



**Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications
Université de Marne-la-Vallée**

MÉMOIRE

présenté pour obtenir

l'Habilitation à Diriger des Recherches

par

Philippe CIBLAT

**Synchronisation et attribution des ressources
en télécommunications sans fil**

soutenu le 2 juillet 2007
devant la commission d'examen suivante :

Président Luc VANDENDORPE

Rapporteurs Pierre COMON
 Pierre DUHAMEL
 Marco LUISE

Examineurs Jean-François HÉLARD
 Philippe LOUBATON

A mon frère

Table des matières

Liste des sigles et acronymes	1
I Parcours professionnel	3
1 Curriculum vitae	5
1.1 Etat civil	5
1.2 Diplômes	5
1.3 Activités professionnelles	6
2 Thèse de doctorat	7
2.1 Introduction	7
2.2 Identification du filtre en présence de signaux à bande limitée	8
2.3 Estimation de la période-symbole et du résidu de porteuse	8
3 Activités d'enseignement	13
3.1 Introduction	13
3.2 Enseignement <i>ante</i> -ENST	13
3.3 Enseignement ENST	14
3.3.1 Formation ingénieur	14
3.3.2 Masters recherche	16
3.3.3 Formation continue	17
3.3.4 Documents pédagogiques	18
4 Activités de recherche	19
4.1 Thèmes de recherche	19
4.2 Contrats	20
4.3 Ecoles d'été	21
4.4 Evaluation	22
4.5 Collaborations	22
5 Encadrement	25
5.1 Doctorants	25
5.2 Postdoctorant	26
5.3 Stagiaires	26
6 Publications	27
6.1 Articles de revue	27
6.2 Congrès internationaux	28
6.3 Congrès nationaux	30

II	Travaux de recherche	33
7	Synchronisation pour les systèmes avancés de communication	35
7.1	Introduction	35
7.2	Estimation du résidu de fréquence porteuse	38
7.2.1	De nouveaux estimateurs	38
7.2.2	Evaluation de bornes minimales de performances	43
7.2.3	Etude du phénomène de décrochement	49
7.2.4	Conception de séquence d'apprentissage optimale	51
7.3	Estimation du résidu de fréquence d'horloge	52
7.4	Estimation de la phase	53
7.5	Estimation du décalage temporel	54
8	Performances limites de systèmes ultra-large bande	57
8.1	Introduction	57
8.2	Etude relative à l'interférence multi-utilisateurs	58
8.3	Etude relative à l'interférence entre symboles	59
8.4	Estimation du canal de propagation	60
9	Allocation de ressources entre plusieurs utilisateurs	63
9.1	Introduction	63
9.2	Contexte du canal inconnu à l'émetteur	64
9.3	Contexte du canal connu à l'émetteur	65
10	Perspectives de recherche	67

Liste des sigles et acronymes

Par souci de lisibilité, les sigles et acronymes seront parcimonieusement utilisés dans ce manuscrit. Toutefois, pour les termes très fréquents, leur utilisation sera privilégiée. La signification d'un sigle ou d'un acronyme ne sera rappelée qu'à sa première apparition à chaque partie de ce manuscrit. De plus, nous utiliserons souvent le sigle ou l'acronyme le plus couramment employé par la communauté scientifique, c'est-à-dire, correspondant à des termes anglais. Dans la suite, nous donnons la signification des sigles et acronymes rencontrés.

BB	Borne de Barankin / Barankin Bound
CDMA	Accès multiple à répartition par codes / Code Division Multiple Access
CFO	Résidu de fréquence porteuse / Carrier Frequency Offset
CRB	Borne de Cramer-Rao / Cramer-Rao Bound
CCRB	CRB conditionnelle / Conditional CRB
CPL	Courant porteur en ligne / Communications on powerline
DD	Dirigé par les décisions / Decision Directed
DMT	Compromis diversité - multiplexage / Diversity-Multiplexing gain trade-off
DS-CDMA	CDMA à séquence directe / Direct Sequence - CDMA
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
FDMA	Accès multiple à répartition par fréquence / Freq. Div. Multiple Access
FH-OFDMA	OFDMA à saut de fréquence / Frequency Hopping OFDMA
GCRB	CRB gaussienne / Gaussian CRB
MAC	Contrôle d'accès au médium / Medium Access Control
MAQ	Modulation amplitude quadrature
MC-CDMA	CDMA multi-porteuses / Multi-Carrier CDMA
MC-DS-CDMA	CDMA à séquence directe par porteuse
MCRB	CRB modifiée / Modified CRB
MDA	Modulation d'amplitude
MDP	Modulation de phase
MIMO	Plusieurs entrées - plusieurs sorties / Multi-Input Multi Output
ML	Maximum de vraisemblance / Maximum Likelihood
OFDM	Multiplexage fréquentiel orthogonal / Ortho. Freq. Div. Multiplexing
OFDMA	Accès multiple par OFDM / OFDM Access
OQAM	MAQ décalée / Offset QAM
RSB	Rapport Signal-à-Bruit
SFO	Résidu de fréquence d'échantillonnage / Sampling Frequency Offset
TCRB	Vraie CRB / True CRB
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TNT	Télévision numérique terrestre
UE	Unité d'enseignement
ULB	Ultra large bande
ZZB	Borne de Ziv-Zakai / Ziv-Zakai Bound

Première partie

Parcours professionnel

Chapitre 1

Curriculum vitae

1.1 Etat civil

Philippe Ciblat

Né à Paris en 1973
Nationalité française
Marié, un enfant

Maître de conférences
Groupe Communications Numériques
Département Communications et Electronique
Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST)
46, rue Barrault 75013 Paris

Téléphone : 01 45 81 77 28
Télécopie : 01 45 89 00 20
Courriel : philippe.ciblat@enst.fr
Site Internet : <http://www.comelec.enst.fr/~ciblat/>

1.2 Diplômes

1996-2000 :

- **Doctorant** au sein du Laboratoire de Système de Communication de l'Université de Marne-la-Vallée.

Titre : *Quelques problèmes d'estimation relatifs aux télécommunications non-coopératives.*
sous la direction de Philippe Loubaton et avec un financement de la DGA.

Jury :

Dr. Pierre DUHAMEL	CNRS/LSS	président
Prof. Eric MOULINES	ENST	rapporteur
Prof. Georges VEZZOSI	Univ. Rennes 1	rapporteur
Prof. Olivier BESSON	ENSICA	examinateur
M. Michel GRANGER	DGA	examinateur
Prof. Phillip REGALIA	INT	examinateur
Prof. Philippe LOUBATON	UMLV	directeur.

Un résumé de mes travaux de thèse est exposé au chapitre 2.

1995-1996 :

- Troisième année à l'ENST (Option Traitement du Signal).
- DEA d'Automatique et Traitement du Signal à l'Université d'Orsay, mention Bien.
- Stage de DEA au sein du Département Traitement du Signal de l'ENST
Titre : *Optimisation H_∞ d'un banc de filtres paraunitaire*
sous la direction de Pierre Duhamel.

1994-1995 :

- Deuxième année à l'ENST (Spécialisation en Electronique, Communications numériques et Traitement du Signal).
- Stage Ingénieur au sein du Laboratoire de Télécommunications et Télédétection de l'Université catholique de Louvain (Louvain-la-Neuve, Belgique)
Titre : *Interpolation locale dans une décomposition en ondelettes d'une image*
sous la direction de Benoît Macq.

1993-1994 :

- Première année à l'ENST.
- Licence de Mathématiques à l'Université Paris VII, mention Assez Bien.

1991-93 :

- Admis au concours d'entrée à l'ENST.
- Mathématiques Supérieures et Spéciales M' au Lycée Condorcet (Paris).
- DEUG de Sciences à l'Université Paris VII, mention Très Bien.

1990-91 :

- Baccalauréat C, mention Bien.

1.3 Activités professionnelles

2001-présent :

- **Maître de Conférences** à l'ENST.

2000-2001 :

- **Postdoctorant** au Laboratoire de Télécommunications de l'Université catholique de Louvain (Louvain-la-Neuve, Belgique)
Titre : *Estimation semi-aveugle du résidu de porteuse dans divers systèmes de transmission*
sous la responsabilité de Luc Vandendorpe et le concours financier de l'INRIA.

1997-1998 :

- **Scientifique du Contingent** au Laboratoire de Traitement d'Antennes de Thalès (ex - Thomson-CSF Communications)
Titre : *Implantation temps-réel d'un traitement d'antennes cosite et d'un récepteur multicapteur (Filtrage d'Antenne Spatial- Réplique Filtrée)*
sous la responsabilité de Pascal Chevalier et François Pipon.

Chapitre 2

Thèse de doctorat

2.1 Introduction

La partie de ma thèse dédiée à l'estimation autodidacte de paramètres de synchronisation a fortement influencé un certain nombre de mes travaux de recherche post-doctorat. De plus ne souhaitant pas répéter des résultats de ma thèse dans la partie consacrée à mes travaux de recherche post-doctorat, nous allons décrire maintenant mes travaux de thèse assez longuement et notamment la partie relative à la problématique de synchronisation (cf. section 2.3).

Au cours de mes trois années de thèse, nous nous sommes attardés sur divers problèmes de récupération autodidacte de l'information émise par un modèle d'une communication numérique classique mono-porteuse, mono-utilisateur et mono-capteur.

Le modèle mathématique d'une telle communication est le suivant : l'enveloppe complexe du signal analogique reçu $y_a(t)$ s'écrit sous la forme

$$y_a(t) = \left(\sum_{n \in \mathbb{Z}} s_n h_a(t - nT_s) \right) e^{2i\pi(\delta f_0 t + \phi_0)} + b_a(t) \quad (2.1)$$

avec $\{s_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ une suite de symboles indépendants et identiquement distribués de période-symbole T_s . $h_a(t)$ représente un filtre inconnu résultant de l'effet conjugué d'un filtre de mise en forme à bande limitée (dans ce qui suit, nous considérerons toujours un filtre en racine de cosinus surélevé de facteur d'excès de bande ρ) et d'un canal à trajets multiples. $b_a(t)$ est un bruit additif gaussien blanc de densité N_0 par dimension réelle. δf_0 est un éventuel résidu de fréquence porteuse inconnu provenant d'un écart entre la porteuse de l'émetteur et de la fréquence utilisée par le récepteur pour former le signal en bande de base ou provenant de l'effet Doppler. Le terme ϕ_0 inconnu représente un éventuel déphasage global du signal.

Le but de notre travail a consisté à récupérer les symboles émis $\{s_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ grâce à la seule connaissance du signal reçu $y_a(t)$, dans le cas où le récepteur a une connaissance partielle de l'émetteur (c'est-à-dire, $\delta f_0 = 0$ et T_s connu) et dans le cas moins favorable où T_s et δf_0 sont également inconnus.

Dans le cadre de la première problématique où l'émetteur est partiellement connu, nous avons analysé, théoriquement et numériquement, les performances de techniques d'identification aveugle basées sur les statistiques cycliques du second ordre du signal reçu suréchantillonné d'un facteur 2 dans le contexte des signaux à bande limitée.

Dans la seconde partie, nous nous plaçons dans un contexte clairement non-coopératif. C'est pourquoi nous nous sommes focalisés d'abord sur l'estimation de la période-symbole T_s basée sur les corrélations cycliques du signal reçu $y_a(t)$. Nous avons étudié les performances asymptotiques d'un tel estimateur. Ce problème, en fait, est en lien direct avec l'estimation de la fréquence d'un signal vectoriel sinusoïdal corrompu par un bruit additif non-gaussien. Ce type de problématique intervient dans de nombreuses autres situations, comme l'estimation du résidu de porteuse. C'est pourquoi nos derniers travaux y ont été consacrés.

Ces travaux de thèse ont conduit à la publication de trois revues internationales [R1,R2,R3], de six congrès internationaux [CI2-CI7] et de deux congrès nationaux [CN1,CN2].

2.2 Identification du filtre en présence de signaux à bande limitée

Ce travail a été motivé par le constat suivant. Divers auteurs ont remarqué que la plupart des algorithmes d'identification aveugle au second ordre déjà publiés ont des performances d'autant plus mauvaises que le signal reçu est à bande limitée. Cependant, aucune explication de ce phénomène n'a été rapportée dans la littérature. Nous avons mis en évidence les raisons précises de cet état de fait, dans le but de déterminer si des solutions peuvent être trouvées. Nous nous sommes focalisés sur l'analyse de la méthode sous-espace proposée dans [43].

Nous avons montré, dans un premier temps, que la méthode sous-espace ne permet pas d'estimer correctement le canal, lorsque celui-ci est à bande limitée. La méthode sous-espace est basée sur les statistiques cycliques du signal reçu suréchantillonné. Ce sont les statistiques supplémentaires due à la cyclostationnarité qui rendent le problème d'identification résoluble. Malheureusement, pour des signaux à bande limitée, ces statistiques supplémentaires sont extrêmement faibles numériquement. C'est la raison intuitive pour laquelle on peut s'attendre à de piètres performances des méthodes au second ordre dans le cas bande limitée. De manière plus précise, en analysant le noyau de la forme quadratique Q issue de ce type de méthodes, il apparaît que des vecteurs, appelés « sphéroïdaux », appartiennent au noyau de cette forme quadratique, en raison de la limitation en bande des canaux. Ceci naturellement perturbe notablement l'identification du filtre.

De plus nous avons analysé les conséquences de la limitation en bande des filtres pour des schémas à « cyclostationnarité induite à l'émetteur » [11]. Ces schémas ont l'avantage de modifier l'information cyclique à l'émission ce qui a pour effet de la rendre non négligeable numériquement malgré la présence de signaux à bande limitée. De nouveau une méthode de type sous-espace peut être adaptée et mise en place. L'analyse des éléments propres de la matrice quadratique issue de la méthode sous-espace adaptée nous a permis de déterminer et de dimensionner les structures de cyclostationnarité induite à l'émetteur permettant d'être robuste au caractère bande limitée des signaux reçus.

2.3 Estimation de la période-symbole et du résidu de porteuse

Dans le cadre des communications non coopératives, reconsidérons le modèle fourni par l'équation (2.1). Cette fois-ci nous supposons aussi ne pas connaître la valeur de la période T_s des symboles émis. Nous nous sommes donc attachés à l'étude de son estimation à partir des statistiques du second ordre du signal reçu.

Le principe de l'estimation de la période des symboles est d'échantillonner le signal analogique $y_a(t)$ à la période $T_e < T_s/2$. Cette contrainte sur T_e n'est pas restrictive. En effet il est possible d'avoir une idée grossière de la largeur de bande. De ce fait, T_s est également connue grossièrement, ce qui permet de fixer une période d'échantillonnage T_e qui vérifie la condition $T_e < T_s/2$.

Dans la suite, la propriété de cyclostationnarité des processus va être primordiale. C'est pourquoi nous en rappelons succinctement les éléments fondamentaux. Par processus cyclostationnaire, nous entendons un processus aléatoire $p(n)$ à temps discret ¹ centré dont la suite $\{\mathbb{E}[p(m+n)\overline{p(n)}]\}_{m \in \mathbb{Z}}$ ² des coefficients d'autocorrélation (ou $\{\mathbb{E}[p(m+n)p(n)]\}_{m \in \mathbb{Z}}$ des coefficients d'autocorrélation conjuguée) est « presque-périodique », ce qui signifie que

$$\mathbb{E}[p(m+n)\overline{p(n)}] = \sum_{k=0}^{\infty} r^{(\alpha_k)}(m) e^{2i\pi\alpha_k n}$$

où $\{\alpha_k\}_{k \geq 0}$ sont appelées les fréquences cycliques de $p(n)$ et où la suite $\{r^{(\alpha_k)}(m)\}_{m \in \mathbb{Z}}$ est appelée la fonction de cyclocorrélation de $p(n)$ à la fréquence cyclique α_k . La série de Fourier de la suite $\{r^{(\alpha_k)}(m)\}_{m \in \mathbb{Z}}$ est appelée le cyclospectre de $p(n)$ à la fréquence cyclique α_k .

¹ une définition analogue existe pour les processus aléatoires à temps continu

² \overline{z} désigne le complexe conjugué du nombre complexe z .

On peut facilement vérifier que le signal analogique $y_a(t)$ est cyclostationnaire. En raison de la bande du filtre $h_a(t)$, ces fréquences cycliques sont seulement $\{-1/T_s, 0, 1/T_s\}$. Le signal discret obtenu $y(n) = y_a(nT_e)$ est lui aussi cyclostationnaire. Comme $T_e < T_s/2$, l'ensemble de ces fréquences cycliques est égal à $\{-\alpha_0, 0, \alpha_0\}$, avec $\alpha_0 = T_e/T_s$. Ainsi l'estimation de T_s est fournie par l'estimation de α_0 , à laquelle nous nous consacrons dorénavant.

Considérons $r(n, \tau) = \mathbb{E}[y(n + \tau)\overline{y(n)}]$, la fonction d'autocorrélation de $y(n)$. Soit $r^{(k\alpha_0)}(\tau)$, la cycloccorrélation de fréquence cyclique $k\alpha_0$ de décalage τ , il advient que

$$r(n, \tau) = \sum_{k=-1}^1 r^{(k\alpha_0)}(\tau) e^{2i\pi k\alpha_0 n} \quad (2.2)$$

Le principe de l'estimation de α_0 est basé sur le fait que la fonction $\alpha \mapsto r^{(\alpha)}(\tau)$ est nulle sauf si α est égal à $-\alpha_0, 0$ ou α_0 . De ce fait nous avons

$$\alpha_0 = \arg \max_{\alpha \in \mathcal{I}} J_{\mathbf{W}}(\alpha), \quad \text{avec} \quad J_{\mathbf{W}}(\alpha) = \mathbf{r}^{(\alpha)\text{H}} \mathbf{W} \mathbf{r}^{(\alpha)} \quad (2.3)$$

avec \mathcal{I} un compact de $]0, 1/2[$, $\mathbf{r}^{(\alpha)} = [r^{(\alpha)}(-\Upsilon), \dots, r^{(\alpha)}(\Upsilon)]^T$ et Υ un entier positif ou nul. De plus \mathbf{W} est une matrice de pondération hermitienne définie positive. Les exposants $()^T$ et $()^H$ désignent respectivement les opérations de transposition et de transposition-conjugaison d'une matrice.

Bien évidemment, nous n'avons pas la connaissance exacte de $\mathbf{r}^{(\alpha)}$. Nous l'estimons donc via son estimateur empirique donné par la formule suivante [12] :

$$\hat{\mathbf{r}}_N^{(\alpha)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{z}(n) e^{-2i\pi\alpha n}$$

avec N le nombre d'observations disponibles et

$$\mathbf{z}(n) = [y(n - \Upsilon)\overline{y(n)}, \dots, y(n + \Upsilon)\overline{y(n)}]^T.$$

En posant $\mathbf{e}(n) = \mathbf{z}(n) - \mathbb{E}[\mathbf{z}(n)]$, nous avons

$$\mathbf{z}(n) = \sum_{k=-1}^1 \mathbf{r}^{(k\alpha_0)} e^{2i\pi k\alpha_0 n} + \mathbf{e}(n) \quad (2.4)$$

avec $\mathbf{e}(n)$ un processus de moyenne nulle et cyclostationnaire. Par conséquent $\mathbf{e}(n)$ peut être apparenté à un bruit. Ainsi $\mathbf{z}(n)$ est égale à une somme de sinusoïdes corrompues par un bruit additif. Ce bruit ne satisfait pas malheureusement aux exigences traditionnelles : il n'est ni stationnaire, ni gaussien et ni blanc.

Enfin la fonction de contraste définie par l'équation (2.3) est à remplacer par son estimée empirique en substituant $\hat{\mathbf{r}}_N^{(\alpha)}$ à $\mathbf{r}^{(\alpha)}$. En utilisant de plus l'équation (2.4), nous obtenons que l'estimateur de la fréquence cyclique considéré est le suivant [35] :

$$\hat{\alpha}_N = \arg \max_{\alpha \in \mathcal{I}} J_{N, \mathbf{W}}(\alpha) = \left\| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{z}(n) e^{-2i\pi\alpha n} \right\|_{\mathbf{W}}^2 \quad (2.5)$$

où $\|\mathbf{x}\|_{\mathbf{W}}^2 = \mathbf{x}^H \mathbf{W} \mathbf{x}$ avec \mathbf{x} un vecteur colonne.

Par conséquent, notre étude de performances d'un estimateur de période-symbole se ramène à analyser les performances de l'estimateur d'une fréquence pure noyée dans un bruit additif par maximisation du périodogramme.

Reconsidérons l'équation (2.1) du signal analogique reçu. Nous supposons, cette fois-ci, T_s connu. De plus la suite des symboles $\{s_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ est supposée non circulaire au second ordre, c'est-à-dire, que le terme $\mathbb{E}[s_n^2]$ est non-nul (les symboles peuvent appartenir, par exemple, à une constellation MDA à deux états). Nous nous focalisons sur l'estimation du résidu de porteuse à partir du

signal échantillonné $y(n) = y_a(nT_s)$. Il advient que

$$y(n) = \underbrace{\left(\sum_{k=0}^L h_k s_{n-k} \right)}_{a(n)} e^{2i\pi(\phi_1 n + \phi_0)} + b(n) \quad (2.6)$$

avec $b(n) = b_a(nT_s)$ et $\phi_1 = \delta f_0 T_s$, le résidu de fréquence porteuse à estimer. Le canal à temps discret $h_k = h_a(kT_s)$ est supposé causal et de degré fini L . Dans la suite, nous posons $h(z) = \sum_{k=0}^L h_k z^{-k}$.

Remarquons que le problème d'estimation rencontré correspond exactement à un problème d'estimation d'une fréquence perturbée par des bruits multiplicatif ($a(n)$) et additif ($b(n)$).

Etant donné la constellation employée (une MDA-2), le bruit multiplicatif est stationnaire mais non-circulaire au second ordre et de ce fait la corrélation conjuguée $r_c(n, \tau) = \mathbb{E}[y(n + \tau)y(n)]$ du signal reçu est non-nulle. En raison de la présence du résidu de fréquence porteuse, cette corrélation conjuguée est cyclostationnaire tandis que la corrélation reste stationnaire. Elle admet pour unique fréquence cyclique $\alpha_0 = 2\phi_1$. De ce fait, on va construire un estimateur de ϕ_1 sur cette propriété en suivant une démarche analogue à celle employée pour estimer la période-symbole. On obtient ainsi

$$\hat{\alpha}_N = \arg \max_{\alpha \in [-1/2, 1/2]} J_{N, \mathbf{w}}(\alpha) = \left\| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{z}(n) e^{-2i\pi\alpha n} \right\|_{\mathbf{w}}^2 \quad (2.7)$$

où

$$\mathbf{z}(n) = [y(n - \Upsilon)y(n), \dots, y(n + \Upsilon)y(n)]^T = \mathbf{r}_c^{(\alpha_0)} e^{2i\pi\alpha_0 n} + \mathbf{e}(n)$$

avec $\mathbf{r}_c^{(\alpha)} = [r_c^{(\alpha)}(-\Upsilon), \dots, r_c^{(\alpha)}(\Upsilon)]^T$ et $r_c^{(\alpha)}(\tau)$ la cyclocorrélation conjuguée à la fréquence cyclique α et de décalage τ . La nouveauté de notre travail est de deux ordres : d'une part, la création de nouveaux estimateurs liée à la prise en compte des corrélations aux différents retards et d'autre part des démonstrations rigoureuses des résultats de consistance, de normalité asymptotique et une évaluation analytique générale de la covariance asymptotique de l'estimateur du résidu de fréquence porteuse.

Ainsi estimer une fréquence perturbée par des bruits multiplicatif (non-circulaire) et additif revient à estimer une fréquence perturbée par un seul bruit additif. Ce bruit additif équivalent n'est ni stationnaire, ni gaussien et ni blanc.

Par conséquent, notre étude de performances d'un estimateur du résidu de porteuse se ramène également à analyser les performances de l'estimateur d'une fréquence pure noyée dans un bruit additif par maximisation du périodogramme.

L'unique différence entre les deux problèmes d'estimation réside dans le fait que le premier fait intervenir la corrélation tandis que le second fait intervenir la corrélation conjuguée. Il est facile de montrer que cette différence ne modifie pas fondamentalement les preuves sur la consistance de l'estimateur, sur sa normalité asymptotique et même ne change pas le calcul de la covariance asymptotique. Il suffira juste de remplacer les cyclocorrélations par les cyclocorrélations conjuguées et vice-versa.

Le problème d'estimation d'une fréquence pure perturbée par un bruit additif a été abondamment traité dans la littérature, en particulier dans [67, 27] et [72, 6, 21]. Cependant notre contexte impose trois spécificités qui rendent les travaux précédents inapplicables :

1. le bruit additif équivalent $\mathbf{e}(n)$ est cyclostationnaire, non-gaussien et *a priori* coloré
2. le signal d'observation $\mathbf{z}(n)$ est vectoriel.
3. le périodogramme empirique $J_{N, \mathbf{w}}(\alpha)$ est pondéré.

Nos travaux ont consisté à démontrer, de façon soigneuse, la consistance et la normalité asymptotique de cet estimateur $\hat{\alpha}_N$ ainsi qu'à déterminer sa vitesse de convergence et sa covariance asymptotique.

Sous l'hypothèse (peu restrictive) que le bruit additif $\mathbf{e}(n)$ vérifie une condition de mélange, il est possible de démontrer le résultat suivant qui joue un rôle central dans différents travaux que nous avons menés.

$$\forall K, \quad \lim_{N \rightarrow \infty} \sup_{\alpha \in [0,1]} \left\| \frac{1}{N^{K+1}} \sum_{n=0}^{N-1} n^K \mathbf{e}(n) e^{2i\pi\alpha n} \right\| \stackrel{p.s.}{=} 0 \quad (2.8)$$

avec *p.s.* désignant une convergence presque sûre.

Grâce à ce résultat, nous avons pu en déduire la consistance,

$$(\hat{\alpha}_N - \alpha_0) \stackrel{p.s.}{\rightarrow} 0,$$

et la normalité asymptotique de l'estimateur,

$$N(\hat{\alpha}_N - \alpha_0) \stackrel{p.s.}{\rightarrow} 0 \quad \text{et} \quad N^{3/2}(\hat{\alpha}_N - \alpha_0) \xrightarrow{\mathcal{L}} \mathcal{N}(0, \gamma_{\alpha_0}) \quad \text{quand} \quad N \rightarrow \infty$$

où $\mathcal{N}(0, \gamma)$ est la loi normale de moyenne nulle et de covariance γ , avec $\gamma = \lim_{N \rightarrow \infty} N^3 \mathbb{E}[|\hat{\alpha}_N - \alpha_0|^2]$. De plus l'abréviation « \mathcal{L} » signifie une convergence en loi. Donc l'erreur d'estimation de la période-symbole et du résidu de porteuse est asymptotiquement gaussienne avec une vitesse de convergence en $N^{3/2}$.

