frac{P_{\text{INi}}}{P_{\text{INu}}}$. Or, le bon fonctionnement du système impose la puissance d'interférences totale P_{IN} . La capacité est donc proportionnelle à $(1 - \chi)$.

Par rapport à un système ne tenant pas compte des autres cellules adjacentes, la perte de capacité est donc proportionnelle à χ .

Le modèle [17] suppose que le contrôle de puissance est parfait dans toutes les cellules, et donne χ en fonction de la variance de l'atténuation log-normale $\sigma_{A_u}^2$ et de l'exposant μ caractérisant les pertes par propagation sur une distance d :

$$\text{Puissance reçue} = \text{Puissance émise} \times d^{-\mu} \quad (4.110)$$

Les résultats de [17] sont repris dans le tableau 4.2. Par exemple, pour $\sigma_{A_u}^2 = 8$ dB et $\mu = 4$, qui sont des valeurs courantes, $\chi = 31\%$. 31% de l'interférence d'une cellule provient des cellules adjacentes; la capacité est réduite de 31% par rapport à une cellule unique.

	$\mu = 3$	$\mu = 4$	$\mu = 5$
$\sigma_{A_u}^2 = 0$ dB	22	16	12
$\sigma_{A_u}^2 = 4$ dB	30	28	13
$\sigma_{A_u}^2 = 8$ dB	47	31	19
$\sigma_{A_u}^2 = 12$ dB	53	41	30

Tableau 4.2 – Multicellules : Valeurs de χ , en %

Chapitre 5

Estimation du canal

Pour fonctionner, le récepteur de Rake et le contrôle de puissance ont besoin de connaître en temps réel l'évolution des paramètres du canal pour chaque usager. Les grandeurs concernées (pour un usager u) sont :

- A_u : l'atténuation à grande échelle, caractérisant les variations lentes de la puissance reçue à la base.
- N_{P_u} : le nombre d'échos reçus,
- $T_{u,p}$ et $\gamma_{u,p}$: le décalage temporel et le gain complexe de chacun des échos.

Le rôle du système d'estimation est de mesurer ces grandeurs à partir du signal reçu à la base. Nous allons voir comment ceci est réalisé dans un système CDMA.

5.1 Principe de l'estimation des paramètres du canal

Le processus d'estimation peut être séparé en deux étapes :

- l'acquisition du signal : la détection par la base d'un usager ou d'un écho jusqu'à inconnu ;
- la poursuite : pendant toute la durée de vie d'un écho, l'estimateur suit en temps réel ses paramètres.

L'acquisition est un processus complexe qui tombe en dehors du cadre de ce mémoire. Nous ne l'aborderons que brièvement pour nous concentrer sur la phase de poursuite.

L'estimation du canal dans un système CDMA est réalisée, tout comme la réception, à l'aide d'un corrélateur (fig. 5.1). Le signal $r(t)$ reçu par la station de base est corrélé à un signal d'estimation $\hat{s}(t)$ que l'on sait être présent dans $r(t)$: on choisira par exemple le code PN pilote. Le résultat de cette corrélation apporte des informations sur le canal, car le pilote et les données, émis ensemble, subissent les mêmes effets de la part du canal.

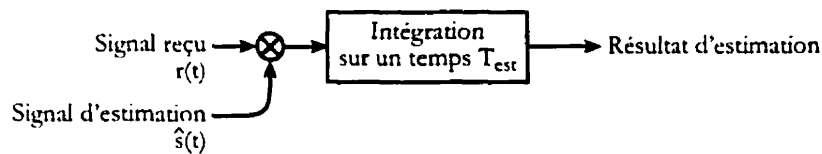


Figure 5.1 – Principe de l'estimation en CDMA

En fonction du choix de $\hat{s}(t)$, on peut distinguer deux méthodes d'estimation : par pilote (section 5.1.2) ou par *decision-feedback* (section 5.1.3).

5.1.1 Mesure des performances de l'estimateur

Les performances de l'estimateur sont caractérisées par les paramètres suivants :

- Lors de l'acquisition, le rapport signal sur interférences minimal devant être reçu à la base pour que le signal puisse être détecté.

- En poursuite :
 - L'erreur d'estimation par rapport aux grandeurs réelles (4.39) et (4.40),
 - Le délai au bout duquel l'estimateur livre sa mesure sur le canal : les exigences de temps réel doivent être satisfaites, et le temps de réaction de l'estimateur doit être adapté à la vitesse de variation du canal.

La mesure la plus importante de la qualité de l'estimation est bien sûr son incidence sur la capacité du système.

5.1.2 Estimation par signal pilote

Dans ce cas, chaque mobile émet, en plus des données, un signal pilote composé simplement du code PN qui lui est propre. Le CDMA2000 utilise ce principe (voir fig. 2.4 page 43). La norme CDMA2000 nomme ce signal *pilot channel*, ce qui peut prêter à confusion entre canal radiomobile et "canal" pilote. Pour simplifier, nous l'appellerons simplement "pilote".

L'estimateur prend comme signal d'estimation $\hat{s}(t)$ ce même code PN : l'auto-corrélation du code apparaît donc en sortie du corrélateur et l'on peut détecter le signal d'un usager particulier parmi les autres. Cette méthode simple permet une acquisition facile mais le signal pilote consomme une partie de la puissance de l'émetteur et interfère avec les signaux des autres usagers. La puissance du pilote devra donc être choisie avec attention en fonction des paramètres dynamiques du système.

5.1.3 Estimation par *Decision-Feedback*

Lorsque l'acquisition a été réalisée et que des données commencent à être reçues, le récepteur peut reconstruire le signal $s(t)$ tel qu'il a été émis par le mobile. On utilise alors ce signal reconstitué comme signal d'estimation $\hat{s}(t)$ et on le corrèle avec le signal reçu. Par rapport à l'utilisation d'un pilote, cette méthode permet de mieux

séparer le signal d'un usager des interférences causées par les autres puisque toute la puissance du signal est utilisée, et pas seulement la puissance du pilote.

Decision-Feedback à partir des données décodées

On peut utiliser les données décodées (par le codage de canal, qu'il soit convolusionnel ou turbo) puis recodées pour créer $\hat{s}(t)$, ce qui permettrait d'avoir très peu d'erreurs par rapport au signal original. Cette solution, apparemment séduisante, pose en fait un problème de réalisation pratique, à cause de l'entrelacement. En effet, on ne peut décoder en continu les données reçues, puisque les bits arrivent dans le désordre (ils ont été entrelacés), c'est pourquoi le décodage fonctionne par trames. Mais pour décoder une trame, il faut disposer des paramètres d'estimation du canal sur *toute* cette trame¹, ce qui n'est pas possible, puisque l'estimation nécessite $\hat{s}(t)$, qui est construit à partir des données décodées. On a donc besoin des données décodées avant qu'elles ne soient disponibles.

La littérature associe l'idée de Decision-Feedback avec cette méthode [23], malgré ses difficultés de réalisation. Pour les contourner, nous proposons une méthode plus simple :

Decision-Feedback à partir des données non décodées

On peut créer $\hat{s}(t)$ simplement à partir des bits en sortie du récepteur de Rake (donc sans correction d'erreur). Il faudra alors tenir compte du taux d'erreur mais les contraintes dues à l'entrelacement sont supprimées.

¹La simulation montre que, si l'utilisateur se déplace suffisamment vite, les coefficients γ peuvent varier suffisamment vite pour, par exemple, changer de signe durant les 20ms d'une trame. Il n'est donc pas question d'utiliser l'estimation disponible en début de trame et de la considérer constante sur toute la trame...

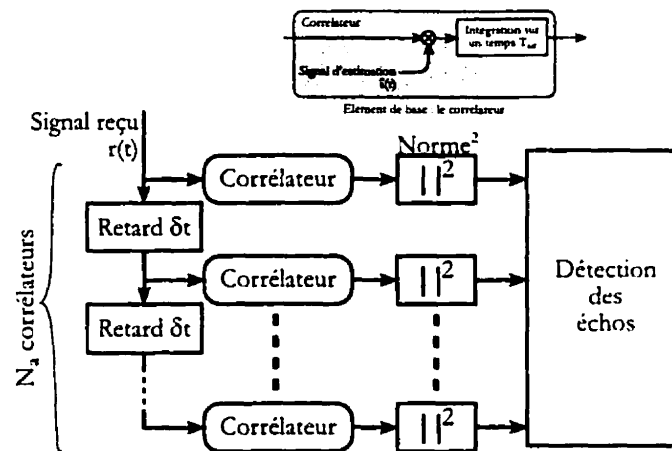


Figure 5.2 – Système d'acquisition des échos

Combinaison des deux méthodes précédentes

Pour augmenter la performance du système, on pourrait envisager d'utiliser d'abord une estimation par decision-feedback ou par pilote sur les données non décodées (sec. 5.1.3), ce qui permettrait d'avoir une bonne estimation du canal et de décoder les données. puis d'utiliser ces données décodées avec la méthode 5.1.3 pour affiner l'estimation du canal, et donc décoder à nouveau les données avec une meilleure probabilité d'erreur. L'augmentation de complexité est importante puisqu'on doit ajouter un décodage et un recodage à chaque trame, mais le système est réalisable.

Nous étudierons par simulation les performances de ces deux dernières méthodes dans le chap. 6.

5.1.4 Système d'acquisition

Le but de l'acquisition est de repérer les nouveaux échos du signal provenant d'un usager, tant en début de communication que sur toute la durée de celle-ci, car les échos apparaissent et disparaissent au gré des déplacements du mobile. Le signal $\hat{s}(t)$

utilisé est le code pilote et non le signal $s(t)$ reconstitué car le système d'acquisition ne doit pas compter sur la connaissance des données pour fonctionner, et ce même en cours de communication. Par exemple, après une rupture brève de la réception due à un évanouissement profond du signal, les données ne sont pas disponibles.

Le système d'acquisition généralement utilisé dans la littérature ([12], [1], [24]) est décrit en fig. 5.2 page précédente : il s'agit d'un banc de corrélateurs attaqué par le signal reçu. Chaque corrélateur a un décalage temporel de δt par rapport au précédent. En sortie, l'autocorrélation du code pilote (voir p. 85) apparaît et elle est maximale en sortie du corrélateur le mieux synchronisé avec le signal reçu. Pour détecter les échos, il faut donc choisir les corrélateurs ayant les sorties maximales.

En pratique, le nombre de corrélateurs nécessaires serait trop grand et on utilise simplement des fingers du récepteur de Rake pour balayer l'intervalle des retards possibles en essayant de détecter un signal ; le finger passe ensuite en mode de poursuite sur l'écho détecté.

On peut définir un critère de détection qui servirait pour simuler le système, par exemple qu'un corrélateur synchronisé avec un écho pourra détecter celui-ci si le SINR dépasse un certain seuil. Cependant, nous n'avons pas inclus ceci dans le simulateur, car l'étude de l'acquisition constituerait un sujet de mémoire à elle seule.

5.1.5 Système de poursuite des échos

Dans les systèmes TFDMA comme le GSM, les trames contiennent une séquence d'apprentissage connue qui permet au mobile de mesurer le canal. La mesure n'a donc lieu qu'à chaque trame. En CDMA2000, elle est continue et parallèle au processus de réception et c'est pourquoi on parle de poursuite en temps réel. Chaque finger contient un dispositif tel que celui de la fig. 5.3 page suivante ([18], [24], [1], [12]). Il se compose de trois corrélateurs comparant le signal reçu avec $\hat{s}(t)$, selon trois décalages différents.

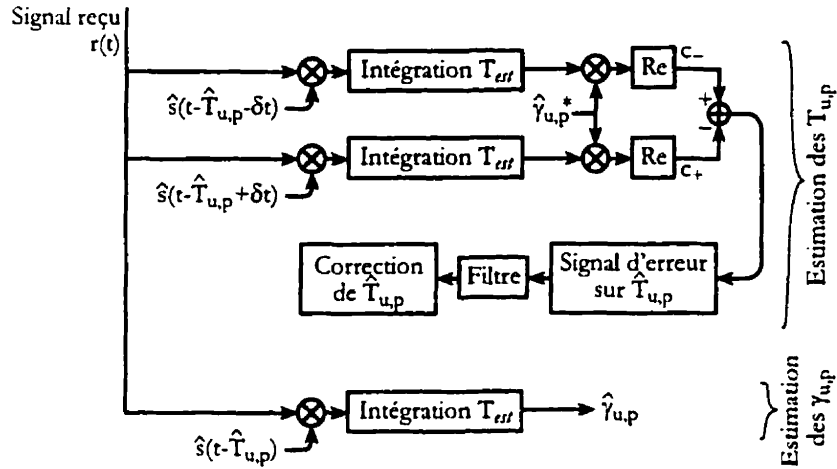


Figure 5.3 – Système de poursuite

Lorsqu'un finger suit un écho, l'erreur entre le retard réel $T_{u,p}$ et estimé $\hat{T}_{u,p}$ de cet écho doit être d'une fraction de chip pour permettre la réception. En supposant qu'à l'instant t cela est vrai, la corrélation de $r(t)$ avec $\hat{s}(t - \hat{T}_{u,p})$ donne une estimation du gain $\gamma_{u,p}$ de l'écho concerné. Les corrélations c_+ et c_- avec des répliques de $\hat{s}(t - \hat{T}_{u,p})$ en avance et en retard de δt donnent un signal d'erreur sur $\hat{T}_{u,p}$: si $c_- > c_+$, il faut diminuer $\hat{T}_{u,p}$, et inversement. Le système de poursuite des échos fonctionne en boucle fermée, de manière analogue à une PLL. On pourra trouver des détails sur les PLL dans [12], [14] et [26]. Le filtre compris dans la boucle fermée est un simple intégrateur, qui a donné des résultats satisfaisants lors des simulations.

5.2 Etude théorique d'un estimateur

Nous allons étudier le résultat de la corrélation du signal $r(t)$ reçu à la base et du signal d'estimation $\hat{s}(t)$. Plaçons-nous en bande de base et étudions les signaux

discrets $r[n]$, $s[n]$ et $\hat{s}[n]$. Rappelons que le signal émis par l'utilisateur u est (4.38) :

$$s_u[n] = \sum_c G_{u,c} c_{u,c}[n] d_{u,c}[n] \quad (5.1)$$

La station de base reçoit les données de chaque canal CDMA2000 avec une certaine probabilité d'erreur $P_{e\ u,c}$; en notant $\hat{d}_{u,c}^0[n]$ les symboles reçus pour le canal c de l'utilisateur u , nous avons :

$$\hat{d}_{u,c}^0[n] = \varepsilon_{u,c}^0[n] d_{u,c}^0[n] \quad (5.2)$$

avec

$$\varepsilon_{u,c}^0[n] \triangleq \begin{cases} +1 & \text{si le bit } \hat{d}_{u,c}^0[n] \text{ est reçu sans erreur } (P = 1 - P_{e\ u,c}) \\ -1 & \text{si le bit } \hat{d}_{u,c}^0[n] \text{ est reçu avec erreur } (P = P_{e\ u,c}) \end{cases} \quad (5.3)$$

On a :

$$E[\varepsilon_{u,c}^0[n]] = 1 - 2P_{e\ u,c} \quad (5.4)$$

Définissons $\varepsilon_{u,c}[n]$ et $\hat{d}_{u,c}[n]$ en reprenant la notation (4.10). Le signal reconstitué par la base (avec les erreurs) sera pour le canal c :

$$\hat{s}_{u,c}[n] = G_{u,c} c_{u,c}[n] \hat{d}_{u,c}[n] \quad (5.5)$$

Et le signal comportant tous les canaux :

$$\hat{s}_u[n] = \sum_c \hat{s}_{u,c}[n] \quad (5.6)$$

Intéressons-nous d'abord à un seul canal c . Soit $C_c[\Delta n]$ la corrélation de $r[n - \Delta n]$ avec $\hat{s}_{u,c}[n]$, sur un temps $T_{\text{est } 0}$. Cela correspond à un nombre de symboles

$$N_{\text{est } 0,c} = \frac{f_e}{K_{0,c}} T_{\text{est } 0} = \frac{f_c}{K_{0,c}^0} T_{\text{est } 0} \quad (5.7)$$

Pour mesurer correctement les variations du canal, $T_{\text{est } 0}$ doit être du même ordre de grandeur que le temps de variation de celui-ci (la valeur optimale, qui est de l'ordre de $\frac{1}{f_d}$, sera recherchée au ch. 6). Or, la fréquence de transmission des symboles est grande devant f_d , donc $T_{\text{est } 0}$ correspond à un assez grand nombre de symboles.

Un symbole est formé de $K_{0,c}$ échantillons. On a traduit le retard temporel δt en un nombre d'échantillons Δn . Comme pour le calcul concernant le récepteur de Rake, on considère l'utilisateur $u = 0$ et on se place à partir de l'instant 0. Le résultat de la corrélation est :

$$C_c[\Delta n] = \frac{1}{2K_{0,c}N_{\text{est } 0,c}} \sum_{k=0}^{N_{\text{est } 0,c}K_{0,c}-1} \hat{s}_{u,c}[k]r[k] \quad (5.8)$$

Nous ne reprendrons pas les détails du calcul, qui est similaire à celui effectué lors de l'étude du récepteur de Rake. Le résultat obtenu contient un terme utile et un terme de bruit et d'interférences. Notons p l'écho qui est suivi par ce corrélateur ; $T_{0,p}$ et $\gamma_{0,p}$ son retard et son gain.

L'espérance de $C_c[\Delta n]$ donne le terme utile :

$$E[C_c[\Delta n]] = G_{0,c}^2 A_0 \gamma_{0,p} (1 - 2P_{e,0,c}) H(\Delta n T_e - T_{0,p}) \quad (5.9)$$

Connaissant par (5.3) les propriétés de $\varepsilon_{0,c}$, nous l'avons éliminé de l'espérance car la moyenne de $C_c[\Delta n]$ porte sur un grand nombre de symboles successifs. Le terme en H exprime la synchronisation entre les deux signaux corrélés, qui est parfaite pour

$\Delta n T_e = T_{0,p}$ (voir des courbes possibles de H en fig. 4.6 page 102).

En considérant tous les canaux CDMA2000, nous avons :

$$\text{avec } C[\Delta n] = \sum_{c=1}^5 C_c[\Delta n] \quad (5.10)$$

$$\text{on a } E[C[\Delta n]] = A_0 \gamma_{0,p} H(\Delta n T_e - T_{0,p}) \sum_{c=1}^5 G_{0,c}^2 (1 - 2P_{e,0,c}) \quad (5.11)$$

La présence d'erreur, par le terme $(1 - 2P_{e,0,c})$, diminue le module du résultat d'estimation (donc son SINR) mais conserve la phase. En fonctionnement normal, P_e est faible et ne perturbe pratiquement pas le résultat. La méthode est donc bien plus avantageuse que d'utiliser les bits décodés et recodés puisqu'on supprime le délai d'une trame. Par contre, lors d'un fading important, P_e peut atteindre $\frac{1}{2}$ et on ne peut plus compter que sur le pilote. On devra donc choisir d'utiliser le decision-feedback selon la valeur instantanée de P_e .

Dans le cas d'une synchronisation parfaite et d'une réception sans erreur ($P_{e,0,c} = 0$), le résultat de corrélation nous donne le gain du canal radiomobile et la puissance émise par l'utilisateur 0 :

$$A_0 \gamma_{0,p} H(0) \sum_{c=1}^5 G_{0,c}^2 \quad (5.12)$$

La variance de $C_c[\Delta n]$ donne les termes de bruit et interférences.

On va supposer ici que $T_{\text{est } 0}$ est suffisamment faible pour que les paramètres du canal restent constants durant la somme, ceci afin de ne considérer que les interférences et le bruit. Les effets de la variation du canal seront traités au chapitre suivant. Après un calcul similaire à celui du ch. 4, on démontre que les perturbations sont modélisables par un bruit gaussien complexe centré $\Gamma(0, \sigma_{\text{est } c,p}^2)$ (pour le canal c)

avec :

$$\sigma_{\text{est } c,p}^2 = \frac{1}{4T_{\text{est } 0}} N_0 f K_\eta G_{0,c} + \frac{G_{0,c}}{2f_c T_{\text{est } 0}} \mathbb{E}[H] P_0 \sum_{q=1, q \neq p}^{N_{P0}} |\gamma_{0,q}|^2 \quad (5.13)$$

$$+ \frac{G_{0,c}}{2f_c T_{\text{est } 0}} \mathbb{E}[H] \sum_{u=1}^{N_u-1} P_u$$

$$= \frac{G_{0,c}}{4T_{\text{est } 0} f_c} \left(P_{\text{IN}} + 2\mathbb{E}[H] P_0 \sum_{q=1, q \neq p}^{N_{P0}} |\gamma_{0,q}|^2 \right) \quad (5.14)$$

Et, en tenant compte de tous les canaux :

$$\sigma_{\text{est } p}^2 = \frac{1}{4T_{\text{est } 0} f_c} \left(P_{\text{IN}} + 2\mathbb{E}[H] P_0 \sum_{q=1, q \neq p}^{N_{P0}} |\gamma_{0,q}|^2 \right) \sum_c^5 G_{0,c} \quad (5.15)$$

$\sigma_{\text{est } p}^2$ dépend donc de la charge du système P_{IN} , et est inversement proportionnel au nombre de chips $f_c T_{\text{est } 0}$ sur lequel porte l'estimation. La longueur optimale de corrélation sera donc un paramètre déterminant.

L'étude du système complet de manière analytique serait difficile : un simulateur a donc été réalisé et nous allons maintenant le décrire.

Chapitre 6

Simulation d'une liaison montante CDMA2000

Les modélisations qui ont été décrites dans les chapitres précédents vont nous permettre de simuler la liaison montante d'un système CDMA2000. Nous allons maintenant détailler le fonctionnement du simulateur. Notons qu'au cours de ce chapitre, il y aura de nombreuses figures composées de plusieurs courbes. Pour ne pas surcharger, nous n'avons imprimé qu'une légende par figure, celle-ci s'appliquant à toutes les courbes.

6.1 Description du simulateur créé dans le cadre de ce mémoire

La caractéristique principale de ce simulateur est de faire abstraction du code PN des usagers. Connaissant les propriétés statistiques des résultats de corrélation, tant au niveau du récepteur de Rake (voir ch. 4) que de l'estimateur, nous pouvons simuler chaque corrélateur par la somme d'une espérance et d'un bruit gaussien ayant

une variance conforme aux calculs théoriques. Nous ne nous intéresserons pas non plus aux données transmises, mais seulement à la probabilité d'erreur sur ces données. La charge de calcul de la simulation s'en trouve réduite sans pour autant compromettre la précision.

Les signaux du simulateur seront échantillonnés à $f_{e\text{ sim}}$. Le signal ayant la variation la plus rapide est $\gamma_{u,p}$, dont la fréquence est de l'ordre de f_d : il faut donc avoir $f_{e\text{ sim}} \gg f_d$: une valeur de $f_{e\text{ sim}} = 10\text{ kHz}$ a été choisie.

Nous ne prendrons en compte que deux canaux, un pilote ($c = 0$) et un canal de données ($c = 1$).

Seul l'utilisateur 0 sera simulé, et la charge du système provenant des autres usagers sera prise comme paramètre $P_{I,N}$. Examinons les éléments du simulateur (fig. 6.1 page suivante) :

- Un simulateur de canal (décrit au chap. 3), comprenant :
 - L'atténuation à grande échelle
 - Un signal de Rayleigh par écho (voir fig. 3.14 page 75).
 - Un générateur de $T_{0,p}$ par écho (p. 76)
- Un sous-ensemble d'estimation et de poursuite décrit en fig. 5.3 page 120 qui donne $\hat{\gamma}_{0,p}$ et $\hat{T}_{0,p}$;
- Un récepteur de Rake, dont seul nous intéresse le SINR en sortie (équ. 4.102). Celui-ci nous permet de calculer la performance du récepteur et la probabilité d'erreur $P_{e\ 0,c}$ sur le signal reconstitué $\hat{s}$;
- $P_{e\ 0,c}$ est comparée à un seuil $P_{e\ \max}$. Si il y a trop d'erreurs, seul le pilote sera utilisé ; dans le cas contraire on utilisera aussi le decision-feedback dans l'estimation
- Un contrôle de puissance en boucle fermée.

Tous ces éléments ont été décrits sauf le contrôle de puissance, que nous allons

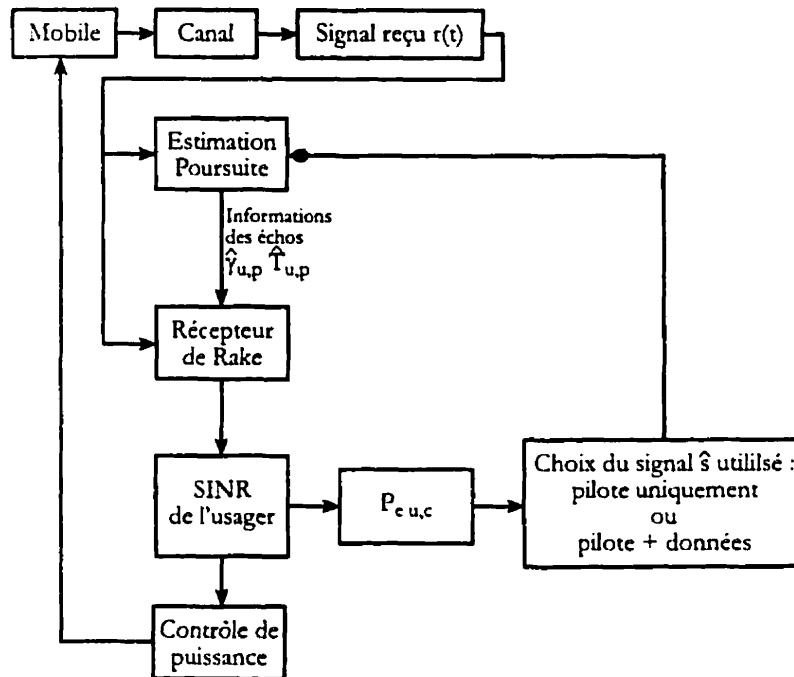


Figure 6.1 – Schéma-bloc du simulateur d'une liaison montante CDMA2000

étudier maintenant.

Contrôle de Puissance

Rappelons que le but du contrôle de puissance est de maintenir la puissance émise par chaque mobile au niveau minimal permettant une réception correcte, ceci afin de minimiser les interférences (P_{IN}) et de maximiser l'autonomie du mobile (voir p. 26, p.42). Cela correspond à la situation où tous les mobiles sont reçus par la base à la même puissance. Le contrôle de puissance CDMA2000 fonctionne en boucle fermée : la base compare le SINR en sortie du récepteur de Rake avec une fenêtre de valeurs optimales $[CP_{min}, CP_{max}]$, et renvoie au mobile, f_{cp} fois par seconde, un bit lui donnant l'ordre d'augmenter ou de diminuer sa puissance G_0^2 d'un pas CP_{pas} (en dB) lorsque la valeur mesurée par la base sort de la fenêtre. Le SINR mesuré est moyenné sur une

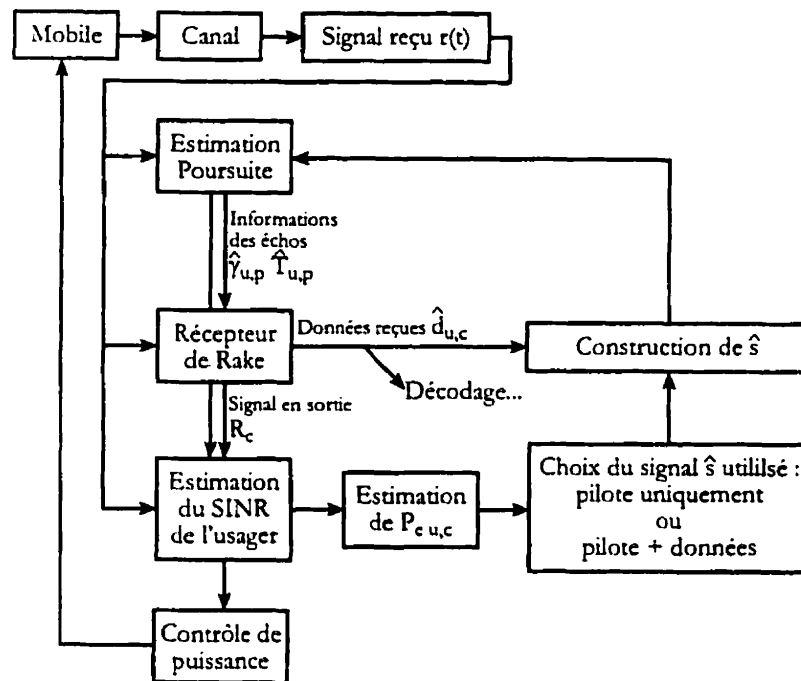


Figure 6.2 – Schéma-bloc du système réel d'une liaison montante CDMA2000

durée T_{cp} avant cette comparaison pour diminuer l'influence du bruit.

Nous considérerons que les gains du pilote et du canal de données sont :

$$\text{Pilote : } G_{0,0} = G_0 G_{\text{pilote}} \quad (6.1)$$

$$\text{Données : } G_{0,1} = G_0 G_{\text{données}}$$

Code correcteur d'erreur

Le code convolutionnel utilisé n'a pas été simulé bit à bit : les probabilités d'erreur obtenues proviennent d'une borne union sur la probabilité d'erreur basée sur le spectre du code.

6.2 Choix des paramètres

De nombreux paramètres participent aux performances du système. Les tableaux 6.1 et 6.2 page suivante listent respectivement les constantes et les paramètres que l'on fera varier. Voici ceux dont nous allons étudier l'influence :

- Largeur de bande du système CDMA2000 : $N \times$ IS-95, avec $N = 1, 3, 9, 12$;
- Nombre d'antennes à la station de base N_A ;
- Nombre d'échos N_{Pa} reçus par chaque antenne ($N_{Pu} = N_A N_{Pa}$) ;
- Vitesse de déplacement v du mobile (piéton, véhicule...) ;
- Méthode d'estimation choisie.

La méthode d'estimation utilisée sera choisie parmi les 4 suivantes :

- Signal pilote seul ;
- Decision-Feedback réaliste (utilisant les symboles de canal en sortie du récepteur de Rake, en tenant compte de leur probabilité d'erreur) ;
- Decision-Feedback utilisant des symboles sans erreur ;
- Estimation parfaite, où :

$$\begin{aligned} \forall p, \quad \hat{\gamma}_{0,p} &= \gamma_{0,p} \\ \hat{T}_{0,p} &= T_{0,p} \end{aligned} \tag{6.2}$$

Chaque combinaison des paramètres cités ci-dessus (utilisant les valeurs du tableau 6.2) définit une situation de fonctionnement du système CDMA2000. Celui-ci doit alors adapter ses paramètres de fonctionnement (tableau 6.3) pour obtenir une performance maximale. On peut concevoir par exemple que le pas de contrôle de puissance optimal variera avec la vitesse de déplacement de l'utilisateur, qui conditionne la vitesse du fading le signal. Un programme d'optimisation a donc été créé pour rechercher les valeurs optimales de ces paramètres, par une méthode de simplexe.

Tableau 6.1 – Constantes de simulation

Notation	Signification	Valeur
f_o	Fréquence de la porteuse	GHz
f_{cp}	Fréquence des bits de contrôle de puissance	800 Hz.

Tableau 6.2 – Points de simulation

Notation	Signification	Valeur
N	Multiplicateur de la fréquence de chip par rapport à IS-95. $f_c = N \times 1.2288$ Mcps	1, 3, 9, 12
N_A	Nombre d'antennes	1, 2, 3
N_{Pa}	Nombre d'échos par antenne	1, 2, 3
v	Vitesse de déplacement du mobile en km/h	2, 5, 12, 30, 60, 80, 120 km/h
Est.	Méthode d'estimation utilisée	Chacune des 4 méthodes
P_G	Gain de traitement	$32 \times N$

Tableau 6.3 – Autres variables de simulation

Notation	Signification	Valeur
T_{est}	Temps de sommation pour l'estimation du canal	0.1 ms. à 0.1 s
CP_{min}, CP_{max}	Fenêtre de SINR (dB) où le contrôle de puissance essaie de maintenir le SINR de l'utilisateur	à déterminer
CP_{pas}	Pas de contrôle de puissance (dB)	à déterminer
R_p	Ratio de la puissance du pilote par rapport à celle du trafic, en dB. $(\frac{G_{pilote}}{G_{données}})^2$	à déterminer

6.3 Critère de performance utilisé

Pour réaliser cette optimisation et mesurer les performances du système, un critère d'évaluation est nécessaire. Nous choisirons la puissance d'interférence P_{IN0} générée par l'utilisateur d'intérêt :

$$P_{\text{IN0}} = 2E[H] P_0 \sum_{p=1}^{N_{\text{pu}}} |\gamma_{0,p}|^2 \quad (6.3)$$

Nous nous placerons, de même que pour le calcul de la section 4.5.5, à interférence globale constante ($P_{\text{IN}} = \text{cste.}$) et $\frac{P_{\text{IN}}}{P_{\text{IN0}}}$ nous donnera une idée de la capacité. Minimiser P_{IN0} pour l'utilisateur d'intérêt reviendra donc à maximiser la capacité. Bien sûr, cette mesure de capacité n'est pas précise dans l'absolu, mais l'écart relatif entre les P_{IN0} pour différents paramètres du système sera, lui, proche de la réalité. Nous ne pouvons donc pas nous servir de cette mesure pour prédire précisément la capacité du système, mais elle permet de mesurer quantitativement l'influence des paramètres, ce qui est parfait pour une optimisation de ceux-ci.

Nous devons aussi définir un critère d'optimisation, qui sera de garder une probabilité d'erreur par bit moyenne $P_e = 10^{-3}$, ce qui convient pour une communication vocale. Les choses se compliquent un peu puisque le contrôle de puissance ne peut compenser les fadings les plus profonds, ce qui entraîne de brèves rafales d'erreurs. Avec ces rafales seules, on peut atteindre une probabilité de $P_e = 10^{-3}$. Nous considérerons donc que, pendant ces fadings, on accepte d'entendre par exemple une rafale de bruit de très courte durée, ou une perte de qualité du signal. Le critère de qualité de service que nous choisirons sera donc $P_e \leq 10^{-3}$ pendant 98% du temps.

6.4 Vitesse de déplacement de l'utilisateur et diversité, pour $f_c = 1.2288$ MCps

Avant d'étudier l'augmentation de la largeur de bande propre au système CDMA-2000, nous allons examiner l'influence des paramètres de simulation pour le cas $N = 1$ ($f_c = 1.2288$ Mcps), ce qui correspond à IS-95.

6.4.1 Comparaison entre un piéton et un véhicule, sans diversité

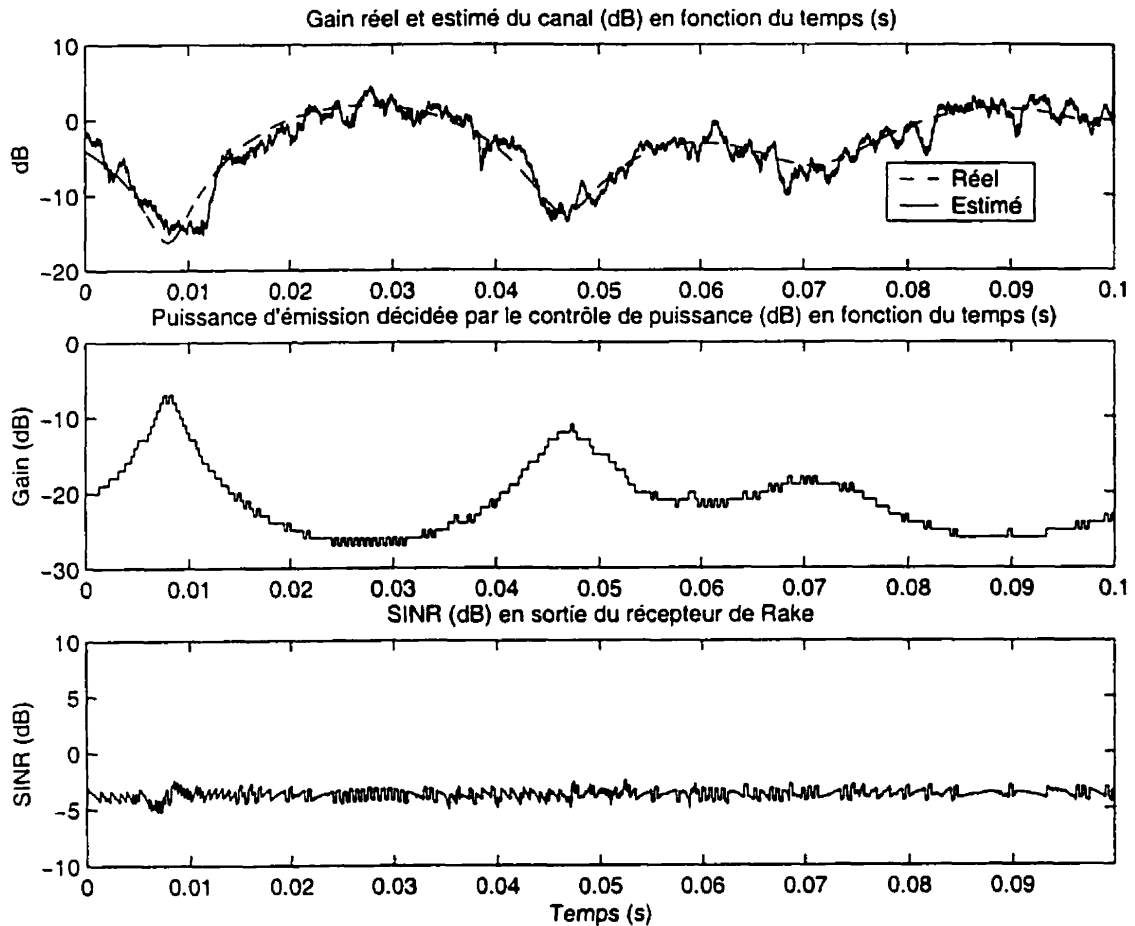
Prenons le cas d'un piéton marchant à 5 km/h (une vitesse de marche assez rapide). Avec $f_0 = 1$ à GHz, sa fréquence doppler est $f_d = 4.6$ Hz. Le tableau 6.4 donne les paramètres optimaux du système pour cette situation.

Tableau 6.4 – Paramètres pour un piéton

Paramètres choisis				
N	N_A	N_{Pa}	v	Estimation
1	1	1	5 km/h	Feedback réaliste
Résultats de l'optimisation				
T_{est}	CP_{min}	CP_{max}	CP_{pas}	
5.9 ms	-4 dB	-3.5 dB	0.5 dB	

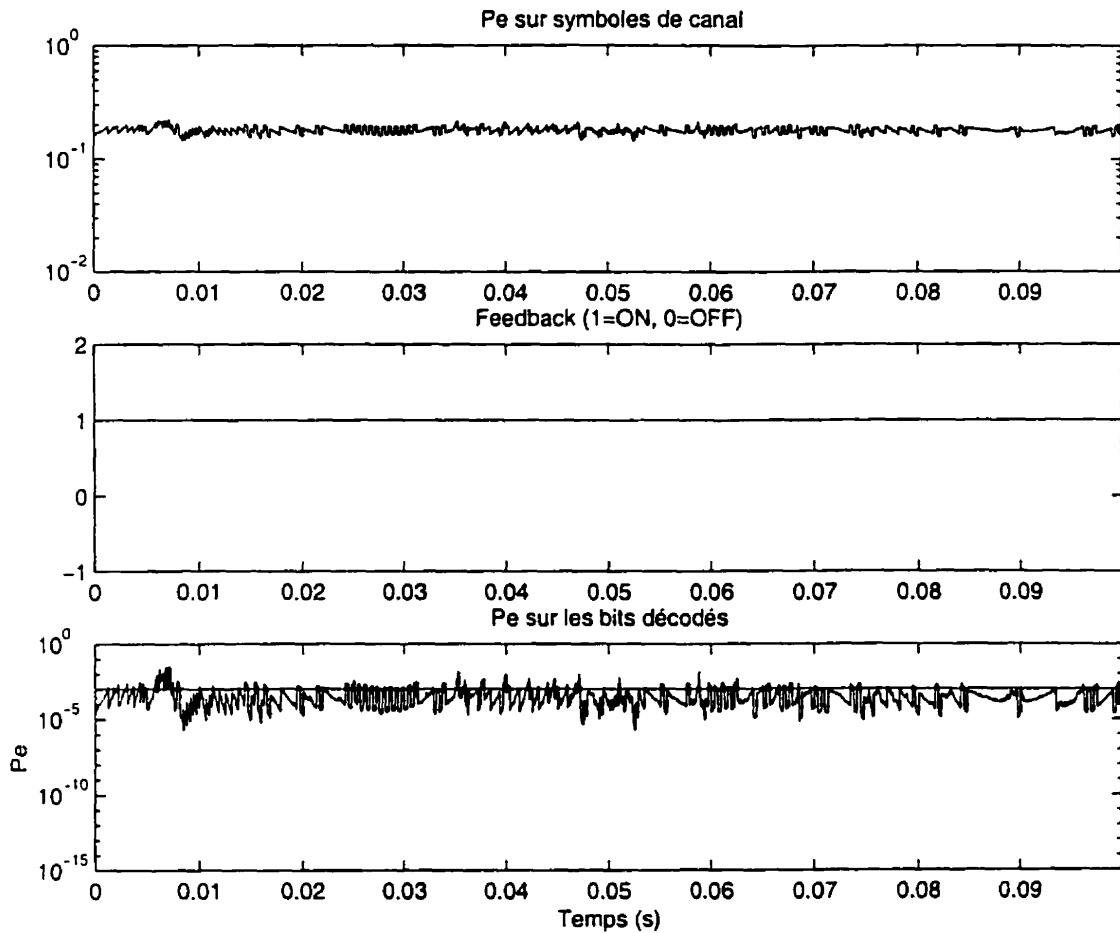
Les figures 6.3 page suivante et 6.4 montrent le déroulement de cette simulation. En fig. 6.3, nous voyons :

- En haut, le gain en puissance du canal $|\gamma_{0,1}|^2$ (rappelons que nous avons considéré 1 écho) et son estimation par le récepteur de la base (courbe bruitée) ;
- Au milieu, la puissance d'émission G_0^2 décidée par le contrôle de puissance pour compenser les variations de γ ;
- En bas, le SINR reçu par la station de base.

Figure 6.3 – Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 5 km/h (1/2)

Nous voyons que la courbe du SINR est très plate : celui-ci reste bien dans les limites désirées. Le contrôle de puissance remplit bien son rôle, la courbe de G_0 suit parfaitement les variations de $|\gamma|$. A cette faible vitesse de déplacement du mobile, il n'y a pas de problème. Voyons maintenant la figure 6.4 :

- En haut, la probabilité d'erreur sur les symboles en sortie du récepteur de Rake (ceux qui alimentent le décodeur de Viterbi). Elle dépend du SINR, et reste donc stable comme celui-ci, ce qui permet d'utiliser constamment le Decision Feedback :

Figure 6.4 – Simulation $f_c = 1.2288 \text{ MCps}$ à 5 km/h (2/2)

- La courbe du milieu montre l'utilisation du decision-feedback : ici, elle est toujours à 1, ce qui signifie que celui-ci est toujours utilisé, (le système a attribué une valeur de pilote très faible de -19.3 dB).
- En bas, nous avons finalement la probabilité d'erreur par bit P_e en sortie du décodeur. La ligne horizontale représente 10^{-3} : P_e se maintient proche de cette valeur.

En ce qui concerne l'interférence, la simulation donne $P_{\text{IN}0} = -23.2 \text{ dB}$, ce qui

correspond à environ 208 usagers identiques à l'utilisateur d'intérêt (section 4.5.5). Notons qu'une autre simulation, avec les mêmes paramètres sauf $v = 2$ km/h, donne 245 usagers, ce qui est cadre parfaitement avec la borne supérieure trouvée par calcul analytique à la section 4.5.5, qui était de 246 usagers.

Nous allons maintenant augmenter la vitesse de déplacement à $v = 60$ km/h, ce qui nous donne les paramètres du tableau 6.5.

Tableau 6.5 – Paramètres pour un véhicule en déplacement

Paramètres choisis				
N	N_A	N_{Pa}	v	Estimation
1	1	1	60 km/h	Feedback réaliste

Résultats de l'optimisation			
T_{est}	CP_{min}	CP_{max}	CP_{pas}
0.4 ms	2.9 dB	5.1 dB	2.1 dB

Les figures 6.5 page suivante et 6.6 sont organisées de la même manière celles que nous avons pour $v = 5$ km/h. Comparons les graphes des fig. 6.3 et 6.5 :

- Les variations du canal sont beaucoup plus rapides et les fadings plus rapprochés : T_{est} doit donc être plus faible (0.4 ms au lieu de 5.9 ms). La courbe estimée apparaît moins bruitée qu'en fig. 6.3 car le contrôle de puissance fait émettre à l'utilisateur un signal beaucoup plus fort ;
- Le contrôle de puissance n'est plus assez rapide pour compenser les variations du canal, et ce malgré un pas plus important (2 dB au lieu de 0.5 dB) ;
- Nous voyons sur la courbe du bas que le SINR est assez chaotique et plonge souvent lors des fadings. De plus, après chaque fading, il y a un pic le temps que le contrôle de puissance revienne à la normale, ce qui augmente la quantité d'interférences générée par l'utilisateur.

La fig. 6.6 montre les conséquences sur la qualité de la réception :

- Il y a des salves d'erreur sur les symboles en sortie du récepteur de Rake ;

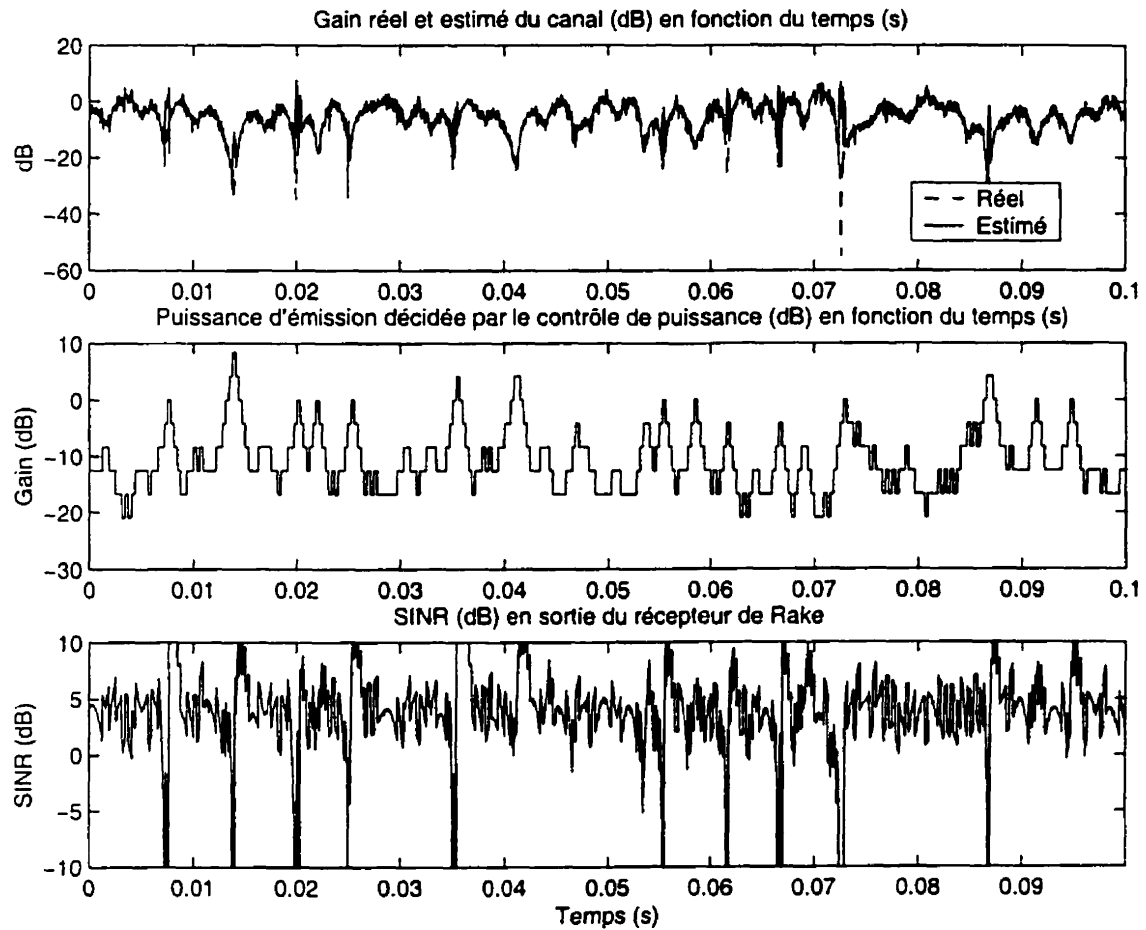
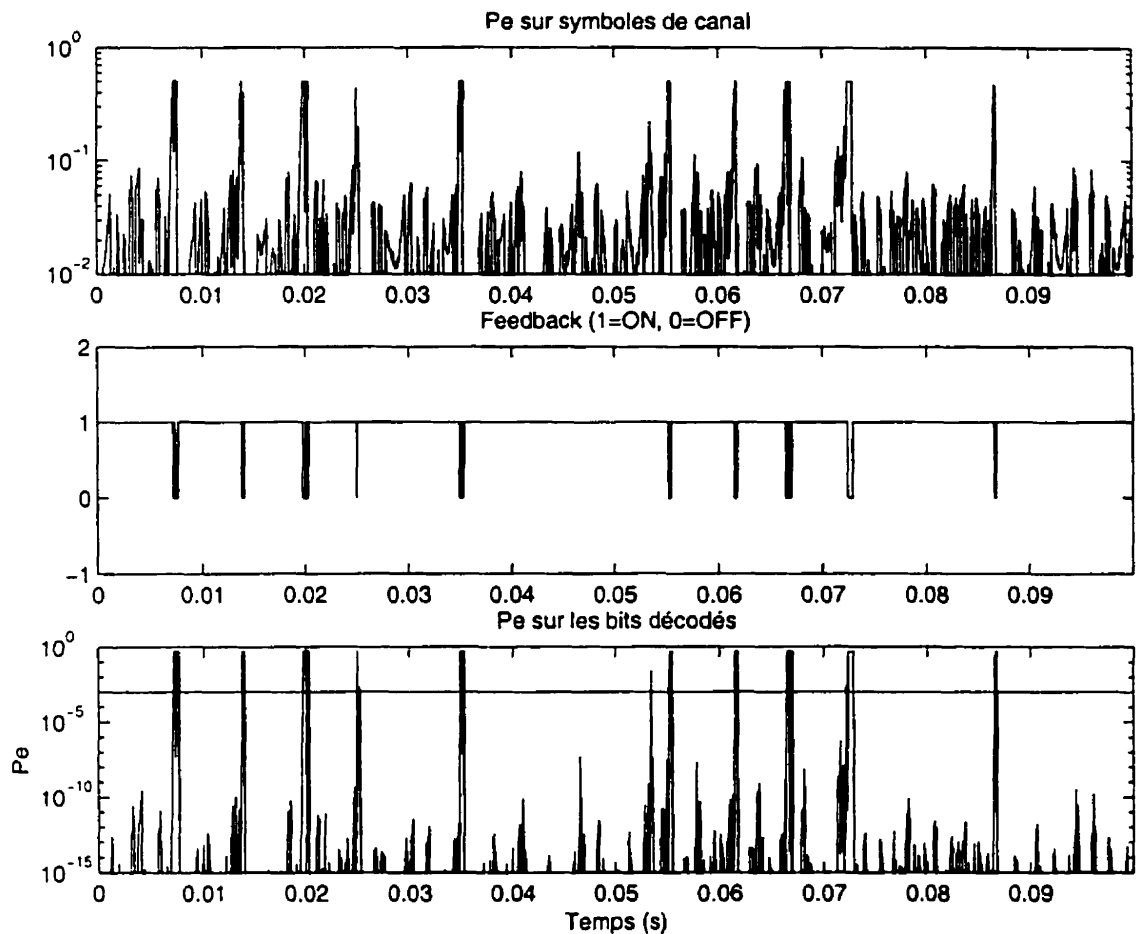


Figure 6.5 – Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h (1/2)

- Pendant ces salves, on ne peut plus utiliser le Decision Feedback (pics descendants dans la courbe centrale) et on doit donc utiliser le pilote pour repartir ;
- P_e varie énormément, à l'image du SINR. Pour maintenir une probabilité d'erreur acceptable, le contrôle de puissance a dû augmenter la puissance d'émission du mobile, ce qui donne une probabilité d'erreur beaucoup trop faible ($10^{-15} \sim 10^{-20}$) en dehors des fadings (rappelons que le code n'a pas été simulé : ces probabilités d'erreur proviennent d'une borne sur la probabilité d'erreur basée sur le spectre du code).