L'obtention d'une expression analytique de la covariance asymptotique est possible, en développant en série de Taylor-Lagrange le critère. Il advient, dans le contexte de l'estimation de la période-symbole, que

$$\gamma_{\alpha_0} = \frac{3 \mathbf{R}^H \mathbf{W} \mathbf{G} \mathbf{W} \mathbf{R}}{\pi^2 (\mathbf{R}^H \mathbf{W} \mathbf{R})^2} \quad (2.9)$$

avec

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}^{(\alpha_0)} \\ \overline{\mathbf{r}^{(\alpha_0)}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & 0 \\ 0 & \overline{\mathbf{W}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \Gamma & -\Gamma^c \\ -\overline{\Gamma^c} & \overline{\Gamma} \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{aligned} \Gamma &= \lim_{N \rightarrow \infty} N \mathbb{E} \left[(\hat{\mathbf{r}}_N^{(\alpha_0)} - \mathbf{r}^{(\alpha_0)}) (\hat{\mathbf{r}}_N^{(\alpha_0)} - \mathbf{r}^{(\alpha_0)})^H \right] \\ \Gamma^c &= \lim_{N \rightarrow \infty} N \mathbb{E} \left[(\hat{\mathbf{r}}_N^{(\alpha_0)} - \mathbf{r}^{(\alpha_0)}) (\hat{\mathbf{r}}_N^{(\alpha_0)} - \mathbf{r}^{(\alpha_0)})^T \right] \end{aligned}$$

Dans le contexte de l'estimation du résidu de fréquence porteuse, il suffit de remplacer les corrélations par les corrélations conjuguées.

Ces expressions nous ont permis d'émettre quelques remarques

- Nous nous apercevons immédiatement que du fait des structures respectives de \mathbf{W} et \mathbf{G} , le critère n'est pas optimalement pondérable.
- Nous avons également obtenus une expression analytique simple des matrices Γ et Γ^c en fonction des paramètres du système $(h(z), L, \sigma^2)$ pour les deux cas de figure (estimation de la période-symbole et estimation du résidu de fréquence porteuse). Grâce à ces expressions, nous avons montré que si la matrice de pondération est égale à l'identité et si Υ est supérieur ou égal au degré du filtre échantillonné $h(z)$, alors, en l'absence de bruit, la covariance asymptotique est nulle. Ainsi, à Rapport Signal-à-Bruit raisonnable, choisir un critère non pondéré semble pertinent si, en plus, un nombre suffisant de cyclocorrélations à différents décalages est pris en compte.
- Enfin, dans le contexte de l'estimation du résidu de fréquence porteuse, nous avons également remarqué qu'un critère non pondéré avec suffisamment de cyclorrelations considérées permet de rendre l'estimateur quasiment insensible à la présence d'un canal sélectif en fréquence.

Chapitre 3

Activités d'enseignement

3.1 Introduction

A la section 3.2 de ce chapitre, je procède à une rapide description de mon expérience d'enseignement antérieure à mon arrivée à l'ENST. A la section 3.3, je décris avec précision les cours dispensés depuis mon arrivée en tant que Maître de Conférences à l'ENST.

3.2 Enseignement *ante*-ENST

Jusqu'en 2001, mon expérience d'enseignement s'est déroulée dans les trois établissements suivants :

1. Université de Marne-la-Vallée (UMLV),
2. Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Electronique et Electrotechnique (ESIEE),
3. Lycée Condorcet (Paris).

Les enseignements universitaires sont regroupés dans le tableau 3.1 et correspondent à **85h** de Travaux Dirigés (TD) et **38h** (en équivalent TD) de Travaux Pratiques (TP).

Travaux Dirigés			85h
Maîtrise EEA de l'UMLV	Traitement d'Images	Banc de filtres et Morphologie	2×16h
	Traitement du Signal	Processus stochastiques	21h
ESIEE	Traitement du Signal	Filtrage numérique	8h
DEUG de l'UMLV	Télécommunications	Transformée de Fourier et Filtrage	24h
Travaux Pratiques			38h
Maîtrise EEA de l'UMLV	Automatique	Etude de systèmes bouclés	2×12h
Licence EEA de l'UMLV	Traitement du Signal	Analyse spectrale	8h
ESIEE	Traitement du Signal	Filtrage numérique	6h

Tableau 3.1 – Bilan des enseignements universitaires *ante*-ENST

Durant quatre années, pour un total de **192h**, j'ai aussi été interrogateur en mathématiques supérieures ou spéciales M dans des Classes Préparatoires aux Grandes Ecoles au Lycée Condorcet (Paris). Les thèmes abordés regroupaient toutes les mathématiques allant de l'Algèbre (Groupes, Corps, Espaces vectoriels, Matrices, Espaces normés, complets), à l'Analyse (Suites, Fonctions, Séries de fonction, Calcul différentiel, Intégration de Lebesgue) en passant par la Géométrie (Géométrie algébrique, Coniques, Cinématique).

3.3 Enseignement ENST

Dans cette section, je présente les cours que j'ai enseignés ou que je vais enseigner durant l'année universitaire 2006-2007. En terme de volume horaire, mon service représente environ **230h** équivalent TD. Ce régime de croisière a été atteint dès ma deuxième année de présence à l'ENST.

Le cursus standard d'un futur ingénieur de l'ENST est formé de deux parties distinctes : la première année est dispensée sous forme de tronc commun ce qui implique que les étudiants ne choisissent pas leurs cours. Durant les deux années restantes, les étudiants choisissent leurs cours librement dans un catalogue de plus de cent Unités d'Enseignement (UE). Ces unités d'enseignement appartiennent elles-mêmes à deux classes différentes : d'une part, les unités d'enseignement dites de base représentant 30h d'enseignement et, d'autre part, les unités d'enseignement dites de spécialité représentant 60h d'enseignement et nécessitant la validation préalable d'un certain nombre d'unités d'enseignement de base pré-requises. Pour raison de lisibilité, les unités d'enseignement sont regroupées au sein de parcours. Chaque parcours comprend au minimum deux unités d'enseignement de spécialité.

Le parcours organisé par le groupe « Communications Numériques » est composé des unités d'enseignement de spécialité suivantes :

- « Techniques de réception avancées pour les communications »,
- « Systèmes numériques avancés de communication ».

Les unités d'enseignement de base requises sont les suivantes :

- « Systèmes de communication »,
- « Modulations numériques »,
- « Codage correcteur d'erreur »,
- « Théorie de l'information ».

J'interviens dans les cours « Systèmes de communication », « Modulations numériques », « Techniques de réception avancées pour les communications » et « Systèmes numériques avancés de communication » qui sont décrits dans la sous-section 3.3.1.

Le service d'enseignement à l'ENST n'inclut pas uniquement les enseignements pour la formation d'ingénieur mais également des enseignements en Master recherche (cf. sous-section 3.3.2) et en Formation continue (cf. sous-section 3.3.3).

Les unités d'enseignement sont présentées sous le format suivant : le volume horaire effectué au cours de l'année 2006-2007 en équivalent TD est affiché en gras sur la même ligne que le titre. A la ligne, suivent l'objectif du cours, mes éventuelles responsabilités, le volume horaire et le programme détaillés des cours effectivement dispensés.

3.3.1 Formation ingénieur

UE « Systèmes de communication » 30h

Cette unité d'enseignement propose une approche pragmatique basée sur la mise en oeuvre matérielle ou logicielle de dispositifs réels présents dans les systèmes de communication filaire, optique ou radiomobile. Les méthodes de codage de l'information et les formats de modulation des signaux sont notamment étudiés et analysés en termes de taux d'erreur binaire.

Dans le cadre de cette UE, je suis responsable d'un TP portant sur l'*évaluation empirique du taux d'erreur binaire d'un système basique de communication*.

Ce TP de trois heures est répliqué cinq fois par période durant trois périodes¹.

UE « Modulations numériques » 80h

Ce cours a pour objectif de fournir des connaissances complètes des techniques de bases des modulations numériques, c'est-à-dire, des opérations que doit effectuer un modem pour mettre en forme le signal émis et pour retrouver l'information à partir du signal reçu. Après une succincte modélisation des canaux de propagation, ce cours se concentre sur les techniques d'émission et de réception adaptées aux différents types de canaux suivants : canal gaussien, canal de Rayleigh et canal sélectif en fréquence.

¹La scolarité à l'ENST est divisée en deux semestres qui sont eux-mêmes subdivisés en deux périodes.

Je suis responsable de ce cours et en effectue les vingt heures de cours magistraux et les neuf heures de TD. Ce cours est dispensé pendant deux périodes.

Le contenu détaillé de ce cours est le suivant :

- Description générale d'un système de communication
- Modélisation des canaux
- Espace des signaux, enveloppe complexe
- Modulations linéaires
- Canal gaussien (récepteur optimal et performances)
- Canal de Rayleigh (récepteur, performances et diversité)
- Canal sélectif en fréquence (Algorithme de Viterbi, Egalisation linéaire et non linéaire)
- Modulation multiporteuse de type OFDM

UE « Techniques de réception avancées pour les communications » 22h

L'objectif de ce cours est de permettre aux étudiants de concevoir des récepteurs pour les nouveaux systèmes radiomobiles. Les algorithmes de décodage itératifs sont étudiés de même que les détecteurs pour les systèmes linéaires de façon à pouvoir décoder les codes spatio-temporels et les schémas de codage coopératifs. Enfin la problématique de l'estimation des paramètres de propagation est abordée.

Je suis responsable du module portant sur l'estimation. Ce module correspond à un volume horaire de quinze heures de cours magistraux.

Le contenu détaillé du module consacré à l'estimation est le suivant :

- Rappels de théorie de l'estimation
- Capacité de canal avec canal incertain
- Estimation de canal supervisée
- Estimation autodidacte du canal
- Synchronisation mono-porteuse
- Synchronisation multi-porteuses
- Bornes de performances

UE « Systèmes numériques avancés de communication » 9h

Dans ce cours, de nouvelles techniques d'émission ainsi que leurs applications à des systèmes de communication sans fil sont présentées. Quatre modules composent ce cours. Le premier aborde les outils nécessaires (théorie de l'information pour les canaux aléatoires, canal MIMO, réseaux de points, algèbre cyclique de division). Le second est consacré aux techniques de codage spatio-temporel (critères de Tarokh, code d'Alamouti, codes parfaits). Le troisième est dédié à l'accès multiple (théorie de l'information multi-utilisateurs, techniques de précodage, couche MAC). Le quatrième et dernier module concerne l'étude de plusieurs systèmes (Wifi, Wimax, UMTS, ADSL, CPL).

J'interviens dans ce cours dans les deux derniers modules à hauteur de six heures de cours magistraux sur les sujets suivants :

- Précodage optimal avec connaissance parfaite du canal à l'émetteur dans un contexte multi-utilisateurs
- Description des modems ADSL et VDSL
- Description des modems pour des communications sur câble électrique (CPL)

UE « Projets »

Cette unité d'enseignement propose, sous la forme d'un projet et par un travail en équipe, d'aborder les nouvelles technologies dans le domaine des communications. Le travail demandé peut être en partie bibliographique, théorique, expérimental, lié à la modélisation et à la simulation ou un mélange de ces différents aspects. Tout projet doit aboutir au développement et à la réalisation d'un travail personnel de type théorique, logiciel ou matériel.

Durant mes cinq années de présence à l'ENST, j'ai encadré les onze projets suivants (soit deux par an en moyenne) :

1. Calcul de capacité ergodique et de probabilité de coupure en présence d'un canal incertain
2. Bornes de Ziv-Zakaï pour la synchronisation
3. Communications numériques dans un environnement à bruit impulsif
4. Estimation du canal par séquence d'apprentissage superposée
5. Estimation supervisée optimale pour les canaux MIMO
Article de référence : G. Leus, A.-J. Van der Veen, "Optimal training for ML and LMMSE channel estimation in MIMO systems", SSP, 2005.
6. Allocation des ressources dans un système OFDMA
Article de référence : C. Mohanram et S. Bhashyam, "A sub-optimal joint subcarrier and power allocation algorithm for multiuser OFDM", IEEE Com. Letters, 2005.
7. Un nouveau regard sur les transmissions mono-porteuse
Article de référence : L. Deneire, B. Gyselinckx et M. Engels, "Training Sequence versus Cyclic Prefix : A new look on single carrier communication", IEEE Com. Letters, 2001.
8. Classification de modulations numériques
Article de référence : L. Izzo et D. Mittera, "A cyclostationary-based classifier for digital linear modulations", GRETSI, 2001.
9. Estimation des paramètres de synchronisation en OFDM
Article de référence : G. Levin et D. Wulich, "Frequency offset estimation in OFDM using sample covariance". MILCOM, 2000.
10. Egalisation autodidacte par signaux transformés
Article de référence : A.G. Orozco-Lugo et D.C. McLernon, "Blind channel equalization using chirp modulating signals", ICASSP, 2000.
11. Synchronisation par modulations asymétriques
Article de référence : T. Thairupathump, C.D. Murphy et S.A. Kassam, "Asymmetric signaling constellations for phase estimation", SSAP, 2000.

3.3.2 Masters recherche

L'ENST est co-responsable du parcours « Systèmes de Télécommunications Numériques » (STN) du Master de Sciences et Technologies² de l'Université Paris VI.

L'ENST est un établissement partenaire de la spécialité « Science des Réseaux et des Télécommunications » (SRET) du Master de Sciences, Technologies et Santé³ de l'Université Paris XI.

J'interviens dans deux unités d'enseignement du master de Paris VI et dans une unité d'enseignement du master de Paris XI.

UE « Information et communications » 12h

Le but de ce cours de niveau M1 (du parcours STN) est de rappeler les notions essentielles de probabilité et de traitement du signal ainsi que de modulations numériques (canal gaussien) et de codage correcteur d'erreur (codage en bloc).

Je suis responsable du module consacré au traitement du signal composé de 7h30 de cours magistraux et 1h30 de TD.

Le programme effectué est le suivant :

- Transformée de Fourier,
- Impulsion de Dirac,
- Produit scalaire, produit de convolution, filtrage linéaire
- Processus aléatoires (ergodisme, stationnarité, densité spectrale de puissance)
- Enveloppe complexe pour des signaux déterministes et aléatoires

²mention « Sciences de l'ingénieur », spécialité « Electronique et systèmes de communication »

³mention « Information, systèmes et technologie »

UE « Communications numériques avancées » 30h

Ce cours de niveau M2 (du parcours STN) a pour objectif de montrer les techniques classiques et modernes d'élimination de l'interférence entre symboles, de synchronisation, d'estimation du canal et d'accès multiple.

Je suis le responsable de ce module qui est formé de 21h de cours magistraux et de 9h de TD. Généralement je dispense 16h30 de cours magistraux et 6h de TD, le reste étant assuré par d'autres enseignants.

Le plan de cette unité est le suivant :

- Gestion de l'interférence entre symboles (Viterbi, Egalisation, OFDM)
- Synchronisation supervisée et autodidacte
- Estimation supervisée et autodidacte du canal
- Etalement de spectre et CDMA avec récepteurs associés
- MC-CDMA, OFDMA

UE « Communications numériques » 18h

Cette unité d'enseignement de niveau M2 (de la spécialité SRET) a pour mission de présenter en détail le canal gaussien et d'évoquer également les dernières techniques à déployer dans des systèmes modernes de communication sans fil.

Je suis co-responsable de cette unité qui est composée de deux modules, l'un portant sur le canal gaussien et l'autre sur les techniques avancées. J'interviens dans le deuxième module à hauteur de 12h de cours magistraux selon le programme suivant :

- Modélisation statistique des canaux de propagation
- Performances sur canal de Rayleigh
- Canal sélectif en fréquence (Viterbi, Egalisation, OFDM)
- Accès multiple (CDMA : récepteur Rake et détection multi-utilisateurs)
- Théorie de l'information et codage pour les canaux Rayleigh MIMO

3.3.3 Formation continue**Session « Techniques multi-porteuses » 9h**

Cette session de deux jours doit permettre de maîtriser les concepts d'une modulation OFDM utilisée dans les nouvelles normes radiomobiles ou filaires.

J'ai monté cette formation à mon arrivée et j'en suis responsable depuis. J'y interviers également à hauteur des 6h de cours magistraux suivants :

- Principe de l'OFDM
- Dimensionnement de l'ADSL
- Dimensionnement de la TNT
- Dimensionnement du Wimax
- Accès multiple et l'OFDM

Session « Techniques de réception pour les mobiles » 12h

Durant cette session, les participants doivent acquérir les différentes techniques de traitement de signal employées dans les systèmes de communications mobiles.

Je suis co-responsable de cette formation et j'interviers à hauteur de 7h30 des cours magistraux décrits ci-dessous :

- les méthodes classiques d'estimation de paramètres de transmission (avec ou sans séquence d'apprentissage)
- l'apport de la diversité (exemple du codage espace-temps)

Session « Ultra-large bande » 6h

L'objectif de cette session est de présenter les principes de base, les performances des techniques Ultra Large Bande (ULB) nécessaires pour la conception de systèmes de radiocommunication.

J'interviens dans cette nouvelle formation pendant 3h de cours magistraux ayant le contenu suivant :

- Couche physique pour la radio par impulsions
- Couche physique pour la technique à base de multi-bandes
- Problématique de l'accès multiple

3.3.4 Documents pédagogiques

Environ la moitié de mes cours, et notamment ceux de base, sont dispensés directement sur le tableau noir tandis que pour l'autre moitié, principalement les cours avancés, je m'aide de planches que j'ai moi-même réalisées. Quelque soit la méthode retenue, aucun polycopié n'est distribué aux étudiants. Je leur fournis cependant une liste commentée de livres de référence et évidemment une copie des planches le cas échéant.

La liste des planches (généralement formatées pour 3h de cours magistraux) est donnée ci-dessous.

- Vulgarisation :
 - Aperçu des communications numériques
 - Dimensionnement d'un système de communication
- Techniques avancées :
 - Modulations multi-porteuses OFDM
 - Accès multiple par codes (CDMA)
 - Techniques multi-porteuses avec accès multiple (MC-CDMA, OFDMA)
 - Théorie de l'information et codage pour les canaux MIMO
 - Ultra Large Bande par impulsions (ULB)
- Estimation pour les communications :
 - Estimation de fréquence et bornes associées
 - Estimation du canal ULB
 - Estimation supervisée du canal et des paramètres de synchronisation
 - Egalisation autodidacte : état de l'art
- Systèmes réels :
 - ADSL
 - CPL
 - TNT
 - Wimax

Chapitre 4

Activités de recherche

4.1 Thèmes de recherche

Dans cette section, je présente, par le biais de quelques mots-clefs, les principales thématiques de recherche développées depuis la fin de ma thèse de doctorat. Elles sont décrites en détail dans la deuxième partie de ce document consacrée à mes travaux de recherche.

Synchronisation et estimation de canal

1. *Synchronisation autodidacte pour des systèmes avancés* : en se basant sur la propriété de cyclostationnarité des signaux de communication, nous avons mis en place des estimateurs performants de la fréquence dans le contexte mono-porteuse et multi-porteuses (cf. sous-section 7.2.1), analysé des estimateurs de la phase (cf. section 7.4) et développé de nouveaux estimateurs du décalage temporel (cf. section 7.5).
2. *Bornes de performances minimales valides pour tout RSB* : calculs des bornes de Cramer-Rao, des bornes de Barankin et des bornes de Ziv-Zakai (cf. sous-section 7.2.2).
3. *Effet de décrochement* : analyse théorique de cet effet sur l'estimateur standard de la fréquence par élévation à la puissance (cf. sous-section 7.2.3).
4. *Séquence d'apprentissage* : conception de séquence optimale pour le problème de la synchronisation fréquentielle en présence d'un canal (cf. sous-section 7.2.4).
5. *Estimation du canal dans un contexte Ultra-Large Bande* : calcul et analyse de la borne de Cramer-Rao (cf section 8.4).
6. *Identification de systèmes pour la radio cognitive* (cf. le point 2. du chapitre 10).

Allocation dynamique des ressources

1. *Analyse de l'interférence multi-cellulaire* : étude de l'interférence multi-cellulaire d'un système FH-OFDMA et analyse de débit maximum atteignable (cf. section 9.2).
2. *Algorithme d'allocation équitable entre les utilisateurs* : mise en place d'algorithmes d'allocation de porteuses dans un système OFDMA avec contrainte de masque vérifiant des propriétés d'équité (cf. section 9.3).
3. *Technique d'accès multiple pour l'Ultra-Large Bande* : analyse des codes d'accès multiple minimisant la variance de l'interférence, comparaison de techniques d'accès multiple (cf. section 8.2).
4. *Techniques de précodage pour les canaux MIMO à connaissance partielle* (cf. le point 3. du chapitre 10).

4.2 Contrats

RNRT « IDILE » :

- Titre : *Internet à haut-débit sur ligne d'énergie*
- Date : Janvier 2003-Décembre 2006
- Partenaires : EDF, SAGEM, INSA Rennes, Supélec, CEA/LETI, Elsys.
- Responsable ENST du projet
- Sujet : ce projet avait pour objectif de développer complètement un modem pour un système d'accès à haut débit par Courant Porteur en Ligne (CPL) basé sur le MC-CDMA.
- Résultats : nous avons entièrement conçu la couche réseau (dimensionnement des paquets et des trames, détermination des entêtes, etc), la couche d'accès multiple (en privilégiant, après étude comparative l'OFDMA au MC-CDMA) et la couche physique (dimensionnement de l'OFDM, synchronisation). Outre ce travail de développement, ce projet a permis de réaliser des travaux plus académiques qui sont reportés aux sections 7.3 et 9.2.

CIFRE Thalès « Deleuze » :

- Titre : *Modems à accès multiple pour la transmission par impulsions dans un milieu de propagation réaliste*
- Date : Décembre 2002-Novembre 2005
- Partenaire : Thalès Communications (Colombes)
- Responsable ENST du projet
- Résultats : se reporter au chapitre 8.

Réseau d'excellence « NEWCOM » :

- Titre : *Network of excellence in wireless communications*
- Date : Mars 2003-Février 2007
- Partenaires : 61 universités, écoles, instituts ou entreprises. Les principaux partenaires étaient le Politecnico de Turin, l'Université catholique de Louvain, l'Université polytechnique de Barcelone, ...
- Responsable ENST du projet
- Résultats : d'un point de vue scientifique, ce réseau a permis de continuer des collaborations engagées par ailleurs avec Supélec et Thalès. D'un point de vue organisationnelle (qui était la raison d'être du réseau), j'étais
 - Rédacteur-adjoint du bulletin d'information du réseau
 - Organisateur de deux écoles

1. *Estimation theory for wireless communications*, Paris, Octobre 2005.

2. *Space-time coding*, Turin, Octobre 2006.

Je reviendrai sur ce point à la section 4.3.

Pôle de compétitivité « Systematic » :

- Titre : *Urbanisme des radiocommunications*
- Date : Octobre 2006-Septembre 2009
- Partenaires : Thalès, Motorola, France Télécom R&D, Comsis, ENSEA, ENSTA
- Sujet : nous intervenons dans le sous-projet qui se focalise sur les nouveaux modes d'accès dans un réseau cellulaire ou autogéré. Nous nous intéresserons notamment au problème du codage/précodage spatio-temporel quand l'émetteur a une connaissance partielle du canal.

ANR Télécom « RISC » :

- Titre : *Réseaux hétérogènes intelligents pour situations de crise*
- Date : Janvier 2007-Décembre 2009
- Partenaires : Université de Lille, ENSEA, Université de Reims, Thalès, RSC
- Sujet : le but de ce projet est de développer un réseau de déploiement, sur zone à risques (de type incendie accidentel). Ce réseau faisant intervenir des éléments divers (téléphone, appareil de mesure, etc) et des débits hétérogènes (parole, flux vidéo, image fixe), nous préconisons d'emblée une démarche d'optimisation inter-couches. De plus le canal de propagation risquant

d'être souvent délicat, des techniques de relayage de l'information devront certainement être envisagées.

ANR Télécom « DEMAIN » :

- Titre : *Radio évolutive, mobile, adaptative et intelligente*
- Date : Janvier 2007-Décembre 2009
- Partenaires : ENST Bretagne, INT, UMLV, CEA, France Télécom R&D, I2E
- Sujet : l'objectif de ce projet est de mettre en place des techniques efficaces de traitement du signal permettant de discriminer rapidement et de manière autodidacte les systèmes captés lors d'une écoute du spectre.

CIFRE Thalès « Le Duc » :

- Titre : *Optimisation inter-couches de l'accès radio dans les réseaux mobiles ad hoc*
- Date : Décembre 2006-Novembre 2009
- Partenaire : Thalès Communications (Colombes)
- Sujet : le but de cette thèse est de répondre à certaines questions posées par le projet ANR Télécom « RISC » en se concentrant surtout sur l'optimisation d'une couche d'accès multiple basée sur l'OFDMA.

4.3 Ecoles d'été

J'ai organisé ou je suis intervenu dans les écoles d'été suivantes

Estimation theory for wireless communications :

- Date : 24-28 octobre 2005
- Lieu : ENST, Paris
- Cadre : Réseau d'excellence européenne NEWCOM
- Organisateur unique
- Conférencier à hauteur de 3h de cours magistraux sur les thèmes suivants : *Harmonic retrieval in multiplicative and additive noise and related lower bounds* et *Channel estimation for UWB systems*
- Nombre de participants : 90 chercheurs (de 12 nationalités)
- Site Internet : http://www.comelec.enst.fr/~ciblat/summer_school/

Space-time coding :

- Date : 9-12 octobre 2006
- Lieu : Politechnicum, Turin, Italie
- Cadre : Réseau d'excellence européenne NEWCOM
- Co-organisateur avec Emanuele VITERBO (Politechnicum) et Jean-Claude BELFIORE (ENST)
- Nombre de participants : 25 chercheurs (de 6 nationalités)
- Site Internet : http://www.comelec.enst.fr/~ciblat/stbc_school/

Ultra-Large Bande (Communications, localisation et radar) :

- Date : 23-27 octobre 2006
- Lieu : ESISAR, Valence, France
- Cadre : GDR Ondes
- Membre du comité de programme. Organisateur principal : Xavier BEGAUD (ENST)
- Conférencier à concurrence de 1h30 de cours magistraux sur la *couche physique et d'accès multiple de l'ultra-large bande par impulsion*
- Nombre de participants : 60 chercheurs
- Site Internet : <http://www.comelec.enst.fr/~begaud/EcoleULB.html>

4.4 Evaluation

Je consacre une part non-négligeable de mon temps de chercheur à ce travail d'évaluation/expertise. Néanmoins, depuis un an, j'essaie de la limiter fortement.