Figure 6.6 – Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h (2/2)

Rappelons que la durée d'une trame est de 20 ms : sur la courbe de P_e , en fig. 6.6, il y a une rafale d'erreur presque dans chaque trame. Le fonctionnement du système est donc fort compromis. On a $P_{IN0} = -14.6$ dB, ce qui correspond à une capacité d'environ 29 usagers, ce qui est bien plus faible que précédemment. La conclusion à tirer est qu'un seul écho ne suffit pas : il faut absolument introduire une diversité, en ajoutant une antenne et/ou un récepteur de Rake.

6.4.2 Ajout de diversité

Toujours avec $v = 60$ km/h, considérons que nous avons 2 antennes, chacune recevant 2 échos du signal. Le tableau 6.6 donne les paramètres du système.

Tableau 6.6 – Paramètres pour un véhicule en déplacement, avec diversité

Paramètres choisis				
N	N_A	N_{Pa}	v	Estimation
1	2	2	60 km/h	Feedback réaliste

Résultats de l'optimisation			
T_{est}	CP_{min}	CP_{max}	CP_{pas}
2 ms	-1.8 dB	-0.6 dB	1 dB

La fig. 6.7 page suivante donne l'amplitude de deux des échos reçus, ainsi que son estimation par le récepteur. On peut voir qu'il est rare que les deux échos subissent simultanément un évanouissement. Comparons l'apport de cette diversité grâce aux fig. 6.5 et 6.8 :

- Bien que les variations du canal soient toujours rapides, elles sont moins grandes et il y a beaucoup moins de fadings profonds. T_{est} est passé de 0.4 ms (sans diversité) à 2 ms, car la rapidité de l'estimation est moins critique ;
- Le pas de contrôle de puissance est ramené de 2 dB à 1 dB, et la puissance minimale baisse de 4.7 dB ;
- Le contrôle de puissance est à nouveau en mesure de fonctionner : la courbe du SINR, même si elle est moins douce que pour $v = 5$ km/h, reste bien meilleure que sans diversité.

L'apport de la diversité se voit aussi sur la courbe de P_e , qui oscille entre 10^{-10} et 10^{-3} , avec quelques fadings. La moyenne de P_e satisfait le critère d'optimisation. On a $P_{IN0} = -22.5$ dB, ce qui correspond à 182 usagers. On voit que, pour une vitesse de 60 km/h, la diversité a permis de multiplier la capacité par 6.3 tout en donnant une

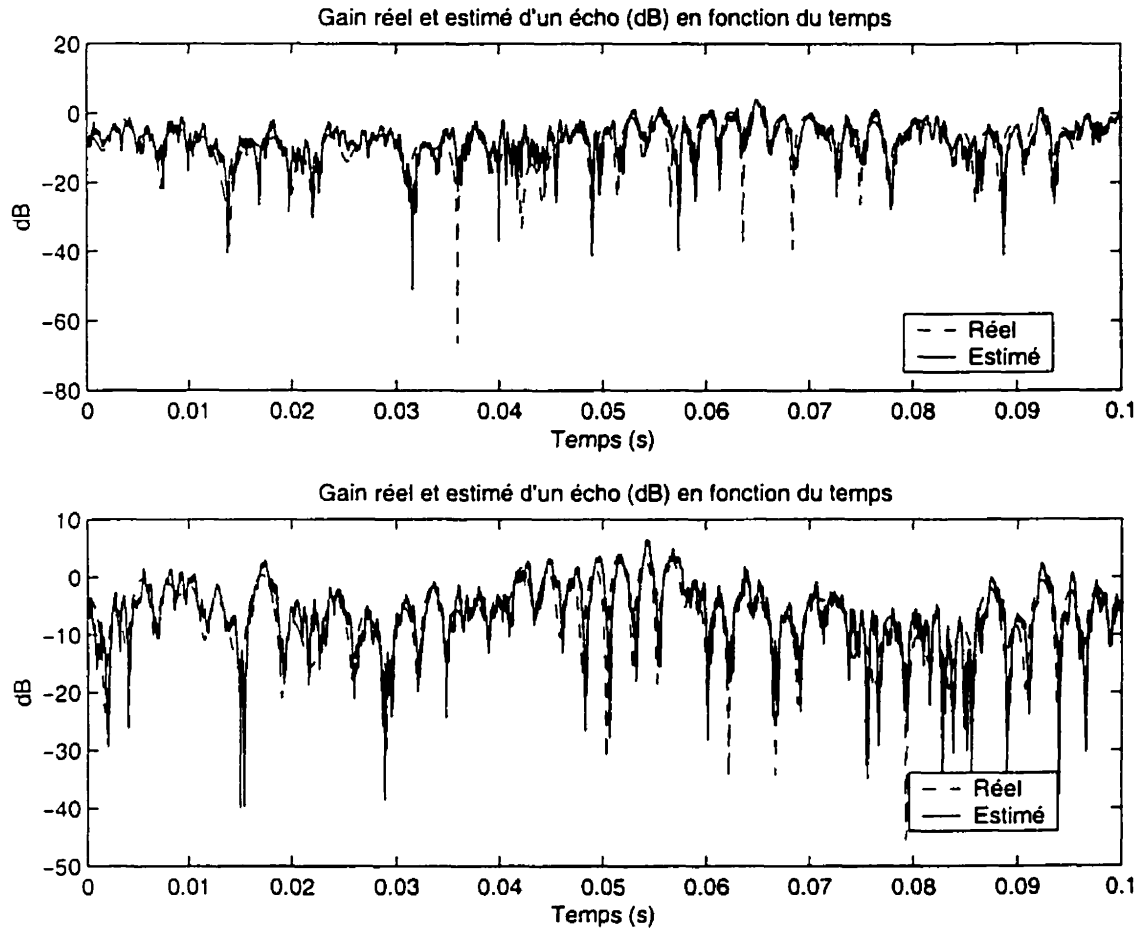


Figure 6.7 - Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h : Deux échos et leur estimation

meilleure qualité de réception. Son utilité est donc indiscutable, et nous l'étudierons plus en détail dans la suite.

Nous pouvons noter que les erreurs apparaissent sous forme de rafales : on pourrait donc employer avantageusement un code correcteur d'erreur adapté à ce genre de situations (un code Reed-Solomon par exemple), au prix d'une légère perte de débit pour la transmission des symboles de parité. Cette perte de débit pourrait être convertie en perte de capacité. L'utilisation d'un entrelaceur s'étendant sur plus de 20 ms pourrait aussi être une idée intéressante, à condition de pouvoir respecter le délai maximal de transmission du signal de voix.

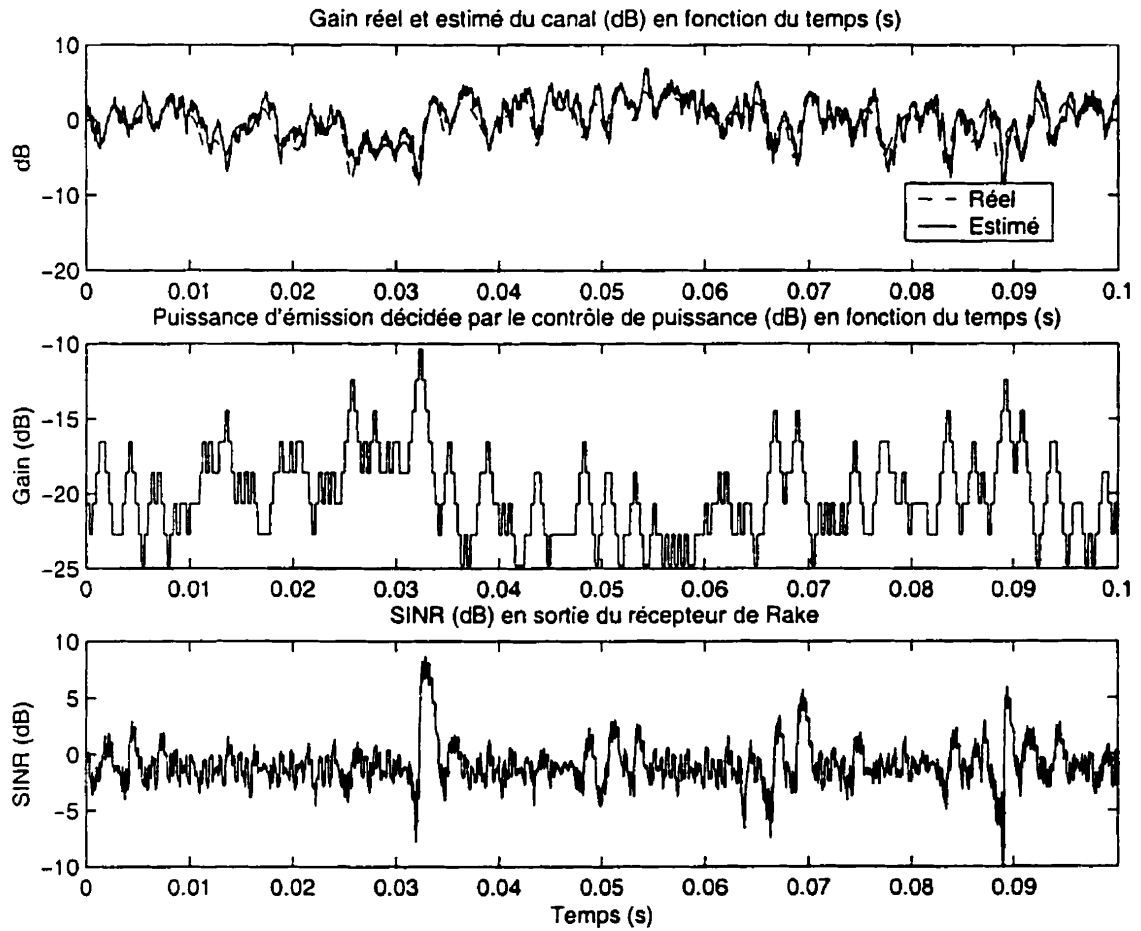


Figure 6.8 – Simulation $f_c = 1.2288 MCps$ à 60 km/h, avec diversité (1/2)

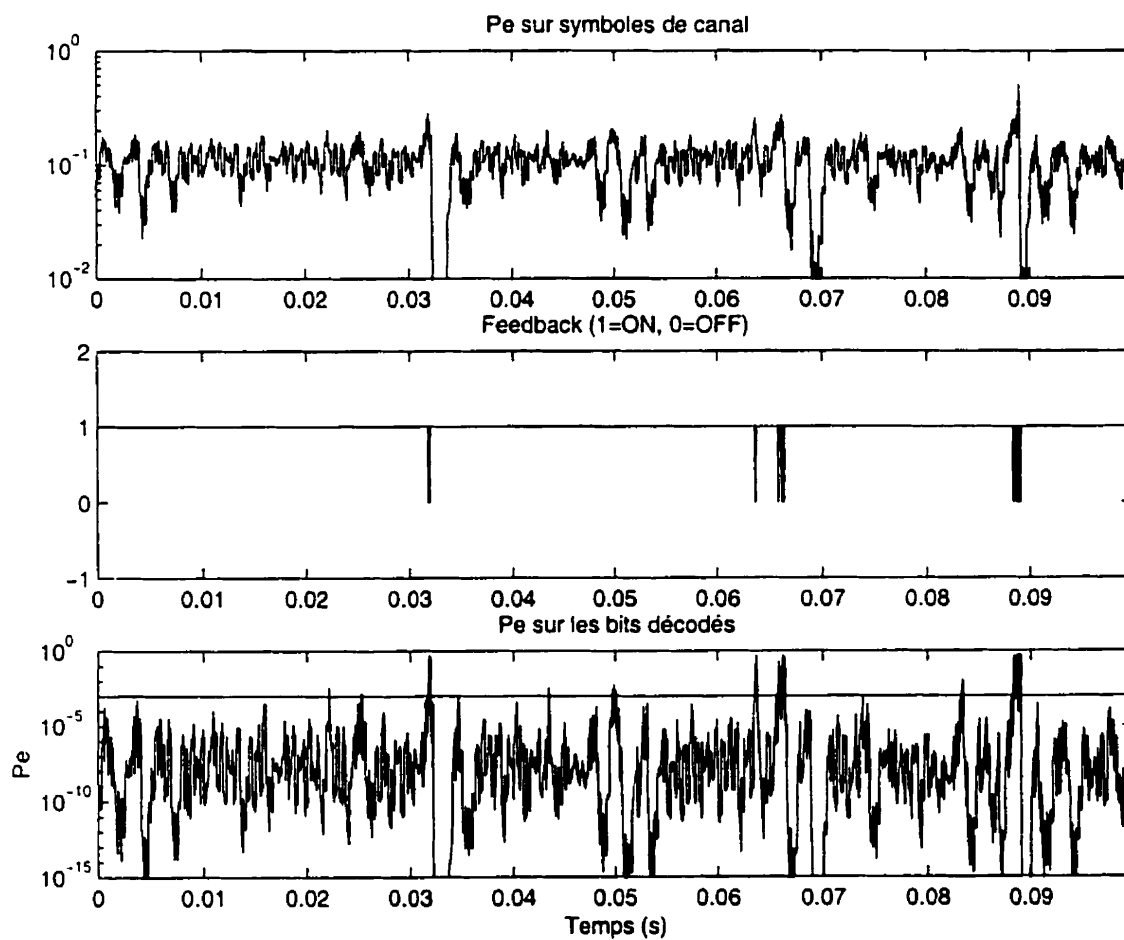


Figure 6.9 - Simulation $f_c = 1.2288MCps$ à 60 km/h, avec diversité (2/2)

6.4.3 Effets sur la capacité du système

Les effets de la variation de la vitesse de déplacement du mobile sur la puissance d'interférences qu'il génère sont présentés en fig. 6.10 page 144. Les trois colonnes représentent l'utilisation de 1, 2 et 3 antennes, et les faisceaux de courbes représentent 1, 2 et 3 échos par antenne. Notons qu'au cours de ce chapitre, il y aura de nombreuses figures composées de plusieurs courbes. Pour ne pas surcharger, nous n'avons imprimé qu'une légende par figure, celle-ci s'appliquant à toutes les courbes.

- P_{IN0} (courbes du haut), puissance d'interférences générée par l'utilisateur d'intérêt ;
- $\frac{P_N}{P_{IN0}}$ (courbes du milieu), qui donne une idée de la variation de la capacité ;
- La puissance moyenne émise par le mobile (courbes du bas).

La méthode d'estimation utilisée est le Decision-Feedback réaliste (avec probabilité d'erreur), et les paramètres du système ($T_{est}, CP_{min}, CP_{max}, CP_{pas}$) ont été optimisés pour chaque point.

Comme dans la modélisation simple de la section 4.5.5, la capacité est proportionnelle au nombre d'antennes de la station de base. P_{IN0} est inversement proportionnelle à N_A : plus il y a d'antennes, et plus le contrôle de puissance peut diminuer la puissance d'émission demandée au mobile, tout en conservant la qualité de service requise.

L'ajout d'antennes participe donc de deux façons pour augmenter la performance du système :

- en introduisant une diversité spatiale qui nivelle le fading ;
- les interférences reçues par chaque antenne ayant été supposées décorréélées, le SINR est multiplié par le nombre d'antennes.

Comme nous l'avons vu précédemment, l'influence de la diversité en termes de nombre d'échos distincts par antenne se fait surtout sentir aux vitesses de déplacement élevées. Il est intéressant d'examiner le gain en dB sur P_{IN0} introduit par le récepteur de Rake : c'est ce que montre la fig. 6.11 page 145. Ici, pour chaque nombre d'antennes

considéré, P_{IN0} pour $N_{Pa} = 1$ a été pris comme référence (0 dB). Dans le cas le plus courant dans la pratique (deux antennes), nous voyons que le fait de pouvoir distinguer et capter deux échos permet de gagner presque 3 dB d'interférence et de puissance d'émission du mobile lorsque celui-ci se déplace à vitesse élevée. Avec une seule antenne, les gains apportés par le récepteur de Rake sont encore plus importants, et ce quelle que soit la vitesse de déplacement (6 dB sur la puissance émise quelle que soit la vitesse, par exemple). Par contre, pour $N_A = 2$, les cas $N_{Pa} = 2$ et 3 sont quasiment identiques : on dispose de suffisamment de diversité, et en ajouter n'apporte plus d'avantages.

La performance du système est aussi très dépendante de la vitesse de déplacement des mobiles : la fig. 6.12 montre l'augmentation de la puissance d'émission, et de P_{IN0} , en fonction de la vitesse. La référence (0 dB) est prise pour la vitesse la plus faible. Cette baisse de performances provient de deux causes :

- L'estimation du canal est plus difficile à haute vitesse (section 6.5) ;
- Le contrôle de puissance ne peut compenser le fading suffisamment vite.

La diversité intervient favorablement sur ces deux facteurs, comme on le voit en fig. 6.12. Avec deux antennes et $N_{Pa} = 2$, un mobile se déplaçant à 120 km/h émet avec 6 dB de puissance en plus par rapport à une vitesse de 2 km/h, et il génère donc 4 fois plus d'interférence.

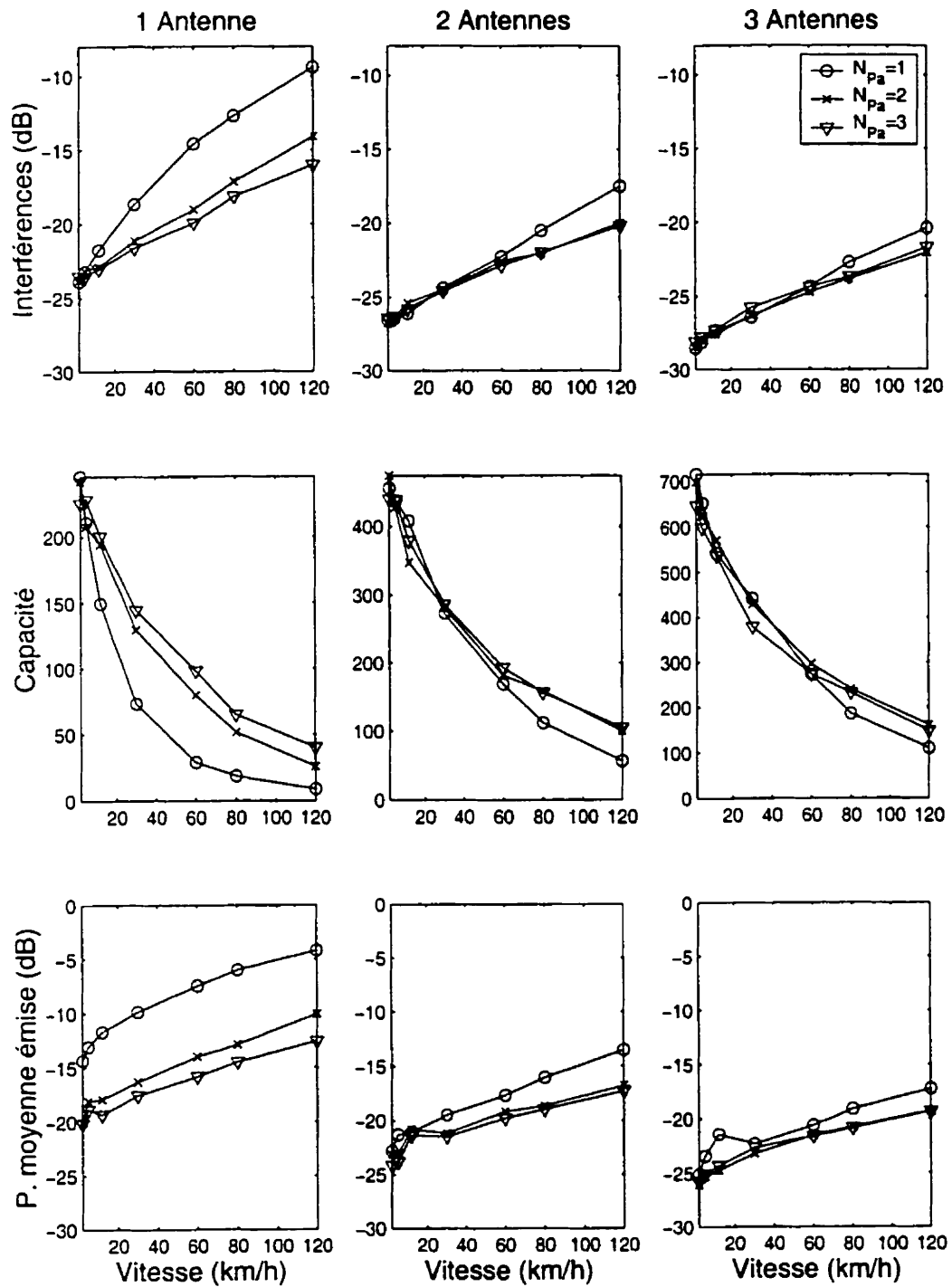


Figure 6.10 - Effets de la diversité et de la vitesse de déplacement sur l'interférence

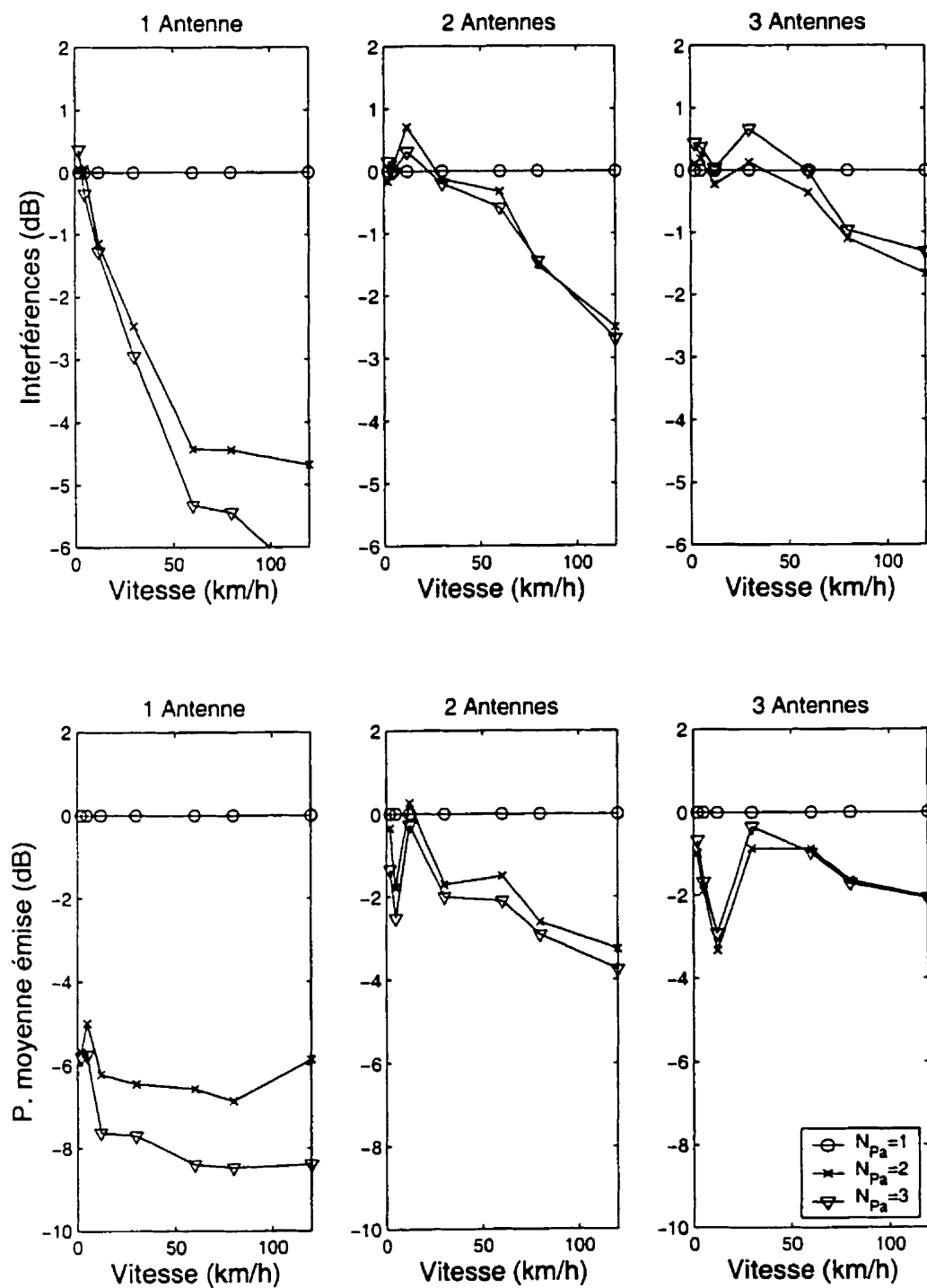


Figure 6.11 - Gain d'interférence apporté par la diversité

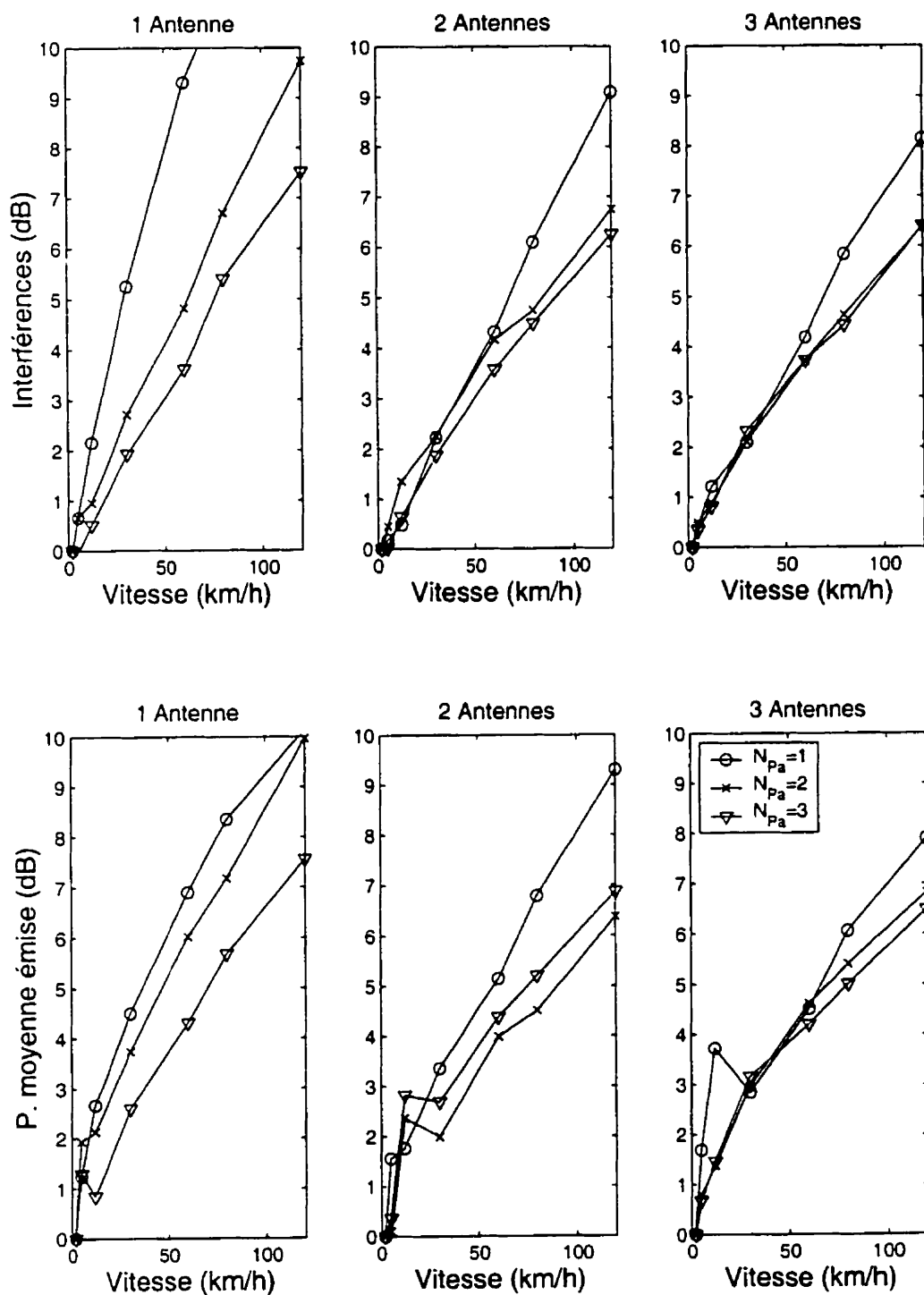


Figure 6.12 – Augmentation de l'interférence due à la vitesse

6.5 Influence de l'estimation du canal

Nous avons vu que l'optimiseur avait choisi des valeurs différentes pour T_{est} , le temps sur lequel on somme l'estimation des γ (voir l'étude théorique au ch. 5). Si le temps est trop faible, l'estimation sera bruitée ; s'il est trop long, elle ne pourra pas suivre assez rapidement les variations du canal. Nous allons reprendre le cas $v = 5$ km/h, une antenne, un écho de la section 6.4.1, et faire varier T_{est} autour de la valeur optimale de 5.9 ms qui avait été calculée.

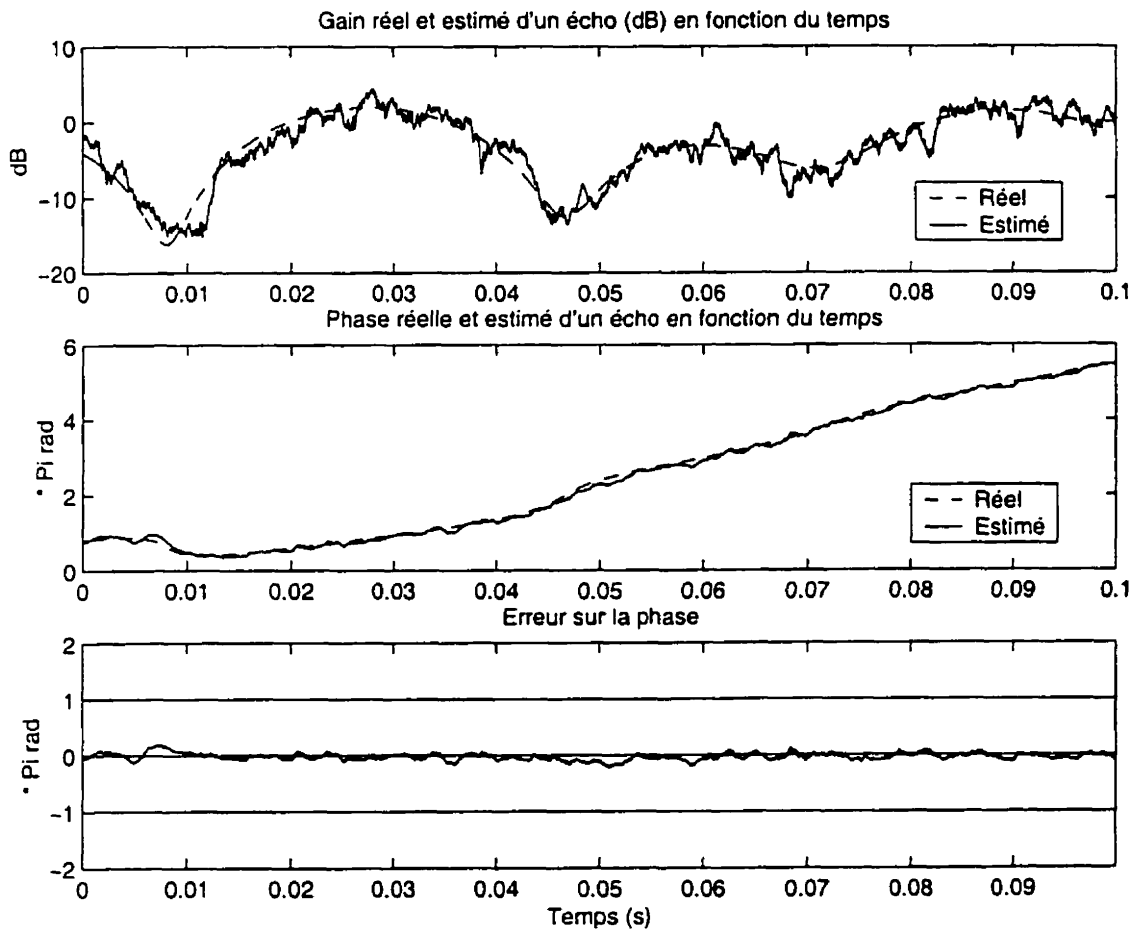


Figure 6.13 – Estimation de l'amplitude et de la phase d'un écho (T_{est} optimal)

La figure 6.13 page précédente donne le comportement du système à la valeur optimale de $T_{\text{est}} = 5.9$ ms : gain réel et estimé (haut), phase réelle et estimée (milieu), erreur sur la phase (bas). Les unités de phases représentent π radians. Puisque le récepteur cherche à corriger le retard de phase de chaque écho en multipliant le signal reçu de chaque finger par $\hat{\gamma}^*$, une erreur d'estimation sur la phase de γ se traduira par un déphasage de même valeur sur le même valeur sur le signal en sortie du finger : le SINR obtenu est proportionnel à $\cos(\arg \hat{\gamma})$.

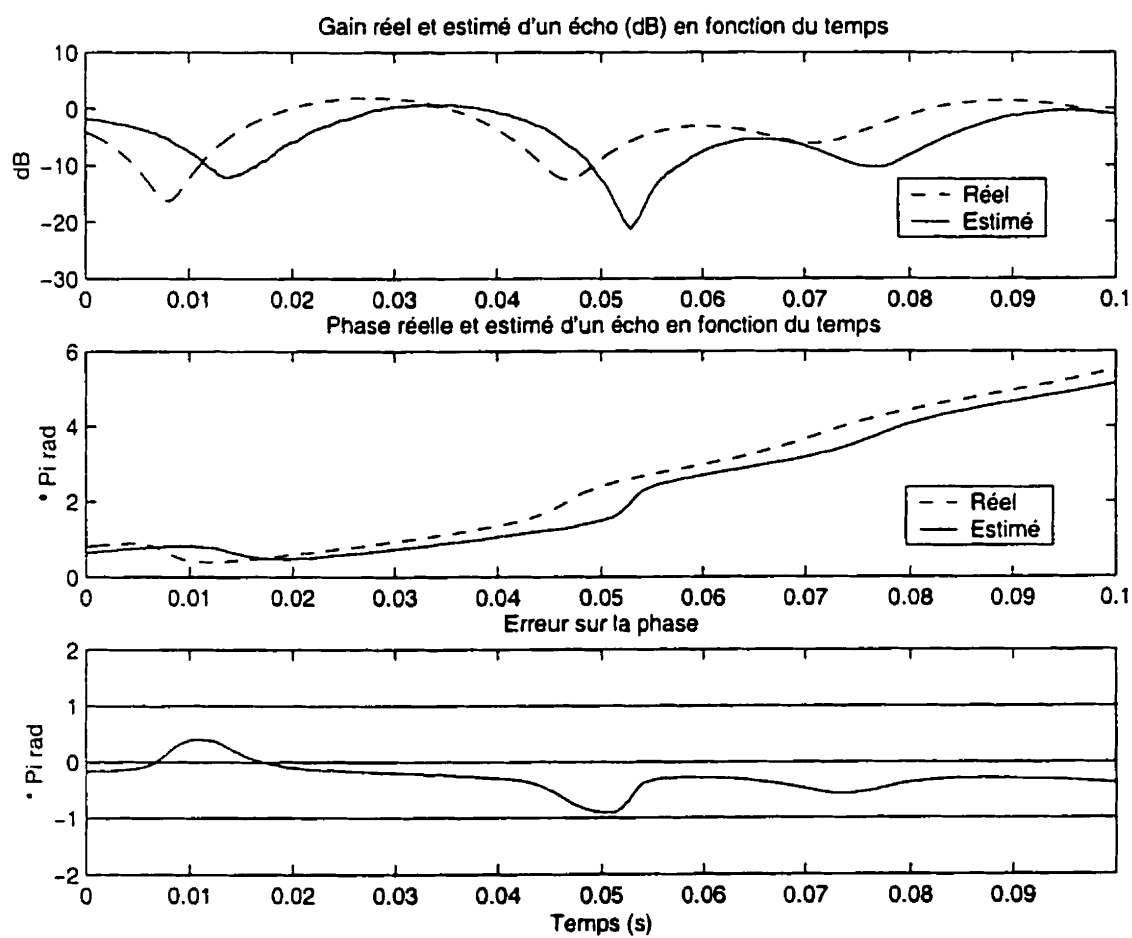
Un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ annule donc complètement le signal, alors qu'un déphasage de π provoque une addition destructive¹, on une inversion des bits du signal. On voit donc que l'estimation de la phase est cruciale. Examinons l'effet d'une variation de T_{est} sur cette estimation.

6.5.1 T_{est} trop grand

Si le récepteur choisit une valeur trop élevée pour T_{est} , par exemple 50 ms, nous obtenons les courbes de la fig. 6.14.

La phase et l'amplitude estimées ont un retard par rapport aux valeurs réelles qui est de l'ordre de 50 ms (courbes du haut et du centre). Or, nous avons vu (fig. 3.15 page 75) que la phase du signal de Rayleigh varie sans cesse, et qu'il y a des changements importants de phase lors des fadings. Le retard entre l'estimée et la valeur réelle pose donc des problèmes pour suivre ces changements de phase : nous pouvons voir, sur la courbe du bas (fig. 6.14), qu'à chaque fading correspond une augmentation importante de l'erreur sur la phase, qui atteint $\frac{\pi}{2}$ ou plus. Cela cause une perte de signal : sur la fig. 6.15, nous voyons que le contrôle de puissance augmente en vain la puissance d'émission du mobile alors que le SINR chute. La probabilité d'erreur s'en ressent (fig. 6.16) et on remarque quelques régions où elle atteint $\frac{1}{2}$, lorsque l'erreur

¹ce qui est l'opposé du but du récepteur de Rake

Figure 6.14 – Estimation de l'amplitude et de la phase d'un écho (T_{est} trop grand)

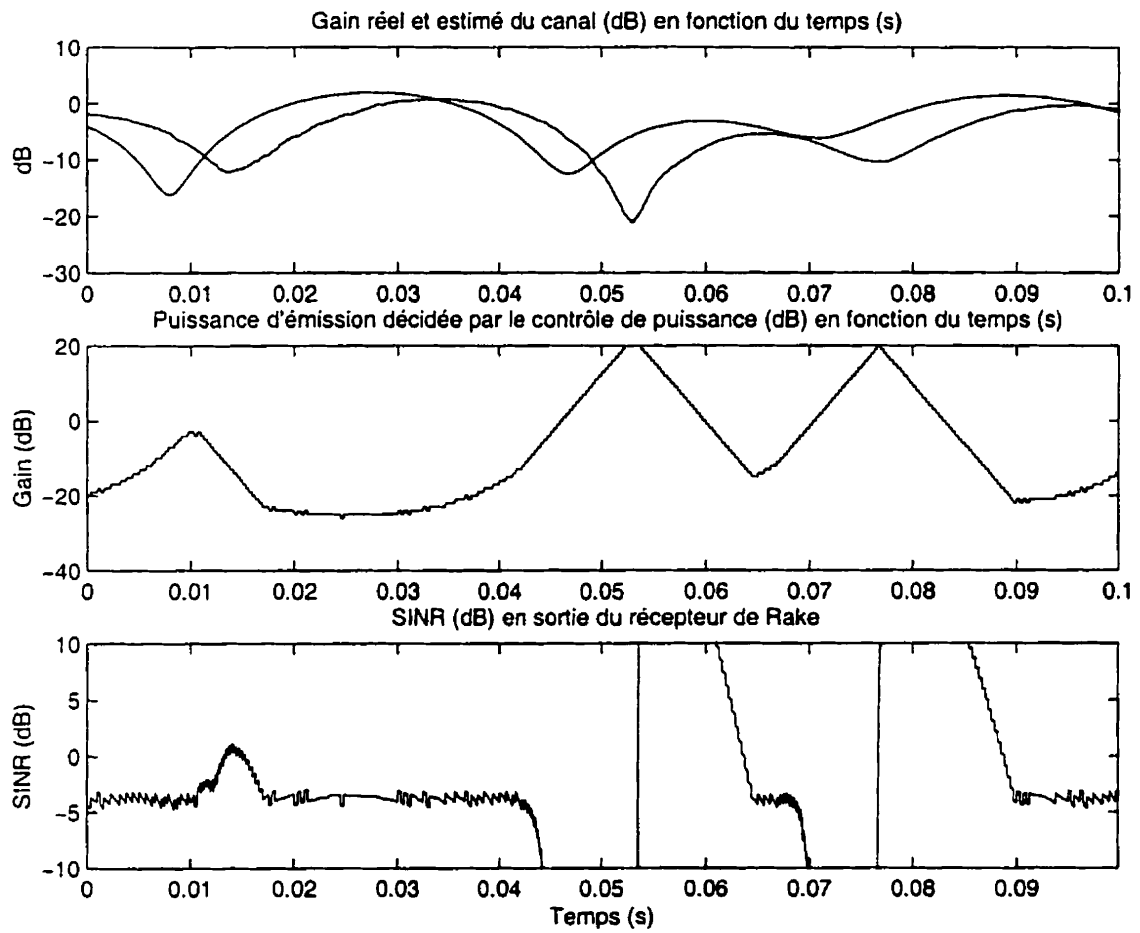


Figure 6.15 - Influence de l'estimation sur la performance (T_{est} trop grand)

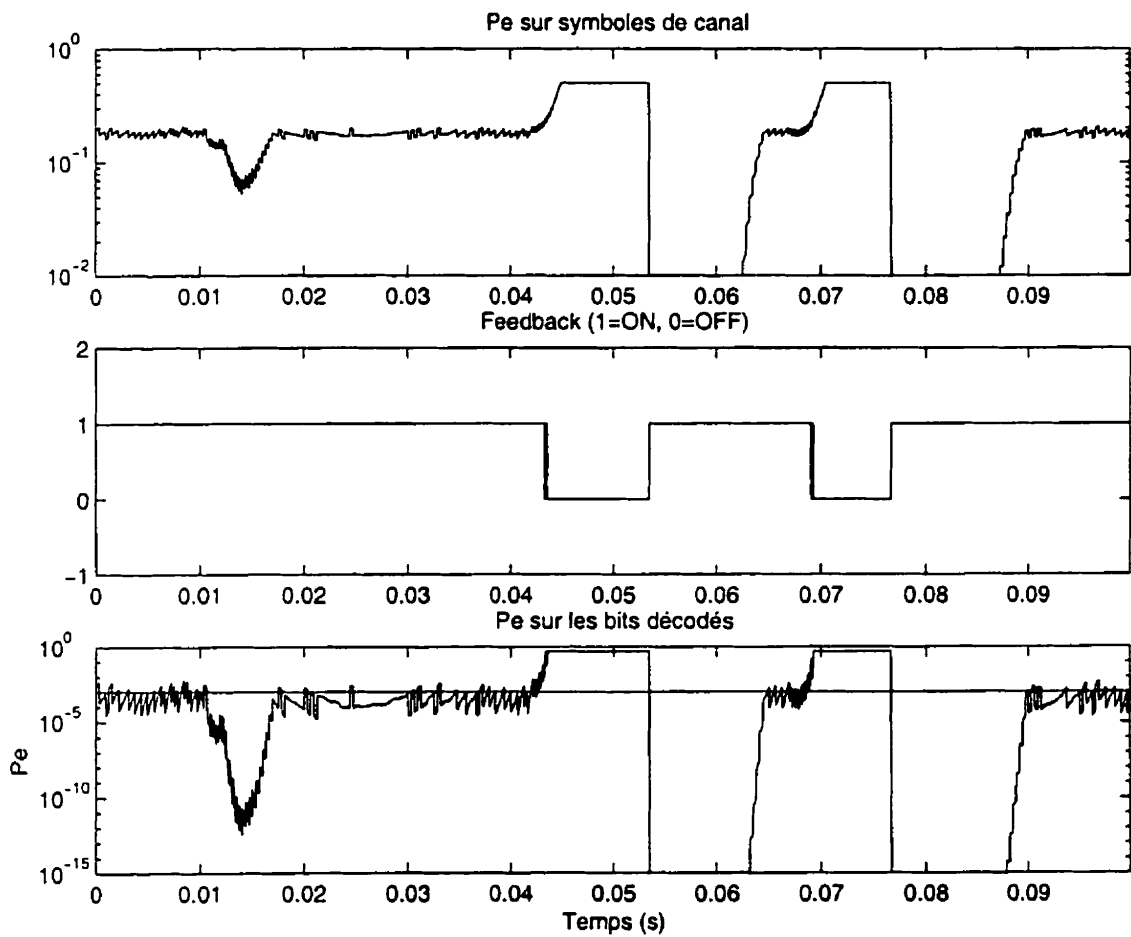


Figure 6.16 - Influence de l'estimation sur la probabilité d'erreur (T_{est} trop grand)

d'estimation de phase s'approche de π . (Le simulateur ne tient pas compte du fait que la puissance d'émission du mobile est bornée. Ce résultat est donc pessimiste, car dans un système réel, la puissance d'émission maximale empêcherait les interférences générées par le mobile d'augmenter énormément, comme sur la fig. 6.15. Cet exemple a donc valeur de démonstration de l'importance de l'estimation plus que de simulation réaliste).

6.5.2 T_{est} trop faible

Prenons maintenant $T_{\text{est}} = 0.5$ ms, une valeur beaucoup trop faible. Nous voyons en fig. 6.17 que l'estimation est très bruitée : elle est pratiquement inutilisable. Les fig. 6.18 et 6.19 montrent que la probabilité d'erreur est très importante et que le système n'est pas fonctionnel.

T_{est} est donc un paramètre déterminant pour les performances du système : il est important de connaître la valeur optimale à utiliser suivant la vitesse de déplacement de l'utilisateur. Trop élevé, et le signal est perdu lors des changements de phase de γ ; trop faible et l'estimation est trop bruitée.

6.5.3 Valeurs optimales de T_{est}

La fig. 6.20 page 156 montre les résultats de l'optimisation de T_{est} pour le cas $f_c = 1.2288$ MCps, utilisant une estimation par Decision-Feedback réaliste, en fonction de la vitesse de du mobile, du nombre d'antennes N_A et du nombre d'échos N_P reçus par chaque antenne. On pouvait s'attendre à ce que T_e soit choisi de plus en plus faible à mesure que la augmente : c'est ce qui arrive. Les courbes s'apparentent à des droites de pente -1 en échelle logarithmique : T_{est} est inversement proportionnel à v .