- Rédacteur adjoint / *Associate Editor* pour la revue « IEEE Communications Letters » depuis janvier 2004.
- Evalueur pour les revues suivantes (une demi-douzaine par an sur une vingtaine de demandes) :
 - IEEE Transactions on Signal Processing
 - IEEE Transactions on Communications
 - IEEE Transactions on Vehicular Technology
 - IEEE Transactions on Wireless Communications
 - IEEE Communications Letters
 - IEEE Signal Processing Letters
 - Journal on Communications and Network
 - EURASIP Signal Processing
 - EURASIP Journal of Wireless Communication and Network
 - IEE Proceedings of Communications
 - Annales des Télécommunications
- Evalueur pour les congrès suivants (une vingtaine par an sur une quarantaine de demandes) :
 - Evalueur officiel / *Adjunct reviewer* pour ICASSP'2007
 - ICASSP
 - SPAWC
 - GLOBECOM
 - ICC
 - VTC
 - ISSPA
 - GRETSI
 - ...
- Evalueur de projets pour les organismes suivants (cinq par an en moyenne) :
 - Research Grants Council (RGC) of Hong Kong
 - Agence Nationale de la Recherche (ANR)
- Participation aux comités des congrès suivants
 - Membre du comité d'organisation d'IEEE Information Theory Workshop (ITW), Avril 2003, Paris, France.
 - Membre du comité de programme d'IEEE/EURASIP Seventh International Symposium on Signal Processing and its Applications (ISSPA), Paris, France, Juillet 2003.
 - Membre du comité de programme d'IEEE/ACM International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Honolulu, Etats-Unis, Août 2007.
 - Membre du comité de programme d'IEEE/ICST International Conference in Communications and Networking in China (Chinacom), Shangai, Chine, Août 2007.
 - Membre du comité de programme d'EURASIP European Conference on Signal Processing (EUSIPCO), Poznań, Pologne, Septembre 2007.
- Participation à des jurys de thèse :
 - Raphaël Visoz : *Iterative and joint processing for wireless mobile systems*, ENST, Mars 2002.

4.5 Collaborations

Au niveau international, des contacts étroits ont été noués avec

- Erchin SERPEDIN (Université A&M du Texas, College Station, Etats-Unis).
Durant l'été 2003, j'ai passé un mois à College Station en séjour sabbatique via un financement interne de l'Université A&M.

- Mounir GHOGHO (Université de Leeds, Royaume-Uni).
Durant l'été 2004, j'ai passé un mois à Leeds en séjour sabbatique via un financement de la *Royal Society*. Un nouveau séjour de quatre mois est programmé pour le printemps/été 2007.

Au niveau national, mes travaux académiques ou contractuels, m'ont conduit ou vont conduire à collaborer avec

- Walid HACHEM (Supélec)
- Pascal BIANCHI (Supélec)
- Jean-François HÉLARD (INSA de Rennes)
- Pascal LARZABAL (ENS de Cachan)
- Christophe LE MARTRET (Thalès Communications)
- Pierre JALLON (CEA/LETI)
- Sébastien HOUCHE (ENST de Bretagne)

Chapitre 5

Encadrement

5.1 Doctorants

Sophie GAULT :

- Titre : *Conception et optimisation de systèmes multi-porteuses*
- Date : Septembre 2002-Octobre 2005
- Direction de thèse : Walid HACHEM (Supélec) et Philippe CIBLAT
- Taux d'encadrement : 1/3
- Financement : RNRT « IDILE »
- Résultats : se reporter aux sections 7.3 et 9.2.

Anne-Laure DELEUZE :

- Titre : *Contributions à l'étude des systèmes ultra-large bande par impulsions*
- Date : Décembre 2002-Janvier 2006
- Direction de thèse : Christophe LE MARTRET (Thalès) et Philippe CIBLAT
- Taux d'encadrement : 1/2
- Financement : CIFRE « Thalès »
- Résultats : se reporter au chapitre 8.

Qi TANG :

- Titre : *Analyse des systèmes MIMO avec connaissance partielle*
- Début : Octobre 2006
- Direction de thèse : Walid HACHEM (CNRS/ENST) et Philippe CIBLAT
- Taux d'encadrement : 1/2
- Financement : Projet « Urbanisme des radiocommunications » du pôle de compétitivité « Systematic »
- Sujet : se reporter aux points 3.a et 3.b du chapitre 10.

Abdelaziz BOUZEGZI :

- Titre : *Algorithmes de discrimination des signaux pour la radio cognitive*
- Début : Octobre 2006
- Direction de thèse : Pierre JALLON (CEA/LETI) et Philippe CIBLAT
- Taux d'encadrement : 1/4
- Financement : Bourse de thèse « CEA »
- Sujet : se reporter au point 2. du chapitre 10.

Aude LE DUC :

- Titre : *Optimisation inter-couches de l'accès radio dans les réseaux mobiles ad hoc*
- Début : Janvier 2007
- Direction de thèse : Christophe LE MARTRET (Thalès), Houda LABIOD (ENST/INFRES) et Philippe CIBLAT

- Taux d'encadrement : 1/3
- Financement : CIFRE « Thalès »
- Sujet : se reporter au point 3.c du chapitre 10.

5.2 Postdoctorant

Antonio CIPRIANO :

- Titre : *Allocation dynamique des ressources dans les systèmes multi-porteuses et multi-utilisateurs*
- Date : Janvier 2005 - Octobre 2005
- Direction : Philippe CIBLAT
- Taux d'encadrement : 1/1
- Financement : RNRT « IDILE »
- Résultat : se reporter à la section 9.3.

5.3 Stagiaires

Cynthia POZUN :

- Titre : *Estimation d'harmoniques dans un bruit multiplicatif et additif : limites et performances*
- Date : Eté 2002
- Direction : Philippe CIBLAT
- Taux d'encadrement : 1/1

Khaled BOUCHIREB :

- Titre : *Système ULB : Résolution de trajets pour la localisation dans les réseaux ad hoc*
- Date : Eté 2005
- Direction : Philippe CIBLAT
- Taux d'encadrement : 1/1

Chapitre 6

Publications

6.1 Articles de revue

Articles soumis

- R20 A. Cipriano, P. Ciblat et W. Hachem : Fair resource allocation management in multi-user OFDM, soumis à EURASIP Journal of Wireless Communications and Networking, Janvier 2007.
- R19 P. Ciblat, A.-L. Deleuze et C. Le Martret : Cramer-Rao bound for Channel Estimation in UWB Impulse Radio, soumis à IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing, Novembre 2006.

Articles publiés

- R18 S. Gault, W. Hachem et P. Ciblat : Performance of OFDMA on Rayleigh Fading Channels in a Multi-Cell Environment, accepté à IEEE Transactions on Communications.
- R17 P. Ciblat et M. Ghogho : Blind NLLS carrier frequency-offset estimation for QAM, PSK, and PAM modulations : performance at low SNR, IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no. 10, pp. 1725-1730, Octobre 2006.
- R16 C. Le Martret, A.-L. Deleuze et P. Ciblat : Optimal time-hopping codes for multi-user interference mitigation ultra-wide bandwidth impulse radio, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 6, pp. 1516-1525, Juin 2006.
- R15 S. Gault, W. Hachem et P. Ciblat : Joint Sampling Clock Offset and channel estimation for OFDM signals : Cramer-Rao bound and Algorithms, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 5, pp. 1875-1885, Mai 2006.
- R14 P. Ciblat, M. Ghogho, P. Larzabal et P. Forster : Harmonic retrieval in the presence of non-circular Gaussian multiplicative noise : Performance bounds, EURASIP Signal Processing, vol. 85, no. 4, pp. 737-749, Avril 2005.
- R13 K. Shi, E. Serpedin et P. Ciblat : Decision-Directed Fine synchronization in OFDM systems, IEEE Transactions on Communications, vol. 53, no. 3, pp. 408-412, Mars 2005.
- R12 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Blind feedforward cyclostationarity-based timing estimation for linear modulations, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, no. 3, pp. 709-715, Mai 2004.
- R11 P. Ciblat et E. Serpedin : A fine blind frequency offset estimator for OFDM/OQAM systems, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 1, pp. 291-296, Janvier 2004.
- R10 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : An alternative blind feedforward symbol estimator using two samples per symbol, IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 9, pp. 1451-1455, Septembre 2003.
- R9 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Optimal Blind Carrier Recovery for M-PSK Burst Transmissions, IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 9, pp. 1571-1581, Septembre 2003.

- R8 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Optimal blind nonlinear least-squares carrier phase and frequency offset estimation for general QAM modulations, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.2, no. 5, pp. 1040-1054, Septembre 2003.
- R7 P. Ciblat et L. Vandendorpe : Blind carrier frequency offset estimation for non-circular constellation based transmission, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 5, pp. 1378-1389, Mai 2003.
- R6 P. Ciblat, Y. Wang et E. Serpedin : On a blind fractionally-sampling based carrier frequency offset estimator, *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 89-92, Avril 2003.
- R5 Y. Wang, P. Ciblat, E. Serpedin et P. Loubaton : Performance analysis of a class of non-data aided carrier frequency offset and symbol timing delay estimators for flat-fading channels, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 9, pp. 2295 -2305, Septembre 2002.
- R4 E. Serpedin, P. Ciblat, G. B. Giannakis et P. Loubaton : Performance Analysis of Blind Carrier Phase Estimators for General QAM Constellations, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 8, pp. 1816-1823, Août 2001.

Articles relatifs aux travaux de doctorat

- R3 P. Ciblat, P. Loubaton, E Serpedin et G.B. Giannakis : Asymptotic analysis of blind Cyclic correlation based symbol rate estimation, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 7, pp. 1922-1934, Juillet 2002.
- R2 P. Ciblat, P. Loubaton, E Serpedin et G.B. Giannakis : Performance Analysis of Blind Carrier Frequency Offset Estimators For Non-Circular Transmissions Through Frequency-Selective Channels, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 1, pp. 130-140, Janvier 2002.
- R1 P. Ciblat, A. Chevreuil et P. Loubaton : Repetition/Modulation and blind second order equalization, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48 , no. 11, pp. 3153-3161, Novembre 2000.

6.2 Congrès internationaux

Articles publiés

- CI38 A.-L. Deleuze, P. Ciblat et C. Le Martret : Rake receiver improvement for residual interference cancellation in UWB context, accepté à *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Dublin (Irlande), Avril 2007.
- CI37 A. Cipriano, P. Ciblat, S. Gault et W. Hachem : Balanced allocation strategy in multi-user OFDM with Channel State Information at the transmitter, *EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Florence (Italie), Septembre 2006.
- CI36 S. Gault, W. Hachem et P. Ciblat : Performance of a resource allocation strategy for an FH-OFDMA based system in a multi-cell environment, *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Cannes (France), Juillet 2006.
- CI35 A.-L. Deleuze, P. Ciblat et C. Le Martret : Inter-Symbol/Inter-Frame Interference in Time-Hopping Ultra Wideband Impulse Radio system, *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICU)*, Zürich (Suisse), Septembre 2005.
- CI34 M. Sahmoudi, K. Abed-Meraim, M. Lavielle, E. Kunth et P. Ciblat : Blind source separation of noisy mixtures using semi-parametric approach with application to heavy-tailed signals, *EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Antalya (Turquie), Septembre 2005.
- CI33 P. Ciblat et M. Ghogho : Ziv-Zakai bound for harmonic retrieval in multiplicative and additive Gaussian noise, *IEEE Workshop on Statistical Signal Processing (SSP)*, Bordeaux (France), Juillet 2005.
- CI32 S. Gault, W. Hachem et P. Ciblat : An OFDMA based modem for powerline communications over the low voltage distribution network, *IEEE International Conference on Powerline Communications and its Applications (ISPLC)*, Vancouver (Canada), Avril 2005.

- CI31 A.-L. Deleuze, C. Le Martret et P. Ciblat : Time-Hopping code characterization for Multi-User Interference mitigation in Ultra-Wide Band Impulse Radio, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computer, Pacific Grove (CA, Etats-Unis), Novembre 2004.
- CI30 S. Chabbouh, P. Ciblat et J.-C. Belfiore : Iterative algorithms for SDP relaxation associated with MIMO ML detection problem, International Symposium on Information Theory and its Applications (ISITA), Parme (Italie), Octobre 2004.
- CI29 P. Ciblat, P. Forster et P. Larzabal : Harmonic retrieval in noncircular complex-valued multiplicative noise : Barankin bound, EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Vienne (Autriche), Septembre 2004.
- CI28 A.-L. Deleuze, C. Le Martret et P. Ciblat : Cramer-Rao bound for channel parameters in Ultra-Wide Band based system, IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Lisbonne (Portugal), Juillet 2004.
- CI27 K. Shi, E. Serpedin et P. Ciblat : Decision-Directed fine synchronization for coded OFDM systems, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Montréal (Canada), Mai 2004.
- CI26 P. Ciblat et M. Ghogho : Harmonic retrieval in noncircular complex-valued multiplicative noise : Cramer-Rao bound, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Montréal (Canada), Mai 2004.
- CI25 S. Gault, W. Hachem et P. Ciblat : Cramer-Rao bound for data-aided sampling clock offset and channel estimation, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Montréal (Canada), Mai 2004.
- CI24 P. Ciblat : A tutorial on performance bounds for harmonic retrieval in multiplicative noise, Joint Workshop for Communications and Coding (JWCC), Nuits-Saint-Georges (France), Octobre 2003.
- CI23 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Blind Feedforward Two-Sample-per-Symbol Based Timing Delay Estimator, World Multiconference on Systemics, Cybernetics, and Informatics (SCI), Orlando (FL, Etats-Unis), Juillet 2003.
- CI22 P. Ciblat et E. Serpedin : A blind frequency offset estimator for OFDM/OQAM system, IEEE Workshop on Signal Processing Advances for Wireless Communications (SPAWC), Rome (Italie), Juin 2003.
- CI21 A. Safavi, K. Abed-Meraim et P. Ciblat : Blind channel identification robust to order overestimation, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove (CA, Etats-Unis), Novembre 2002.
- CI20 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Optimal blind feedforward carrier synchronisation for general QAM modulations, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove (CA, Etats-Unis), Novembre 2002.
- CI19 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Unified performance analysis of blind feedforward timing estimation, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove (CA, Etats-Unis), Novembre 2002.
- CI18 P. Ciblat, E. Serpedin et Y. Wang : A fractionally-sampling based frequency offset enhanced blind estimator for non-circular transmissions, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove (CA, Etats-Unis), Novembre 2002.
- CI17 S. Houcke, A. Chevreuil et P. Ciblat : Estimation of the symbol period in presence of frequency offset, EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Toulouse (France), Septembre 2002.
- CI16 P. Ciblat et L. Vandendorpe : On the Maximum-Likelihood based data-aided frequency offset and channel estimates, EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Toulouse (France), Septembre 2002.
- CI15 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Optimal blind carrier synchronisation for M-PSK burst transmission, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Orlando (FL, Etats-Unis), Mai 2002.

- CI14 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Non-data-aided feedforward estimation of PSK modulated carrier frequency offset, IEEE International Conference on Communications (ICC), New-York (NY, Etats-Unis), Mai 2002.
- CI13 Y. Wang, E. Serpedin et P. Ciblat : Optimal blind nonlinear least-squares carrier phase and frequency offset estimation for burst QAM modulations, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove (CA, Etats-Unis), Novembre 2001.
- CI12 Y. Wang, E. Serpedin, P. Ciblat et P. Loubaton : Non-data-aided feed-forward cyclostationary statistics based carrier frequency offset estimators for linear modulations, IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), San Antonio (TX, Etats-Unis), Novembre 2001.
- CI11 Y. Wang, E. Serpedin, P. Ciblat et P. Loubaton : Blind cyclostationary statistics based carrier frequency offset and symbol timing delay estimators in flat-fading channels, IEEE Military Communications Conference (MILCOM), Washington (D.C., Etats-Unis), Octobre 2001.
- CI10 P. Ciblat et Luc Vandendorpe : Non-data-aided carrier frequency offset estimation for OFDM and downlink DS-CDMA systems, IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Atlantic City (NJ, Etats-Unis), Octobre 2001.
- CI9 P. Ciblat et A. Quadrat : New proof for a blind equalization result : a module theory approach, International Federation of Automatic Control - Symposium on System Structure and Control (IFAC-SSSC), Prague (Tchéquie), Août 2001.
- CI8 Y. Wang, E. Serpedin, P. Ciblat et P. Loubaton : Performance analysis of blind carrier frequency offset and symbol timing delay estimators in flat-fading channels, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Salt Lake City (UT, Etats-Unis), Mai 2001.

Articles relatifs aux travaux de doctorat

- CI7 P. Ciblat, P. Loubaton, E Serpedin et G.B. Giannakis : Asymptotic analysis of blind cyclic correlation based symbol rate estimation, EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Tampere (Finlande), Septembre 2000.
- CI6 E Serpedin , P. Ciblat, G.B. Giannakis et P. Loubaton : Performance analysis of blind carrier phase estimators for general QAM constellations, IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing (SSAP), Pocono Manor (PA, Etats-Unis), Août 2000.
- CI5 P. Ciblat, P. Loubaton, E Serpedin et G.B. Giannakis : Performance of non-data aided carrier offset estimation for non-circular transmissions through frequency-selective channel, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), vol. 5, pp. 2525-2528, Istamboul (Turquie), Juin 2000.
- CI4 P. Ciblat, A. Chevreuil et P. Loubaton : Repetition/Modulation and blind second order identification, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove (CA, Etats-Unis), Octobre 1999.
- CI3 L. Mazet, P. Ciblat et P. Loubaton : Fractionally Spaced Blind Equalization : CMA versus Second Order Bases Methods, IEEE Workshop on Signal Processing Advanced Wireless Communications (SPAWC), Annapolis (MD, Etats-Unis), Mai 1999.
- CI2 P. Ciblat et P. Loubaton : Second order blind equalization : band-limited case, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Seattle (WA, Etats-Unis), Mai 1998.
- CI1 B. Simon, B. Macq, J.Y. Mertès et P. Ciblat : Local Interpolation in Multiresolution Decomposition of Images, IEEE International Conference on Image Processing (ICIP), Lausanne (Suisse), Septembre 1996.

6.3 Congrès nationaux

Articles publiés

- CN5 P. Ciblat et M. Ghogho : Probabilité de décrochement d'un estimateur autodidacte du résidu de porteuse, GRETSI, Louvain-la-Neuve (Belgique), Septembre 2005.

-
- CN4 C. Pozun, P. Ciblat, P. Larzabal et P. Forster : Estimation d'harmonique dans un bruit multiplicatif à valeurs complexes, GRETSI, Paris (France), Septembre 2003.
- CN3 P. Ciblat et L. Vandendorpe : Estimation autodidacte du résidu de porteuse pour divers systèmes de transmission, GRETSI, Toulouse (France), Septembre 2001.

Articles relatifs aux travaux de doctorat

- CN2 P. Ciblat et P. Loubaton : Egalisation aveugle au second ordre pour des signaux à bande limitée : connaissance a priori sur le filtre, GRETSI, Vannes (France), Septembre 1999.
- CN1 P. Ciblat, P. Loubaton et P. Larzabal : Egalisation aveugle au second ordre : cas bande limitée, GRETSI, Grenoble (France), Septembre 1997.

Deuxième partie

Travaux de recherche

Chapitre 7

Synchronisation pour les systèmes avancés de communication

7.1 Introduction

Dans un système de communication, afin de fonctionner convenablement, le récepteur requiert généralement la connaissance de différents paramètres représentant les transformations subies par le signal lors de son passage dans le canal de propagation. Lors d'une transmission radiomobile (téléphone sans fil, réseaux locaux) ou lors d'une transmission filaire (sur paire torsadée ou sur câble électrique), le canal peut être modélisé, d'une part, par un filtre linéaire et d'autre part, par des défauts de synchronisation. Le récepteur a donc besoin d'une estimée fiable de la réponse impulsionnelle du filtre et des paramètres de synchronisation. Concernant les problèmes de synchronisation, ils peuvent être de trois natures différentes :

- Le défaut de **fréquence**, lui-même, associé
 - soit à un défaut de *fréquence porteuse* dû à l'effet Doppler ou à un désaccord entre les oscillateurs locaux de l'émission et de la réception,
 - soit à un défaut de *fréquence d'horloge* et donc d'échantillonnage dû alors uniquement à un désaccord entre oscillateurs locaux.
- Le défaut de **phase** dû à une rotation de phase provoquée par le passage dans le canal de propagation.
- Le défaut de **temps** dû, généralement, à un retard global de transmission associé au temps de propagation dans le milieu rencontré.

Il est important de remarquer que les deux derniers défauts (c'est-à-dire de phase et de temps) peuvent être absorbés dans la réponse impulsionnelle du filtre analogique. En revanche la modification de la fréquence ne peut être modélisée par un filtre linéaire ce qui implique que ce défaut doit nécessairement faire l'objet d'un traitement particulier. C'est pourquoi, dans la suite, une large place sera consacrée à cette problématique d'estimation de la fréquence tandis que l'estimation de la phase et du décalage temporel, même si elle ont fait l'objet de travaux, sera évoquée de manière plus succincte. Enfin nous nous sommes principalement penchés sur des techniques de synchronisation *autodidacte*, c'est-à-dire, des techniques ne nécessitant pas l'envoi de séquence d'apprentissage. Dans le contexte des communications civiles, cela permet des gains en efficacité spectrale, tandis que, dans le contexte des communications militaires (autrement dit non-coopératives), cela permet de mettre en place des techniques d'écoute passive.

Le dernier sujet traité au cours de ma thèse concernait justement la synchronisation fréquentielle autodidacte des systèmes de communication. La notion de non-circularité d'un signal à valeurs complexes y revêt une importance fondamentale. Rappelons brièvement que si un signal à valeurs complexes (par exemple, une enveloppe complexe d'un signal de communication numérique) est non-circulaire à un certain ordre, alors l'espérance mathématique du signal (et non son module) élevé à ce même ordre est non nul. Dans le contexte de la synchronisation fréquentielle, il est facile de remarquer que la non-circularité au second ordre des modulations d'amplitude (MDA) donne lieu à une estimation simple du résidu de fréquence porteuse. En effet, le carré (et non le module au carré)

du signal reçu s'écrit alors comme une sinusoïde pure de fréquence le double du résidu de porteuse perturbée par un bruit additif *a priori* coloré, non-stationnaire et non gaussien. Il suffit alors de mettre en place une technique naturelle d'estimation basée la maximisation du périodogramme du carré du signal reçu. Ma principale contribution avait été d'étudier en profondeur les performances asymptotiques de ce type d'estimateur.

Cette étude de thèse ne concernait que les modulations d'amplitude employées dans un système basique de communication puisque celui-ci était mono-porteuse et mono-utilisateur. Dans un premier temps, nous avons étendu ce type d'estimateurs à un contexte plus actuel, c'est-à-dire, pour des systèmes utilisant soit une technique d'accès multiple à répartition par code (CDMA), soit une technique de modulation multi-porteuse (OFDM). De nouveau une étude rigoureuse des performances asymptotiques de ces nouveaux estimateurs a été conduite. De plus la question du choix de la valeur de fréquence d'échantillonnage et de son influence sur les performances a été abordée.

Dans un deuxième temps, nous avons souhaité appliquer une démarche similaire pour des constellations à plus haute efficacité spectrale comme les modulations en phase (MDP) ou les modulations en quadrature (MAQ). Néanmoins ces constellations ne présentent pas de non-circularité au second ordre ce qui a pour effet que le carré du signal reçu ne contient pas d'information sur le résidu de fréquence porteuse. Pour contourner cette difficulté, il convient de considérer des statistiques aux ordres supérieurs. On peut alors remarquer que ces constellations offrent une non-circularité à un certain ordre (strictement supérieur à deux). Par conséquent des estimateurs basés sur la maximisation du périodogramme d'une fonctionnelle du signal reçu peuvent être mis en œuvre. Ces fonctionnelles doivent évidemment faire intervenir des fonctions autres que les fonctions linéaires et quadratiques. Ces estimateurs, comme nous le verrons ultérieurement, conduisent de nouveau à trouver la valeur d'une harmonique pure perturbée par un bruit non gaussien par le biais d'une maximisation du périodogramme de cette harmonique bruitée. Dans ce cadre-là, nous avons calculé les performances asymptotiques de ces nouveaux estimateurs et explicité la meilleure fonctionnelle au sens de la minimisation de l'erreur quadratique d'estimation.

Afin de savoir si les estimateurs proposés offrent des performances proches de l'optimal au sens de l'erreur quadratique d'estimation, il convient de les comparer à des bornes de performances. C'est pourquoi nous nous sommes également attardés à l'évaluation analytique des bornes de Cramer-Rao (CRB). La difficulté réside dans le fait que nous sommes en présence d'un problème d'estimation avec paramètres de nuisance. En effet le problème d'estimation de fréquence rencontré peut être vu aussi de la manière suivante : le signal reçu est égal à une harmonique (ayant le résidu d'une fréquence porteuse pour fréquence) perturbée par un bruit multiplicatif et additif. Le bruit additif est celui introduit par les composants électroniques et les diverses interférences et peut être supposé gaussien et blanc. Le bruit multiplicatif représente les symboles d'information (inconnus car aucune séquence d'apprentissage n'est émise) convolués par le filtre du canal. Les paramètres que sont les symboles viennent nuire à l'estimation du résidu de fréquence porteuse. Une définition unique de la borne de Cramer-Rao devient délicate car à chaque manière de modéliser ces paramètres (par exemple, comme un processus aléatoire ou déterministe) correspondra une « certaine » borne de Cramer-Rao. Il faut savoir que certaines de ces bornes se révéleront soit trop optimistes (et donc sans grand utilité) soit trop compliquées à exprimer analytiquement. Nous reviendrons plus longuement sur ce problème de définition dans la sous-section consacrée à l'évaluation de la CRB. Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à la borne de Cramer-Rao gaussienne (GCRB) obtenue en considérant les paramètres de nuisance (et donc le bruit multiplicatif) comme un processus aléatoire gaussien. Cette hypothèse quoique fautive avec des signaux de communication numérique car appartenant à un ensemble discret de points va se révéler néanmoins utile pour comprendre l'influence de certains paramètres de dimensionnement du système. Enfin, afin de mettre en évidence des expressions analytiques compactes de la GCRB, nous avons notamment effectué une évaluation analytique en régime asymptotique, c'est-à-dire, lorsque le nombre d'échantillons disponibles est grand.

Malheureusement, lorsque le nombre d'échantillons est faible et/ou lorsque le Rapport Signal-à-Bruit (RSB) est faible, la borne de Cramer-Rao n'est absolument plus précise et les performances de tous les estimateurs « décrochent » des performances annoncées par la CRB. Afin d'obtenir de meilleures prédictions des performances limites dans cette zone (qu'on appellera, dans la suite, zone de décrochement), nous nous sommes intéressés à des bornes de performances ayant la propriété

d'être précise dans la zone de décrochement. En revanche, la détermination d'expressions analytiques pour ces bornes s'avère souvent beaucoup plus délicate. Nous avons dans un premier temps sélectionné la borne de Barankin (BB) pour laquelle nous avons obtenu une expression analytique dans le contexte de l'estimation de fréquence perturbée par un bruit multiplicatif et additif gaussiens. Cette borne nous a permis de mettre en exergue des zones de décrochement. Comme pour la borne de Cramer-Rao classique, la borne de Barankin considère les paramètres à estimer comme déterministes. D'autres classes d'estimateurs et de bornes ont été suggérées, dans la littérature, en modélisant les paramètres à estimer comme des variables aléatoires admettant une certaine densité de probabilité *a priori*. On peut notamment citer la borne de Cramer-Rao définie par Van Trees ou la borne de Ziv-Zakai (ZZB). Cette dernière borne se révèle très précise dans la zone de décrochement. Par conséquent, nous nous sommes attardés à calculer analytiquement la ZZB dans le contexte d'une harmonique perturbée par des bruits multiplicatif et additif gaussiens. Nous avons également étudié l'effet de décrochement sur l'estimateur décrit dans les paragraphes précédents, c'est-à-dire, sur l'estimateur issu de la maximisation du périodogramme du signal reçu élevé à l'ordre de non-circularité de la constellation considérée. Notre travail a résidé dans l'obtention d'une expression analytique de la probabilité de décrochement. Cette expression ne dépend que de la constellation des symboles émis et nous a permis ainsi d'observer les évolutions du phénomène de décrochement en fonction de l'efficacité spectrale du système de communication.