On constate aussi que l'augmentation du nombre d'antennes et d'échos conduit à une augmentation de T_{est} . Lorsque l'on dispose de plusieurs échos, on peut accepter

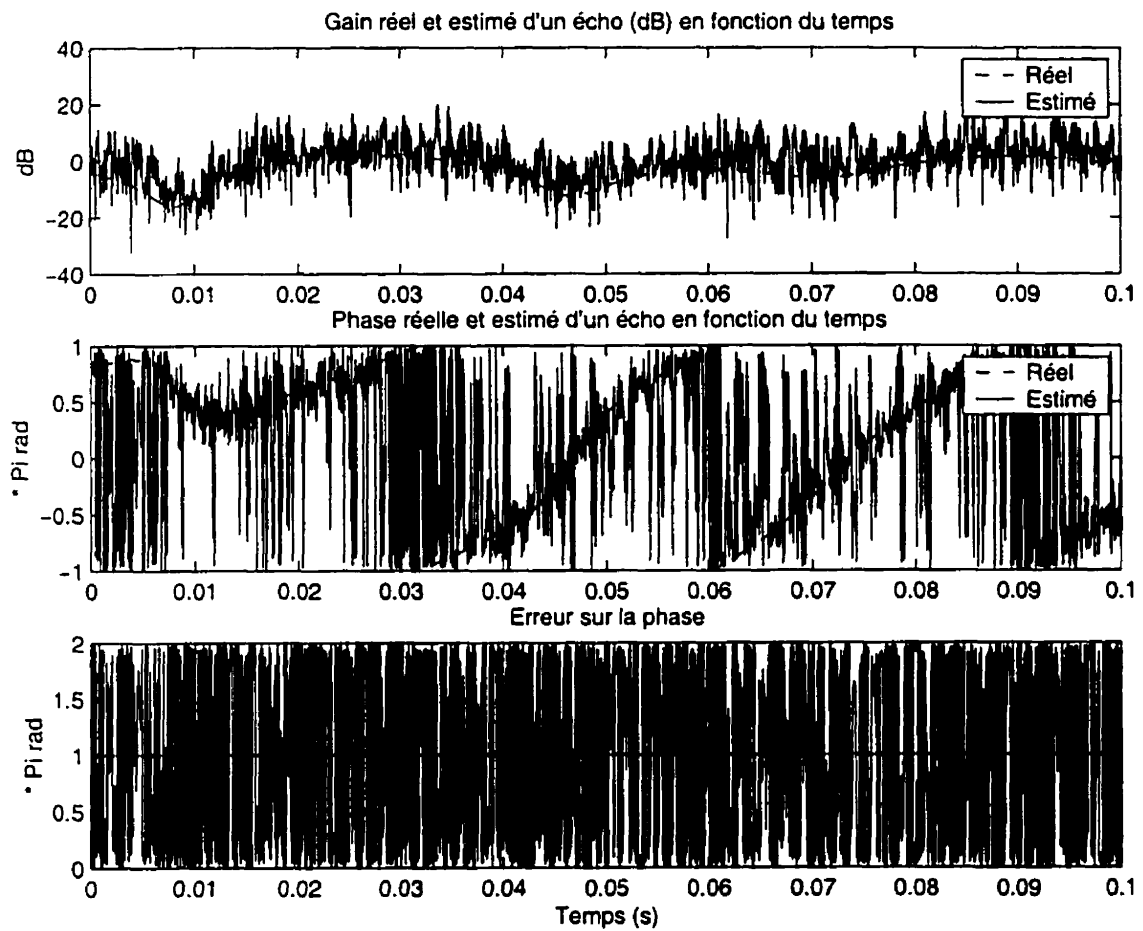


Figure 6.17 – Estimation de l'amplitude et de la phase d'un écho (T_{est} trop faible)

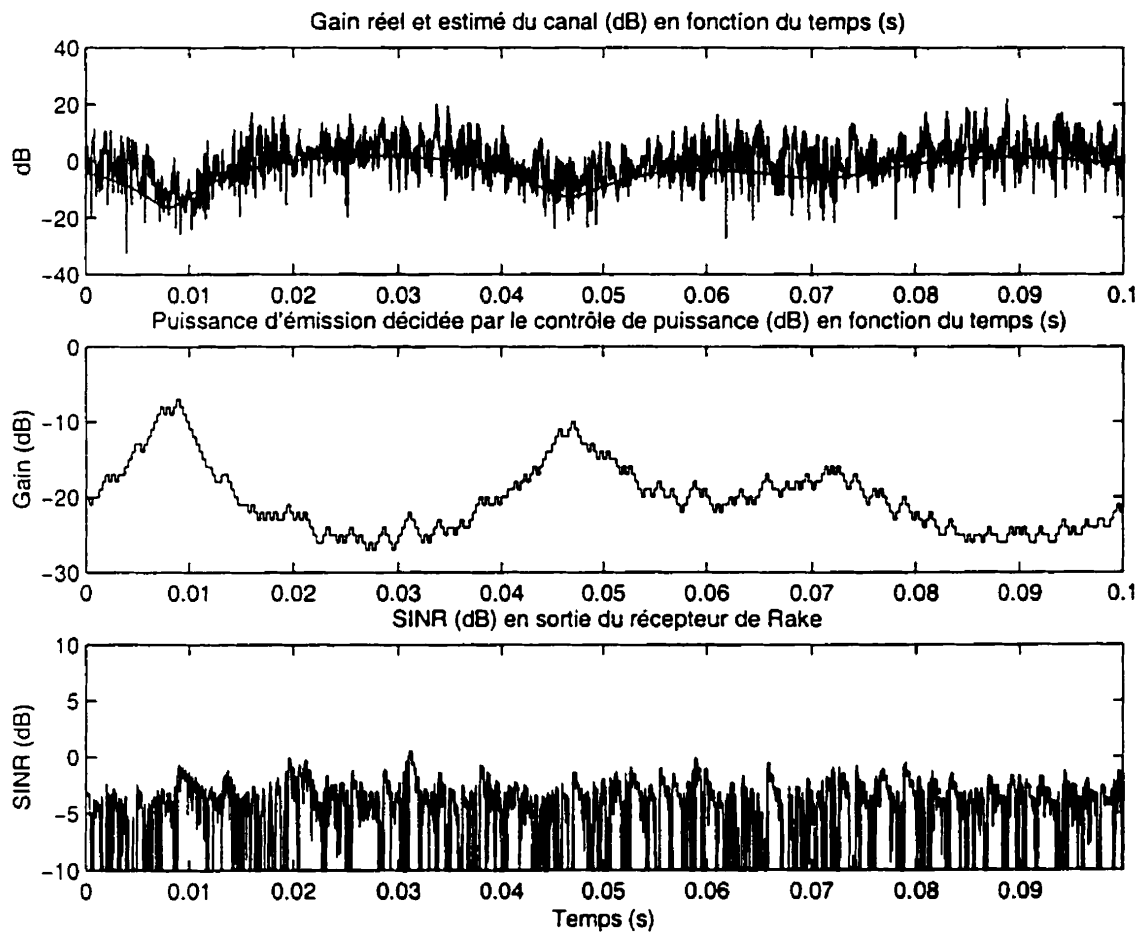


Figure 6.18 – Influence de l'estimation sur la performance (T_{est} trop faible)

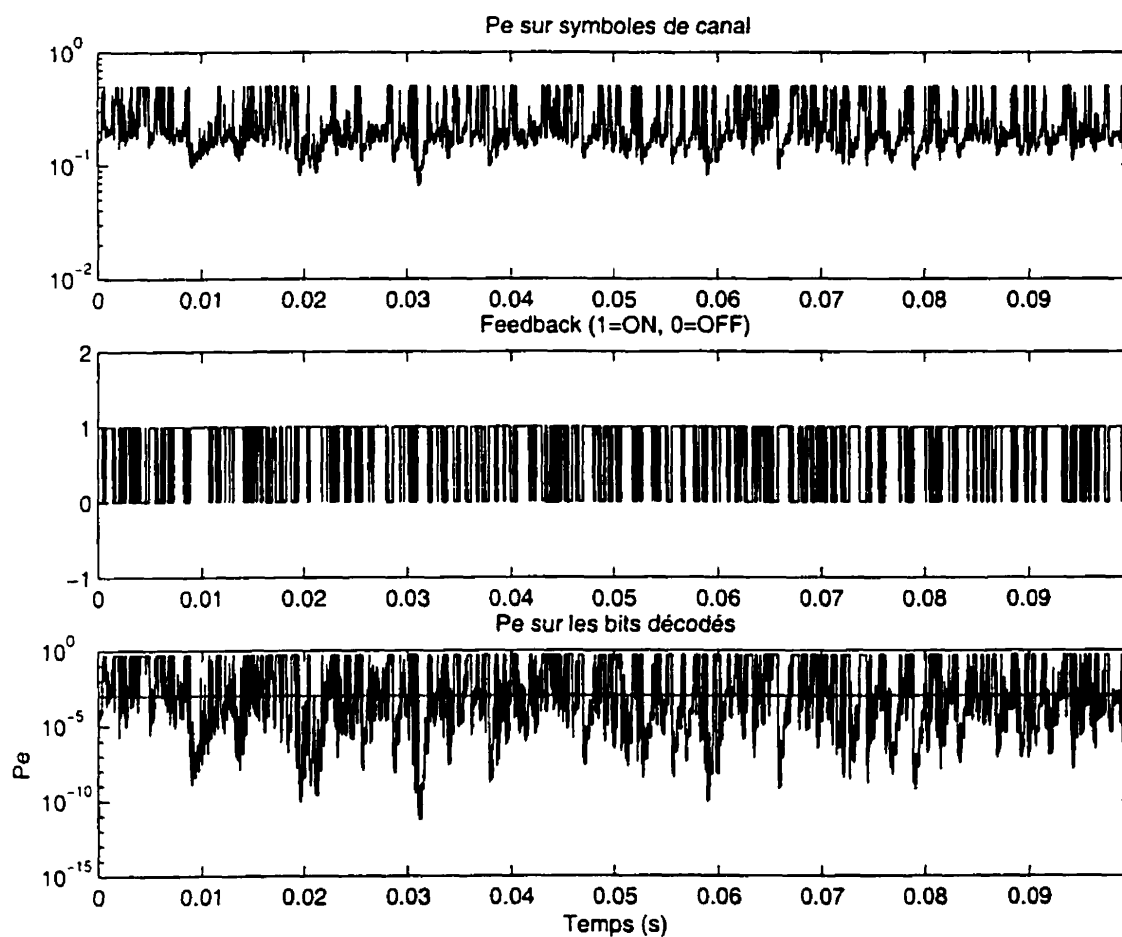
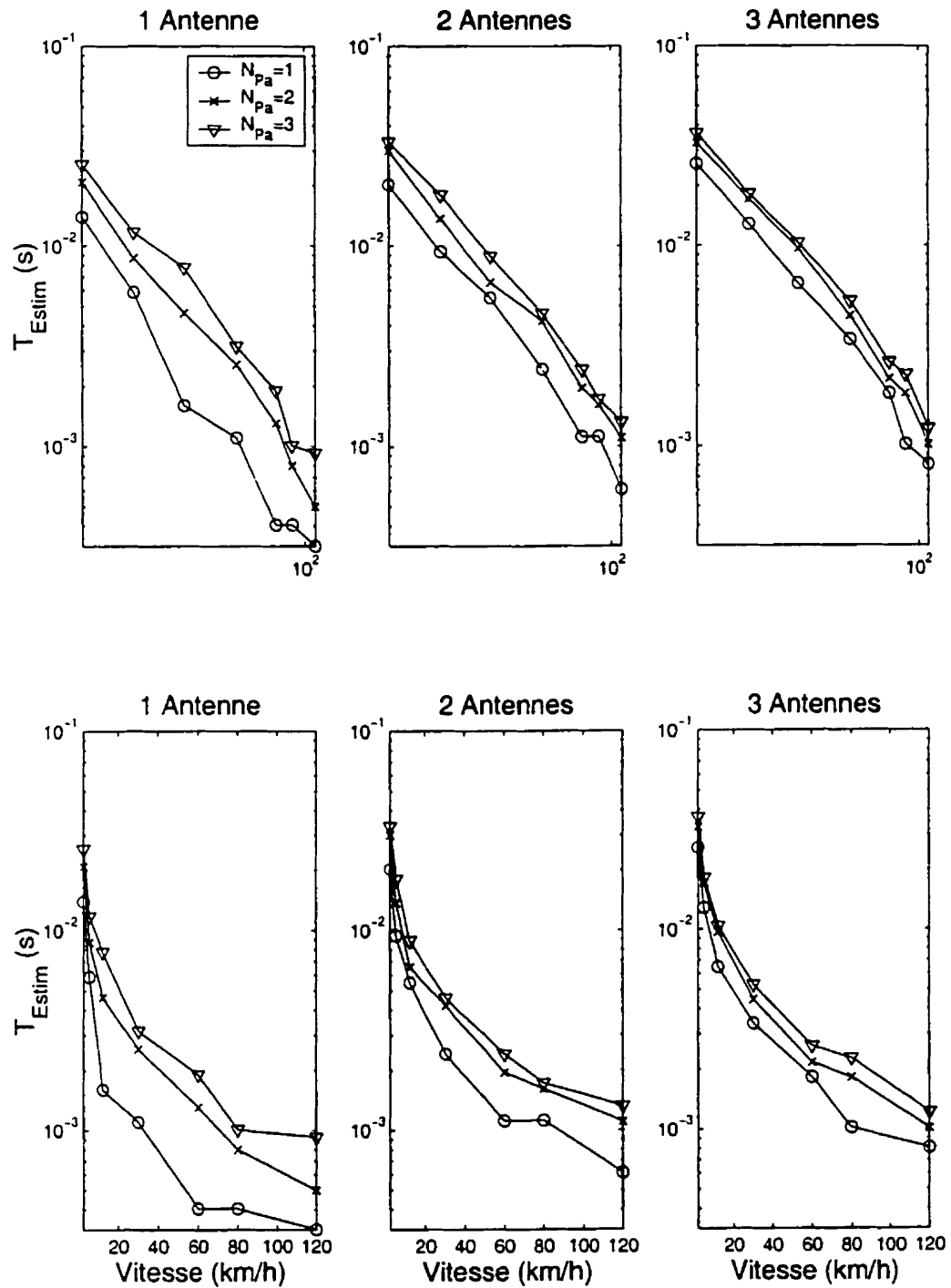


Figure 6.19 – Influence de l'estimation sur la probabilité d'erreur (T_{est} trop faible)

Figure 6.20 – Valeurs optimales de T_{est} suivant v pour $N_{Pa} = 1 \dots 3$ et $N_A = 1 \dots 3$

de brèves pertes de signal sur l'un d'entre eux si celui-ci subit un fading. On peut donc accepter que l'estimation de la phase suive moins rapidement la valeur réelle : en augmentant T_{est} , il peut y avoir des erreurs de phase durant les fadings, mais l'estimation est moins bruitée le reste du temps. L'effet global est positif.

On peut aussi remarquer, particulièrement avec 1 antenne, que les courbes de T_{est} sont pratiquement les mêmes pour 2 et 3 échos, marquant une grande différence avec 1 seul écho : l'ajout de nouveaux échos au-delà de 2 ne change donc pas significativement la valeur optimale de T_{est} . La différence est moins visible avec 2 antennes et plus.

La diversité permet donc d'améliorer les performances de l'estimation du canal : c'est un autre de ses avantages. Le récepteur de Rake devra comporter un moyen de calculer le T_{est} optimal pour pouvoir fonctionner. Par exemple, les possibilités sont :

- mesurer la vitesse de déplacement du mobile pour en déduire T_{est} à partir d'une loi prédéterminée ;
- essayer constamment plusieurs valeurs de T_{est} en cherchant à minimiser la probabilité d'erreur ;
- D'autres méthodes sont possibles.

6.5.4 Estimation de T

L'estimation des instants d'arrivée des échos $T_{u,p}$ n'a pas posé de problèmes particuliers. Le système de poursuite décrit au chap. 5 a toujours maintenu une erreur de synchronisation inférieure à une fraction de chip. Ceci s'explique par le fait que la période spatiale du chip est assez longue (à $f_c = 12 \times 1.2288$ MCps, elle est de 20 mètres, ce qui donne une variation de retard de 1.6 chips/s au maximum si l'utilisateur se déplace à 120 km/h). La partie déterminante de l'estimation est donc celle des γ . On réexaminera la synchronisation à la section 6.7.1 (voir fig. 6.25, p. 165), dans le cadre d'une augmentation de f_c .

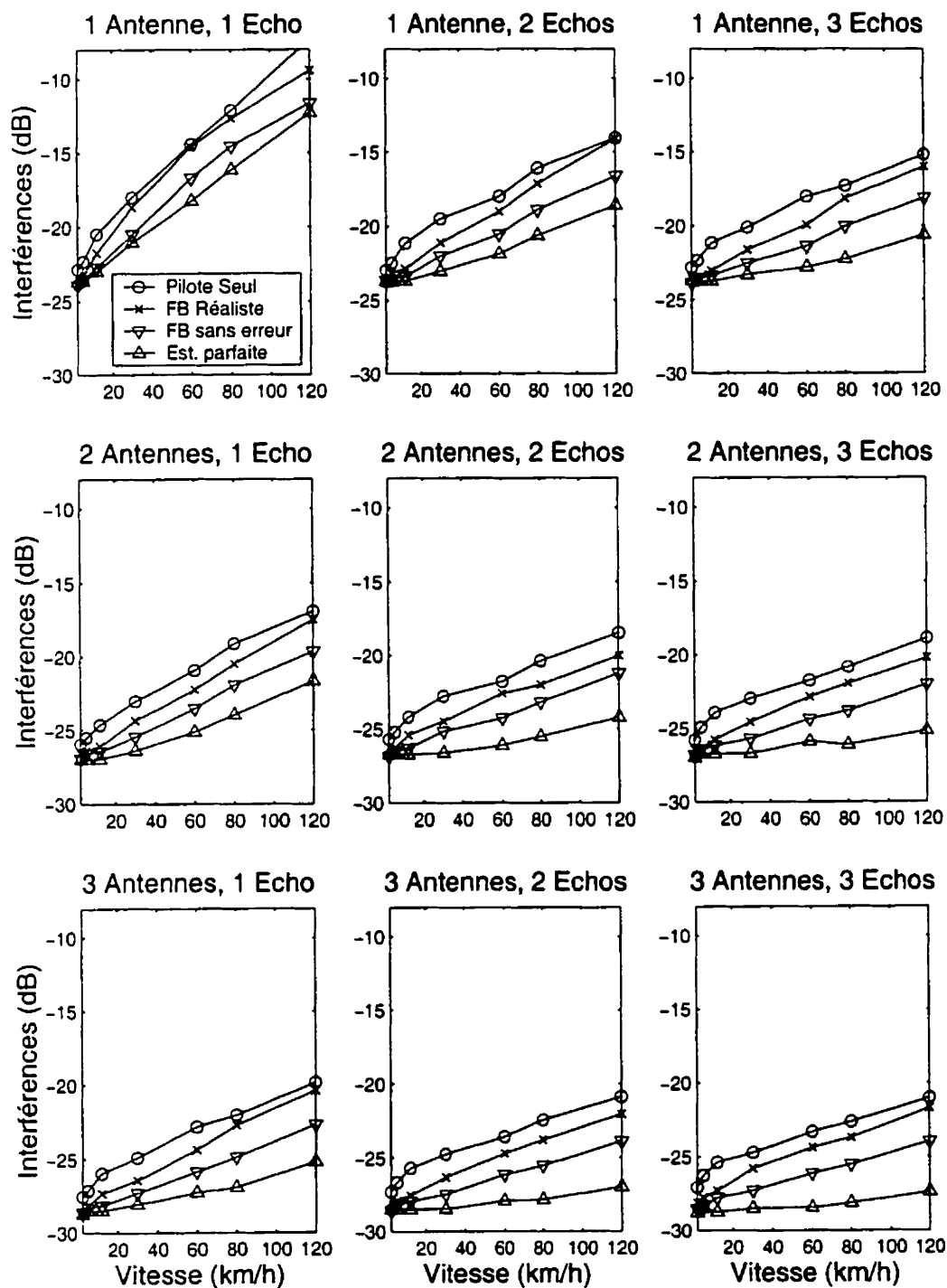
6.5.5 Influence de la méthode d'estimation sur la capacité

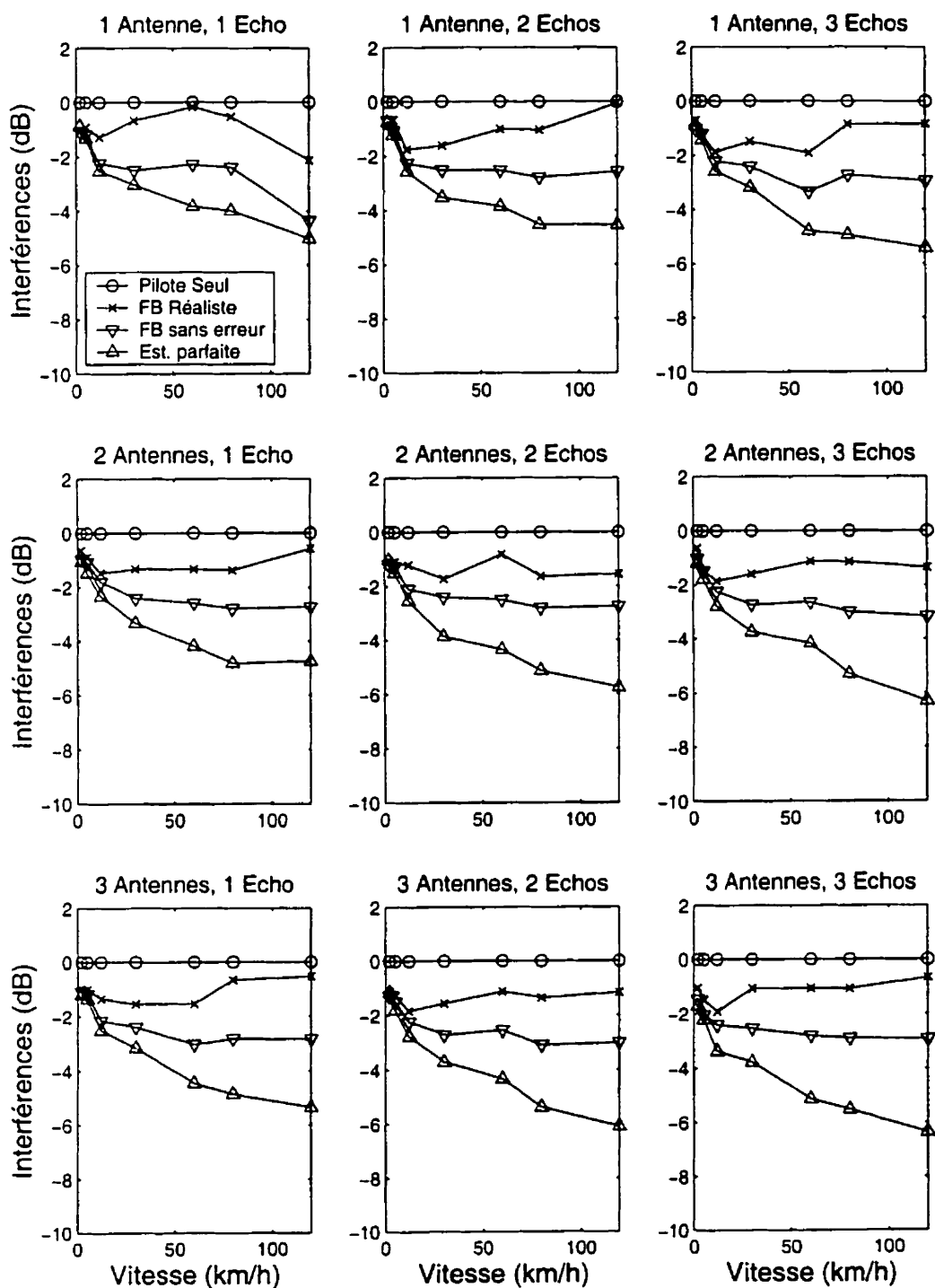
Examinons maintenant le gain apporté par l'estimation en Decision-Feedback par rapport au signal pilote utilisé seul. La fig. 6.21 page suivante montre les valeurs de P_{INO} obtenues avec les quatre méthodes d'estimation précédemment discutées :

- Signal pilote seul ;
- Decision-Feedback réaliste (utilisant les symboles de canal en sortie du récepteur de Rake, en tenant compte de leur probabilité d'erreur) ;
- Decision-Feedback utilisant des symboles sans erreur ;
- Estimation parfaite (cas purement théorique).

La fig. 6.22 donne le gain apporté par les autres méthodes par rapport à l'utilisation du pilote seul. Tous les cas de N_A et N_{Pa} sont représentés ; attardons-nous sur le cas le plus représentatif d'une utilisation réelle, $N_a = 2$ et $N_{Pa} = 2$ ou 3. On remarque que les diverses méthodes se comportent de la même manière vis-à-vis de la vitesse de déplacement : les courbes des trois premières méthodes sont horizontales et parallèles.

Nous avons ici un exemple de choix à faire entre complexité et performance : par rapport au signal pilote seul, la méthode de Feedback utilisant les symboles à la sortie du récepteur de Rake permet de gagner 1 à 1.5 dB d'interférence. Cette méthode est relativement simple, et le gain apporté justifie son utilisation. Le Decision-Feedback utilisant des symboles décodés puis re-codés (donc presque sans erreur) est plus complexe mais permet de gagner 1 dB supplémentaire. La dernière courbe, celle d'une estimation parfaite, montre que les imperfections de l'estimation du canal deviennent un facteur limitant important à mesure que la vitesse augmente : pour des vitesses élevées, la meilleure estimation réelle donne 3 dB d'interférence de plus que l'estimation parfaite.

Figure 6.21 – Influence de la méthode d'estimation sur P_{IN0}

Figure 6.22 – Gain apporté par la méthode d'estimation sur P_{IN0}

6.6 Contrôle de Puissance

La fig. 6.23 page suivante présente les paramètres de contrôle de puissance décidés par l'optimiseur en fonction du nombre d'échos, d'antennes et de la vitesse du mobile. De haut en bas, nous avons :

- Pas de contrôle de puissance (en dB) ;
- SINR minimal au dessous duquel le contrôle demande au mobile d'augmenter sa puissance ($CP_{\min}$). Il est choisi par l'optimiseur de telle sorte que le critère de qualité de service soit rempli ;
- Puissance moyenne émise par le mobile (en dB) ;
- Ecart-type du SINR.

$$\sqrt{E[(\text{SINR}_{\text{dB}} - E[\text{SINR}_{\text{dB}}])^2]} \quad (6.4)$$

Cette dernière valeur représente la capacité du contrôle de puissance à maintenir le SINR le plus proche possible de la valeur désirée. Elle augmente avec la vitesse, car plus le fading est rapide, plus il est difficile de le compenser. On voit bien l'influence de la diversité, qui ramène cet écart-type de 7 dB (1 antenne, $N_{Pa} = 2$) à 2 dB (2 antennes, $N_{Pa} = 3$). La diversité, tant le nombre d'antennes que le nombre d'échos reçus, augmente donc la performance du contrôle de puissance.

Le pas de contrôle de puissance suit la même tendance : la diversité permet d'utiliser des pas plus faibles, donnant un contrôle plus fin, et évitant d'émettre inutilement avec une puissance trop forte. On voit ici l'intérêt d'un système de contrôle de puissance à pas variable.

On voit aussi l'influence de la diversité sur la puissance moyenne émise par le mobile. Il est intéressant de chercher à minimiser cette puissance :

- Pour avoir une portée plus grande lorsque l'émetteur fonctionne à puissance

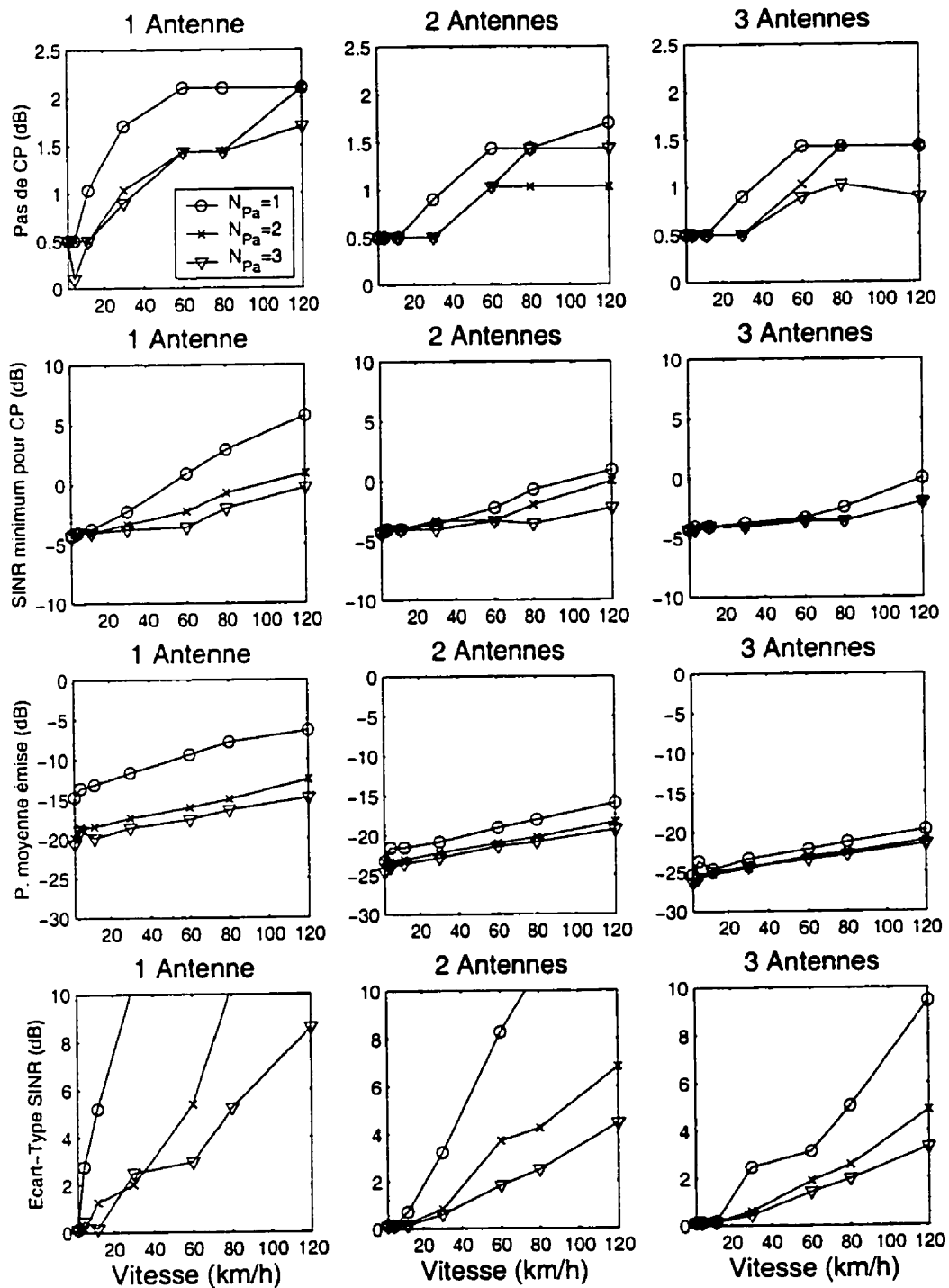


Figure 6.23 – Comportement du contrôle de puissance

maximale ;

- Pour augmenter l'autonomie ;
- Un émetteur de moindre puissance donne un mobile moins cher, et plus léger.

La simulation a d'autre part montré que la caractéristique la plus importante du contrôle de puissance était sa rapidité. Tous les essais que nous avons réalisés pour augmenter sa précision au détriment de sa vitesse se sont révélés néfastes en termes d'interférences dès que le mobile se déplaçait plus vite que 12 km/h. Par exemple, nous avons essayé de moyenner la puissance reçue par la base sur un court délai pour en obtenir une estimation moins bruitée : le délai introduit suffisait à réduire la performance du contrôle.

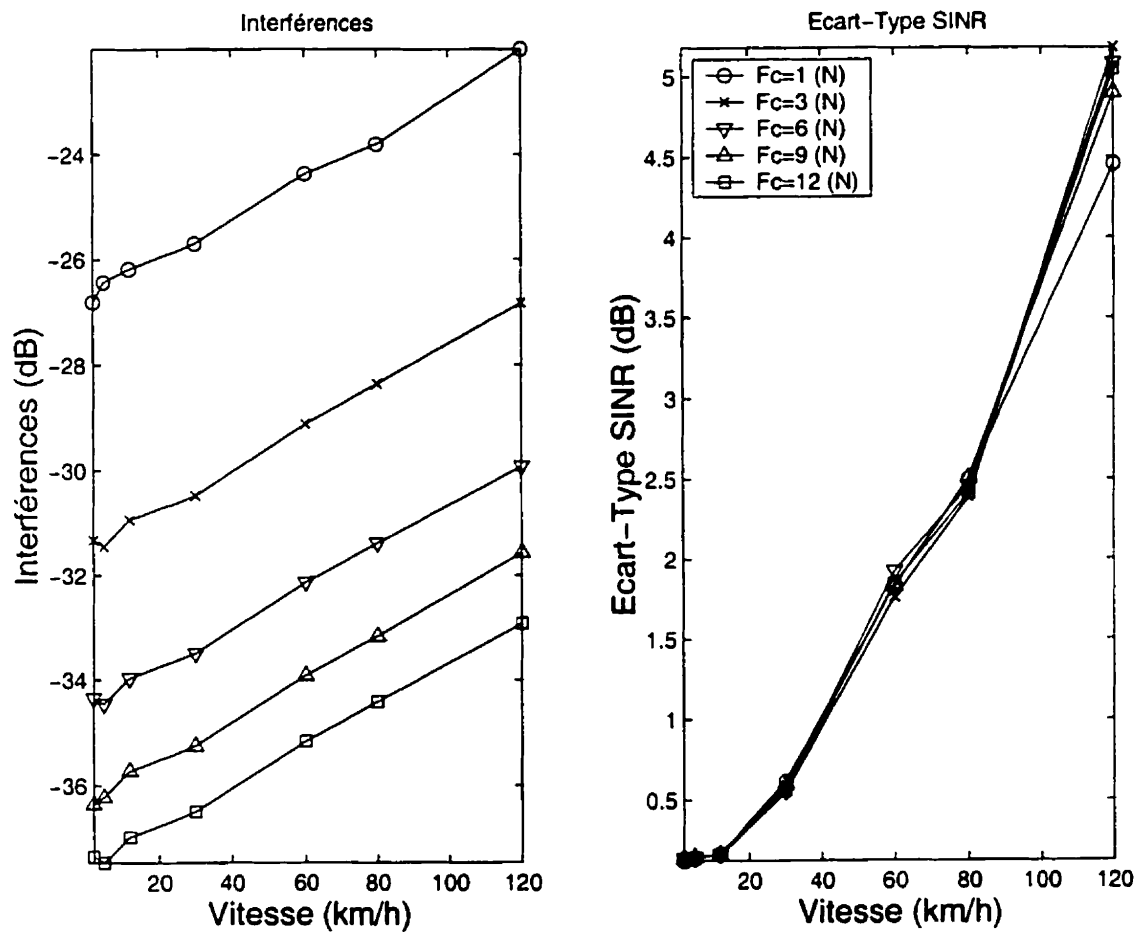
6.7 Système CDMA2000 large bande :

Augmentation de f_c

Une caractéristique fondamentale du CDMA2000 par rapport à l'IS-95 est de permettre l'augmentation de f_c par multiples de 1.2288 MCps (la fréquence de chip du système IS-95). Nous avons noté $f_c = N \times 1.2288$ MCps, avec $N=1,3,6,9$ et 12. D'après la modélisation simple de la section 4.5.5, la capacité devrait être proportionnelle à f_c , c'est-à-dire que la puissance d'interférence P_{IN} générée par un usager est inversement proportionnelle à f_c . Les résultats de simulation le confirment (fig. 6.24 page suivante). De plus, nous voyons que l'écart-type du SINR ne change pas lorsque f_c augmente : la performance du contrôle de puissance n'est pas affectée. La capacité est donc bien proportionnelle à f_c .

Cependant, l'augmentation de f_c a deux autres conséquences :

- Il est plus difficile de synchroniser le récepteur sur un code plus rapide ;
- La résolution du récepteur de Rake est proportionnelle à f_c : le nombre d'échos

Figure 6.24 - Augmentation de f_c pour 2 antennes, 2 échos

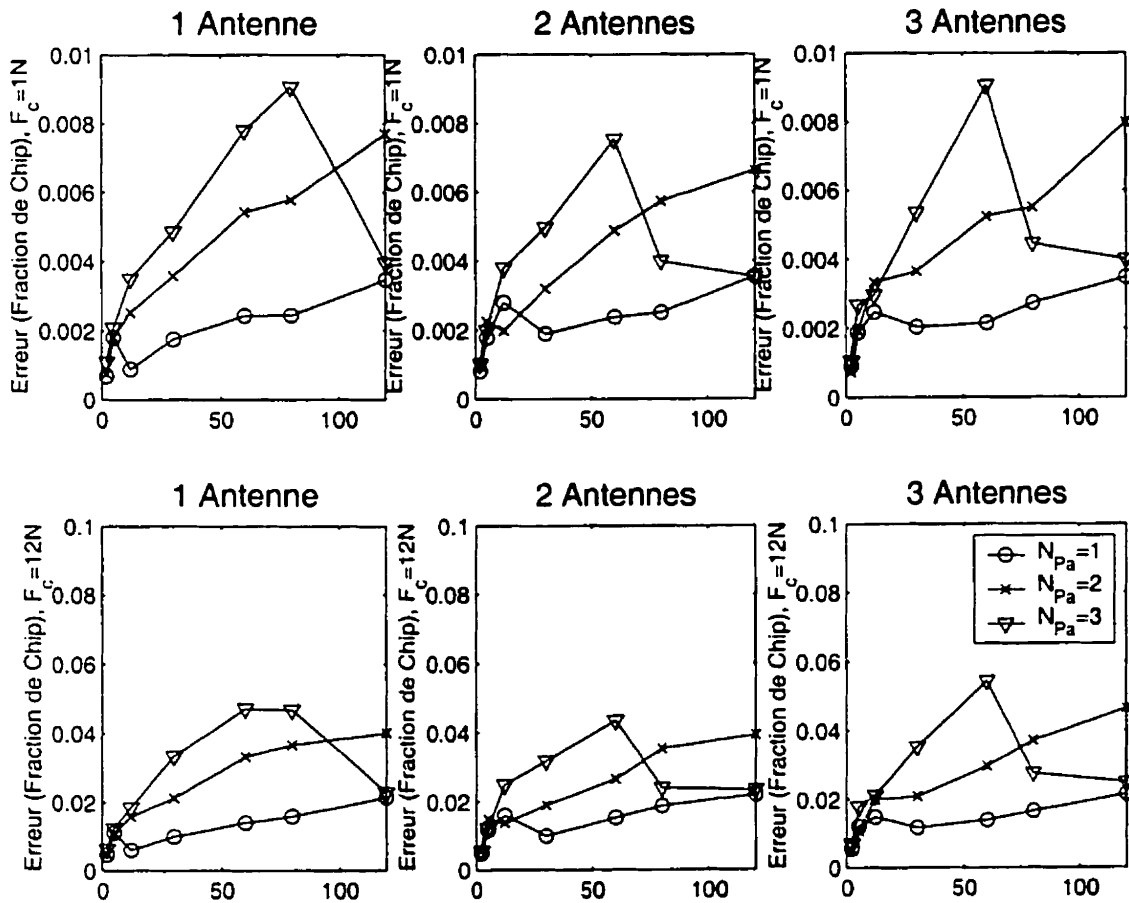


Figure 6.25 – Erreur de synchronisation du récepteur en fonction de N_A et N_{Pa}

distincts N_{Pa} devrait donc être proportionnel à f_c .

6.7.1 Synchronisation sur le chip

L'erreur quadratique moyenne sur l'estimation du retard des échos est présentée en fig. 6.25 page précédente (la graduation sur l'axe des ordonnées est en chips). Le système de synchronisation utilisé est celui décrit au ch. 5. L'erreur augmente avec la vitesse, mais elle reste dans des limites raisonnables (moins de 0.1 chips au maximum) et s'atténue avec la diversité. On voit que l'utilisation d'une fréquence de chip plus élevée implique une erreur de synchronisation plus grande (0.002-0.008 chips à $N = 1$; 0.02-0.05 chips à $N = 12$), mais celle-ci reste dans des limites raisonnables : moins de 0.1 chip dans le pire cas. La synchronisation n'est donc pas un obstacle à l'utilisation d'une fréquence de chip plus élevée, d'autant plus que l'on pourrait utiliser d'autres méthodes encore plus performantes qu'une simple boucle fermée, comme par exemple une méthode basée sur un maximum de vraisemblance. On pourra trouver des détails supplémentaires dans [1], [18], ou [27].

6.7.2 Augmentation de la résolution du récepteur de Rake

Le récepteur peut séparer des échos distants de $\frac{1}{T_c}$ (voir section 3.3.3). En prenant par exemple un canal ayant une mémoire de $\tau_{spread\ u}$ secondes, le récepteur pourra distinguer au maximum $f_c \tau_{spread\ u}$ échos. Supposons $\tau_{spread\ u} = 2\mu s$ (ce qui correspond à peu près à deux chips pour $f_c = 1.2288$ MCps) : le récepteur pourra séparer au maximum $N_{Pa} = 2$ échos. En augmentant le facteur d'étalement N , on aura donc à peu près $N_{Pa} = 2N$. Avec N allant jusqu'à 12, on pourrait recevoir jusqu'à 24 échos.

Pour comparer l'effet de l'augmentation de la résolution du récepteur de Rake sur la performance du système, nous devons faire abstraction du fait que la capacité est proportionnelle à f_c . Nous éliminerons donc f_c du problème en nous plaçant à

$f_c = 1.2288$ MCps et en étudiant l'effet de l'augmentation de N_{Pa} (de 1 à 24 échos).

Deux hypothèses sont alors possibles :

- soit la puissance des échos est répartie de manière égale entre eux, c'est-à-dire que nous aurons N_{Pa} échos, chacun d'une puissance $E[|\gamma_{0,p}|^2] = \frac{1}{N_{Pa}}$;
- soit nous choisissons d'utiliser des échos de puissances différentes, mais en tenant compte du fait que, quel que soit leur nombre, la somme des puissances reçues est toujours constante.

Echos de même puissance

Ce modèle peut paraître simpliste, mais en fait, il convient bien pour décrire un environnement urbain dense [21]. Nous supposons d'abord que l'estimation est parfaite, et que le récepteur dispose de 2 antennes. Examinons les effets d'une augmentation de f_c , en fig. 6.26 page 169 :

- Avec un nombre d'échos suffisamment grand, le système semble avoir une performance identique quelle que soit la vitesse : l'apport de diversité permettrait donc de ramener le niveau d'interférences généré par un usager se déplaçant à 120 km/h à celui d'un usager presque immobile ;
- Il en est de même pour la puissance moyenne émise par le mobile, et l'écart-type du SINR.
- Pour $v = 120$ km/h, on gagnerait presque 3 dB d'interférences en passant de 2 à 24 échos.

L'amélioration de la résolution du récepteur de Rake semble être bénéfique sur tous les plans. Cependant, une simulation utilisant une méthode d'estimation plus réaliste prouve le contraire, en fig. 6.27 page 170. Nous voyons que seule l'estimation parfaite est capable de tirer parti de cette augmentation de résolution. Pour les trois autres méthodes (Pilote seul, Feedback réaliste et Feedback sans erreur), on peut conclure :

- Un grand nombre d'échos n'améliore pas la performances du système aux vitesses élevées de déplacement du mobile (les courbes de performances en fonctions de v restent séparées pour toutes les valeurs de N_{Pa});
- Il y a un nombre d'échos optimal, qui dépend de la vitesse de déplacement du mobile, auquel l'interférence générée P_{IN0} est minimale :
 - 2-3 échos pour une faible vitesse (moins de 30 km/h);
 - 6 échos pour une vitesse plus élevée.

L'estimation du canal est donc le facteur limitant qui empêche de profiter de l'augmentation de la résolution du récepteur de Rake aux fréquences de chip élevées. Plus on augmente la résolution, plus la puissance de chaque écho, et donc le SINR à la sortie de chaque finger du récepteur de Rake, est faible; et plus il est difficile d'estimer correctement les $\gamma_{u,p}$. Or, on ne peut compenser cette baisse de rapport signal sur bruit par une augmentation de T_{est} , car l'estimation doit être en mesure de suivre les variations rapides du canal.

La fig. 6.28 page 171 donne le comportement de la puissance moyenne émise par le mobile en fonction de l'augmentation du nombre d'échos perçus. Elle suit la même évolution que l'interférence, c'est-à-dire que seule une estimation parfaite permettrait de tirer parti des avantages d'une f_c élevée.

Par contre, nous voyons en fig. 6.29 page 172 que l'augmentation du nombre d'échos permet tout de même de réduire l'écart-type du SINR en sortie du récepteur de Rake. Le gain est moins grand pour une estimation réaliste que pour une estimation parfaite, et il reste de toutes façons assez faible : dans le meilleur des cas, de l'ordre de 2 dB entre 2 et 24 échos pour une vitesse de 120 km/h.

Pour pouvoir exploiter les avantages d'une résolution plus grande dans le récepteur de Rake, l'essai d'autres méthodes d'estimation s'imposerait donc, comme par exemple l'estimation par maximum de vraisemblance [27].

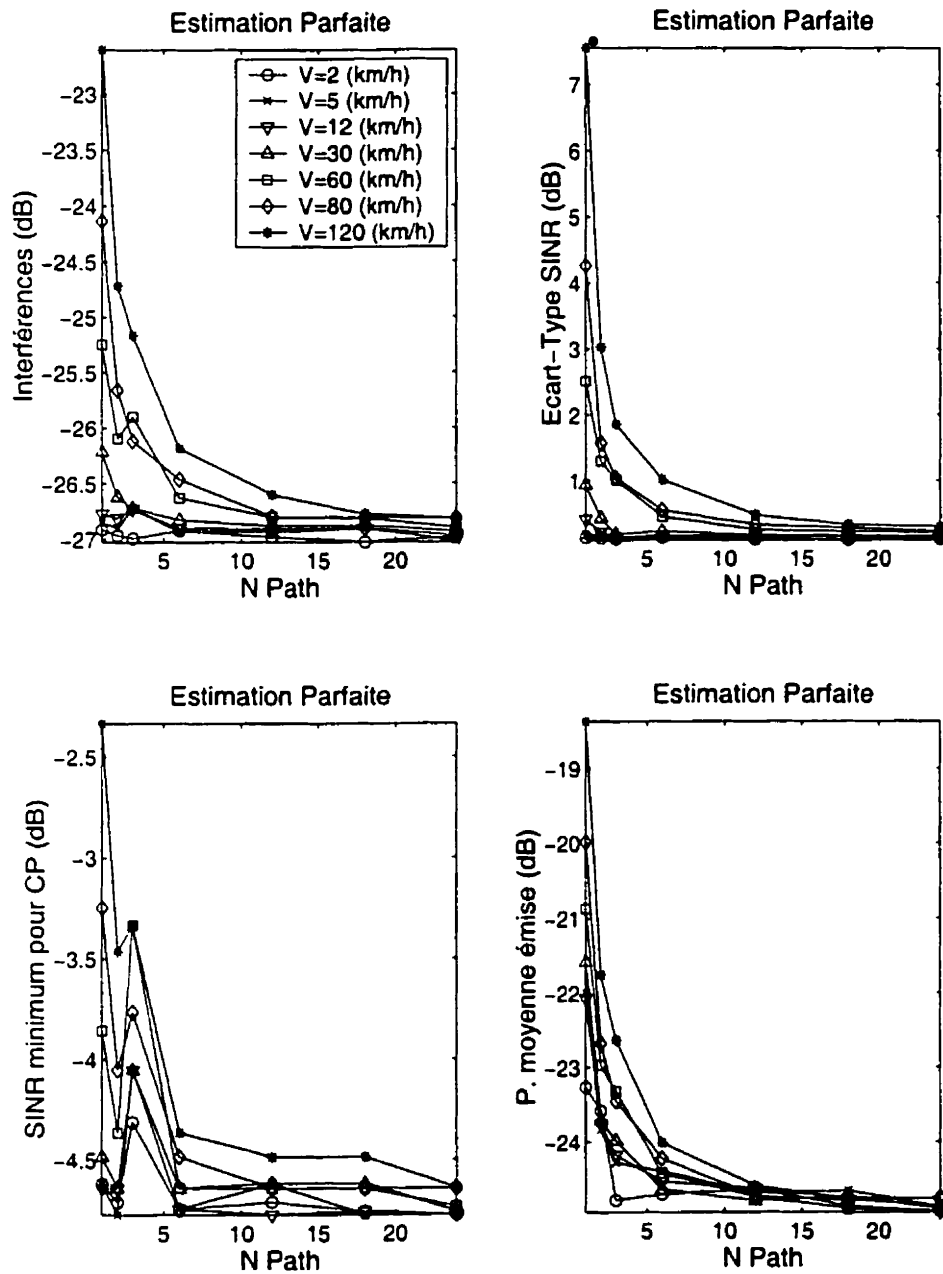


Figure 6.26 – Augmentation de f_c , avec estimation parfaite, puissance d'échos uniforme