Nous sommes également intéressés, dans une moindre mesure, à une problématique relative à la synchronisation fréquentielle *supervisée*, c'est-à-dire, lorsqu'une séquence d'apprentissage est disponible au niveau de récepteur. Cette technique est encore ultra-majoritairement répandue dans les systèmes réellement déployés par les opérateurs ou les particuliers (par exemple, le GSM, le Wifi, la TNT et l'UMTS). Lorsque seule la réponse impulsionnelle du filtre est à estimer, il est bien connu que la meilleure séquence d'apprentissage, au sens de la minimisation de l'erreur quadratique d'estimation de cette dite réponse, est une séquence pseudo-aléatoire blanche. Dans nos travaux, après avoir obtenu des expressions analytiques nouvelles des covariances asymptotiques de l'estimateur conjoint du maximum de vraisemblance associé à la réponse impulsionnelle du filtre et au résidu de fréquence porteuse, nous avons été en mesure de caractériser la séquence d'apprentissage qui minimise l'erreur quadratique d'estimation du résidu de fréquence porteuse.

Dans le premier paragraphe de cette introduction, nous avons évoqué plusieurs formes de désynchronisation : celle associée au résidu de fréquence porteuse sur laquelle la majorité de nos travaux ont porté ; mais aussi celle associée au résidu de fréquence d'horloge (et donc d'échantillonnage). Ce dernier type de désynchronisation peut se révéler catastrophique dans le contexte de communication multi-porteuses à grand nombre de porteuses. C'est pourquoi nous nous sommes attardés à développer de nouveaux estimateurs supervisés performants et à les comparer à la borne de Cramer-Rao qu'il a fallu évaluer théoriquement car indisponible dans la littérature. Afin d'obtenir des expressions simples et interprétables de la CRB, nous avons encore une fois considéré un régime asymptotique, c'est-à-dire, lorsque le nombre de porteuses est grand. Comme estimateurs, nous avons développé une version simplifiée du maximum de vraisemblance (ML) ainsi qu'un estimateur aidé par les décisions (DD) et les avons comparés, avec succès, aux estimateurs existants dans la littérature.

De manière marginale et restreinte dans le temps, nous avons décliné notre savoir-faire concernant les notions de non-circularité et de cyclostationnarité pour résoudre quelques problèmes relatifs à l'estimation de la phase et du décalage temporel. Nous sommes principalement intéressés à analyser les performances asymptotiques (via le calcul explicite des covariances asymptotiques) d'estimateurs existants dans la littérature. Dans le contexte de la désynchronisation temporelle, nous avons également proposé plusieurs nouveaux estimateurs du décalage temporel basés sur la propriété de cyclostationnarité du signal suréchantillonné.

Avant de lire ce chapitre, il est conseillé au lecteur de lire la sous-section 2.3 qui résume mes travaux de thèse dans le domaine de la synchronisation de fréquence. Ce présent chapitre qui expose mes travaux post-doctorat dans le domaine de la synchronisation est organisé de la manière suivante : la section 7.2 concerne la problématique de l'estimation du résidu de fréquence porteuse et est subdivisée en quatre sous-sections. Ainsi dans la sous-section 7.2.1, nous traitons ce problème d'estimation lorsqu'un précodeur linéaire est présent au niveau de l'émetteur. Ceci permet d'englober dans un unique formalisme le DS-CDMA, l'OFDM et même un suréchantillonnage à la réception. La définition précise de la CRB en présence de paramètres de nuisance ainsi que la

démarche permettant d'obtenir une expression analytique de la GCRB est exposée à la sous-section 7.2.2. L'étude concernant l'effet de décrochement à travers l'évaluation des bornes de Barankin et de Ziv-Zakaï et des performances réelles de l'estimateur de l'élévation à une certaine puissance du signal reçu est présentée à la sous-section 7.2.3. Enfin, à la sous-section 7.2.4, nous abordons le problème de la conception de la séquence d'apprentissage. La section 7.3 concerne le problème de l'estimation de la fréquence d'échantillonnage. Les problématiques d'estimation relatives à la phase et au décalage temporel sont respectivement présentées aux sections 7.4 et 7.5.

Ces résultats représentent environ six années de travail. Ils sont également le fruit de différentes collaborations internationales et nationales. On peut notamment mentionner Erchin SERPEDIN (Université A&M du Texas, Etats-Unis), Mounir GHOGHO (Université de Leeds, Royaume-Uni), Luc VANDENDORPE (Université catholique de Louvain, Belgique), Walid HACHEM (Ecole Supérieure d'Electricité) et Pascal LARZABAL (Ecole Normale Supérieure de Cachan). Ces travaux ont donné lieu à la publication de treize revues internationales [R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R17], de dix-neuf congrès internationaux [CI8, CI10, CI11, CI12, CI13, CI14, CI15, CI16, CI18, CI19, CI20, CI22, CI23, CI24, CI25, CI26, CI27, CI29, CI33] et de trois congrès nationaux [CN3, CN4, CN5].

7.2 Estimation du résidu de fréquence porteuse

7.2.1 De nouveaux estimateurs

Contexte d'un précodage à l'émission Depuis bientôt une décennie, nous assistons à un développement de systèmes de transmission employant des techniques de modulation multi-porteuses (de type OFDM) et/ou des techniques d'accès multiple à répartition par codes (de type DS-CDMA). Ces techniques nécessitent d'appliquer une transformation linéaire sur les symboles à émettre. On peut parler ainsi de systèmes munis de précodeur linéaire à l'émetteur.

Pour un système DS-CDMA (en liaison descendante), la présence d'un résidu de porteuse donne lieu à une perte d'orthogonalité entre les différents utilisateurs. Dans le cadre d'un système OFDM, il subsiste, après application de la transformée de Fourier discrète, de l'interférence entre les sous-porteuses qui dégrade fortement les performances [48]. Il convient donc d'estimer et d'ôter le résidu de porteuse dès réception du signal, c'est-à-dire, avant même que le caractère dispersif du filtre du canal n'ait été compensé.

Nous rappelons, qu'au cours de ma thèse, un nouvel estimateur du résidu de porteuse a été introduit dans le contexte d'une communication mono-utilisateur et mono-porteuse (cf. sous-section 2.3). Celui-ci repose sur le fait que, lorsque la constellation utilisée est non-circulaire au second ordre (ce qui signifie que l'espérance du carré des symboles, est non nulle), le double du résidu de porteuse est l'unique fréquence cyclique du signal reçu échantillonné à la cadence des symboles relativement à sa fonction d'autocorrélation conjuguée. Cet estimateur est alors obtenu en maximisant, dans le domaine des fréquences cycliques, une somme de coefficients de cyclocorrélations conjuguées. Son comportement asymptotique a été analysé et il a été montré que ses performances étaient quasiment insensibles à la présence du canal dispersif si l'on considère suffisamment de coefficients de cyclocorrélations conjuguées.

Nous avons étendu ce type d'estimateur au contexte des transmissions multi-porteuses (OFDM) et multi-utilisateurs (DS-CDMA pour liaison descendante).

Nous rappelons que le modèle mono-utilisateur et mono-porteuse a été représenté à la sous-section 2.3 et est décrit par l'équation (2.6) dont nous reprenons, dans ce chapitre, les notations.

Dans un système avec précodeur à l'émetteur, on transmet en lieu et place des symboles usuels $\{s_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ (à la cadence $1/T_s$) des « pseudo-symboles » $\{v_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ (à la cadence $1/T_v = Q/PT_s$ avec P et Q des entiers tels que $P \leq Q$) définis par

$$V_Q(n) = \mathbf{K}S_P(n), \quad (7.1)$$

où $V_Q(n) = [v_{nQ}, \dots, v_{nQ+Q-1}]^T$ et $S_P(n)$ construit de manière analogue [53]. \mathbf{K} désigne une matrice de rang complet. Ce formalisme englobe les systèmes OFDM munis d'un préfixe cyclique (\mathbf{K} est alors une matrice Vandermonde particulière) ainsi que les systèmes DS-CDMA dans la voie

descendante (les colonnes de \mathbf{K} représentant les codes d'étalement attribués aux différents utilisateurs et chaque élément de $S_P(n)$ correspondant à un utilisateur). Ce modèle permet également de traiter le problème d'un système sans précodeur à l'émetteur pour lequel le signal à temps discret reçu est le résultat d'un suréchantillonnage par rapport à la cadence de symboles. Dans ce cas, la matrice \mathbf{K} est un vecteur dont le premier élément vaut 1 et les autres zéro. Le système mono-utilisateur et mono-porteuse correspond au cas particulier $P = Q = 1$ et $\mathbf{K} = 1$.

Pour traiter du problème de l'estimation du résidu de porteuse, nous nous plaçons dorénavant dans ce cadre unificateur. Nous considérons que le récepteur connaît exactement le précodeur.

L'équation (2.6) nous convainc qu'estimer le résidu de porteuse revient à estimer la fréquence de sinusöide perturbée par un bruit multiplicatif et additif. Pour un système mono-utilisateur et mono-porteuse, ce bruit multiplicatif est stationnaire tandis que, pour des systèmes multi-porteuse ou multi-utilisateur, il devient cyclostationnaire, en raison de la structure que confère l'équation (7.1) aux « pseudo-symboles ». En effet la suite des « pseudo-symboles », et donc le processus $a(n) = \sum_k h_k v_{n-k}$, est cyclostationnaire (relativement à ses fonctions d'autocorrélation et d'auto-corrélation conjuguée) avec pour ensemble de fréquences cycliques $\{k/Q \mid 0 \leq k \leq Q-1\}$.

La propriété de cyclostationnarité du bruit multiplicatif nous empêche de ré-employer, sans modification, l'estimateur introduit durant ma thèse pour le système mono-utilisateur et mono-porteuse.

On peut remarquer que le signal $y(n)$ est cyclostationnaire relativement à ses corrélations conjuguées et admet comme fréquences cycliques l'ensemble $\{\alpha_0 + k/Q \mid 0 \leq k \leq Q-1\}$ avec $\alpha_0 = (2\phi_1 \bmod 1)$. Par conséquent, nous pouvons introduire naturellement la fonction de contraste suivante pour déterminer la valeur de α_0

$$\alpha_0 = \arg \max_{\alpha \in \mathcal{A}_0} J_{\mathbf{W}}(\alpha) \quad \text{avec} \quad J_{\mathbf{W}}(\alpha) = \sum_{l=0}^{Q-1} \left\| \mathbf{r}_c^{(\alpha+l/Q)} \right\|_{\mathbf{W}_l}^2$$

avec $\mathbf{r}_c^{(\alpha)} = [r_c^{(\alpha)}(-\Upsilon), \dots, r_c^{(\alpha)}(\Upsilon)]^T$, Υ un entier, $\{\mathbf{W}_l\}_{l=0, Q-1}$ un ensemble de matrices de pondération hermitiennes positives et \mathcal{A}_0 un compact de $]0, \min(1/2, 1/Q)[$.

En suivant une démarche similaire à celle employée au cours de ma thèse, il est possible d'écrire l'estimateur de la fréquence cyclique, quand N observations sont disponibles de la manière suivante.

$$\hat{\alpha}_N = \arg \max_{\alpha \in \mathcal{A}_0} J_{N, \mathbf{W}}(\alpha) \quad \text{avec} \quad J_{N, \mathbf{W}}(\alpha) = \sum_{l=0}^{Q-1} \left\| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{z}(n) e^{-2i\pi\alpha n} \right\|_{\mathbf{W}_l}^2$$

avec

$$\mathbf{z}(n) = \sum_{l=0}^{Q-1} \mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l/Q)} e^{2i\pi(\alpha_0+l/Q)n} + \mathbf{e}(n)$$

une somme de sinusöides à amplitudes vectorielles bruitées additivement par le processus $\mathbf{e}(n)$ à moyenne nulle.

Nous rappelons que le passage de la fonction $J_{\mathbf{W}}(\alpha)$ à la fonction de coût empirique repose sur le remplacement des cyclocorrélations conjuguées cycliques $\mathbf{r}_c^{(\alpha)}$ par leurs estimées empiriques, qui sont notées $\hat{\mathbf{r}}_{c, N}^{(\alpha)}$ et qui se décomposent ainsi

$$\hat{\mathbf{r}}_{c, N}^{(\alpha)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{z}(n) e^{-2i\pi\alpha n}$$

avec $\mathbf{z}(n) = [y(n - \Upsilon)y(n), \dots, y(n + \Upsilon)y(n)]^T$.

Cet estimateur est une extension au cas d'un bruit multiplicatif cyclostationnaire de l'estimateur introduit dans le chapitre 2 puisque le cas d'un système mono-porteuse et mono-utilisateur est obtenu en fixant $Q = 1$. Le critère $J_{N, \mathbf{W}}(\alpha)$ représente dorénavant une somme de périodogrammes pondérés et non plus un périodogramme pondéré. Cet estimateur avait déjà été introduit partiellement pour un système muni d'un précodeur dédié à une technique particulière de cyclostationnarité induite à l'émetteur [57]. Néanmoins aucune cyclocorrélation autre que celle de retard nul ($\Upsilon = 0$) et aucune matrice de pondération autre que la matrice identité ($\mathbf{W}_l = 1$, pour tout l) n'avaient

été prises en considération. De plus nous avons entrepris une étude asymptotique de cet estimateur permettant d'analyser ses performances en fonction des matrices de pondération et du nombre de coefficients de cyclocorrélacion considérés.

De nouveau, nous avons les liens suivants :

1. estimer une harmonique perturbée par un bruit multiplicatif (non-circulaire) et un bruit additif peut se transformer en problème d'estimation d'une fréquence cyclique.
2. estimer une fréquence cyclique peut se transformer en problème d'estimation d'une harmonique perturbée par un bruit additif seulement.

Par conséquent, nous allons pouvoir appliquer une démarche identique à celle utilisée dans la sous-section 2.3. L'unique différence réside dans la présence d'une *somme* de périodogrammes.

Grâce à l'équation (2.8), nous pouvons démontrer la consistance et la normalité asymptotique de l'estimateur, c'est-à-dire,

$$\text{quand } N \rightarrow \infty, \quad N(\hat{\alpha} - \alpha_0) \xrightarrow{p.s.} 0 \quad \text{et} \quad N^{3/2}(\hat{\alpha} - \alpha_0) \xrightarrow{\mathcal{L}} \mathcal{N}(0, \gamma_{\alpha_0}) \quad (7.2)$$

avec \mathcal{L} et $\mathcal{N}(0, \gamma)$ désignent respectivement une convergence en loi et une loi gaussienne centrée de covariance γ . Comme classiquement pour un problème d'estimation de fréquence, la vitesse de convergence de l'estimateur est encore en $N^{3/2}$. A partir d'un développement en série de Taylor au premier ordre de la dérivée du critère $J_{N, \mathbf{w}}(\alpha)$ autour du vrai point α_0 , nous obtenons l'expression suivante pour la covariance asymptotique :

$$\gamma_{\alpha_0} = \frac{3 \sum_{l, l'=0}^{Q-1} \mathbf{R}_l^H \mathbf{W}_l \mathbf{G}_{l, l'} \mathbf{W}_{l'} \mathbf{R}_{l'}}{\pi^2 \left(\sum_{l=0}^{Q-1} \mathbf{R}_l^H \mathbf{W}_l \mathbf{R}_l \right)^2}$$

avec

$$\mathbf{R}_l = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_c^{(\alpha_0 + l/Q)} \\ \mathbf{r}_c^{(\alpha_0 + l/Q)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W}_l = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_l & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_l \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{G}_{l, l'} = \begin{bmatrix} \Gamma_{l, l'} & -\Gamma_{l, l'}^c \\ -\Gamma_{l, l'}^c & \Gamma_{l, l'} \end{bmatrix}$$

où

$$\Gamma_{l, l'} = \lim_{N \rightarrow \infty} N \mathbb{E}[(\hat{\mathbf{r}}_{c, N}^{(\alpha_0 + l/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0 + l/Q)})(\hat{\mathbf{r}}_{c, N}^{(\alpha_0 + l'/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0 + l'/Q)})^H] \quad (7.3)$$

$$\Gamma_{l, l'}^c = \lim_{N \rightarrow \infty} N \mathbb{E}[(\hat{\mathbf{r}}_{c, N}^{(\alpha_0 + l/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0 + l/Q)})(\hat{\mathbf{r}}_{c, N}^{(\alpha_0 + l'/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0 + l'/Q)})^T]. \quad (7.4)$$

Dans notre contexte d'étude, il est facile de montrer que le bruit $\mathbf{e}(n)$ est, d'une part, cyclostationnaire de fréquences cycliques $\{k/Q \mid 0 \leq k \leq Q-1\}$ par rapport à sa fonction d'autocorrélacion et, d'autre part, cyclostationnaire de fréquences cycliques $\{2\alpha_0 + k/Q \mid 0 \leq k \leq Q-1\}$ par rapport à sa fonction d'autocorrélacion conjuguée. Après des calculs fastidieux, nous avons de plus obtenu que les matrices Γ et Γ^c s'écrivaient de la manière suivante

$$\Gamma_{l, l'} = S_e^{(l-l'/Q)}(e^{2i\pi(\alpha_0 + \frac{l}{Q})}) \quad \text{et} \quad \Gamma_{l, l'}^c = C_e^{(2\alpha_0 + \frac{l+l'}{Q})}(e^{2i\pi(\alpha_0 + \frac{l}{Q})}) \quad (7.5)$$

avec $f \mapsto S_e^{(\alpha)}(e^{2i\pi f})$ et $f \mapsto C_e^{(\alpha)}(e^{2i\pi f})$ représentent respectivement les cyclopectres de $\mathbf{e}(n)$ à la fréquence cyclique α par rapport à la fonction d'autocorrélacion et par rapport à la fonction d'autocorrélacion conjuguée. Il a ensuite été possible de déterminer l'expression analytique de ces spectres en fonction des cyclopectres de $y(n)$. Enfin, les cyclopectres de $y(n)$ ont été exprimés en fonction des paramètres du système, c'est-à-dire, la matrice \mathbf{K} , le filtre $h(z)$, les matrices de pondération \mathbf{W}_l , le nombre de corrélation considéré Υ et la variance du bruit σ^2 .

L'expression finale de la covariance asymptotique, que nous ne reportons pas dans ce mémoire par souci de lisibilité, nous a permis de montrer que γ admettait la décomposition suivante :

$$\gamma = \gamma_0 + \mathcal{O}(\sigma^2)$$

avec γ_0 un terme indépendant du bruit $b(n)$. Après des calculs élémentaires mais longs, nous obtenons que si les symboles $\{s_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ appartiennent à une constellation à valeurs réelles et si \mathbf{K} est à valeurs réelles également, alors choisir $\Upsilon \geq L + Q$ et $\mathbf{W}_l = \delta_{0, l} \mathbf{Id}$ (avec δ , l'indice de Kronecker et \mathbf{Id} , la matrice identité) conduisait à

$$\gamma_0 = 0.$$

L'hypothèse concernant la nature de la constellation est peu restrictive puisque la constellation non circulaire la plus répandue, la MDP-2, la vérifie. L'autre hypothèse concernant la matrice de précodage est davantage restrictive. En effet ce théorème ne s'applique pas pour les systèmes OFDM puisqu'ils admettent une matrice de précodage à valeurs complexes. En revanche, il s'applique aux systèmes DS-CDMA puisque ceux-ci admettent souvent une matrice de précodage à valeurs réelles (cf. code de Walsh-Hadamard ou de Gold). De plus ce théorème signifie que, si on considère suffisamment de coefficients de cyclocorrélations, l'estimateur associé au critère, dit *réduit*, basé uniquement sur la maximisation du vecteur des cyclocorrélations autour de α_0 , admet une covariance asymptotique nulle en l'absence de bruit le rendant quasiment insensible à l'interférence entre symboles présente. Ainsi, dans le cadre d'un système DS-CDMA dont le code est à valeurs réelles, l'interférence entre symboles ne dégrade pas les performances de l'estimateur proposé pour qu'on choisisse judicieusement certains paramètres et que la constellation utilisée soit à valeurs réelles. Ceci s'explique par le fait que la valeur des cyclocorrélations aux fréquences cycliques autres que α_0 est faible rendant ainsi l'estimation de la fréquence cyclique moins fiable.

Les performances théoriques et pratiques de ce nouvel estimateur surclassaient la plupart des estimateurs autodidactes existants à l'époque. On peut citer [10, 18, 32, 64] pour l'OFDM et [16, 31] pour le DS-CDMA. Néanmoins depuis lors, de nouveaux estimateurs sont apparus fonctionnant mieux pour des régimes de faibles RSB et faibles nombres d'échantillons disponibles [71, 24, 17].

Grâce aux expressions générales obtenues pour la covariance asymptotique, nous avons également été en mesure de montrer que, dans le contexte d'un suréchantillonnage effectué au récepteur se manifestant par une matrice \mathbf{K} égal au vecteur composé de zéros et d'une unique composante non-nulle, les performances du système étaient indépendantes du facteur de suréchantillonnage.

D'autres modulations utilisées en communication numérique, qui ne sont pas *stricto sensu* linéaires, produisent des signaux non-circulaires au second ordre. Les plus courantes sont les modulations décalées (*Offset modulation* en anglais). Ces modulations peuvent être particulièrement intéressantes dans un contexte OFDM où l'on parle alors de technique OFDM/OQAM [7]. Nous avons développé un estimateur du résidu de fréquence porteuse pour ce genre de signaux basé sur le même principe que les précédents estimateurs développés : estimer un résidu de fréquence porteuse « perturbée » par un signal non-circulaire au second ordre se ramène à estimer une fréquence cyclique et estimer une fréquence cyclique conduit à estimer une fréquence perturbée par un bruit additif et donc à l'utilisation d'un estimateur basé sur la maximisation du périodogramme du carré du signal reçu. Grâce aux techniques de calculs développées précédemment, nous avons pu très facilement analyser les performances asymptotiques d'un tel estimateur en fonction des paramètres du système et préconiser certaines valeurs spécifiques de ces paramètres.

Contexte des modulations de phase ou en quadrature Le principal défaut des travaux précédents est de ne s'appliquer qu'aux modulations d'amplitude. Ces modulations sont connues pour avoir de piètres performances, en terme de Taux d'Erreur binaire, lorsque l'efficacité spectrale du système doit augmenter. C'est pourquoi, en pratique, on ne rencontre que la MDA-2 et encore seulement pour des systèmes ne nécessitant pas une haute efficacité spectrale. Dès que l'on considère des constellations avec un nombre d'états strictement supérieur à deux, nous sommes obligés de nous rabattre sur les modulations de phase (MDP) ou en quadrature (MAQ). Malheureusement ces deux types de modulations ne présentent pas de non-circularité au second ordre. Par conséquent tous les estimateurs performants développés précédemment ne peuvent être mis en place.

Dans la suite, pour simplifier, nous considérerons être en présence d'un canal non sélectif en temps et en fréquence ce qui induit que $h(z) = 1$ et que le déphasage global de phase ϕ_0 est nul. Dans l'équation fondamentale (2.6) reliant le signal émis et reçu à temps discret, nous avons donc $a(n) = s_n$.

Afin de contourner la difficulté pour estimer le résidu de fréquence porteuse qu'impose la non-circularité au second ordre des constellations MDP et MAQ, il suffit de remarquer que ces constellations vérifient des propriétés de non-circularité *mais* à des ordres supérieurs. En effet, chaque constellation usuelle admet une symétrie de rotation d'angle $2\pi/M$ avec M un entier propre à chaque constellation. Par exemple $M = 2$ pour une MDA, $M = 4$ pour une MAQ et $M = P$ pour une MDP à P états. Ceci implique que

$$\mathcal{S} := \mathbb{E}[s_n^M] \neq 0$$

En appliquant une démarche similaire au cas MDA-2, on peut construire un estimateur basé sur la maximisation du périodogramme du signal reçu élevé à la puissance M [66, 6, 22, 58]. On a ainsi

$$\hat{\phi}_{1|N} = \frac{1}{M} \arg \max_{\phi \in]-1/2, 1/2]} \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} z(n) e^{-2i\pi\phi n} \right|^2 \quad (7.6)$$

avec

$$z(n) = y(n)^M = \mathcal{S} e^{2i\pi M\phi_1 n} + e(n) \quad (7.7)$$

où

$$e(n) = (s_n^M - \mathcal{S}) e^{2i\pi M\phi_1 n} + \sum_{m=0}^{M-1} \frac{M!}{(m!(M-m)!)} s_n^m b(n)^{M-m} e^{2i\pi m\phi_1 n}. \quad (7.8)$$

est un processus, par construction, centré et donc assimilable à du bruit. Comme $h(z) = 1$, il est facile de montrer que ce processus est stationnaire (par rapport à sa fonction d'autocorrélation), cyclostationnaire de fréquence cyclique $2M\phi_1$ (par rapport à sa fonction d'autocorrélation conjuguée), non-gaussien et blanc.

Ainsi, encore une fois, par le biais de l'élevation à la puissance M du signal reçu, nous avons transformé le modèle initial (2.6) représentant une harmonique (ϕ_1) perturbée par un bruit multiplicatif (s_n) et additif ($b(n)$) en un modèle (7.7) représentant une harmonique ($M\phi_1$) uniquement perturbée par un bruit additif ($e(n)$).

Bien que cet estimateur soit connu depuis longtemps, aucune étude de ces performances asymptotiques n'était disponible dans la littérature. Il est clair que nos travaux précédents concernant l'étude des performances de l'algorithme d'estimation fréquence perturbée par un bruit additif cyclostationnaire s'appliquent et montrent ainsi que l'estimateur étudié est consistant, asymptotiquement normal et converge à la vitesse $N^{3/2}$. De plus le calcul de la covariance asymptotique se réduit à une évaluation des cyclopectres de $e(n)$. Cette dernière tâche est ici aisée car $e(n)$ est blanc. On en déduit que

$$\gamma_{\phi_1} = \frac{3}{2\pi^2} \frac{\sigma_e^2 - \Re[\tilde{\sigma}_e^2]}{M^2 |\mathcal{S}|^2} \quad (7.9)$$

avec σ_e^2 la variance et $\tilde{\sigma}_e^2$ la variance cyclique conjuguée de $e(n)$.

Dans un deuxième temps, nous nous sommes posés la question de savoir quelle était la modification la plus adéquate que devait subir le signal reçu afin d'améliorer les performances d'estimation du résidu de fréquence porteuse. Nous présenterons ces travaux dans le cadre des constellations MDP. Des travaux similaires ont été menés dans le cadre des constellations MAQ.

Au lieu de travailler sur le signal $z(n) = y(n)^M$, nous proposons d'utiliser un signal $y(n)$ transformé différemment. Pour cela considérons

$$z(n) = f(|y(n)|) e^{iM\angle(y(n))}$$

avec $f(\cdot)$ une fonction non-linéaire à valeurs réelles positives et $\angle(\cdot)$ désignant l'angle d'un nombre complexe. Bien évidemment si $x \mapsto f(x) = x^M$, nous retombons dans le cas de l'élevation à la puissance. La justification d'une telle transformation est la suivante : en l'absence de bruit et avec une constellation MDP, la phase du signal élevé à la puissance M s'écrit $M\angle(y(n)) = 2\pi\phi_1 n$ et permet d'identifier sans difficulté ϕ_1 ; ainsi les déphasages dû aux termes de la constellation ont disparu et ne perturbent pas l'identification. C'est pourquoi il paraît raisonnable de conserver $M\angle(y(n))$ comme valeur de phase du signal transformé. En revanche on peut s'autoriser une transformation non-triviale (c'est-à-dire, différente du monôme de degré M) sur son module.

Pour conduire cette étude, nous allons montrer que $z(n)$ peut s'écrire comme une harmonique perturbée par un bruit additif. En effet, après avoir effectué un changement de variable permettant d'établir la densité de probabilité conjointe de $|y(n)|$ et $\angle(y(n))$, nous prouvons que

$$z(n) = \mathcal{C} e^{2i\pi M\phi_1 n} + e(n)$$

avec

$$\mathcal{C} = \mathbb{E}_{|y(n)|} [f(|y(n)|) I_M(2|y(n)|/\sigma^2) / I_0(2|y(n)|/\sigma^2)]$$

et $I_m(\cdot)$ la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre m . Il est une nouvelle fois facile de vérifier que $e(n)$ est stationnaire par rapport à sa fonction d'autocorrélation et cyclostationnaire de fréquence cyclique $2M\phi_1$ par rapport à sa fonction d'autocorrélation conjuguée.

Par conséquent l'estimateur décrit par l'équation (7.6) peut être mis en place. Grâce à nos travaux précédents, la consistance, la normalité asymptotique et la vitesse de convergence sont automatiquement établis. Pour obtenir une expression simple de la covariance asymptotique, il suffit de calculer les cyclopectres de $e(n)$. Un tel calcul conduit à la formule suivante

$$\gamma_{\phi_1} = \frac{1}{\pi^2} \frac{\mathcal{B} - \mathcal{D}}{\mathcal{C}^2} \quad (7.10)$$

avec

$$\mathcal{B} = \mathbb{E}_{|y(n)|}[f^2(|y(n)|)] \quad \text{et} \quad \mathcal{D} = \mathbb{E}_{|y(n)|}[f^2(|y(n)|)I_M(2|y(n)|/\sigma^2)/I_0(2|y(n)|/\sigma^2)]$$

La difficulté et le réel apport de ce paragraphe réside dans l'optimisation de la covariance asymptotique en fonction de la fonctionnelle $f(\cdot)$. Grâce à l'inégalité de Cauchy-Schwartz, on peut facilement montrer que

$$f_{\text{opt.}}(x) = c \frac{I_M(2x/\sigma^2)}{I_0(2x/\sigma^2) - I_{2M}(2x/\sigma^2)}$$

avec c une constante arbitraire non-nulle.

Afin de manipuler des fonctions faciles à évaluer en pratique, on peut réduire l'ensemble de fonctions admissibles aux seuls monômes de degré quelconque m . A partir de l'expression (7.10), il est facile de montrer que la covariance asymptotique est invariante par rapport m lorsque le RSB est suffisamment grand.

Un calcul semblable mais plus pénible peut être conduit dans le cadre des constellations MAQ. On trouve alors que la fonction optimale est approximable par une fonction linéaire par morceaux admettant une pente faible lorsque le module de $y(n)$ est faible, une pente nulle (en fait la fonction nulle) lorsque le module de $y(n)$ est autour de 1 et une pente très élevée dès que le module est légèrement plus grand que 1. Autrement dit, il faut privilégier les observations ayant un fort module et ne absolument pas prendre en compte les observations ayant un module proche de 1. Le choix que nous préconisons pour l'allure de la transformation optimale confirme certains choix déjà effectués dans la littérature [41]. Cependant ces choix précédents n'étaient justifiées que par l'intuition et non le calcul.

Enfin, sous l'hypothèse de constellations MDP, ces travaux ont été étendus aux contextes suivants :

- Nous avons prouvé des résultats similaires lorsque les symboles étaient corrompus par un canal sélectif en temps modélisé par une loi de Rice. Ainsi nous travaillons avec le bruit multiplicatif $a(n) = h_n s_n$ où $\{h_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ est un processus aléatoire i.i.d gaussien de moyenne non nulle.
- Enfin nous avons également introduit de nouveaux estimateurs des paramètres de phase du signal reçu lorsque celle-ci est, non pas une fonction linéaire en n , mais un polynôme du second degré en n . Dans un contexte de transmission radiomobile, le coefficient associé au terme du second degré est lié à l'accélération du mobile tandis que le coefficient associé au terme du premier degré reste connecté à la vitesse du mobile et donc à la fréquence Doppler. Une analyse asymptotique de ces estimateurs a été conduite à l'aide d'une démarche en tout point analogue à celle présentée dans ce paragraphe.

Après avoir introduit de nouveaux estimateurs autodidactes du résidu de fréquence porteuse applicables à toutes les constellations couramment rencontrées dans les systèmes avancés de communication numérique, il conviendrait d'obtenir des performances planchers de ce problème. La sous-section suivante est dédiée à cette problématique.

7.2.2 Evaluation de bornes minimales de performances

Dans les sous-sections précédentes, nous avons mis en place des estimateurs autodidactes du résidu de fréquence porteuse. Cependant il serait pertinent de tenter de comparer leurs performances à des bornes minimales telles que les bornes de Cramer-Rao (CRB).

Bornes de Cramer-Rao Nous rappelons qu'estimer un résidu de fréquence porteuse de manière autodidacte est formellement identique à estimer une harmonique perturbée par un bruit multiplicatif et additif. Dans les sous-sections précédentes, nous avons également montré que notre démarche de construction d'estimateurs fait intervenir la problématique d'estimation d'harmonique perturbée par un seul bruit additif. Néanmoins calculer des bornes de performances sur cette dernière problématique ne serait pas correct *a priori* car nous pouvons subodorer que les manipulations effectuées conduisant au modèle d'une harmonique perturbée par un seul bruit additif induisent une certaine perte d'information par rapport au modèle originel. De plus le calcul de la CRB sur le modèle simplifié ne réduit en rien la complexité du problème puisque le bruit additif équivalent admet une densité de probabilité forcément non-gaussienne. Par conséquent nous devons bien calculer la CRB associée à une problématique d'estimation d'harmonique bruitée multiplicativement et additivement, c'est-à-dire, associée au modèle général (2.6).

Via le modèle (2.6), nous remarquons que notre problème d'évaluation de la CRB est compliqué en raison de la présence d'un certain nombre de paramètres de nuisance que sont les symboles émis inconnus et la réponse impulsionnelle du filtre également inconnue. En fait, suivant la manière dont on va gérer ces paramètres de nuisance, nous allons être en mesure de définir différents types de bornes de Cramer-Rao. Dans la suite, nous considérons que les paramètres de nuisance sont seulement les symboles émis inconnus. La réponse impulsionnelle du filtre ne sera pas interprétée comme une nuisance puisque nous souhaitons également l'estimer. Ainsi le vecteur de paramètres à estimer comprendra la réponse impulsionnelle du filtre, le résidu de fréquence porteuse, la variance du bruit additif et la phase globale.

Il convient maintenant de savoir sur quel type de borne de Cramer-Rao nous allons nous attarder. Pour cela, commençons par un bref rappel des différents types de bornes existants :

- la vraie borne de Cramer-Rao (TCRB ou UCRB) considère les paramètres de nuisance comme des variables aléatoires admettant une certaine densité de probabilité, c'est-à-dire, les interprète comme un bruit. Dans notre cas, les symboles émis ont pour loi une somme pondérée de distributions de Dirac. Cette borne est malheureusement le plus souvent totalement inexprimable analytiquement. Pour des valeurs faibles de RSB, il est possible d'obtenir une forme analytique de cette borne associée à quelques problèmes d'estimation [58, 44]. Néanmoins, en règle générale, cette borne est considérée comme inexploitable et la communauté scientifique s'est donc rabattue sur d'autres types de bornes de Cramer-Rao.
- Une manière intuitive de contourner le problème est d'intégrer les paramètres de nuisance à la liste des paramètres à estimer. De ce fait, ces paramètres de nuisance seront vus comme des variables déterministes. On parle de borne de Cramer-Rao conditionnelle (CCRB).
- Une manière encore plus simple est de considérer le problème d'estimation où ces paramètres de nuisance sont supposés connus. On obtient alors une borne qui dépend de la valeur de ces paramètres, En faisant la moyenne statistique de cette dernière borne, nous obtenons une borne, dite borne de Cramer-Rao modifiée (MCRB) indépendante des valeurs des paramètres de nuisance [13].
- Enfin, dans de nombreuses situations, il peut apparaître raisonnable de considérer les paramètres de nuisance comme des variables aléatoires gaussiennes. On parle alors de borne de Cramer-Rao gaussienne (GCRB).

Le lecteur pourra se référer au livre de Vazquez [65] et aux articles de Moeneclaey [39, 58, 44] qui procurent un excellent état de l'art sur les différentes définitions des bornes de Cramer-Rao en présence de paramètres de nuisance. Dans cet ouvrage et ces articles, une étude comparative entre ces différentes bornes a également été menée. Nous en rappelons, ci-dessous, quelques points essentiels : comme nous l'avons déjà mentionné, la TCRB n'est souvent pas calculable. Par conséquent, il faut songer à utiliser les autres bornes. La plus simple d'emploi est clairement la MCRB. Malheureusement l'expérience montre qu'elle s'avère souvent trop optimiste. De plus, pour notre problème précis, elle sera incapable de mettre à profit la structure de non-circularité du bruit multiplicatif puisqu'elle interprète ce bruit comme une suite connue de symboles. Un raisonnement analogue s'applique à la CCRB puisque cette borne interprète ce bruit comme une suite déterministe de symboles. Par conséquent, il ne reste que la GCRB à examiner. Elle a pour principal avantage d'être généralement exprimable analytiquement. En revanche, ce n'est pas une borne à proprement parler si le bruit multiplicatif se révèle ne pas être gaussien. Cependant, elle borne les performances des algorithmes uniquement basés sur les statistiques au second ordre (c'est-à-dire,

les corrélations et les corrélations conjuguées). C'est pourquoi elle sera *a priori* sans intérêt pour évaluer les estimateurs conçus pour les constellations MDP et MAQ. Par contre, elle devrait parfaitement convenir pour les estimateurs que nous avons développés dans le contexte des constellations MDA.

Dorénavant, nous allons nous intéresser à l'évaluation de la GCRB, c'est-à-dire, que nous allons supposer que les symboles émis sont gaussiens ce qui implique bien évidemment que le bruit multiplicatif est gaussien. Ainsi nous problème se résume au calcul de la CRB d'une harmonique lorsque celle-ci est perturbée par des bruits multiplicatif et additif gaussiens.

De nombreux travaux ont déjà été menés pour résoudre ce problème : dans [23], le bruit multiplicatif est supposé circulaire; dans [19, 5], le bruit multiplicatif est à valeurs réelles. Ces deux papiers examinent aussi bien la GCRB dite exacte (c'est-à-dire, à nombre fini d'observations) que la GCRB asymptotique (c'est-à-dire, lorsque le nombre d'observations tend vers l'infini). La GCRB asymptotique, quoique bien plus difficile à obtenir, conduit généralement à des expressions analytiques très compactes et très facilement interprétables. C'est pourquoi, le but de notre travail a été d'exprimer analytiquement la GCRB exacte et asymptotique lorsque le bruit multiplicatif est supposé non-circulaire. Ce cas de figure correspond tout à fait à notre problème d'estimation : en effet, le bruit multiplicatif $a(n)$ est à valeurs complexes car nous travaillons sur l'enveloppe complexe du signal et est non-circulaire car les symboles émis sont non-circulaires.

Afin de présenter les résultats principaux, affinons le modèle (2.6) de la manière suivante : $a(n)$ est donc un processus stationnaire gaussien à valeurs complexes et non-circulaire de moyenne nulle, de corrélation $r(\tau) = \mathbb{E}[a(n+\tau)\overline{a(n)}]$ et de corrélation conjuguée $r_c(\tau) = \mathbb{E}[a(n+\tau)a(n)]$. Le spectre et le spectre conjugué sont notés respectivement comme suit

$$s(e^{2i\pi f}) = \sum_{\tau \in \mathbb{Z}} r(\tau)e^{-2i\pi f\tau} \text{ et } c(e^{2i\pi f}) = \sum_{\tau \in \mathbb{Z}} r_c(\tau)e^{-2i\pi f\tau}.$$

Nous considérons également que les statistiques de $a(n)$ (c'est-à-dire, $\{r(\tau), u(\tau)\}_{\tau \in \mathbb{Z}}$) dépendent seulement d'un nombre fini K de paramètres inconnus à valeurs réelles, notés, $\{\theta_k\}_{k=1, \dots, K}$. Ces paramètres peuvent notamment représenter les parties réelles et imaginaires de la réponse impulsionnelle du filtre ainsi qu'un décalage de phase ϕ_0 .

Pour analyser la CRB, nous procédons en trois étapes :

- la première étape consiste à exprimer analytiquement la matrice d'information de Fisher pour les paramètres d'intérêt $[\phi_1, \sigma^2, \theta_1, \dots, \theta_K]$ lorsqu'un nombre fini d'échantillons est disponible.
- la seconde étape permet d'obtenir des équivalents asymptotiques des différents éléments de la matrice d'information de Fisher. Pour y parvenir nous nous basons sur le théorème d'inversion des grandes matrices de Toeplitz ([26]) dont nous rappelons l'énoncé ci-dessous : soit $\mathbf{t}_N = (t_{l-k})_{-N < k, l < N}$ une matrice de Toeplitz décrite de manière bijective par

$$s(e^{2i\pi f}) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} t_k e^{-2i\pi f k} \Leftrightarrow t_k = \int_0^1 s(e^{2i\pi f}) e^{2i\pi f k} df$$

ce qui justifie la notation suivante $\mathbf{t}_N = \mathcal{T}_N(s)$. Sous des conditions peu restrictives sur $\{t_k; k = 0, \pm 1, \dots\}$, pour N grand, on obtient que

$$\mathcal{T}_N(s)^{-1} \approx \mathcal{T}_N(s^{-1}). \quad (7.11)$$

- la troisième étape a pour objectif d'inverser la matrice d'information de Fisher asymptotique.

Il suffit pour cela d'utiliser le lemme de Schur d'inversion de matrices définies par bloc.

Ces trois étapes nous conduisent au résultat final suivant

$$\text{CRB}_{\phi_1} \approx \frac{3}{4\pi^2 \xi N^3}$$

avec

$$\xi = \int_0^1 \frac{c(e^{2i\pi f})\overline{c(e^{-2i\pi f})}}{\mathcal{X}(e^{2i\pi f})} df$$

et

$$\mathcal{X}(e^{2i\pi f}) = (s(e^{2i\pi f}) + \sigma^2)\overline{(s(e^{-2i\pi f}) + \sigma^2)} - c(e^{2i\pi f})\overline{c(e^{-2i\pi f})}.$$

Ce résultat nous livre les quelques enseignements suivants :

- i) La vitesse de convergence pour la fréquence est de $N^{3/2}$ indépendamment de la couleur du bruit multiplicatif. Cette vitesse est identique à celle obtenue dans le cas de bruit multiplicatif à valeurs réelles [19]. Rappelons cependant que pour un bruit multiplicatif à valeurs complexes circulaire, la fréquence n'est identifiable que si le bruit multiplicatif est coloré avec une vitesse de convergence en $N^{1/2}$. Ainsi le cas de signaux non-circulaires se rapproche plus du cas des signaux réels que du cas des signaux circulaires. Par conséquent, en termes de performance, la rupture se situe non pas entre signaux complexes et signaux réels mais plutôt entre signaux circulaires et signaux non-circulaires¹.
- ii) Les performances d'estimation de la fréquence dépendent seulement de ξ . Ainsi ξ correspond à un taux d'information apporté par la non-circularité. En effet, plus ξ est grand et meilleures sont les performances.
- iii) Dans le cas non-bruité, on observe un effet plancher car la GCRB est non-nulle quand σ^2 vaut zéro. Cet effet peut disparaître si on pose $s(e^{2i\pi f})\overline{s(e^{-2i\pi f})} = c(e^{2i\pi f})\overline{c(e^{-2i\pi f})}$. En pratique, cette condition est au moins vérifiée par un bruit multiplicatif à valeurs réelles.

Il convient maintenant de comparer la GCRB asymptotique à la covariance asymptotique de l'estimateur du résidu de fréquence porteuse mis en place pour des constellations non-circulaires au second ordre. Cet estimateur est défini par l'Eq. (2.7) et sa covariance asymptotique est donnée par l'Eq. (2.9).

Lorsque nous considérons $\Upsilon = L$, c'est-à-dire, lorsque la covariance asymptotique est minimale, il est possible de ré-écrire l'Eq. (2.9) sous la forme suivante

$$\gamma_{\phi_1} = \frac{3\eta}{4\pi^2 N^3} \quad (7.12)$$

avec

$$\eta = \frac{\int_0^1 |c(e^{2i\pi f})|^2 \mathcal{X}(e^{2i\pi f}) df}{\left(\int_0^1 |c(e^{2i\pi f})|^2 df\right)^2}.$$

En utilisant l'inégalité de Cauchy-Schwartz, il est possible de montrer que $\eta \geq 1/\xi$ et qu'il y a égalité si et seulement si la fonction $f \mapsto \mathcal{X}(e^{2i\pi f})$ est constant. Par conséquent l'estimateur introduit atteint au moins la GCRB lorsque le bruit multiplicatif est blanc, c'est-à-dire, lorsque nous sommes en présence d'un canal gaussien.

Bornes de Barankin Il est connu maintenant que dans les problèmes de récupération d'harmonique, les performances des estimateurs couramment utilisés se dégradent fortement lorsque le RSB et/ou le nombre d'échantillons disponible est faible [51]. On parle alors de phénomène de « décrochement ». La borne de Cramer-Rao ne permet pas de mettre en évidence ce phénomène. Par conséquent il est naturel de se poser la question suivante : ce phénomène est-il intrinsèque au problème d'estimation ou non ? En introduisant des bornes de performances plus précises dans la zone des faibles RSB, nous allons pouvoir répondre positivement à la question soumise.

Dans un premier temps, nous avons calculé la borne de Barankin associée au problème de récupération d'harmonique perturbée par des bruits multiplicatif et additif gaussiens. Il est connu que cette borne est capable de visualiser le phénomène de décrochement notamment pour le problème de récupération d'harmonique bruitée additivement. Notre contribution est d'exprimer analytiquement la borne de Barankin dans le contexte d'une harmonique perturbée par un bruit multiplicatif gaussien quelconque (c'est-à-dire, soit à valeurs réelles, soit à valeurs complexes non-circulaire et soit à valeurs complexes circulaire) et additif gaussien.

Dans la suite, par souci de simplicité, nous supposons que les statistiques des bruits, en l'occurrence $\{r(\tau), r_c(\tau)\}_{\tau \in \mathbb{Z}}$ et σ^2 , sont connus du récepteur. En revanche, nous supposons que le signal $a(n)e^{2i\pi\phi_1 n}$ subit une rotation d'un certain angle ϕ_0 inconnu. Il est facile de vérifier que la GCRB asymptotique associée au paramètre de fréquence admet une valeur qui ne dépend pas de la

¹On peut noter qu'un processus à valeurs réelles est un cas spécifique de processus à valeurs complexes non-circulaire pour lequel la partie imaginaire est nulle.

validité de l'hypothèse de connaissance des statistiques du bruit. C'est la raison pour laquelle, on peut conjecturer que cette hypothèse aura peu d'incidence sur les valeurs numériques de la borne de Barankin.

Soit $\phi = [\phi_0, \phi_1]^T$ le vecteur des paramètres à estimer. On définit également les points suivants $\{\psi(k) = [\psi_0(k), \psi_1(k)]^T\}_{1 \leq k \leq n}$, dits, « points-tests ». La borne de Barankin à l'ordre n est définie de la manière suivante :

$$\text{BB}_n(\phi_0, \phi_1) = \sup_{\mathcal{E}} S_n(\mathcal{E})$$

où

$$S_n(\mathcal{E}) = \mathcal{E}(\mathbf{B}(\mathcal{E}) - \mathbf{1}_n \mathbf{1}_n^T)^{-1} \mathcal{E}^T$$

avec $\mathcal{E} = [\psi(1) - \phi, \dots, \psi(n) - \phi]$, et $\mathbf{1}_n = \text{ones}(n, 1)$. De plus $\mathbf{B} = (B_{k,l})_{1 \leq k, l \leq n}$ est la matrice de taille $n \times n$ suivante

$$B_{k,l} = \mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left[\frac{p(\mathbf{y}|\psi(k))}{p(\mathbf{y}|\phi)} \frac{p(\mathbf{y}|\psi(l))}{p(\mathbf{y}|\phi)} \right]$$

et $\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(N-1)]^T$ est le vecteur dans lequel les N observations disponibles sont empilés.

Le point important est que l'erreur quadratique moyenne de tout estimateur sans biais est plus grande que la borne de Barankin considérée à n'importe quel ordre. Quand n tend vers l'infini, elle est même la plus précise des bornes [2, 49, 1].

Comme \mathbf{y} est à valeurs complexes et *a priori* non-circulaire, nous introduisons le processus suivant $\tilde{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}^T, \mathbf{y}^H]^T$ dont la matrice de covariance sera notée $\tilde{\mathbf{R}}_\phi$. Cette matrice dépend évidemment des paramètres d'intérêt ϕ . Après quelques manipulations algébriques fastidieuses basées sur la connaissance des moments exponentiels de la distribution de Wishart, nous avons

$$B_{k,l} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\det(\mathbf{Q}_{k,l})}} & \text{si } \mathbf{Q}_{k,l} > 0 \\ +\infty & \text{ailleurs} \end{cases},$$

avec

$$\mathbf{Q}_{k,l} = (\tilde{\mathbf{R}}_{\psi(k)}^{-1} + \tilde{\mathbf{R}}_{\psi(l)}^{-1}) \tilde{\mathbf{R}}_\phi - \text{Id}_{2N}.$$

Dans la littérature, il est usuel de considérer les points-tests suivants

$$\mathcal{E} = \begin{bmatrix} \psi_0 - \phi_0 & 0 \\ 0 & \psi_1 - \phi_1 \end{bmatrix} = \text{diag}(\varepsilon_0, \varepsilon_1).$$

Alors une borne de Barankin à l'ordre 2 pour le paramètre de fréquence ϕ_1 prend la forme suivante

$$\text{BB}_{\phi_1} = \sup_{\varepsilon_0, \varepsilon_1} \frac{\varepsilon_1^2}{(\mathbf{B}_{1,1} - 1) - (\mathbf{B}_{0,1} - 1)^2 / (\mathbf{B}_{0,0} - 1)}.$$

Cette expression analytique ne fournit pas directement des indications sur le comportement de la borne de Barankin en fonction des paramètres de dimensionnement du système. En revanche, par le biais de simulations, nous avons observé, d'une part, que la borne de Barankin décroche bien de la borne de Cramer-Rao pour des valeurs faibles du RSB et/ou du nombre d'observations et, d'autre part, que le taux de non-circularité du signal influence très fortement les performances à faible RSB tandis que la couleur du bruit multiplicatif a un effet négligeable sur la valeur de la borne.

Il peut être intéressant de trouver une expression analytique (dépendant du RSB et de N) du seuil en-dessous duquel la borne de Barankin et la borne de Cramer-Rao diffèrent. La démarche appliquée pour obtenir la valeur de ce seuil est identique à celle exposée dans [30]. Par souci de simplicité, nous nous sommes limité au cas d'une phase ϕ_0 connue, d'un bruit multiplicatif blanc de variance unité et d'une borne de Barankin au premier ordre. L'information sur la puissance de la non-circularité est donnée par $\rho = \mathbb{E}[a(n)^2]$. Après quelques calculs simples, nous obtenons que le phénomène de décrochement entre les deux bornes de produit dès que

$$N \geq \sqrt[3]{16\nu \frac{1 - \vartheta^{N/4}}{\vartheta^{N/4}}}$$

avec

$$\nu = \frac{3[(1 - |\rho|^2) + 2\sigma^2 + \sigma^4]}{8\pi^2|\rho|^2} \quad \text{et} \quad \vartheta = \frac{(1 + \sigma^2)^2 - 9|\rho|^2}{(1 + \sigma^2)^2 - |\rho|^2}.$$

A titre d'exemple, cette dernière équation nous indique pour un RSB de -5dB et un taux de non-circularité ρ de 1, un écart entre les deux bornes existe dès que le seuil N est inférieur à 60.

Bornes de Ziv-Zakaï Dans [9, 4], il est affirmé que la borne de Ziv-Zakaï, introduite dans [73], décrit mieux le phénomène de décrochement que la borne de Barankin en ce qui concerne le problème de récupération d'harmonique perturbée par un bruit additif gaussien. C'est pourquoi il nous a semblé légitime de considérer l'évaluation de la borne de Ziv-Zakaï dans le contexte de la récupération d'harmonique perturbée par des bruits multiplicatif et additif gaussiens. Il faut mentionner qu'à notre connaissance aucun calcul antérieur de la borne de Ziv-Zakaï n'existe dans le contexte considéré.

Avant de définir précisément la borne de Ziv-Zakaï, il faut souligner que cette borne présente une différence fondamentale avec les deux bornes déjà présentées dans cette sous-section : elle considère le paramètre à estimer comme une variable aléatoire qui possède alors une densité de probabilité *a priori*. Nous sommes donc en présence d'un problème d'estimation bayésienne. En fait, il est possible d'adapter la borne de Cramer-Rao ainsi que la borne de Barankin au contexte bayésien. Pour la borne de Cramer-Rao, on parlera alors de borne de Cramer-Rao stochastique ou de Van Trees [62]. Ces bornes ne bornent alors non pas l'erreur quadratique moyennée sur les observations mais l'erreur quadratique moyennée sur les observations et aussi sur le paramètre à estimer. Ainsi en ce concerne les estimateurs introduits au début de ce chapitre, il faudra comparer les bornes bayésiennes à l'erreur quadratique moyennée à la fois sur les observations et la fréquence. La fréquence a pour densité de probabilité *a priori* une loi uniforme sur son intervalle de recherche car rien ne prédispose la fréquence à estimer à admettre des valeurs privilégiées.