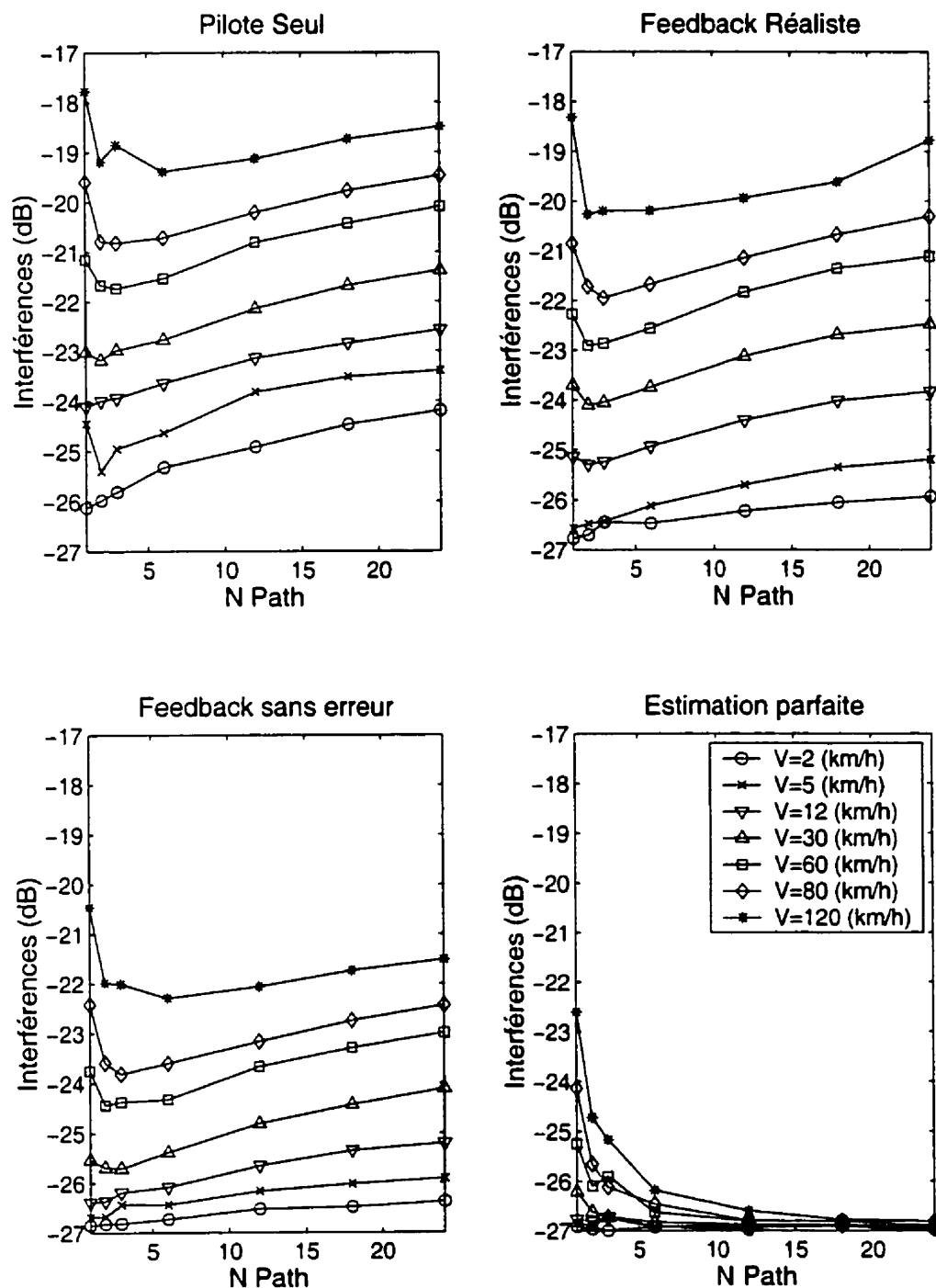


Figure 6.27 – Interférence générée, avec augmentation de f_c , puissance d'échos uniforme

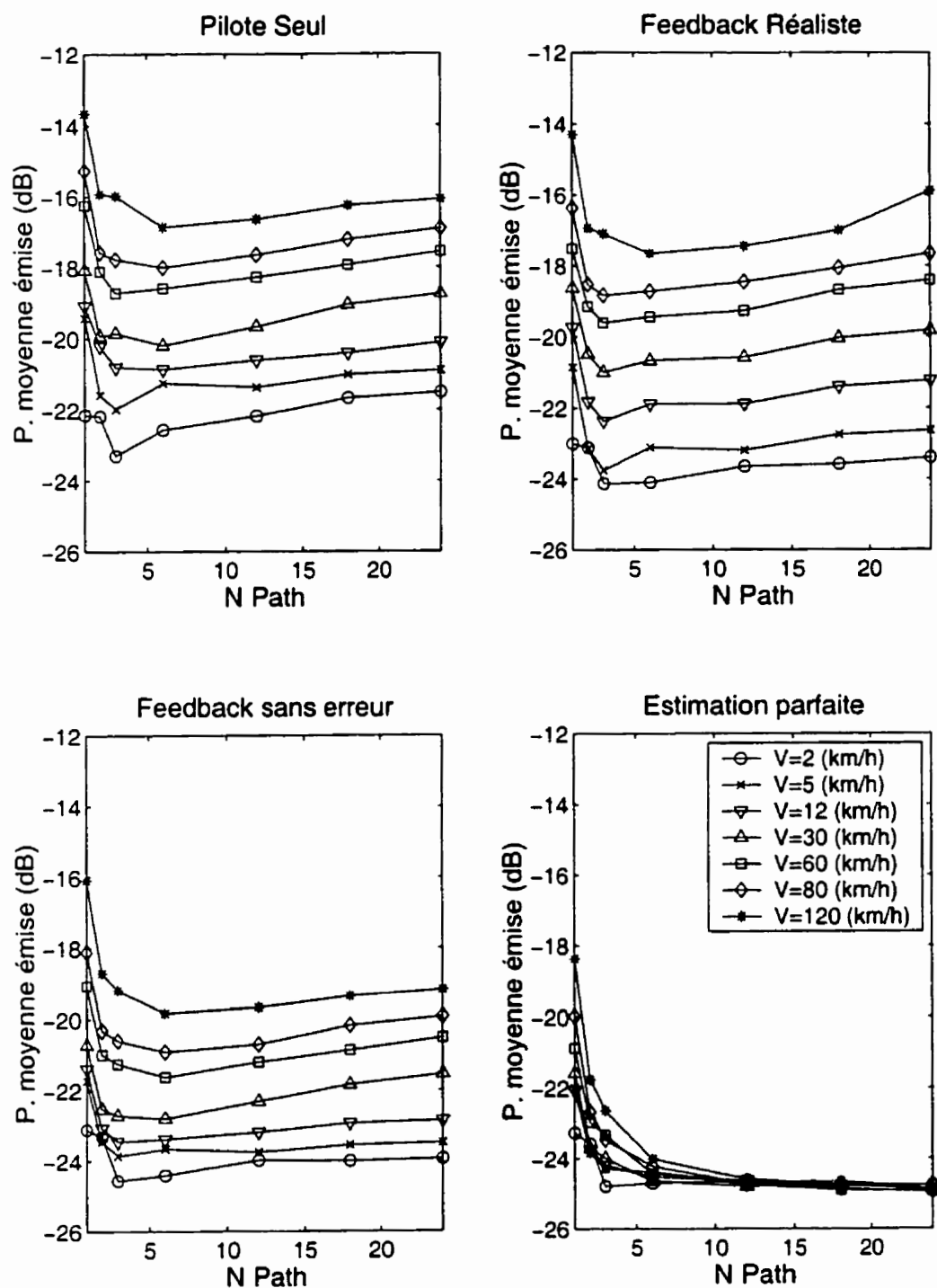


Figure 6.28 – Puissance moyenne émise (puissance d'échos uniforme)

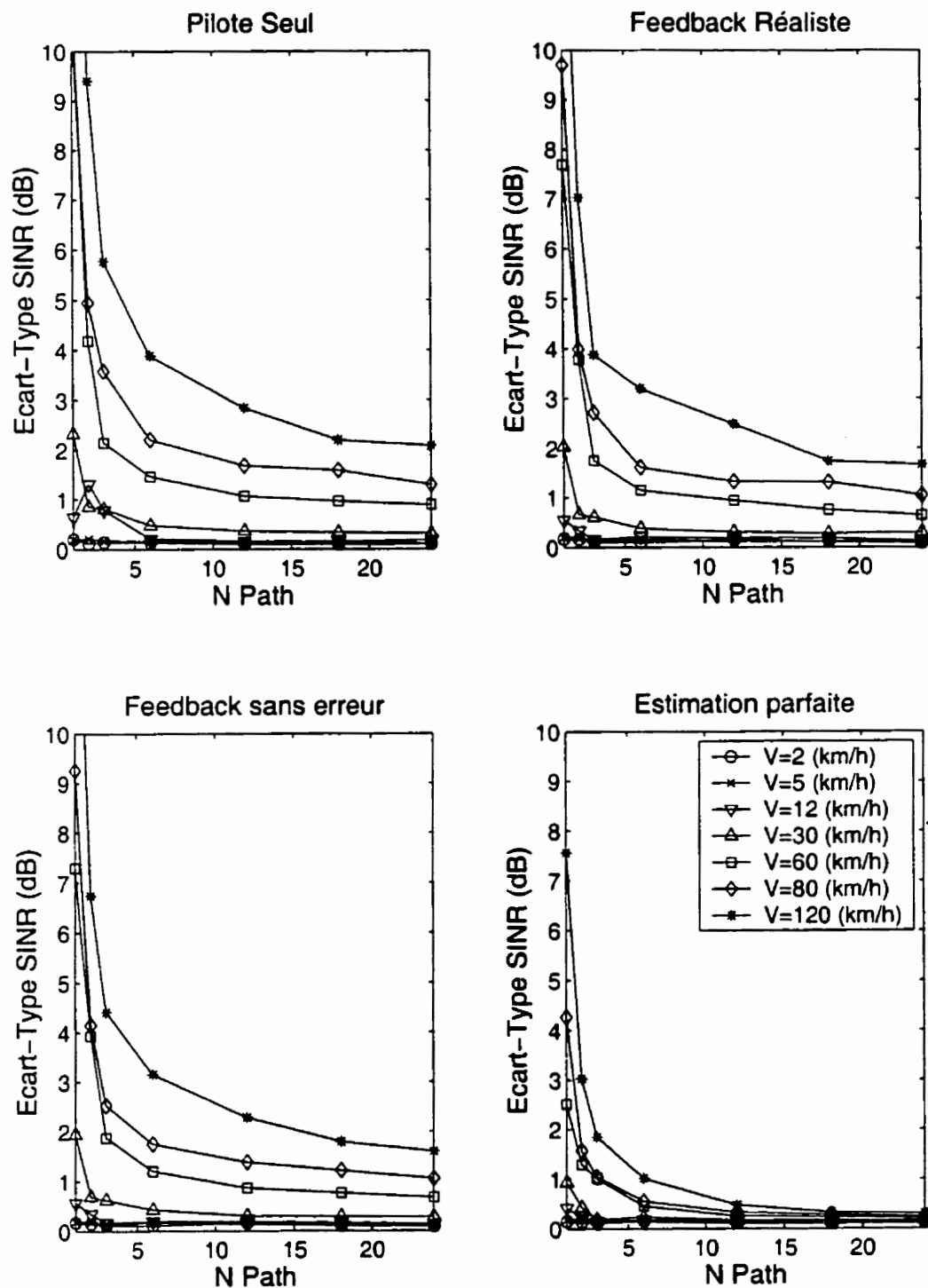


Figure 6.29 – Ecart-type du SINR (puissance d'échos uniforme)

Echos de puissances différentes

Supposons maintenant que la puissance des échos décroît exponentiellement avec leur retard (fig. 6.30), par exemple, que le dernier écho est atténué de 20 dB par rapport au premier, s'ils sont séparés de $2\mu s$.

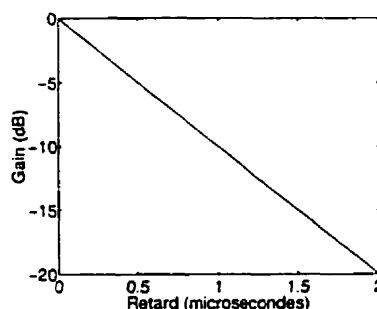
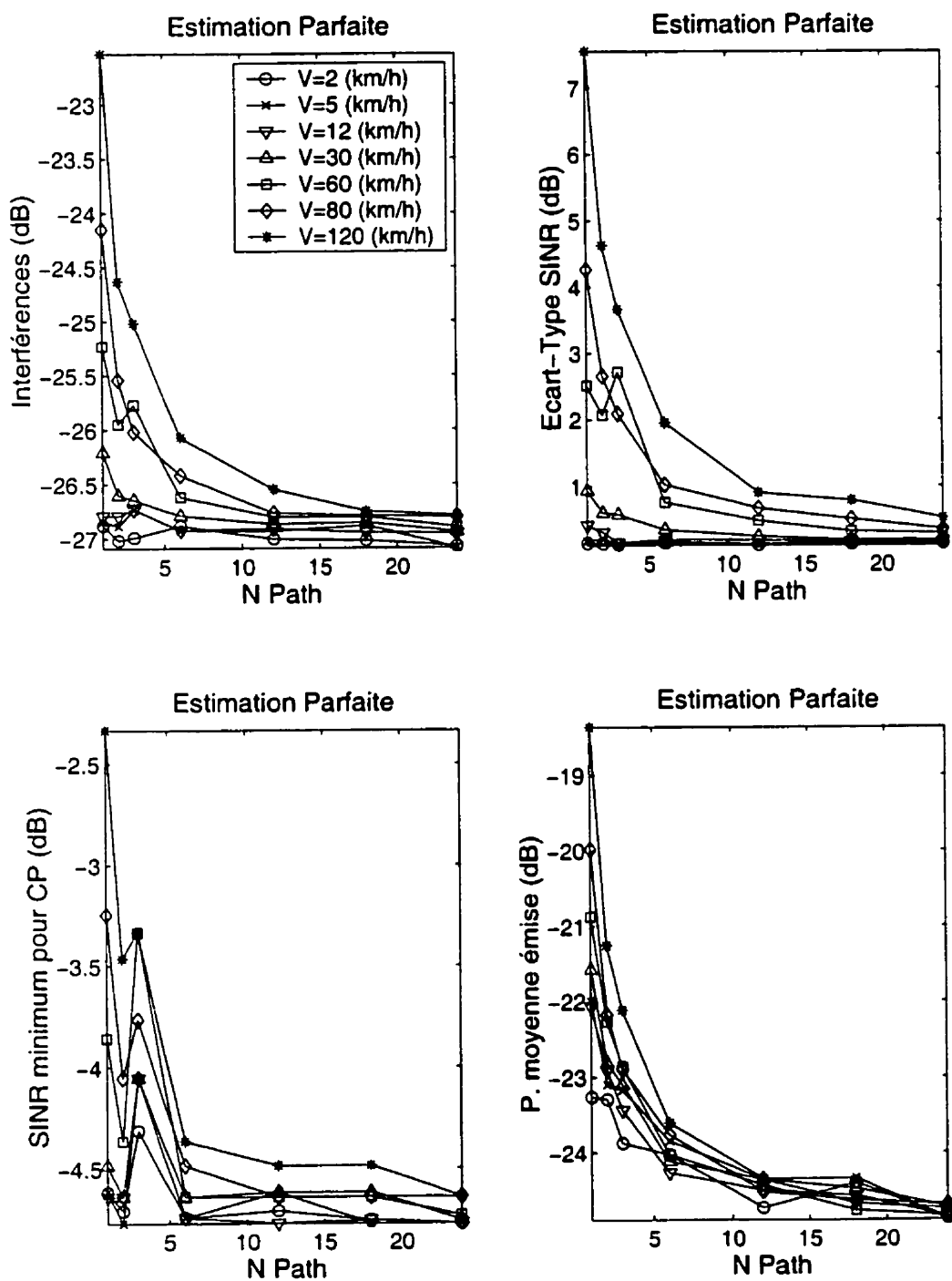
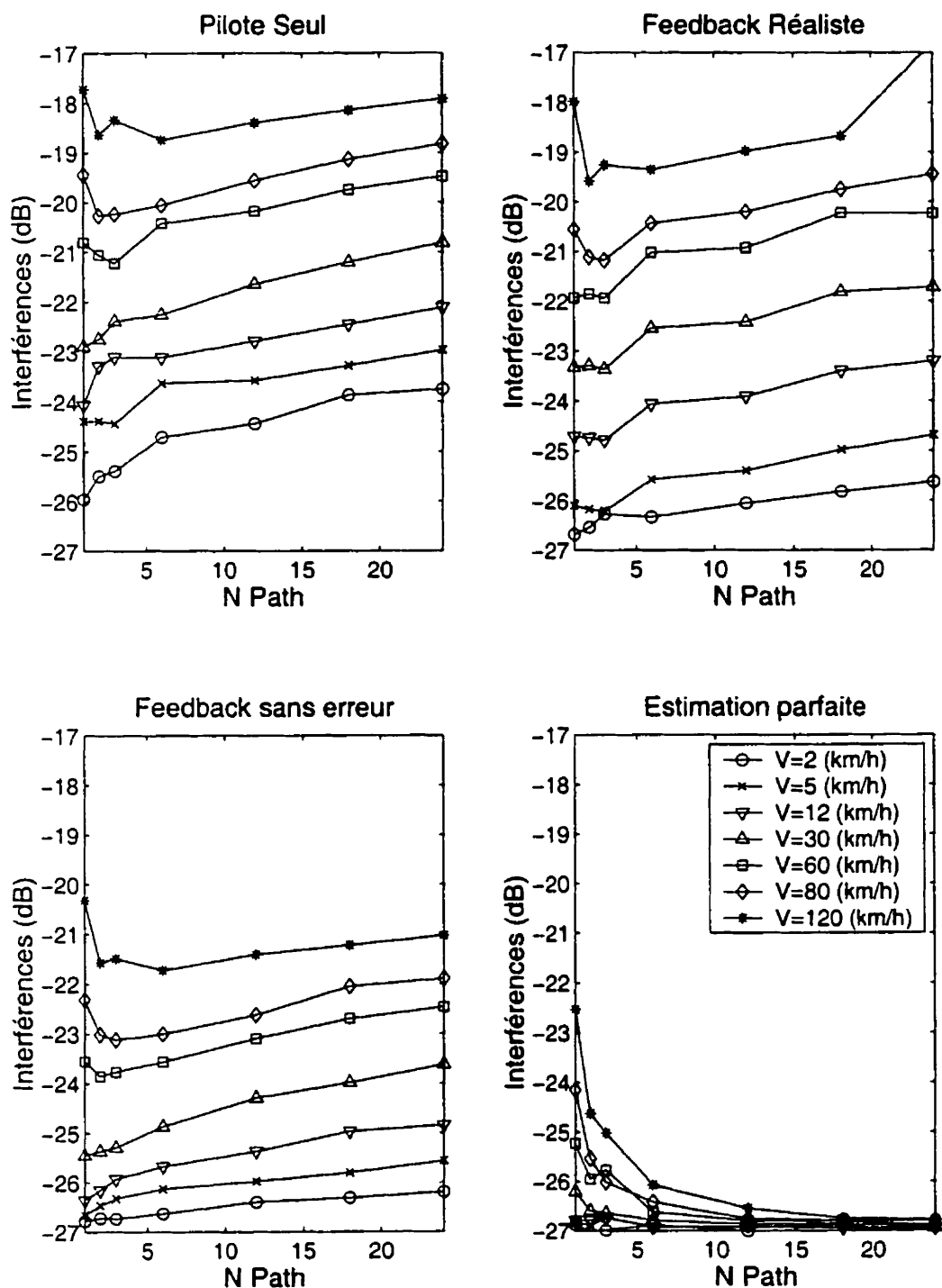


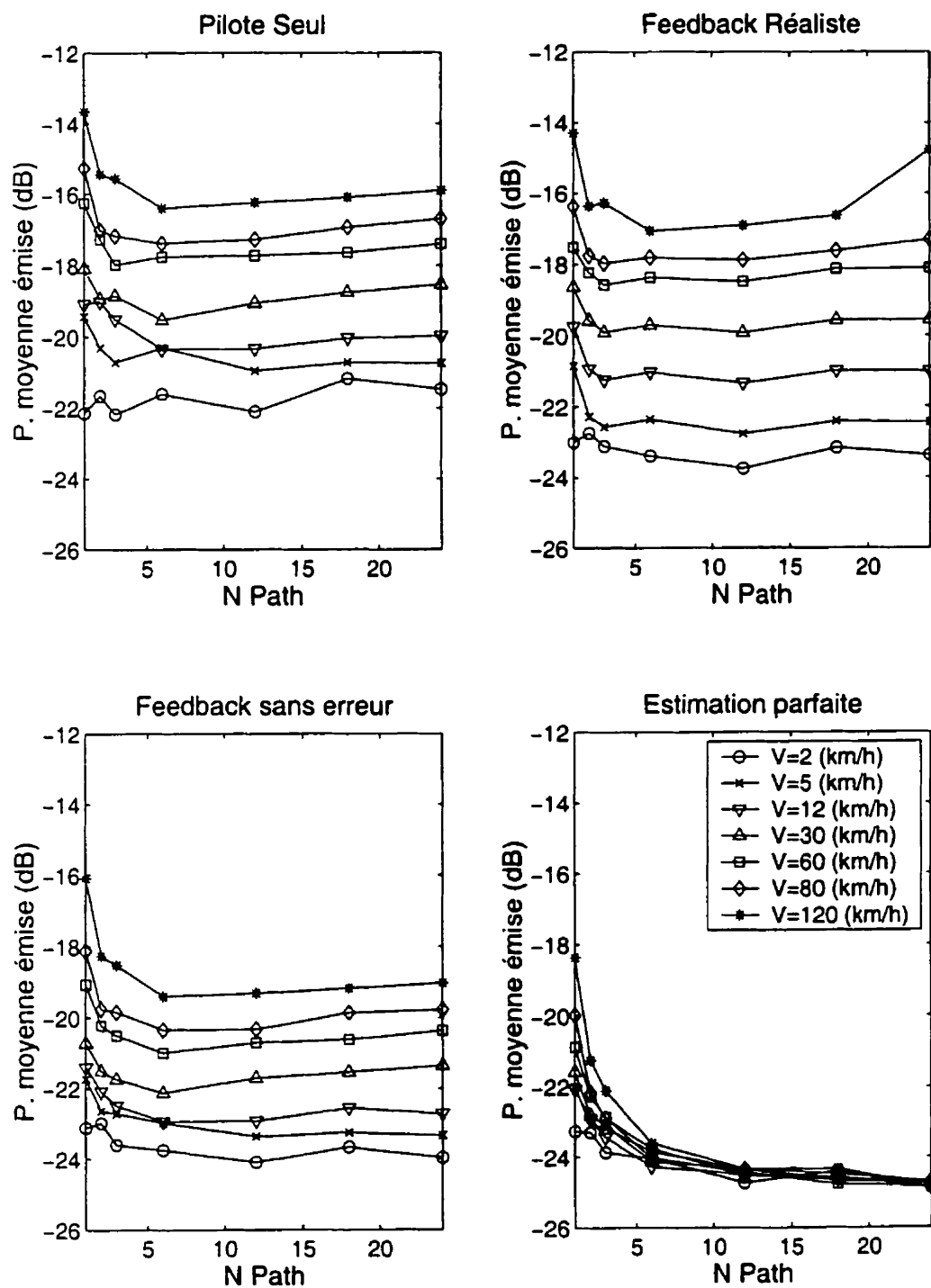
Figure 6.30 – Atténuation des échos en fonction de leur retard

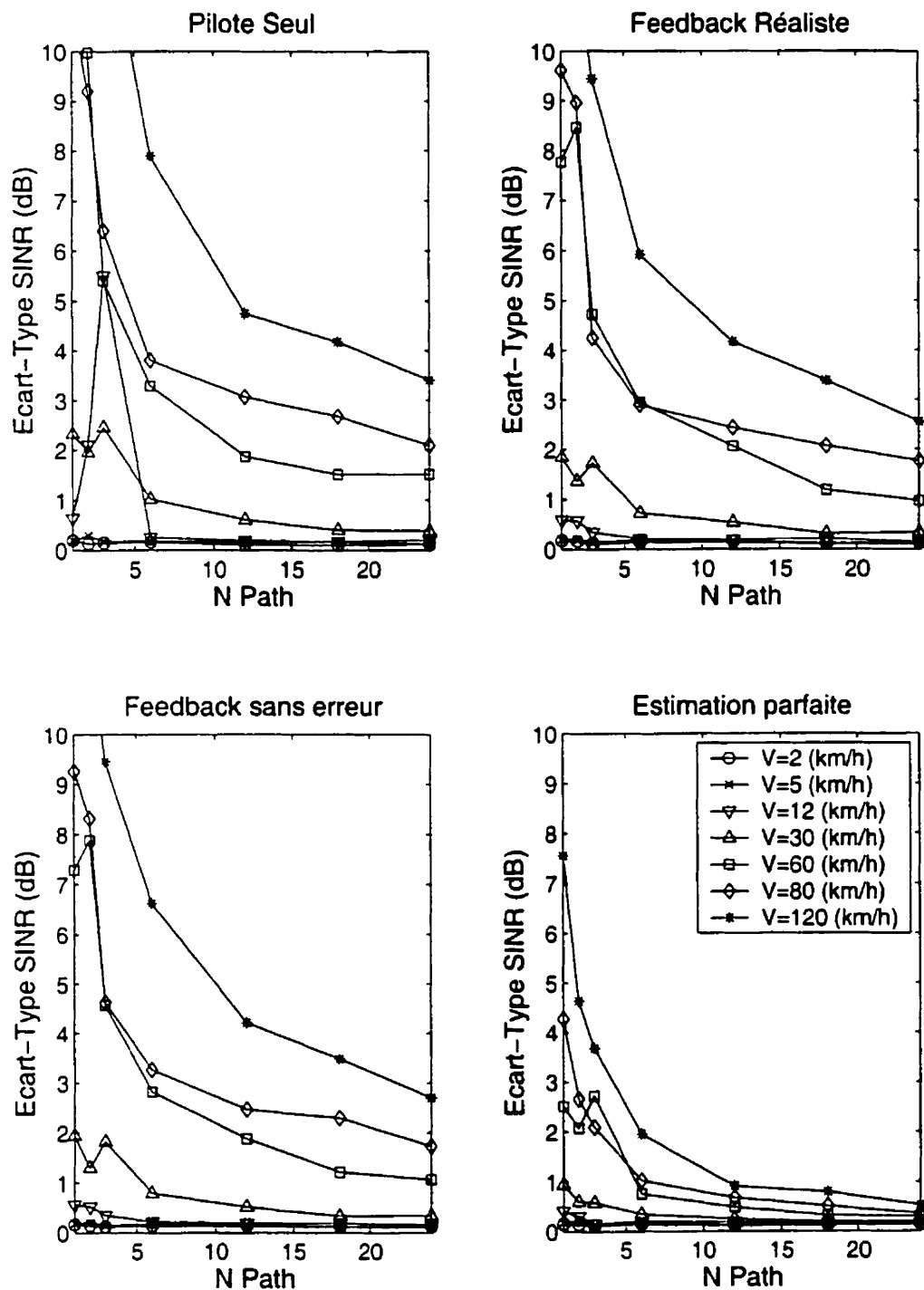
Nous avons reproduit en fig. 6.31 à 6.34 les résultats de simulation pour cette répartition d'échos. Pour une estimation parfaite, les résultats diffèrent en ce qui concerne l'écart-type du SINR et la puissance moyenne émise (comparer les fig. 6.31 et 6.31) : il faut plus de résolution dans le cas exponentiel que dans le cas uniforme pour arriver au même résultat. Cela s'explique par le fait que les échos intéressants à recevoir dans le cas exponentiel sont ceux situés au début de l'intervalle, et occupent donc une période temporelle plus étroite que dans le cas uniforme. Pour arriver au même nombre d'échos, il faut donc une résolution plus grande.