Nous commençons par rappeler la définition d'une borne de Ziv-Zakaï dans le contexte d'un paramètre d'intérêt bi-dimensionnel puisque nous nous intéressons à l'estimation de la phase ϕ_0 et du résidu de fréquence porteuse ϕ_1 . Soient $\hat{\phi}_0$ et $\hat{\phi}_1$ des estimateurs respectifs de ϕ_0 et ϕ_1 . L'erreur quadratique moyenne commise sur ϕ_1 peut être bornée de la manière suivante

$$\mathbb{E}_{\mathbf{y}, \phi_1} [|\hat{\phi}_1 - \phi_1|^2] \geq \int_0^\infty \ell_1 \left(\max_{\ell_0} f(\ell_0, \ell_1) \right) d\ell_1 \quad (7.13)$$

avec

$$f(\ell_0, \ell_1) = \int \min(p(\varphi_0, \varphi_1), p(\varphi_0 + \ell_0, \varphi_1 + \ell_1)) P_e([\varphi_0, \varphi_1], [\varphi_0 + \ell_0, \varphi_1 + \ell_1]) d\varphi_0 d\varphi_1. \quad (7.14)$$

La fonction $p(\cdot)$ est la densité de probabilité *a priori* du paramètre d'intérêt bi-dimensionnel $[\phi_0, \phi_1]$, et $P_e([\varphi_0, \varphi_1], [\varphi_0 + \ell_0, \varphi_1 + \ell_1])$ est la probabilité d'erreur du problème de décision qui consiste à choisir entre les deux hypothèses équiprobables suivantes

$$\begin{cases} H_0 : & y(n) = a(n)e^{2i\pi(\varphi_0 + \varphi_1 n)} + w(n) \\ H_1 : & y(n) = a(n)e^{2i\pi((\varphi_0 + \ell_0) + (\varphi_1 + \ell_1)n)} + w(n) \end{cases}$$

quand le détecteur optimal (c'est-à-dire, le détecteur du maximum de vraisemblance) est mis en œuvre. Le terme de droite de l'Eq. (7.13) est appelé, dans la suite, borne de Ziv-Zakaï (ZZB).

En montrant que $P_e(\cdot)$ ne dépend pas de φ_0 et φ_1 et en utilisant des densités de probabilité uniformes pour les paramètres à estimer, nous obtenons que

$$\text{ZZB}_{\phi_1} = \int_0^{1/2} (1/2 - h_1) h_1 (\max_{h_0} (1/2 - h_0) P_e(h_0, h_1)) dh_1$$

avec $P_e(\ell_0, \ell_1)$ correspondant au terme $P_e([\varphi_0, \varphi_1], [\varphi_0 + \ell_0, \varphi_1 + \ell_1])$.

La difficulté réside maintenant dans l'évaluation du terme $P_e(\ell_0, \ell_1)$. Nous avons d'abord montré que

$$P_e(\ell_0, \ell_1) = \text{Prob}(p_1 < p_2) \quad \text{où} \quad p_m = \sum_n \lambda_n^{(m)} u_n^2 \quad (7.15)$$

avec $\{u_n\}$ une suite iid de variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle et de variance unité. De plus les $(-\lambda_n^{(2)})$ avec $\lambda_n^{(2)} > 0$ pour $n = 0, \dots, q-1$ correspondent aux q valeurs propres négatives de $\mathbf{V}_{\ell_0, \ell_1}$ tandis que les $\lambda_n^{(1)}$ avec $\lambda_n^{(1)} \geq 0$ pour $n = q, \dots, 2N-1$ correspondent aux $(2N-q)$ valeurs propres positives de $\mathbf{V}_{\ell_0, \ell_1}$. Cette matrice $\mathbf{V}_{\ell_0, \ell_1}$ est définie de la manière suivante

$$\mathbf{V}_{\ell_0, \ell_1} = \mathbf{\Lambda}_0^{1/2} \mathbf{D}_0 \left(\check{\mathbf{R}}_{\ell_0, \ell_1}^{-1} - \check{\mathbf{R}}_{0,0}^{-1} \right) \mathbf{D}_0^T \mathbf{\Lambda}_0^{1/2} \quad \text{avec}$$

avec $\check{\mathbf{R}}_{\varphi_0, \varphi_1} = \mathbb{E}[\check{\mathbf{y}}\check{\mathbf{y}}^T]$ pour un signal \mathbf{y} présentant un décalage en fréquence égal à φ_1 et de phase égal à φ_0 , \mathbf{D}_0 la matrice des vecteurs propres de $\check{\mathbf{R}}_{0,0}$, $\mathbf{\Lambda}_0$ la matrice diagonale des valeurs propres de $\check{\mathbf{R}}_{0,0}$ et $\check{\mathbf{y}} = [\Re(\mathbf{y}^T), \Im(\mathbf{y}^T)]^T$ où $\Re(\cdot)$ et $\Im(\cdot)$ sont respectivement les parties réelles et imaginaires d'un nombre complexe.

Si les coefficients de pondération sont différents, les variables p_m ne sont pas distribuées selon une loi du χ^2 . Néanmoins, la distribution des p_m peut être bien approximé par la distribution Gamma notée $\mathcal{G}(\alpha, \theta)$. Par conséquent, nous avons

$$p_m \sim \mathcal{G}(\alpha_m, \theta_m)$$

avec

$$\alpha_m = \frac{1}{2} \frac{(\sum_n \lambda_n^{(m)})^2}{\sum_n \lambda_n^{(m)^2}} \quad \text{et} \quad \theta_m = 2 \frac{\sum_n \lambda_n^{(m)^2}}{\sum_n \lambda_n^{(m)}}.$$

Nous obtenons finalement que

$$P_e(\ell_0, \ell_1) = \frac{\theta^{\alpha_1}}{\alpha_1} B(\alpha_1, \alpha_2) {}_2F_1(\alpha_1 + \alpha_2, \alpha_1, \alpha_1 + 1; -\theta)$$

avec

- $\theta = \theta_1/\theta_2$,
- $B(\alpha_1, \alpha_2) = \Gamma(\alpha_1 + \alpha_2)/\Gamma(\alpha_1)$ la première intégrale d'Euler ou la fonction Beta.
- ${}_2F_1(\alpha, \beta, \gamma; x)$ une fonction hyper-géométrique.

L'expression ci-dessus est le principal résultat de ce paragraphe. Bien que cette expression ne soit pas interprétable, des évaluations numériques de celle-ci nous permettent de remarquer que l'estimateur du résidu de fréquence porteuse par élévation à la puissance a une erreur quadratique moyenne proche de la borne de Ziv-Zakai. De ce fait, l'effet de décrochement est intrinsèquement lié au problème d'estimation rencontré et non aux estimateurs utilisés. Par conséquent, l'axe de recherche consistant à développer des estimateurs autodidactes fiables à RSB faible n'est pas pertinent. Ainsi à RSB faible, nous préconisons l'emploi d'estimateurs supervisés (c'est-à-dire qui utilisent une séquence d'apprentissage) ou bien des estimateurs aidés par des décisions. A RSB faible, il est maintenant courant de mettre en œuvre des codes correcteurs d'erreurs de type « turbo ». Il est alors possible de concevoir des estimateurs aidés les décisions souples fournies par les opérations de décodage. On parle alors de turbo-synchronisation. Ces méthodes ont montré leur efficacité à RSB faible [45].

7.2.3 Etude du phénomène de décrochement

Pour étudier le phénomène de décrochement, nous sommes attardés dans la sous-section précédente à évaluer analytiquement des bornes qui mettaient en exergue ce phénomène. Il est également d'intérêt d'étudier cet effet de décrochement sur les estimateurs réellement mis en place afin d'examiner leur comportement exact vis-à-vis de ce phénomène. Comme dans le reste de nos travaux, nous avons porté notre attention sur l'estimateur d'élévation à la puissance décrit par l'Eq. (7.6). Traditionnellement, pour étudier les performances théoriques d'un estimateur, il est d'usage de déterminer l'erreur quadratique moyenne (EQM) asymptotique qui correspond au rapport entre la covariance asymptotique de l'estimateur et le nombre d'échantillons élevé à une certaine puissance. La puissance est égale au carré de la vitesse de convergence. Cette approche n'est plus valide dans la zone où se produit l'effet de décrochement. Pour l'expliquer, examinons de plus près l'estimateur considéré. La fonction à maximiser (cf. Eq. (7.6)) n'est pas concave. Cependant il est possible d'obtenir le maximum de cette fonction en procédant de la manière suivante [51] :

- une étape dite *grossière* permettant de détecter le pic autour de la fréquence $M\phi_1$. Cette étape est réalisée via une Transformée de Fourier discrète (FFT) de taille N .
- une étape dite *fine* examinant la fonction de coût autour du pic détecté par l'étape précédente.

Un algorithme du gradient permet de mettre en place cette étape.

A faible RSB ou à faible nombre d'échantillons, l'étape grossière peut conduire à la détection d'un pic se situant loin du point-cible $M\phi_1$. L'étape fine, alors mal initialisée, fournit des estimateurs aberrants.

Par souci de simplicité, nous supposons, dans la suite, que la phase ϕ_0 inconnue est nulle et que la fréquence recherchée est nulle et au centre de l'intervalle de recherche. La vraie Erreur Quadratique Moyenne de l'estimateur d'élévation au carré s'écrit alors

$$\text{EQM} = \mathbb{E}_{\mathbf{y}}[|\hat{\phi}_{1|N} - \phi_1|^2] = \frac{p}{12} + (1-p)\text{EQM}_{\text{s.d.}}$$

où p est la probabilité d'échec de l'étape grossière et est appelée « probabilité de décrochement » et où $\text{EQM}_{\text{s.d.}}$ est l'EQM quand l'effet de décrochement n'est pas pris en compte [51].

Si le canal de propagation est à évanouissement plat (c'est-à-dire, $h(z) = 1$), une expression analytique de $\text{EQM}_{\text{s.d.}}$ basée sur la covariance asymptotique de l'estimateur est disponible grâce à nos travaux antérieurs : le lecteur pourra se référer à l'Eq. (7.9) valable pour les trois types de constellations MDA, MDP et MAQ. Cependant, aucun calcul concernant la probabilité de décrochement p n'est disponible dans la littérature. C'est pourquoi, dans la suite, nous allons nous attacher à évaluer analytiquement la probabilité de décrochement p quand le canal est gaussien (c'est-à-dire, $h(z) = 1$). Ainsi, nous serons ensuite en mesure d'obtenir les vraies performances théoriques valables quelque soit la zone de RSB considérée.

Etant donné les Eqs. (7.6) et (7.7), notre problème se ramène à calculer la probabilité de décrochement de l'estimateur basé sur la maximisation du périodogramme d'une harmonique perturbée par un bruit additif $e(n)$. Dans la littérature, ce calcul a déjà été effectué si le bruit additif est gaussien (à valeurs complexes) et circulaire [51]. Dans notre contexte $e(n)$ n'est ni gaussien ni circulaire. Néanmoins, pour mener à bien le calcul analytique de la probabilité de décrochement, nous imposons à $e(n)$ de suivre une loi gaussienne. Cette modélisation est également motivée par le fait que les performances de l'estimation d'un signal déterministe en présence d'un bruit blanc sont les plus mauvaises quand le bruit suit une loi gaussienne [60]. Donc l'hypothèse gaussienne conduira à une borne supérieure du terme $\text{EQM}_{\text{s.d.}}$. Bien que ce résultat ne tienne pas compte de l'effet de décrochement, les simulations montrent que l'EQM totale est encore la plus mauvaise quand le bruit $e(n)$ est considéré gaussien. Cependant, nos simulations montrent que cette borne supérieure est pertinente dans la plupart des scénarios pratiques. Même après avoir imposé l'hypothèse gaussienne sur $e(n)$, les résultats présentés dans [51] ne sont pas applicables car $e(n)$ n'est toujours pas circulaire (cf. Eq. (7.9)). En conséquence, les expressions disponibles dans la littérature ne peuvent être utilisées dans notre problème. Nous fournissons une expression analytique nouvelle pour la probabilité de décrochement quand le bruit $e(n)$ est modélisé par un processus blanc gaussien à moyenne nulle et non-circulaire.

En suivant une démarche analogue à celle introduite par [51], nous obtenons que

$$p = 1 - \frac{2}{u\sigma_e^4} e^{-uwN} \times \int_0^\infty ye^{-y^2} R(r, y^2) \left[(1 - e^{-\frac{y^2}{u\sigma_e^4}}) + e^{-\frac{y^2}{u\sigma_e^4}} \left[Q(\sqrt{2}ry, \sqrt{2}y) - Q(\sqrt{2}y, \sqrt{2}ry) \right] \right]^{N/2-1} P(ry^2/uN^2, 2\overline{\mathcal{S}}(\sigma_e^2 - \sigma_e^2)y/(\sigma_e|\sqrt{uN}N); N^2u) dy$$

où $r = |\tilde{\sigma}_e^2|/\sigma_e^2$, $u = 1/(\sigma_e^4 - |\tilde{\sigma}_e^2|^2)$, $w = |\mathcal{S}|^2\sigma_e^2 - \Re[\tilde{\sigma}_e^2\overline{\mathcal{S}}^2]$ et

$$R(a, y) = \int_0^y e^{-z} I_0(az) dz, \quad P(a, b; z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{z\Re[ae^{-2i\theta} - be^{i\theta}]} d\theta$$

avec $Q(\alpha, \beta)$ la fonction Marcum et $I_0(z)$ la fonction de Bessel modifiée de première espèce.

On remarque que cette équation est différente de celle donnée dans [51]. On retrouve l'expression de [51] lorsque $\tilde{\sigma}_e^2 = 0$, c'est-à-dire, lorsque $e(n)$ est circulaire. La contrainte $\tilde{\sigma}_e^2 = 0$ est vérifiée

uniquement quand une constellation MDP est employée. On notera que pour les constellations MAQ, $e(n)$ n'est pas circulaire et de ce fait l'expression fournie par [51] n'est plus valable et doit être remplacée par notre expression.

Par l'intermédiaire de simulations numériques de ces expressions théoriques, nous observons que les probabilités de décrochement théorique et empirique sont bien en correspondance. A RSB élevé, nous remarquons également qu'il existe un effet de palier pour les constellations MAQ dès que la taille de la constellation dépasse strictement quatre. La prédiction théorique, dans ce dernier cas, est légèrement pessimiste (ceci est certainement dû à l'hypothèse gaussienne réalisée sur $e(n)$). Cet effet de palier est provoqué par l'auto-bruit induit par les constellations MAQ, et en fait, engendré par la non-nullité de σ_e^2 et $\tilde{\sigma}_e^2$ dans le cas non-bruité. Nous observons également que la probabilité de décrochement est indépendante du nombre d'états de la constellation MAQ considérée (dès que ce nombre est strictement supérieur à quatre). Ceci est dû au fait que pour les constellations MAQ, $M = 4$ quelque soit la taille de cette constellation. En revanche, pour les constellations MDP, M est égal à la taille de la constellation. Par conséquent, les performances se dégradent quand M augmente. Finalement l'EQM théorique calculée à l'aide de l'expression de p est maintenant en accord avec l'EQM empirique.

7.2.4 Conception de séquence d'apprentissage optimale

Bien que la très grande majorité de notre travail considère des méthodes autodidactes d'estimation, nous nous sommes intéressés aussi au problème *a priori* plus facile d'estimation de la réponse impulsionnelle du canal et du résidu de fréquence porteuse en présence d'une séquence d'apprentissage. Ainsi le modèle (2.6) reste inchangé formellement ; en revanche, outre la connaissance du processus reçu $\{y(n)\}_n$, nous disposons également au récepteur de la connaissance de la suite de symboles $\{s_n\}_n$ qui s'apparente ainsi à une séquence d'apprentissage.

Lorsque seul le canal est à estimer (c'est-à-dire, que le résidu de fréquence porteuse est connu ou nul), le problème d'estimation de la réponse impulsionnelle du filtre à l'aide d'une séquence d'apprentissage est résolue depuis fort longtemps : la séquence d'apprentissage optimale, c'est-à-dire, celle qui minimise l'erreur quadratique moyenne d'estimation est une suite pseudo-aléatoire stationnaire blanche. Alors l'estimateur du maximum de vraisemblance est donné par la corrélation empirique entre le signal reçu et la séquence d'apprentissage. Que se passe-t-il pour le problème dual qui consiste à considérer le résidu de fréquence porteuse inconnue et le filtre connu. Nous avons montré que l'estimateur du maximum de vraisemblance associé au résidu de fréquence porteuse consistait à maximiser la partie réelle du périodogramme du signal reçu multiplié par le signal provenant du filtrage de la séquence d'apprentissage avec le filtre. Nous avons également calculé analytiquement l'erreur quadratique moyenne associée au problème d'estimation du résidu de fréquence porteuse et obtenu que la meilleure séquence d'apprentissage est un vecteur propre associé à une certaine matrice, que nous avons déterminée, dépendant du filtre. Pour peu que cette matrice soit de grande dimension, nous avons également montré que la meilleure séquence pseudo-aléatoire stationnaire était colorée à bande étroite centrée sur la fréquence qui maximise la réponse fréquentielle du filtre.

Ainsi, la meilleure séquence associée à l'estimation du filtre ne privilégie aucune fréquence tandis que la meilleure séquence associée à l'estimation du résidu ne se focalise que sur la meilleure fréquence du filtre (qui est connue puisque le filtre est ici considéré connu). Il est clair que ces deux séquences sont de nature radicalement différente et qu'aucune séquence commune ne minimise l'erreur d'estimation. Pour examiner ce dernier point, nous allons considérer que les deux paramètres sont maintenant inconnus. L'estimateur du maximum de vraisemblance conjoint est décrit dans [36]. Nous avons calculé les covariances asymptotiques de cet estimateur. Dans [42], un calcul partiel des covariances asymptotiques a été développé par le biais de l'évaluation de la borne de Cramer-Rao. De plus, dans [42], aucune mention sur la conception de la « bonne » séquence d'apprentissage n'est visible. Contrairement à [42], nous avons également calculé analytiquement les bornes de Barankin de ce problème d'estimation afin de quantifier l'effet de décrochement (qui est de nouveau présent) sur l'estimateur du résidu de fréquence porteuse.

Le principal défaut de ce travail en termes de conception de séquence d'apprentissage réside dans le fait que les séquences sélectionnées pour améliorer l'estimation du résidu de fréquence porteuse dépendent du canal de transmission. Nous admettons que cette hypothèse est fort irréaliste. Pour

contourner ce problème, le lecteur trouvera des éléments perspicaces dans le chapitre 10 concernant les perspectives de recherche.

7.3 Estimation du résidu de fréquence d'horloge

Dans un contexte non-coopératif, même la fréquence d'horloge qui est à relier à la fréquence d'échantillonnage est inconnue au niveau du récepteur. C'est pourquoi des techniques autodidactes d'estimation du temps d'échantillonnage doivent être mises en œuvre. Ce fut le but d'une partie importante de mes travaux de thèse de doctorat exposée à la section 2.3. Dans un contexte coopératif, c'est-à-dire généralement pour des applications civiles, ce problème se révèle moins crucial puisque la fréquence d'horloge est *a priori* connue. Néanmoins, en raison de l'instabilité des oscillateurs locaux et de leur imprécision, des erreurs sur la fréquence d'horloge peuvent avoir lieu. Cependant, pour des communications mono-porteuse, ces erreurs sur la fréquence d'horloge n'induisent que des pertes en performances négligeables. En revanche, pour des communications multi-porteuses à base de modulation OFDM, la dégradation des performances due à une erreur sur la fréquence d'échantillonnage s'avère rapidement importante. Ainsi, si un oscillateur du commerce ayant une précision d'environ 100ppm est mis en place et si le nombre de porteuses considéré est supérieur à un millier, le décalage temporel induit peut être facilement de l'ordre de la durée du symbole OFDM. C'est notamment le cas pour des systèmes filaires de type VDSL ou CPL ou pour des systèmes sans fil de type TNT. C'est pourquoi estimer correctement le résidu de fréquence d'échantillonnage (SFO pour *Sampling Clock Frequency Offset* en anglais) garde de l'intérêt dans un contexte coopératif employant l'OFDM. Il est alors raisonnable de considérer qu'une séquence d'apprentissage est disponible au niveau du récepteur. Dans la suite, nous considérerons qu'un symbole OFDM complet à N porteuses est dédié à cet usage. Notre problématique se traduit de la manière suivante : nous souhaitons estimer conjointement la réponse impulsionnelle du filtre échantillonné à la bonne cadence et le résidu de fréquence d'échantillonnage à l'aide d'un symbole OFDM d'apprentissage. De manière surprenante, les bornes de Cramer-Rao n'avaient pas été calculées et l'estimateur du maximum de vraisemblance n'avait pas été développé. En revanche, dans la littérature, de très nombreuses études ont porté sur l'estimation supervisée (voire autodidacte) du canal et du résidu de fréquence porteuse (CFO pour *Carrier Frequency Offset* en anglais) dans le cadre de communications multi-porteuses. Quoique apparemment semblables, la mise en équation des problèmes d'estimation du SFO et du CFO conduit à des formulations différentes. Ainsi, le $n^{\text{ème}}$ échantillon temporel d'un symbole OFDM est noté $y(n)$ et s'écrit

$$y(n) = \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} s_{n'} h_l e^{2i\pi n'(n-l)/N} e^{2i\pi n n' \delta_{\text{SFO}}/N}$$

en présence d'un défaut de fréquence d'échantillonnage proportionnel à δ_{SFO} et s'écrit

$$y(n) = \left[\sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} s_{n'} h_l e^{2i\pi n'(n-l)/N} \right] e^{2i\pi n \delta_{\text{CFO}}/N}$$

en présence d'un défaut de fréquence porteuse proportionnel à δ_{CFO} . Les termes $\{h_l\}_l$ représentent la réponse impulsionnelle du filtre englobant le filtre d'émission (et donc le masque fréquentiel d'émission) et le canal de propagation multi-trajets. Cette réponse impulsionnelle est de longueur L . Enfin s_n représente le symbole d'information porté par la porteuse n . On remarque que dans le premier cas l'erreur est multipliée par n et n' alors que dans le second cas l'erreur n'est que multipliée par n . Ainsi les études menées pour analyser et contrecarrer l'erreur de fréquence porteuse ne peuvent s'appliquer sans modification au contexte d'un défaut de fréquence d'échantillonnage.

Nos travaux se sont donc résumés, dans un premier temps, à déterminer de manière exacte (c'est-à-dire avec des valeurs de N finies) les bornes de Cramer-Rao associées à la réponse impulsionnelle du canal et au résidu de fréquence d'échantillonnage. Cependant comme les récepteurs dans un contexte OFDM ont plutôt besoin de connaître la valeur de la réponse fréquentielle du filtre aux fréquences allouées (c'est-à-dire aux fréquences sur lesquelles des données sont transmises), nous avons exprimé analytiquement l'estimateur du maximum de vraisemblance et les

bornes de Cramer-Rao pour le vecteur de paramètres représentant les valeurs de la réponse fréquentielle du filtre aux fréquences de Fourier sélectionnées et la valeur du résidu de fréquence d'échantillonnage. Afin d'obtenir des expressions compactes et facilement interprétables, nous nous sommes ensuite placés dans un régime asymptotique pour lequel le nombre de porteuses N tend vers l'infini ainsi que la longueur du filtre L . Néanmoins le rapport L/N tend vers zéro ce qui signifie que le nombre de porteuses croît plus vite que la longueur du filtre. De plus nous avons émis quelques hypothèses sur la structure de la séquence d'apprentissage. Afin de faciliter la construction d'estimateurs performants du résidu de fréquence d'échantillonnage, il est courant d'imposer à la séquence d'apprentissage d'être temporellement périodique de période Q [54]. Ceci a pour effet que, dans le domaine fréquentiel, la séquence d'apprentissage a seulement une porteuse sur Q non nulle. Pour un système à N porteuses, la transformée de Fourier (inverse) de la séquence d'apprentissage peut se modéliser par N processus pseudo-aléatoires indépendants. Pour la porteuse n quelconque, la variance est nulle si N n'est pas divisible par Q et vaut $P(n/N)$ sinon avec $f \mapsto P(f)$ une fonction sur $[0, 1]$ représentant un masque fréquentiel que le signal émis doit satisfaire en raison de contrainte de compatibilité électro-magnétique. Dans la suite, nous introduisons H_N le vecteur contenant la réponse fréquentielle aux points de FFT de taille N de la fonction temporelle $t \mapsto h_a(t)$. Au lieu d'échantillonner le signal au temps symbole T_s , nous considérons qu'il existe un défaut d'échantillonnage δ_{SFO} tel que la période d'échantillonnage appliquée vaut $(1 + \delta_{\text{SFO}})T_s$. Les bornes de Cramer-Rao asymptotiques relatives à H_N et δ_{SFO} s'expriment alors de la manière suivante

$$\mathbb{E}[|\hat{H}_N - H_N|^2] \geq \sigma^2 \mu_P L \frac{1}{N}$$

et

$$\mathbb{E}[|\hat{\delta}_N - \delta_{\text{SFO}}|^2] \geq \frac{3\sigma^2}{2\pi^2 \int_0^1 f^2 |H(f)|^2 df} \frac{1}{N^3}$$

avec \hat{H}_N et $\hat{\delta}_N$ les estimées respectives de H_N et δ_{SFO} . La notation μ_P désigne la taille du support de la fonction $f \mapsto P(f)$ et nous rappelons que σ^2 est la variance du bruit additif gaussien. Pour obtenir ces expressions, nous nous sommes principalement appuyés sur la théorie des grandes matrices de Toeplitz et sur des résultats similaires à ceux reportés à l'Eq. (2.8). Nous avons également utilisé le fait que les termes H_N étaient reliés entre eux car dépendant d'une même fonction temporelle $h_a(t)$. Nous remarquons que le paramètre Q n'a aucune influence sur les performances. Ainsi le choix de Q ne sera guidé que par des considérations de complexité algorithmique. De plus l'estimation du résidu de fréquence d'échantillonnage sera facilitée si le canal (et notamment le masque de fréquence dont dépend $f \mapsto H(f)$) privilégie les hautes fréquences.

Dans le cadre du régime asymptotique, nous avons également montré qu'il existait une version approchée beaucoup plus simple de l'estimateur du maximum de vraisemblance. Nous avons comparé ses performances à la borne de Cramer-Rao obtenue et visualisé des performances proches de la CRB. Enfin l'estimateur du maximum de vraisemblance approché a été comparé à des estimateurs existants dans la littérature [69, 70, 29, 61]. Lors d'un travail parallèle, mais toujours dans un contexte OFDM, nous avons conçu un estimateur aidé par les décisions du résidu de fréquence d'échantillonnage. Ceci permet de raffiner l'estimée du résidu de manière notable entre l'envoi de deux séquences d'apprentissage.

7.4 Estimation de la phase

Revenons au modèle général (2.6) du signal reçu échantillonné. Dans ce cadre-là, nous nous sommes aussi intéressés à l'estimation autodidacte du paramètre de phase ϕ_0 lorsqu'aucun résidu de fréquence porteuse n'existe ($\phi_1 = 0$) et lorsque le canal est gaussien ($h(z) = 1$). Dans les années quatre-vingt dix, quelques estimateurs autodidactes de la phase ont été introduits lorsque les symboles transmis étaient supposés appartenir à une constellation MAQ. Comme déjà évoqué dans la sous-section 7.2.1, les constellations MAQ présentent une non-circularité à l'ordre quatre ce qui implique que $\mathbb{E}[s_n^4]$ est non nul. Ceci a conduit de nombreux chercheurs à développer des estimateurs de la phase basés sur ce constat.

Ainsi Moeneclaey a introduit l'estimateur suivant [38]

$$\hat{\phi}_{0|N, \text{Moe.}} = \frac{1}{8\pi} \angle \left(\frac{1}{N} \overline{\mathbb{E}[s_n^4]} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)^4 \right)$$

en montrant de plus que l'estimateur était proche de celui du maximum de vraisemblance à faible RSB. La notation $\angle(\cdot)$ désigne l'angle d'un nombre complexe.

Cartwright propose, quant à lui, l'estimateur suivant [8]

$$\hat{\phi}_{0|N, \text{Car.}} = \frac{1}{8\pi} \arctan \left(8\pi \frac{\hat{\gamma}_a - \hat{\gamma}_b}{\hat{\gamma}} \right)$$

où $\hat{\gamma}$, $\hat{\gamma}_a$ et $\hat{\gamma}_b$ sont les estimateurs empiriques respectifs de γ , γ_a et γ_b définis ci-dessous

$$\begin{aligned} \gamma &= \mathbb{E}[y_r(n)^4] + \mathbb{E}[y_i(n)^4] - 6\mathbb{E}[y_r(n)^2 y_i(n)^2] \\ \gamma_a &= \text{cum}(y_r(n), y_r(n), y_r(n), y_i(n)) \quad (= \mathbb{E}[y_r(n)^3 y_i(n)]) \\ \gamma_b &= \text{cum}(y_r(n), y_i(n), y_i(n), y_i(n)) \quad (= \mathbb{E}[y_r(n) y_i(n)^3]) \end{aligned}$$

avec $y_r(n)$ et $y_i(n)$ les parties réelle et imaginaire de $y(n)$.

Enfin Foschini suggère d'estimer la phase de la manière suivante [15]

$$\hat{\phi}_{0|N, \text{Fos.}} = \arg \min_{\phi} \left(e^{-8i\pi\phi} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)^4 - e^{8i\pi\phi} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \overline{y(n)^4} \right)$$

Bien qu'assez couramment employés et cités dans la littérature, l'étude asymptotique de ces trois estimateurs s'est révélée inexistante. Notre objectif a donc été de pallier ce manque. Grâce au résultat fondamental (2.8), nous avons très facilement établi la consistance et la normalité asymptotique de ces estimateurs. Nous avons également montré que

$$\gamma_{\phi_0} = \lim_{N \rightarrow \infty} N \mathbb{E}[(\hat{\phi}_{0|N} - \phi_0)^2] = \frac{\mu_1}{\mu_2}$$

avec

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \mathbb{E}[|s_n|^8] - \mathbb{E}[s_n^8] + 16\mathbb{E}[|s_n|^6] \mathbb{E}[|b(n)|^2] \\ &\quad + 36\mathbb{E}[|s_n|^4] \mathbb{E}[|b(n)|^4] + 16\mathbb{E}[|s_n|^2] \mathbb{E}[|b(n)|^6] + \mathbb{E}[|b(n)|^8] \\ \mu_2 &= 128\pi^2 (\mathbb{E}[s_n^4])^2 \end{aligned}$$

Par conséquent ces trois estimateurs admettent la même vitesse de convergence et surtout la même covariance asymptotique. Ainsi ils fournissent exactement les mêmes performances et sont donc équivalents. De plus les performances sont indépendantes de la valeur ϕ_0 de la phase recherchée.

7.5 Estimation du décalage temporel

Contrairement aux travaux présentés dans les sections précédentes, nous considérons maintenant le problème de l'estimation du décalage temporel lorsque les autres types de désynchronisation n'existent pas ou ont été traités au préalable. Nous nous sommes intéressés à ce sujet surtout parce que les outils mathématiques à utiliser (notamment la cyclostationnarité) sont identiques à ceux développés au cours des travaux précédents. Ainsi de nombreux résultats intermédiaires obtenus lors des travaux précédents, notamment ceux concernant l'établissement des covariances asymptotiques des estimateurs empiriques des cyclocorrélations (cf. Eqs (7.3), (7.4) et (7.5)), ont été mis à profit dans cette section.

Revenons au modèle (2.1) du signal analogique reçu. Si seul un retard de propagation est à prendre en compte, le modèle du signal analogique reçu suit la forme suivante

$$y_a(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} s_n h_a(t - nT_s - \varepsilon T_s) + b_a(t) \quad (7.16)$$

avec εT_s le retard de propagation inconnu à estimer de manière autodidacte. Nous supposons que le filtre $h_a(t)$ est la composition du filtre d'émission, du canal de propagation et du filtre adapté. La mise en place du filtre adapté a nécessité une estimation précise du canal de propagation. C'est pourquoi, dans la suite, il est réaliste de supposer que la fonction $h_a(t)$ est connue au niveau du récepteur. Le bruit $b_a(t)$ représente le bruit gaussien blanc convolué par le filtre de réception (c'est-à-dire, le filtre adapté) et donc admet une certaine densité spectrale de puissance non plate.

Afin de ne pas perdre d'information sur le signal analogique reçu (et donc sur la fonction $h_a(t)$), il est nécessaire de suréchantillonner le signal reçu d'un certain facteur. Ainsi nous considérons la version échantillonnée à la période $T_e = T_s/P$ du signal $y_a(t)$ que nous notons également $y(n) = y_a(nT_e)$.

En raison du caractère bande-limitée des signaux de communication, le signal suréchantillonné $y(n)$ est cyclostationnaire de fréquence cyclique $-1/P$, 0 et $1/P$. Si $P \geq 3$, on peut vérifier aisément que les cyclocorrélations satisfont l'équation suivante

$$r^{((\pm 1)/P)}(\tau) = e^{i\pi(\pm 1)\tau/P} e^{-2i\pi(\pm 1)\varepsilon} G^{(\pm 1)}(\tau)$$

avec $G^{(k)}(\tau)$ un terme réel indépendant de ε et connu par le récepteur et les autres termes définis à la sous-section 2.3. En examinant cette dernière équation, il est facile d'en déduire des estimateurs de ε basés sur la phase de la cyclocorrélation. Ainsi

$$\hat{\varepsilon}_N = -\frac{1}{2\pi} \angle \left(\hat{r}_N^{(1/P)}(\tau) e^{-i\pi\tau/P} \right) \quad (7.17)$$

avec $\hat{r}_N^{(k/P)}(\tau)$ l'estimateur empirique de $r^{(k/P)}(\tau)$ lorsque N échantillons sont disponibles. Ce cadre général permet d'englober la plupart des estimateurs existants basés sur des propriétés de cyclostationnarité. Si $\tau = 0$, on retrouve les estimateurs présentés dans [20] et [46]. Si $\tau = 1$, on se ramène à l'estimateur proposé par [25]. Enfin, si $\tau = P$, on obtient l'estimateur introduit dans [56].

Dans un premier temps, on remarque que les estimateurs existants se basent sur une cyclocorrélation considérée à un unique décalage τ . Nous avons voulu construire un estimateur utilisant au mieux l'information au seconde ordre. A cette fin, nous avons développé l'estimateur de l'ajustement de covariance optimalement pondéré basé sur l'ensemble des cyclocorrélations, c'est-à-dire, sur les cyclocorrélations considérées à tous les décalages possibles.

Dans un deuxième temps, nous avons établi les performances asymptotiques du nouvel estimateur et des estimateurs existants. Nous avons notamment déterminé des expressions analytiques pour les covariances asymptotiques. Ceci nous a permis de montrer, d'une part, que les performances de l'estimateur de l'ajustement de covariance optimalement pondéré étaient presque atteintes par l'estimateur de Ghogho [20]. Par conséquent, il n'est pas nécessaire, contrairement à l'intuition que nous avons eue, de prendre en compte toutes les cyclocorrélations. Plus précisément la cyclocorrélation de décalage nul $r_y^{(1/P)}(0)$ fournit suffisamment d'information sur le retard de propagation ε . D'autre part, nous avons pu montrer qu'il n'était pas nécessaire de considérer un facteur de suréchantillonnage P strictement supérieur à trois.

Ces travaux ont été étendu aux deux situations suivantes :

- Nous avons considéré un modèle de canal de type Rayleigh, c'est-à-dire, lorsque le signal est atténué par une amplitude variable dans le temps dont le module suit une loi de Rayleigh.
- Nous avons aussi conçu des estimateurs basés non seulement sur les cyclocorrélations mais aussi sur les cyclocumulants (d'ordre quatre). Ceci nous a permis d'améliorer les performances d'estimation surtout lorsque le signal émis a un faible facteur d'excès de bande.

Chapitre 8

Performances limites de systèmes ultra-large bande

8.1 Introduction

Le principe original de la technique ultra large bande (ULB) consiste à émettre des impulsions de très courte durée ayant donc une occupation spectrale importante. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications. Dans un premier temps, ce sont surtout les militaires qui ont porté un intérêt à cette technique car elle présente une faible probabilité de détection et une faible probabilité d'interception. Le schéma de transmission analogique multi-utilisateurs utilisant des impulsions remonte ainsi aux années cinquante [47]. Le concept des transmissions numériques par impulsions fut remis mis au goût du jour et formalisé mathématiquement au début des années quatre-vingt-dix [68, 55]. On parle alors de « radio par impulsions ». La technique d'accès multiple repose en général sur des codes de saut temporel.

Après l'autorisation à des fins civiles des signaux impulsionnels promulguée aux Etats-Unis au début des années deux mille, la communauté scientifique a commencé à s'intéresser fortement au sujet. Comme la densité spectrale de puissance est très faible, l'ULB peut être déployée conjointement, sans licence, avec des services existants dans la bande utilisée. Cette propriété est très intéressante pour développer des réseaux personnels sans fil. A cet effet, la société savante IEEE a ouvert deux comités de normalisation : d'une part le comité IEEE 802.15.3a dont le cahier des charges impose des débits élevés pour des distances courtes ; d'autre part, le comité IEEE 802.15.4a visant des applications de type réseaux de capteurs avec des débits faibles pour des distances moyennes. Tandis que le groupe 802.15.4a a finalisé ses préconisations pour la couche physique, le groupe 802.15.3a s'est dissout faute d'accord. Néanmoins la recherche académique et industrielle se poursuit pour les deux types d'applications qui ont en commun d'être des applications de communication sans fil décentralisée nécessitant ainsi une gestion intelligente de l'accès multiple dans un contexte d'asynchronisme entre les utilisateurs.

Dans nos travaux, nous nous sommes principalement concentrés sur les transmissions par impulsions à accès multiple par répartition de code de saut temporel modulés soit en position ou soit en amplitude. Nous avons étudié pour ce type de signaux les deux effets pouvant limiter les performances du système, à savoir l'interférence multi-utilisateurs créée par les différents utilisateurs asynchrones présents dans le milieu de transmission (cf. section 8.2) et l'interférence entre symboles et entre trames créée par le milieu de propagation à trajets multiples (cf. section 8.3). Nous avons dans les deux cas cherché à modéliser mathématiquement les phénomènes et à proposer des solutions pour minimiser leurs contributions. De manière connexe, nous avons établi les bornes minimales de performances d'estimation des paramètres du canal (cf. section 8.4).

Les résultats présentés sont le fruit d'une collaboration de trois ans avec Christophe LE MARTRET (Thalès Communications, Colombes) par le biais d'un encadrement conjoint de la doctorante Anne-Laure DELEUZE. Ces travaux ont donné lieu à la publication d'une revue internationale [R16], de quatre congrès internationaux [CI28, CI31, CI35, CI38] et à la soumission d'une revue internationale [R19].

8.2 Etude relative à l'interférence multi-utilisateurs

Dans cette section, nous nous concentrons sur l'étude de l'interférence multi-utilisateurs avec pour objectif de minimiser ses effets nuisibles sur le système global. Nous obtenons, dans un premier temps, une nouvelle expression analytique de la variance de l'interférence multi-utilisateurs en sortie du récepteur rake en considérant un modèle réaliste de canal à trajets multiples. Le récepteur rake a été retenu du fait de son faible coût. Ce calcul analytique a été rendu possible grâce à l'utilisation des codes développés. Grâce à l'expression analytique obtenue, nous avons été en mesure de caractériser les codes d'étalement qui minimisent la variance d'interférence multi-utilisateurs et donc d'atténuer l'effet de cette interférence. Finalement les simulations montrent que choisir les « meilleurs » codes, c.-à-d., ceux qui minimisent la variance de l'interférence multi-utilisateurs, permet un gain intéressant au niveau du taux d'erreur binaire.

La première phase du travail a consisté à calculer la variance de l'interférence multi-utilisateurs pour un contexte réaliste, c'est-à-dire, en prenant en compte à la fois un environnement réaliste de propagation (c'est-à-dire, un canal de type multi-trajets) et un asynchronisme total entre les utilisateurs (cette dernière hypothèse s'avère tout à fait raisonnable si la technique ULB est dédiée à des réseaux personnels sans fil *ad hoc*).

Pour simplifier le propos, nous allons considérer, dans la suite, que le système utilise une modulation d'amplitude à deux états. Des résultats similaires ont été obtenus dans le contexte d'une modulation en position que l'on peut rencontrer régulièrement des systèmes à base de technique ULB. Le $n^{\text{ème}}$ utilisateur émet ainsi le signal suivant

$$s_n(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=0}^{N_f-1} d_n(j)g(t - iT_f - \tilde{c}_n(i)T_c - jN_fT_f - \theta_n) \quad (8.1)$$

où $g(t)$ est l'impulsion de largeur $T_g \ll T_c$. N_c est le nombre de chips de durée T_c , N_f est le nombre de trames de durée $T_f = N_cT_c$, θ_n est une variable aléatoire distribuée uniformément entre 0 et N_fT_f et traduit le fait que les émetteurs, c'est-à-dire, les utilisateurs, ne sont pas synchronisés entre eux, $\{d_n(j)\}_j$ sont les symboles émis par l'utilisateur n . Enfin l'ensemble $\{\tilde{c}_n(i)\}_i$ représente le code d'étalement (de saut temporel) permettant d'atténuer les interférences multi-utilisateurs.

Afin de mettre en évidence facilement l'influence des séquences de codes de saut temporel sur les performances du système, il convient, dans un premier temps, de réexprimer le modèle (8.1) en utilisant la notion de codes développés, introduite dans [34]. L'idée sous-jacente est simple et consiste à exprimer le signal transmis comme une modulation linéaire en modulant l'impulsion par un 1 quand $iT_f - \tilde{c}_n(i)T_c = 0$ et par un 0 pour les autres valeurs. Ainsi on représente par 1 les chips non vides et par 0 les chips vides. L'équation (8.1) se met alors sous la forme suivante

$$s_n(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} d_n(j) \sum_{i=0}^{N_cN_f-1} c_n(i)g(t - iT_c - jN_fT_f - \theta_n). \quad (8.2)$$

avec $\{c_n(i)\}_i$ le code développé. On remarque que les codes développés apparaissent en dehors de l'argument de la fonction $g(t)$.

Nous avons considéré que le signal se propageait dans un canal à trajets multiples. De plus les atténuations et les retards des différents trajets admettent un modèle probabiliste [40]. Enfin, au niveau du récepteur, nous mettons en place le récepteur rake sélectionnant seulement un ensemble \mathbb{L} de L_r trajets sur tous les trajets possibles. La sortie du récepteur rake pour l'utilisateur d'intérêt m à l'instant n se décompose de la manière suivante

$$z(n) = z_1(n) + z_2(n) + z_3(n) + z_4(n) \quad (8.3)$$

avec $z_1(n)$ le signal utile associé à l'utilisateur d'intérêt, $z_2(n)$ un terme d'interférence entre symboles, $z_3(n)$ un terme d'interférence entre utilisateurs et $z_4(n)$ un terme lié au bruit additif.

Dans cette section, nous allons nous concentrer sur le calcul et l'optimisation de la variance de l'interférence multi-utilisateurs $z_3(n)$ en fonction des paramètres de dimensionnement du système. Comme le canal de propagation, l'asynchronisme entre les utilisateurs et les symboles sont supposés aléatoires, la variance de l'interférence multi-utilisateurs est donnée par

$$\sigma_3^2 = \mathbb{E}_{\text{canal}, \theta, d}[z_3(n)^2].$$

Après des calculs longs et fastidieux, nous obtenons que

$$\sigma_3^2 = \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^{N_u} \psi_{m,n} \kappa_{m,n} \quad (8.4)$$

avec

$$\kappa_{m,n} = \sum_{q=0}^{N_c N_f - 1} (C_{m,n}^+(q))^2 + (C_{m,n}^-(q))^2$$

où

$$C_{m,n}^+(q) := \sum_{j=q}^{N_c N_f - 1} c_m(j) c_n(j - q), \quad C_{m,n}^-(q) := \sum_{j=0}^{q-1} c_m(j) c_n(j - q)$$

et N_u le nombre d'utilisateurs actifs dans le système. Pour finir, $\psi_{m,n}$ est une constante ne dépendant que de la forme d'onde, du débit d'information, et des statistiques des canaux des utilisateurs m et n .

Une fois cette expression obtenue, il convient de déterminer les codes de saut temporel qui minimisent la variance. Pour commencer, nous considérons le problème pour une seule paire de codes, c'est-à-dire, nous cherchons à caractériser le code associé à l'utilisateur m et le code associé à l'utilisateur n tel que $\kappa_{m,n}$ soit minimal et ceci sans se soucier de la présence d'éventuels autres utilisateurs. Nous avons montré que la valeur minimale de $\kappa_{m,n}$ est N_f^2 et que les paires de codes dites « optimales », c'est-à-dire, qui atteignent cette borne minimale vérifient les contraintes suivantes

$$\sup_q (C_{m,n}^+(q) + C_{m,n}^-(q)) = 1$$

ou

$$\sup_q (C_{m,n}^+(q) + C_{m,n}^-(q)) = 2 \text{ avec } \sup_q C_{m,n}^+(q) = 1 \text{ et } \sup_q C_{m,n}^-(q) = 1.$$

Il est clair que nous ne proposons pas de méthode rigoureuse de construction de codes, vérifiant les propriétés énoncées ci-dessus. Cependant, par recherche exhaustive, nous avons été capable d'en déterminer suffisamment. D'autant plus que nous avons été en mesure de montrer analytiquement que le pourcentage de paires optimales tend vers cent pour cent quand N_c tend vers l'infini et que N_f est fixe. Par conséquent, en construisant un système suffisamment étalé (N_c grand), il n'y aura aucune difficulté à trouver par des méthodes de recherche aléatoire le nombre souhaité de paires optimales. En pratique, en vue d'applications aux réseaux *ad-hoc*, il est nécessaire de déterminer un réseau de codes optimaux, c'est-à-dire, de déterminer un ensemble de codes pour lequel chaque paire de cet ensemble est optimale. Grâce au grand nombre de paires optimales (pour peu que N_c soit assez grand), nous avons été capable de trouver, par simulation, des réseaux de codes optimaux deux-à-deux pour un nombre d'utilisateurs raisonnable.

Comme nous avons basé nos optimisations sur la variance de l'interférence, nous avons implicitement supposé que l'interférence était gaussienne. Cependant, il a été établi que cette hypothèse était souvent fautive et optimiste [14]. Grâce à des résultats de simulation sur le Taux d'Erreur Binaire (TEB), nous avons observé, fort heureusement, que l'optimisation des codes par minimisation de la variance de l'interférence se révèle particulièrement pertinente puisque le TEB obtenu avec les codes sélectionnés par notre méthode est amélioré de manière notable.

Dans un dernier temps, nous avons remarqué que les systèmes à base de codes à saut temporel ou à base de codes à séquence directe (DS) s'écrivaient de manière analogue. Ceci nous a permis d'obtenir sans difficulté les variances de l'interférence multi-utilisateurs pour les techniques d'étalement de spectre à séquence directe. Une fois ces expressions disponibles, nous avons classé par ordre de robustesse les deux techniques suivant les valeurs choisies pour leurs paramètres de dimensionnement.

8.3 Etude relative à l'interférence entre symboles

Dans cette section, nous abordons l'étude de l'interférence entre symboles et entre trames. Cette étude nous a conduit, d'une part, à établir une expression analytique de la variance de cette

interférence en sortie du récepteur rake et, d'autre part, à dimensionner pertinemment le système avec l'aide de l'expression calculée précédemment. Ainsi le nombre de doigts du récepteur rake et la taille de l'intervalle de garde ont pu être choisis de manière adéquate.

Lors de la mise en place du récepteur rake, choisir le nombre de doigts à considérer est toujours un problème délicat car conduisant souvent à un compromis entre complexité et performances. Lorsque de l'interférence entre symboles et entre trames est présente, le problème se révèle encore plus délicat car en augmentant le nombre de doigts on récupère certes plus d'énergie utile (associée au terme $z_1(n)$ de l'Eq. (8.3)) mais aussi plus d'interférence entre symboles et entre trames (associée au terme $z_2(n)$ de l'Eq. (8.3)). Par conséquent, il apparaît important de quantifier le rapport de l'énergie capturée sur celle de l'interférence. Pour cela, on se propose d'évaluer analytiquement la variance de l'interférence entre symboles, c'est-à-dire, le terme suivant

$$\sigma_2^2 = \mathbb{E}_{\text{canal},d}[z_2(n)^2].$$

Parallèlement la connaissance de cette quantité nous permettra de quantifier la taille du temps de garde (entre les trames ou les symboles) qui est classiquement rajouté dans les systèmes pratiques pour lutter contre l'interférence entre trames et entre symboles.

Afin d'alléger ce manuscrit, nous n'avons pas retranscrit l'expression de la variance de l'interférence. Néanmoins celle-ci est reportée dans [CI35] et nous a permis de remarquer que

- les codes de saut temporel qui minimisent la valeur de la variance de l'interférence entre symboles ne dépendent quasiment pas du nombre de doigts considérés.
- les codes d'accès multiple influencent en fait peu la valeur de la variance de l'interférence entre symboles. Ainsi les codes d'accès multiple à sélectionner sont bien ceux qui minimisent la variance de l'interférence multi-utilisateurs puisqu'ils offrent tous des performances analogues en terme de résistance à l'interférence entre trames et entre symboles.
- le rapport entre l'énergie utile et la variance de l'interférence entre symboles atteint rapidement une asymptote en fonction du nombre de doigts considérés. Par conséquent il n'y a aucun intérêt à mettre en place un récepteur rake muni de beaucoup de doigts.

Afin d'éliminer l'interférence entre trames et entre symboles, il est courant d'insérer un temps de garde à chaque trame. Nous avons observé que la variance de l'interférence entre trames et entre symboles ne tend pas vers zéro lorsque ce temps de garde devient indéfiniment grand. Ceci signifie qu'une autre source d'interférence existe. En examinant précisément le signal reçu, on peut se rendre compte qu'une collision entre une même impulsion décalée par deux trajets différents procure une interférence résiduelle qu'un temps de garde ne peut ôter. Pour éliminer totalement cette interférence résiduelle, nous avons proposé de mettre en place des techniques s'apparentant à de l'égalisation en sortie du récepteur rake. Enfin nous avons également observé que prendre une longueur d'intervalle de garde de l'ordre du temps dispersion du canal paraît être un choix raisonnable.

8.4 Estimation du canal de propagation

Dans la littérature consacrée à la technique ULB, les paramètres du canal de propagation sont encore très largement supposés connus du récepteur. Cette hypothèse simplificatrice n'est évidemment pas réaliste : en effet, une étape d'estimation est nécessaire au niveau des récepteurs et malheureusement les estimées obtenues ne seront pas parfaitement exactes. Cette partie du travail a consisté à déterminer analytiquement les bornes de Cramer-Rao (CRB) des paramètres d'atténuation et de retard des trajets formant le canal de propagation. Contrairement aux travaux effectués précédemment dans la littérature [33], nous avons supposé que les échos formés par les différents trajets ne sont pas orthogonaux entre eux. Nous avons en effet remarqué que, pour certains modèles de canaux, il n'était pas réaliste de supposer les échos orthogonaux entre eux.

En fait, nous avons calculé la Borne de Cramer Rao et la Borne de Cramer Rao Modifiée correspondant respectivement au cas où une séquence d'apprentissage est disponible (c'est-à-dire, les symboles sont connus par le récepteur) et au cas où aucune séquence d'apprentissage n'est présente (c'est-à-dire, les symboles sont inconnus du récepteur). La démarche est identique dans les deux cas à la différence près que dans le contexte autodidacte, un moyennage sur les symboles

de la matrice d'information de Fisher sera nécessaire. Nous avons conduit nos calculs en supposant qu'un seul utilisateur était actif dans le système.

Lorsque les échos sont supposés orthogonaux entre eux, la matrice d'information de Fisher est diagonale et les termes diagonaux sont extrêmement simples à évaluer analytiquement. En revanche, dès que les échos rentrent en collision entre eux, la matrice d'information de Fisher est non-diagonale et la difficulté réside alors dans la détermination des termes non-diagonaux. Le but de ce travail a été de calculer ces termes non-diagonaux. Pour cela, nous avons mis en œuvre des techniques de calculs analogues à celles déployées pour le calcul des différentes variances, à savoir notamment l'utilisation de la notion de codes développés. Une fois ces expressions obtenues (que nous ne reportons pas dans le manuscrit par souci de lisibilité mais qui sont disponible dans [CI35]), nous avons pu effectivement confirmer que la validité de l'hypothèse simplificatrice d'orthogonalité entre les échos était fortement dépendant du modèle statistique du canal considéré. Ainsi pour le modèle CM1 (défini dans [40]) pour lequel les trajets sont peu denses, l'hypothèse simplificatrice est réaliste. En revanche, pour le modèle CM2 (défini également dans [40]), pour lequel les trajets sont légèrement plus denses, une différence notable intervient entre la vraie CRB et la CRB obtenue en négligeant les collisions entre les échos.

En conclusion, l'hypothèse d'orthogonalité entre les échos d'un même signal est à manipuler avec précaution dans les problèmes d'estimation de canal ULB.

Chapitre 9

Allocation de ressources entre plusieurs utilisateurs

9.1 Introduction

Dans de nombreux problèmes de transmission numérique, le canal de propagation sera traversé par plusieurs flux de données appartenant à des utilisateurs différents. Un des enjeux dans la construction d'un système de communication efficace réside dans la manière de gérer l'allocation des ressources (spectrales, temporelles, spatiales et enfin énergétiques) entre les utilisateurs. La technique d'accès multiple très en vogue jusqu'au début des années deux mille fut l'accès multiple à répartition par codes (CDMA). Cette technique allie une certaine flexibilité d'utilisation par les couches supérieures du réseau à une robustesse vis-à-vis de l'asynchronisme temporel des différents utilisateurs. Néanmoins, dans le contexte des canaux radio-mobiles à évanouissement de Rayleigh, mettre en place un récepteur performant nécessitera des traitements complexes. C'est pourquoi, en vue de simplifier le récepteur, il a été imaginé de coupler le CDMA avec la technique de modulation OFDM. Lorsqu'une porteuse est partagée par plusieurs utilisateurs, il est courant de parler de MC-CDMA (Multi Carrier CDMA). Il existe évidemment plusieurs techniques MC-CDMA suivant la manière de distribuer les chips des utilisateurs aux porteuses. En revanche, lorsqu'une même porteuse n'est employée que par un seul utilisateur, on a affaire à une technique dite OFDMA. C'est en fait une extension de la technique d'accès multiple à répartition fréquentielle (FDMA) puisque les porteuses ne sont pas partagées. La différence fondamentale réside dans le fait de ne pas nécessairement attribuer des fréquences adjacentes au même utilisateur. A titre d'exemple, on peut concevoir un schéma d'attribution déterminé par des codes propres à chaque utilisateur, dits, codes de saut fréquentiel (FH).