Les résultats sont tout de même très semblables à ceux obtenus pour une répartition uniforme de la puissance des échos, voire pratiquement identiques lorsque l'on prend en compte les méthodes d'estimation non parfaites : les imperfections introduites par l'estimation masquent les différences entre les deux répartitions du canal. Déjà, avec deux antennes, les simulations précédentes (voir fig. 6.11 page 145) ne montraient qu'une faible différence entre 2 et 3 échos par antenne : la similarité du compor-

Figure 6.31 – Augmentation de f_c , estimation parfaite, profil d'échos exponentiel

Figure 6.32 – Interférence générée, avec augmentation de f_c , profil d'échos exponentiel

Figure 6.33 – Puissance moyenne émise, avec augmentation de f_c , profil d'échos exp.

Figure 6.34 – Ecart-type du SINR, avec augmentation de f_c , profil d'échos exponentiel

tement du système entre répartition uniforme et aléatoire des échos n'est donc pas anormale.

Un autre problème se pose alors : l'augmentation de la complexité du récepteur de Rake causée par l'ajout d'un grand nombre de fingers est-elle justifiée ? Dans le cas d'une répartition exponentielle, pourrait-on réduire le nombre de fingers du récepteur sans trop perdre de performances ?

Diminution du nombre de fingers

Nous voyons en fig. 6.35 page suivante l'effet d'une diminution de fingers du récepteur de Rake. Nous nous trouvons dans les mêmes conditions que pour le calcul précédent :

- Répartition exponentielle des puissances d'échos ;
- On suppose $N_{Pa} = 24$, soit le maximum possible ;
- On ne détecte que les $N_{Pd} = 1 \dots 24$ échos les plus puissants.

Nous avions auparavant supposé que tous les échos étaient détectés : la puissance totale était divisée entre chacun d'entre eux. Maintenant, la puissance est divisée entre les 24 échos existants, et les échos non détectés sont en fait de la puissance perdue. Il est clair que seuls les premiers échos servent à améliorer la performance. L'interférence chute de 7 à 10 dB (suivant la vitesse de déplacement) entre 1 et 6 échos reçus. Par contre, entre 6 et 24, l'amélioration n'est que d'environ 1 dB. La complexité du système étant proportionnelle au nombre de fingers, il peut donc être raisonnable de conseiller l'utilisation de 6 fingers au maximum pour le récepteur de Rake (si le canal réel se conforme au modèle à décroissance exponentielle utilisé ici). Pour des fréquences de chip plus faibles, entraînant une résolution plus faible, le nombre de fingers pourra être réduit.

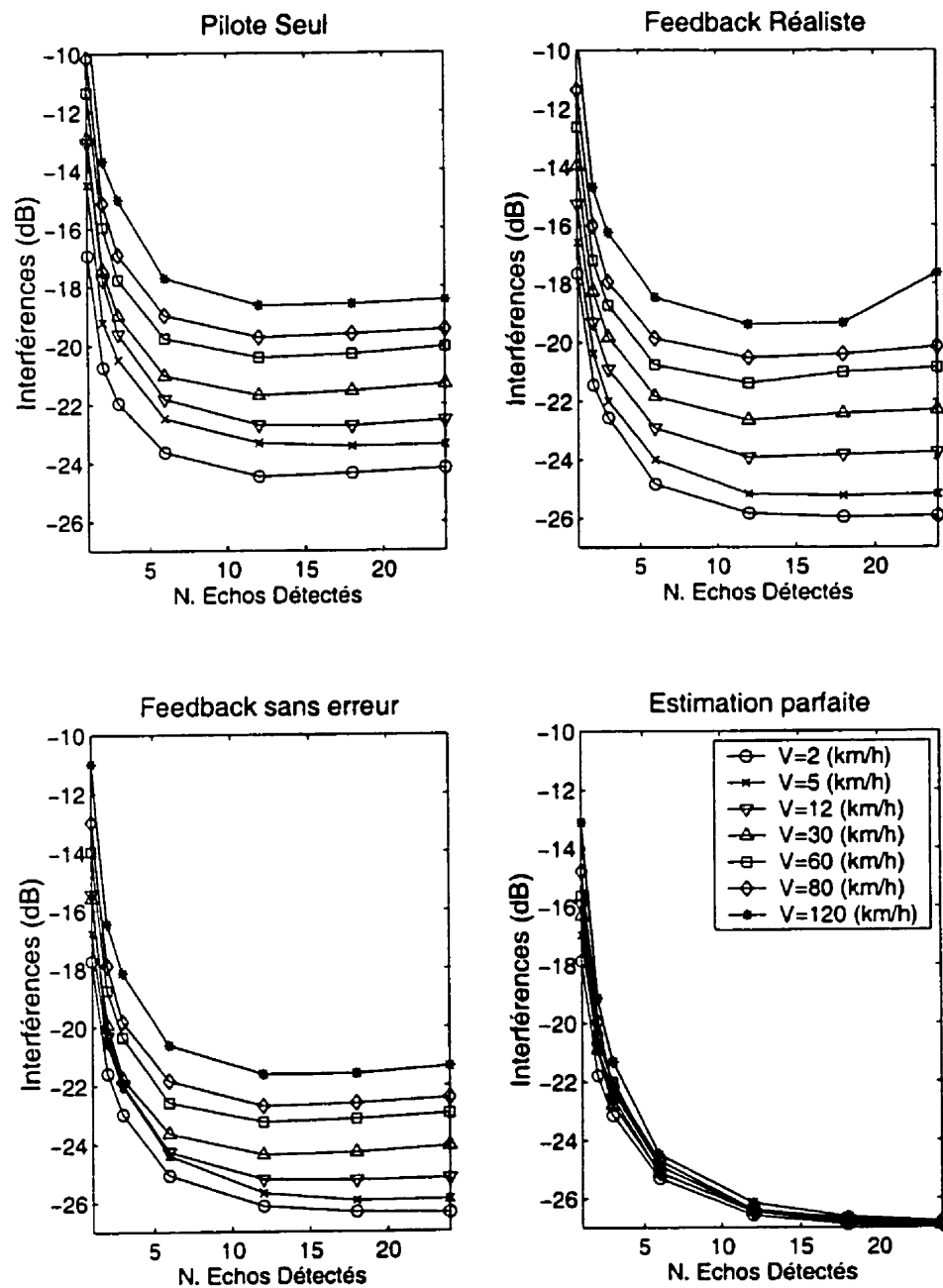


Figure 6.35 – Interférences en fonction du nombre d'échos détectés

Il pourrait être intéressant aussi de réaliser des fingers à résolution variable : dans le cas où la puissance des échos est répartie de façon uniforme, nous avons vu que le fait de passer de 6 à 24 échos n'augmentait pas la performance. Pourtant, si l'on utilise une fréquence de chip de 12×1.2288 MCps, les 24 échos seront présents quoi que l'on fasse. On pourrait alors utiliser des fingers dont la "largeur" passerait à 4 chips au lieu de 1 chip afin de capter tous les échos avec seulement 6 fingers. La réalisation d'un tel dispositif est très simple : il suffit de convoluer le signal d'entrée du finger par une impulsion carrée d'une durée correspondant au nombre de chips voulu. Avec une résolution variable, il serait toujours possible de repérer un écho fin (d'une largeur d'un chip).

6.8 Performance du système à une charge non maximale

Tous les calculs effectués jusqu'à maintenant supposaient que le système fonctionnait à la capacité, c'est-à-dire au niveau d'interférence maximal tolérable pour maintenir la qualité de service requise. Cependant, tel n'est pas toujours le cas : souvent, les cellules ne sont pas pleines. Or, le niveau d'interférences dans une cellule est proportionnel au nombre d'utilisateurs qu'elle contient. Le système peut exploiter ce fait de deux façons :

- Pour baisser la puissance moyenne d'émission des mobiles tout en gardant la même qualité de service : dans ce cas, la puissance moyenne d'émission est bien sûr proportionnelle à P_{IN} . Le gain à attendre peut être intéressant. Cependant, si les cellules voisines sont chargées, l'interférence qu'elles produisent limite le gain en puissance d'émission.
- On peut aussi garder la même puissance d'émission et profiter alors d'une di-

minution de la probabilité d'erreur moyenne.

Bien sûr, tous les intermédiaires entre ces deux cas sont possibles. Le premier cas étant très simple, nous allons nous intéresser au second : quelle baisse de P_e peut-on obtenir lorsque l'on garde la même puissance d'émission ?

Nous avons pris 2 antennes, 3 échos par antenne, et une estimation par feedback réaliste. Pour toutes les vitesses de déplacement, P_e se comporte de la même manière : une seule courbe a donc été tracée.

- En fig. 6.36 page suivante, nous n'avons pas tenu compte des cellules avoisinantes (meilleur cas) ;
- En fig. 6.37, elles ont été prises en compte (pire cas).

Nous avons supposées les cellules avoisinantes saturées, c'est-à-dire qu'elles apportent dans la cellule d'intérêt une puissance d'interférences de 30% de l'interférence maximale (voir section 4.5.6). Sur la fig. 6.37, nous voyons que :

- Lorsque le système fonctionne à pleine capacité, la probabilité d'erreur est de 10^{-3} comme désiré ;
- Elle devient 10^{-6} lorsque le système est à 55% de sa capacité.

Un système bien dimensionné n'arrive que rarement à saturation. On peut donc s'attendre qu'en dehors des heures de pointe, les cellules CDMA2000 ne fonctionnent qu'à une fraction de leur capacité : elles délivreront alors un service bien meilleur qu'à saturation. Cette propriété est unique au CDMA. La fig. 6.37 est de plus pessimiste, car lorsque la charge du réseau est faible, on peut s'attendre à ce qu'elle le soit dans toutes les cellules : nous retrouverions alors un cas plus proche de la fig. 6.36, qui présente des P_e plus faibles.

On peut aussi lire la courbe 6.36 d'une autre manière : si l'on désire par exemple une probabilité d'erreur de 10^{-6} au lieu de 10^{-3} , pour des transferts de données en temps réel par exemple, la capacité diminuera de 45%.

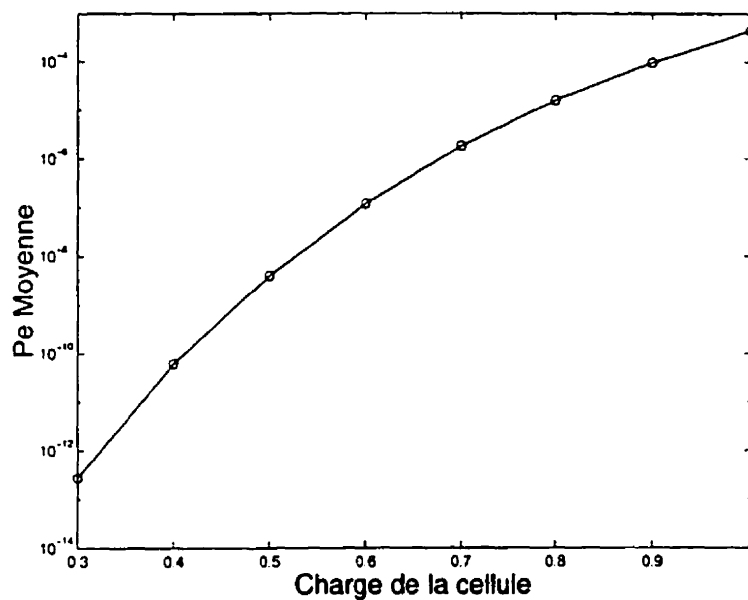


Figure 6.36 – Performance du système pour une charge non maximale

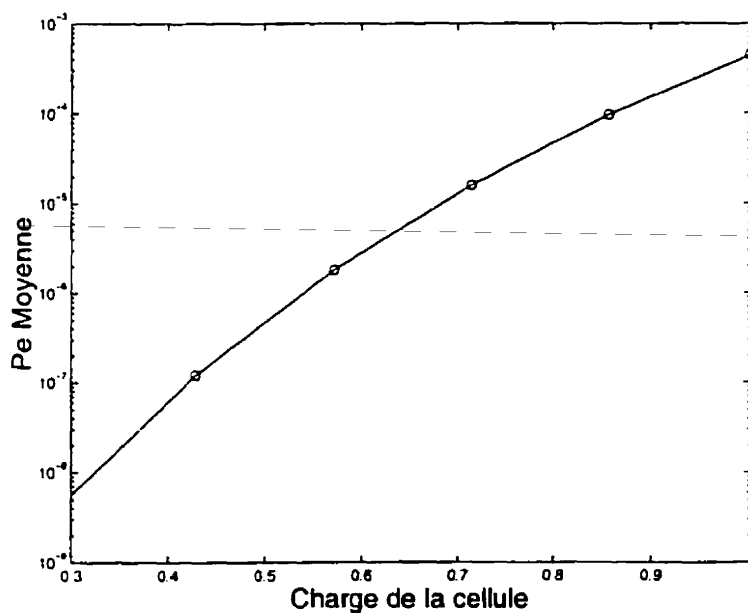


Figure 6.37 – Performance du système pour une charge non maximale

Conclusion

Ce mémoire nous a permis de mieux comprendre le comportement de la liaison montante CDMA2000 et du récepteur de Rake.

Le fading de Rayleigh est apparu comme le problème principal : non seulement les évanouissements eux-mêmes sont néfastes, mais de plus les changements de phase rapides du signal qui ont lieu lors de ces évanouissements rendent difficile une estimation précise des paramètres du canal. L'importance des problèmes liés au fading est proportionnelle à la vitesse de déplacement du mobile : lorsque celui-ci se déplace lentement (comme un piéton, par exemple), le contrôle de puissance est en mesure de compenser les variations d'amplitude du signal reçu de manière presque parfaite. Ce n'est plus le cas aux vitesses élevées, et l'on doit choisir une puissance minimale d'émission délibérément trop forte pour pouvoir recevoir le signal pendant une proportion acceptable du temps : un mobile se déplaçant à 120 km/h génère 6 dB d'interférences de plus qu'à 2 km/h (avec diversité).

L'apport de la diversité (plusieurs antennes à la station de base, récepteur de Rake) est apparu clairement : la réception de plusieurs copies du signal permet d'améliorer énormément la performance du système et, en nivelant le fading, facilite le travail du contrôle de puissance. La capacité du système est proportionnelle au nombre d'antennes utilisées en réception à la station de base. L'apport de diversité permet aussi de réduire l'écart d'interférence entre mobiles se déplaçant vite et lentement : de 10

dB (sans diversité) à 6 dB (2 antennes, avec récepteur de Rake).

Les simulations ont aussi montré l'importance vitale de l'estimation du canal : celle-ci doit être à la fois rapide et précise, particulièrement en ce qui concerne la phase. Une mauvaise estimation de la phase peut conduire à une annulation du signal si l'erreur de phase est de $\frac{\pi}{2}$ ou à des interférences destructives si elle est de π . Nous avons testé plusieurs méthodes d'estimation en les comparant à une méthode parfaite (théorique), et montré que l'estimation est, avec la vitesse, un des principaux facteurs limitant la performance. Les trois méthodes testées (Signal pilote, Decision-Feedback simple et Decision-Feedback avec recodage) ont montré une performance augmentant avec leur complexité ; elles restent cependant assez inférieures aux résultats d'une estimation idéale : il reste encore du travail de recherche à faire sur d'autres méthodes.

Nous avons vu que les paramètres de l'estimation, en particulier le temps de corrélation T_{est} , devaient être choisis avec soin. Une erreur sur T_{est} se traduit directement par une mauvaise estimation, donc une perte de SINR, que le contrôle de puissance compense en créant plus d'interférences. Nous avons calculé les valeurs optimales de T_{est} par une méthode d'optimisation et remarqué qu'elles étaient, fort logiquement, inversement proportionnelles à la vitesse de déplacement ; mais elles dépendent aussi de la diversité. En effet, la diversité diminue les contraintes sur l'estimation en lui donnant un "droit à l'erreur", ce qui permet d'échanger un peu de rapidité contre plus de précision.

En ce qui concerne le contrôle de puissance, les valeurs optimales du pas de contrôle et du SINR minimal à atteindre qui ont été calculées montrent que la diversité (spatiale et temporelle) facilite beaucoup le contrôle. Ceci est confirmé par l'examen de l'écart-type du SINR, qui est d'autant plus faible que le contrôle parvient à bien le réguler. On a pu atteindre un écart-type de 2 dB pour une vitesse de 120 km/h, et un écart-type pratiquement nul pour 2 km/h, en utilisant 2 antennes à la station de base, recevant chacune 3 échos du signal.

Finalement, nous avons augmenté la fréquence du chip pour simuler le passage à un CDMA large bande. La capacité est proportionnelle à la largeur de bande. La synchronisation sur le chip n'a pas posé de problèmes, même à la fréquence la plus rapide.

Une plus grande largeur de bande donne une augmentation de la résolution du récepteur de Rake, qui est donc en mesure de séparer plus d'échos du signal. Ceci est bénéfique jusqu'à un certain point, car la puissance totale reçue étant constante, l'augmentation du nombre d'échos signifie une diminution de leur puissance individuelle, ce qui perturbe l'estimation du canal. Dans le cas d'échos ayant tous la même puissance, nous avons noté une résolution optimale pour le récepteur de Rake, celle-ci se situant aux alentours de 4-5 échos distingués.

Dans un environnement réel, les échos ont plus de chance d'avoir des puissances décroissant exponentiellement avec leurs retards. Nous avons donc aussi simulé l'augmentation de la résolution du récepteur dans ce cas, avec des résultats très semblables au cas précédent. Puis, en gardant la résolution à son maximum, nous avons étudié le cas d'une diminution du nombre de fingers : nous avons trouvé que 6 fingers captant les échos les plus puissants permettaient une réception optimale, et qu'en ajouter plus ne faisait qu'augmenter la complexité du système. On peut donc suggérer l'utilisation de fingers à résolution variable.

Finalement, nous avons étudié le comportement de la probabilité d'erreur dans un système non saturé, c'est-à-dire travaillant en-dessous de sa capacité. Selon les hypothèses sur la saturation des autres cellules, la probabilité d'erreur passe de 10^{-3} à 10^{-6} pour une baisse de capacité d'entre 30% et 45%.

Nous pourrions suggérer les recherches futures suivantes :

- Recommencer l'étude en mélangeant des usagers avec des débits différents, des qualités de services requises différentes (en établissant un coût en matière d'in-

- terférences pour chaque combinaison vitesse/QOS/débit, et en calculant un budget d'interférences) ;
- Etudier d'autres méthodes d'estimation du canal (Filtre de Kalman, Maximum de vraisemblance), comparer leurs résultats et leurs complexité à celles utilisées ici ;
 - Remarquer que les erreurs produites par le fading sont des rafales : ajouter un autre codeur (Par exemple, de type Reed-Solomon) et mesurer le gain en termes de P_e vis-à-vis de l'augmentation du nombre de symboles à transmettre, donc d'interférence ;
 - Etudier le soft-handoff, son effet sur la capacité ;
 - Introduire une puissance d'émission maximale dans la simulation ;
 - Essayer d'autres codes, (turbo, doublement orthogonaux...) avec des facteurs d'expansion de largeur de bande plus ou moins grands ;
 - Utiliser une matrice d'antennes ;
 - Utiliser un codage spatio-temporel, en tenant compte des imperfections de l'estimation.
 - Comparer le système large-bande à une solution multiporteuses ;
 - Le comparer de même à un système OFDM [3].

Bibliographie

- [1] Hideiro Andoh and Mamoru Sawahashi. Performance of pilot symbol-assisted coherent orthogonal filter based rake receiver using fast transmit power control for DS-CDMA mobile radio. *IEICE Transactions on Fundamentals*, 80 :2455–2463, Dec. 1997.
- [2] M. Benthin and K.D. Kammeyer. Influence of channel estimation on the performance of a coherent DS-CDMA system. *Internet*.
- [3] Guillaume Boillet. Analyse comparative des performances du MC-DS-CDMA dans un réseau cellulaire de troisième génération. Master's thesis, Ecole Polytechnique de Montréal, Département de Génie Électrique et Informatique, Octobre 1999.
- [4] Walter R. Braun and Ulrich Dersch. A physical mobile radio channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40 :472–482, 1991.
- [5] *The CDMA2000 RTT Candidate submission*. ITU - International Telecommunication Union, 1998.
- [6] M. Conan. *cours de Radiocommunications mobiles*. Ecole Polytechnique de Montréal, 1998.
- [7] M. Conan. *Cours de Théorie de l'Information*. Ecole Polytechnique de Montréal, 1998.

- [8] Tomohiro Dohi, Yukihiro Okumura, and Fumiyuki Adachi. Further results on field experiments of coherent wideband DS-CDMA mobile radio. *IEICE Transactions on Communications*, 81 :1239–1247, Juin 1998.
- [9] Jean Émile Nguépi. Analyse des performances des systèmes de communications personnelles terrestres utilisant l'accès multiple par répartition de codes. Master's thesis, Ecole Polytechnique, Montréal.
- [10] K.S. Gilhousen, I.M. Jacobs, R. Padovani, A.J Viterbi., L.A. Weaver, and C. Wheatley. On the capacity of a cellular cdma system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40(2) :303–311, Mai 1991.
- [11] Peter Hoeher. A statistical discrete-time model for the wssus multipath channel. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 41 :461–468, 1992.
- [12] Dietrich Hunhold. Simulation and implementation of a rake receiver for direct sequence spread spectrum wlan-terminals. Master's thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 1996.
- [13] *Norme TIA-EIA-IS-95*.
- [14] William C. Y. Lee. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, 1982.
- [15] Stefan Lefrançois. Application des codes convolutionnels dans les systèmes CDMA. Master's thesis, Ecole Polytechnique, Montréal, 1994.
- [16] *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, 1982.
- [17] Eric Mehn. Etude de la capacité des systèmes CDMA utilisant des codes convolutionnels de très faibles taux. Master's thesis, Ecole Polytechnique de Montréal, Février 1996.
- [18] Henrik Olson, Daniel Kerek, and Hannu Tenhunen. Low-complexity coherent rake combining with a kalman phase tracker. *Proceedings of IEEE ISSSTA'98*, 1998.

- [19] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, and David E. Borth. *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Prentice Hall, 1995.
- [20] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communications - Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996.
- [21] Theodore S. Rappaport, Scott Y. Seidel, and Rajendra Singh. 900-mhz multipath propagation measurements for u.s digital cellular radiotelephone. *IEEE transactions on vehicular technology*, 39 :132–139, Mai 1990.
- [22] Theodore S. Rappaport, Scott Y. Seidel, and Koichiro Takamizawa. Statistical channel impulse response model for factory and open-plan building radio communication design. *IEEE Transactions on Communications*, 39(5) :794–806, Mai 1991.
- [23] Satoru Shimizu, Eiichiro Kawakami, and Kiyohito Tokuda. Advanced multi-stage interference canceller systems with adaptive radio channel estimation using pilot and information symbols. *IEICE Transactions on Fundamentals*, 80 :2464–2469, Dec. 1997.
- [24] Shinya Tanaka, Mamoru Sawahashi, and Fumiyuki Adachi. Pilot symbol-assisted decision-directed coherent adaptive array diversity for DS-CDMA mobile radio reverse link. *IEICE Transactions on Fundamentals*, 80 :2445–2454, Dec. 1997.
- [25] Pierre Vassoyan. Analyse de la capacité des systèmes CDMA synchroènes et asynchroènes dans les réseaux de communications personnelles par satellites. Master's thesis, Ecole Polytechnique, Montréal, Novembre 1997.
- [26] Andrew J. Viterbi. *Principles of Coherent Communication*. McGraw-Hill, 1966.
- [27] Junshan Zhang and Edwin K. P. Chong. CDMA systems in fading channels : Admissibility, network capacity, and power control. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(3) :962–981, May 2000.