La problématique d'accès multiple, surtout dans le contexte OFDMA, est un sujet en plein développement. Une des questions centrales est de savoir comment allouer de manière pertinente les différentes ressources, et notamment les porteuses, aux différents utilisateurs. Dans ce genre de problème, il est clair que les algorithmes d'allocation seront complètement différents suivant que le canal de propagation est connu ou non à l'émetteur :

- Lorsque le canal est inconnu à l'émetteur, il faut mettre en place des techniques de transmission gérant convenablement la notion de diversité. Pour cela, il convient de transmettre une même donnée sur des réalisations différentes du canal. Cela conduit, par exemple, aux techniques FH-OFDMA pour laquelle un même symbole est transmis à des fréquences différentes (dont l'espacement est supérieur à la bande cohérence du canal) et à des instants différents (dont l'espacement est supérieur au temps de cohérence du canal) selon un schéma d'étalement pré-établi pour chaque utilisateur. Le schéma d'étalement est en règle générale construit de telle manière à empêcher au maximum les collisions entre les utilisateurs. Une autre technique de diversité consiste à étaler un symbole d'information multiplié par différents chips sur toutes les porteuses. On parle alors de MC-CDMA au sens strict.
- Lorsque le canal est connu à l'émetteur, on connaît donc les bons et les mauvais canaux pour chaque utilisateur. Au lieu de répartir une même donnée sur plusieurs porteuses et sur

plusieurs instants, on a intérêt à ne la transmettre qu'une seule fois mais sur un bon canal (qu'on est capable d'identifier car le canal est connu à l'émetteur). C'est pourquoi il paraît raisonnable dans ce contexte de mettre en place des techniques d'accès de type OFDMA au sens strict. Il faut alors concevoir des techniques d'allocation qui attribuent à chaque utilisateur actif ces bonnes porteuses. Néanmoins il convient de ne pas tomber dans le travers suivant : considérons que la fonction de coût soit le débit cumulé de tous les utilisateurs. Les algorithmes d'allocation basés sur cette fonction de coût auront tendance à privilégier les utilisateurs rencontrant des bons canaux aux utilisateurs rencontrant des mauvais canaux (car plus éloignés de la station de base, par exemple). Ces algorithmes mènent à une allocation non équitable des ressources ce qui n'est pas acceptable. Par conséquent, la difficulté réside dans le choix (et ensuite seulement l'optimisation) d'une fonction de coût conduisant par essence à une solution équitable.

Nous avons apporté une contribution à chaque contexte. Ainsi, à la section 9.2, dans le contexte d'un canal inconnu à l'émetteur, nous nous proposons de déterminer la puissance minimale globale et la proportion de codes (à saut fréquentiel) à attribuer à chaque utilisateur pour que sa requête en débit soit vérifiée lorsque l'émetteur n'a qu'une connaissance statistique du spectre du canal, autrement dit, lorsque l'émetteur ne connaît que les variances de la réponse du filtre pour chaque fréquence et pour chaque utilisateur. À la section 9.3, dans le contexte du canal connu à l'émetteur, nous développons des algorithmes d'attribution équitable des porteuses entre les différents utilisateurs avec une contrainte de masque fréquentiel sur le spectre de chaque utilisateur. Ces algorithmes sont basés sur la notion de capacité équilibrée définie dans [52].

Les résultats présentés ont été obtenus dans le cadre d'un travail conjoint avec Walid HACHEM (Supélec) par le biais d'un encadrement de la doctorante Sophie GAULT et du post-doctorant Antonio CIPRIANO. Ces travaux ont donné lieu à la publication d'une revue internationale [R18], de deux congrès internationaux [CI36, CI37] et à la soumission d'une autre revue internationale [R20].

9.2 Contexte du canal inconnu à l'émetteur

Comme nous l'avons déjà mentionné dans l'introduction de ce chapitre, le CDMA n'étant plus en vogue en raison de la complexité du récepteur, les concepteurs de système radiomobile préconisent l'emploi de techniques à base d'OFDMA à saut fréquentiel [63] ce qui permet de gérer de manière intelligente l'accès multiple, l'égalisation ainsi que la diversité. Avec le FH-OFDMA, un symbole d'information est étalé sur plusieurs réalisations du canal ce qui justifie l'utilisation de la capacité ergodique comme mesure de débit atteignable [63].

Plaçons-nous dans une cellule d'un réseau radiomobile composé de plusieurs utilisateurs actifs. Nous supposons que chaque utilisateur admet le modèle de canal suivant : les éléments de la réponse impulsionnelle du filtre sont indépendants entre eux ce qui correspond à l'hypothèse classique de diffuseurs décorrélés. Ces éléments peuvent cependant suivre un certain profil de variance propre à chaque utilisateur. Dans le domaine fréquentiel, ceci implique qu'aucune fréquence n'est à privilégier. En effet, les variances des éléments de la réponse fréquentielle du filtre sont identiques. En revanche la valeur de cette variance est propre à chaque utilisateur puisque liée au profil de variance de la réponse impulsionnelle du filtre. Ainsi, comme toutes les fréquences d'un utilisateur offre en moyenne la même qualité de transmission, le paramètre essentiel sera le nombre de fréquences utilisées (et donc le nombre ou la proportion de codes à saut fréquence alloué à chaque utilisateur) et non les positions exactes des fréquences utilisées. De plus chaque utilisateur exige un certain débit minimal. Cette dernière contrainte intègre par construction la notion d'équité entre les utilisateurs puisque chacun est sûr d'avoir sa requête satisfaite. Les degrés de liberté du problème sont donc les puissances émises par chaque utilisateur. Dans le but de ne pas perturber fortement les cellules adjacentes, nous souhaitons minimiser la puissance globale de la cellule d'intérêt.

Notre problème d'optimisation est donc le suivant : déterminer la proportion de codes alloués et la puissance attribuée à chaque utilisateur de telle manière que la puissance globale de la cellule d'intérêt soit minimale et sous la contrainte que la capacité ergodique de chaque utilisateur soit supérieure à sa requête de débit (par utilisation de canal). Il est facile de vérifier que nous sommes en présence d'un problème d'optimisation convexe qui peut donc être résolu par le biais de la

méthode des multiplicateurs de Lagrange. Nous obtenons ainsi des formules explicites du nombre de codes à allouer et de la puissance à distribuer à chaque utilisateur en fonction de la variance de la réponse fréquentielle de son canal.

La cellule d'intérêt, bien qu'ayant minimisé sa puissance globale, va continuer à perturber ses cellules adjacentes. En réaction, les cellules adjacentes vont augmenter leur propre puissance afin de maintenir la contrainte de débit de chacun de ses utilisateurs satisfaite. De ce fait, la cellule d'intérêt sera perturbée à son tour par un bruit d'interférence inter-cellulaire plus important et devra se résoudre à augmenter elle aussi sa puissance, et ainsi de suite. Par conséquent, à chaque itération n de ce processus, la cellule d'intérêt émettra une puissance P_n . Cette suite est par construction croissante. La question est alors la suivante : cette suite est-elle bornée (ce qui impliquera qu'elle converge), autrement dit le système est-il stable ?

Pour répondre à cette dernière question simplement, nous considérons un régime asymptotique pour lequel le nombre d'utilisateurs (ainsi que la bande) tend vers l'infini. Nous considérons que les utilisateurs sont répartis dans la cellule selon une certaine distribution. Nous supposons également que les débits admettent une distribution-limite : par exemple, si tous les utilisateurs ont la même exigence de débits, la distribution-limite est égale à une impulsion de Dirac. En revanche, si les utilisateurs ont des requêtes pour des débits allant de zéro à une certaine valeur maximale sans privilégier de valeur particulière de débits, la distribution limite sera une loi uniforme.

Nous obtenons des formules asymptotiques explicites et compactes pour la proportion de codes à allouer et pour la puissance à donner à chaque utilisateur. A partir des formules asymptotiques, nous sommes en mesure de montrer que le système est stable si le débit cumulé requis de tous les utilisateurs (par utilisation de canal et par unité de volume de cellule) est inférieur à un certain seuil. La valeur de ce seuil dépend uniquement des paramètres de dimensionnement du système et notamment de la fonction d'atténuation. Cette fonction d'atténuation relie la variance de la réponse fréquentielle du canal d'un utilisateur à la distance de cet utilisateur par rapport à la station de base. Dans un modèle de propagation en espace libre, cette fonction est inversement proportionnelle au carré de la distance.

En conclusion, si on néglige l'interférence multi-cellulaires ou si on construit un système pour lequel les cellules adjacentes sont orthogonales entre elles via notamment une localisation spectrale différente, alors n'importe quelle requête de débit peut être satisfaite pour peu que l'on augmente suffisamment la puissance consommée. En revanche, si on considère cette fois-ci qu'une interférence multi-cellulaires se produit ce qui implique que les cellules adjacentes occupent la même bande que la cellule d'intérêt, alors il existe un débit cumulé maximal permettant un système stable. La valeur de ce débit cumulé maximal joue ainsi le rôle d'une capacité pour le système multi-cellulaires considéré.

9.3 Contexte du canal connu à l'émetteur

Dans cette section, nous considérons que le canal est connu à l'émetteur. Ce genre de situation a un sens pour des canaux radiomobiles quasi-statiques ou pour des systèmes câblés utilisant soit la paire torsadée (ADSL), soit les câbles électriques. Dans le cadre de canaux radiomobiles, l'hypothèse concernant la stationnarité de la réponse impulsionnelle du filtre est difficile à valider et est donc souvent sujette à caution. En ADSL le système est fondamentalement mono-utilisateur car chaque abonné a sa propre paire de cuivre, ce qui implique que la problématique d'attribution des ressources entre les utilisateurs est caduque. En revanche, pour les communications sur câble électrique, c'est-à-dire, à courant porteur en ligne (CPL), le câble est partagé par tous les utilisateurs ce qui rend le problème d'attribution des ressources entre utilisateurs pertinent. C'est d'ailleurs dans ce dernier contexte que nos simulations ont été effectuées.

En CPL, comme le canal de propagation admet une réponse impulsionnelle longue, il est recommandé d'utiliser une modulation OFDM pour gérer efficacement l'interférence entre symboles. Le problème reste ouvert sur la technique d'accès multiple à accoler à la modulation OFDM. Comme le canal est connu à l'émetteur, étaler une donnée sur plusieurs porteuses afin de la protéger d'éventuels évanouissements n'a aucun intérêt du point de vue de la théorie de l'information et des performances. Par conséquent, une donnée n'aura à être présente que sur une seule porteuse. Cela nous incite à choisir une technique d'accès multiple de type OFDMA. Néanmoins, si une

porteuse est bonne pour plusieurs utilisateurs, il serait peut-être intéressant que ces utilisateurs la partagent. C'est pourquoi, nous préconisons dans un premier temps de mettre en œuvre une technique DS-CDMA pour chaque porteuse. Cette technique d'accès multiple a l'acronyme suivant : MC-DS-CDMA.

Avant de procéder à une optimisation du système, il convient de déterminer les contraintes que nous devons vérifier et les degrés de liberté sur lesquels nous allons pouvoir agir. Dans un système câblé, économiser la puissance n'est pas essentiel. En revanche, pour des questions de compatibilité électro-magnétique, le signal émis doit respecter un masque fréquentiel ce qui signifie que la puissance totale à émettre sur chaque porteuse ne peut dépasser un certain seuil prédéterminé. Par contre nous souhaitons maximiser une certaine fonctionnelle des débits de chaque utilisateur et déterminer le nombre de codes à allouer à chaque porteuse pour chaque utilisateur. Quant au choix de la fonctionnelle, on peut considérer la somme des débits (autrement dit, le débit cumulé). Le problème d'optimisation étant convexe, la solution est facile à obtenir et consiste à donner tous les codes de la porteuse considérée à l'utilisateur qui admet le Rapport Signal-à-Bruit sur cette porteuse le plus élevé. Par conséquent, la technique d'accès multiple se réduit à de l'OFDMA. L'inconvénient majeur de cette approche réside dans une répartition non équitable des ressources. A titre d'exemple, le débit d'un utilisateur pourra être nul si cet utilisateur ne présente sur aucune porteuse un Rapport Signal-à-Bruit supérieur à celui des autres utilisateurs. Pour pallier ce défaut, on peut alors envisager de considérer une somme pondérée des débits. Le facteur de pondération sera d'autant plus fort que l'utilisateur présente de mauvais canaux presque partout. Pour un jeu de pondération, ce problème d'optimisation est convexe et sa solution préconise d'affecter au plus deux utilisateurs par porteuse. D'ailleurs pour de nombreux jeux de pondération (en fait ceux qui présentent une dispersion faible), l'approche OFDMA s'avère optimale. C'est seulement lorsque les utilisateurs ont des conditions de transmission très déséquilibrées, c'est-à-dire, lorsqu'il faut retenir des pondérations très différentes que le MC-DS-CDMA (avec au plus deux utilisateurs sur certaines porteuses) se révèle un peu meilleur que l'OFDMA. C'est pourquoi, dans la suite, nous nous limitons à la technique d'accès OFDMA.

Le verrou restant est de choisir judicieusement les pondérations à appliquer au débit de chaque utilisateur. Le choix va se réaliser de manière implicite grâce à la notion de « capacité équilibrée » introduite par [52]. Le concept de la capacité équilibrée est le suivant : pour un système multi-utilisateurs, la notion de capacité est remplacé par la notion de région de capacité. Tout point sur la frontière de cette région définit un ensemble de débit réalisable par chaque utilisateur. Néanmoins suivant la localisation de ce point sur la frontière, le système est plus ou moins équitable. Le point correspondant au débit cumulé maximal (appelé aussi point de la somme-capacité) est le point qui admet une tangente à $-\pi/4$ radians. On note R_k le rapport entre le débit réalisable par l'utilisateur k et le débit réalisable maximal qu'il aurait eu s'il était le seul utilisateur actif dans le système. Le point de la capacité équilibrée est un autre point de la frontière vérifiant que le rapport R_k est identique pour tous les utilisateurs et maximal. Cela assure que tous les utilisateurs ont la même fraction de leur débit réalisable maximal obtenu dans un contexte mono-utilisateur. Cela permet de servir n'importe quel utilisateur mais aussi de ne pas trop désavantager les utilisateurs rencontrant des canaux favorables.

Nous avons conçu plusieurs politiques d'attribution des porteuses aux différents utilisateurs basées sur la notion de capacité équilibrée :

- le premier algorithme consiste à attribuer les porteuses aux différents utilisateurs de telle manière que le déséquilibre des rapports R_k soit le plus faible possible.
- une autre manière d'assurer l'équité entre les utilisateurs consiste à baser la politique d'attribution des porteuses sur la maximisation du minimum des débits [50]. Malheureusement les algorithmes adoptant cette approche conduisent à une valeur de débit cumulé faible puisque tous les utilisateurs vont s'aligner sur le plus mauvais d'entre eux. Afin de contourner ce défaut, nous proposons, comme second algorithme, de maximiser le minimum des rapports R_k .

Nos deux nouveaux algorithmes d'allocation des ressources ont permis d'améliorer notablement l'équité entre les utilisateurs tout en assurant un débit cumulé proche de l'optimal, c'est-à-dire, proche de celui obtenu par des algorithmes de maximisation de la somme-capacité.

Chapitre 10

Perspectives de recherche

Dans ce chapitre, nous présentons la recherche que nous comptons développer à court et moyen terme. La logique sous-jacente consiste à utiliser notre expertise en traitement statistique du signal, d'une part, pour traiter des problèmes classiques mais encore ouverts de communications numériques (cf. points 1. et 2.) et, d'autre part, pour travailler sur des thématiques émergentes de communications numériques relevant de l'optimisation inter-couches et requérant néanmoins des outils statistiques (cf. point 3.).

Par conséquent les différentes directions de recherche suivantes se dégagent :

1. Estimation de canal et des paramètres de synchronisation

1.a *Séquence d'apprentissage conjointe optimale :*

Afin d'estimer rapidement et précisément la réponse impulsionnelle du canal et du résidu de fréquence porteuse, une séquence d'apprentissage est envoyée périodiquement par l'émetteur au récepteur. Quand la réponse impulsionnelle du canal est le seul paramètre inconnu, la meilleure séquence d'apprentissage (c'est-à-dire, la séquence qui minimise la borne de Cramer-Rao) est la séquence pseudo-aléatoire blanche. Peu de travaux abordent le problème de la conception de la séquence d'apprentissage optimale lorsque les deux paramètres sont à estimer conjointement. Contrairement aux travaux présentés à la sous-section 7.2.4, nous souhaitons concevoir une séquence optimale indépendante de la réalisation du canal. Pour cela, certains chercheurs, avec raison, préconisent de moyenniser la borne de Cramer-Rao associée au résidu de fréquence porteuse sur les statistiques du canal. Mais pour des soucis de simplicité, ces chercheurs ne considèrent que le cas où les composantes du canal sont indépendantes et identiquement distribuées (iid) [37] ou le pire des cas [59]. Dans de telles situations, la meilleure séquence d'apprentissage pour l'estimation du résidu de fréquence porteuse reste la séquence pseudo-aléatoire blanche. Néanmoins, en pratique, l'hypothèse iid est rarement vérifiée dans les contextes MIMO et OFDM. C'est pourquoi, nous nous proposons d'aborder la conception de la séquence d'apprentissage quand un canal corrélé est considéré. Néanmoins ce premier travail ne concerne que les performances de l'estimation du résidu de fréquence porteuse. Or nous souhaitons que la séquence d'apprentissage retenue soit pertinente pour les deux paramètres. Ainsi il convient de concevoir la séquence d'apprentissage pour le problème conjoint d'estimation de la réponse impulsionnelle du canal et du résidu de fréquence porteuse. Comme critère, nous suggérons d'utiliser l'erreur quadratique moyenne (entre les symboles émis et reçus) moyennée sur les statistiques du canal. Ceci nous permettra de trouver une séquence « optimale » qui sera judicieuse pour l'estimation du canal et l'estimation du résidu de fréquence porteuse.

1.b *Probabilité de coupure avec canal incertain au récepteur :*

Nous souhaitons également analyser l'erreur d'estimation des paramètres avec le point de vue de la théorie de l'information. Quelques travaux ont déjà été menés mais seulement en considérant des erreurs d'estimation sur le filtre de canal et seulement en calculant des capacités ergodiques [28]. Il est bien connu que, pour un canal variant lentement dans le temps, la probabilité de coupure est une mesure plus pertinente de performance. C'est pourquoi nous

proposons d'examiner les effets des erreurs d'estimation du canal et du résidu de fréquence porteuse sur la probabilité de coupure.

2. Traitement du signal pour la radio cognitive

Il a été remarqué que, quoique apparemment saturé, le spectre est loin d'être entièrement occupé à un instant donné. Par conséquent, il est possible d'imaginer que certains systèmes choisissent librement leur gamme de fréquence après avoir détecté les zones vides du spectre avec comme contrainte de ne pas déranger les systèmes déjà actifs. Ce principe est appelé « radio cognitive » ou « radio opportuniste ». Ainsi avant qu'un système s'insère dans une zone libre, il doit être en mesure d'analyser finement le spectre et notamment les systèmes fonctionnant à un instant donné. Pour cela, il convient de détecter rapidement les systèmes actifs par le biais de l'analyse de la structure du signal (constellations, nombre de sous-porteuses, etc). Cette problématique conduit à un regain d'intérêt des techniques autodidactes de classification. Dans ce cadre-là, nous nous proposons notamment d'évaluer le nombre de sous-porteuses d'une modulation OFDM par le biais des propriétés de cyclostationnarité du signal reçu.

3. Allocation dynamique de ressources

3.a Précodeur optimal pour un canal de Rice :

Lorsque le canal est connu au récepteur, la capacité au sens de Shannon est non nulle et son optimisation conduit à un précodage s'apparentant à une technique de *waterfilling*. Lorsque le canal est inconnu à l'émetteur et que les mots de code ne rencontrent qu'une réalisation du canal, la capacité au sens de Shannon est nulle et l'outil adéquat provenant de la théorie de l'information est la probabilité de coupure. Pour un canal de Rayleigh, la probabilité de coupure se comporte en $1/\text{RSB}^d$ à fort RSB. La puissance d est appelée gain de diversité et représente la vitesse avec laquelle la probabilité de coupure décroît à fort RSB. Lorsque le RSB croît, on souhaite généralement en profiter pour augmenter le débit du système. Ainsi il paraît raisonnable de sélectionner un débit de l'ordre de $r \log(\text{RSB})$ à fort RSB. Le facteur r est appelé gain de multiplexage¹. Néanmoins, il est maintenant connu qu'un compromis, dénommé compromis gain de diversité-gain de multiplexage (DMT), entre les valeurs de d et de r est nécessaire. Chaque schéma de codage admet un certain compromis calculé non pas à partir de la probabilité de coupure mais directement à partir de la probabilité d'erreur du dit schéma. Un schéma sera dit optimal au sens du compromis si son compromis est identique à celui fourni par la probabilité de coupure. Depuis les travaux de [3], on sait construire des codes optimaux au sens du compromis pour des nombres particuliers d'antennes d'émission et de réception. Lorsque l'émetteur a une connaissance partielle du canal, il convient de combiner l'approche d'optimisation (c'est-à-dire, canal connu) et l'approche de codage spatio-temporel (c'est-à-dire, canal inconnu). Ainsi il serait intéressant de déterminer la meilleure matrice de précodage valable pour un canal de Rice. Le canal de Rice correspond justement au cas où l'émetteur connaît une partie, dite déterministe, de la réponse impulsionnelle du canal. Dans ce cadre, des travaux ont été conduits avec succès pour l'optimisation de la capacité ergodique. Néanmoins l'outil de la probabilité de coupure est plus adaptée à la réalité des systèmes. C'est pourquoi, nous orientons nos recherches sur l'étude de l'optimisation de la probabilité de coupure dans un contexte de canal comportant une composante déterministe. Tout type de canal peut alors être considéré : multi-antennaires (canal de Rice), à relais, etc. De plus, comme dans le cas du canal de Rayleigh où le critère du DMT est communément admis et permet de gérer simultanément les performances (via d) et le débit (via r), nous aimerions définir un critère analogue permettant d'englober ces deux aspects fondamentaux des communications numériques. Il faut rappeler que le critère DMT est défini à partir d'un régime asymptotique sur le RSB. Ce régime asymptotique n'est pas très intéressant pour le canal de Rice car les performances y sont guidées par la même diversité que le canal de Rayleigh associé à celui de Rice et donc la spécificité du canal de Rice y disparaît. En revanche, le gain de codage, c'est-à-dire le facteur devant le terme en $1/\text{RSB}^d$, est peut-être un bon point de départ pour peu qu'on sache le déterminer analytiquement et ensuite l'optimiser.

¹ Avertissement : $r = 0$ ne signifie pas que le débit est nul mais juste que le débit est invariant avec le RSB.

Une autre approche consisterait certainement à travailler avec un RSB faible ou moyen. La difficulté réside alors dans la complexité des développements algébriques.

3.b *Dimensionnement de la voie de retour :*

Le canal de Rice ne modélise pas tous les canaux avec information partielle à l'émetteur, notamment, lorsque l'information provient d'une voie de retour. On peut se poser d'ailleurs la question de savoir ce qu'il faut renvoyer à l'émetteur lorsque la voie de retour est à faible débit et nécessite donc un fort taux de quantification. Ainsi, il serait intéressant, via des outils de la théorie de l'information, de dimensionner la voie de retour nécessaire pour améliorer le système tout en ayant des contraintes de débit, de puissance et de simplicité fortes sur cette voie. De plus cette voie de retour ne sera capable que de transmettre des informations altérées d'un canal estimé. Quel est l'impact de cette mauvaise estimation du canal sur l'information partielle à transmettre à l'émetteur. Ce dernier point est connecté au point 1.b dans lequel on examinait seulement le défaut de l'information de canal sur le récepteur.

3.c *Gestion des ressources dans un système multi-cellulaires et/ou multi-utilisateurs :*

Un des verrous actuels dans les nouveaux systèmes de communication coopératif se situe dans la gestion des ressources, notamment de puissance entre plusieurs flux de données et plusieurs nœuds de passage. Nous aimerions nous concentrer dans un premier temps sur des systèmes centralisés multi-cellulaires avec facteur de ré-utilisation des fréquences de un et avec collaboration entre les stations de base et en ne perdant pas de vue une contrainte d'équité entre les différents utilisateurs. Dans un deuxième, nous aimerions nous focaliser sur des problématiques de routage et d'allocation équitable des ressources dans des canaux à relais. La mise en œuvre des résultats envisagés devrait être immédiate dans des projets de recherche de type ANR Télécom « RISC » et pôle de compétitivité « Systematic » (cf. chapitre 4).

Bibliographie

- [1] R.J. MC AULAY et E.M. HOFSTETTER, « Barankin bounds on parameter estimation », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 17, n° 6, p. 669–676, Novembre 1971.
- [2] E. BARANKIN, « Locally best unbiased estimates », *Annals of Mathematical Statistics*, vol. 20, p. 447–501, 1949.
- [3] J.-C. BELFIORE, G. REKAYA et E. VITERBO, « The Golden Code : A 2 x 2 Full-Rate Space-Time Code with Non-Vanishing Determinants », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 51, n° 4, Avril 2005.
- [4] K.L. BELL, Y. STEINBERG, Y. EPHRAIM et H.L. VAN TREES, « Extended Ziv-Zakai lower bound for vector parameter estimation », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 43, n° 2, p. 624–637, Mars 1997.
- [5] O. BESSON et P. STOICA, « Frequency estimation and detection for sinusoidal signal with arbitrary envelope : a non-linear least-square approach », *IEEE International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, p. 2209–2212, Seattle, (Washington, Etats-Unis), Mai 1998.
- [6] O. BESSON et P. STOICA, « Nonlinear least-squares approach to frequency estimation and detection for sinusoidal signals with arbitrary envelope », *Digital Signal Processing*, vol. 9, n° 1, p. 45–56, Janvier 1999.
- [7] H. BÖLCSKEI, « Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 49, n° 6, p. 988–998, Juin 2001.
- [8] K. V. CARTWRIGHT, « Blind phase recovery in general QAM communication systems using alternative higher order statistics », *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 6, p. 327–329, Décembre 1999.
- [9] D. CHAZAN, M. ZAKAI et J. ZIV, « Improved lower bounds on Signal Processing estimation », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 21, p. 90–93, Janvier 1975.
- [10] B. CHEN, « Maximum Likelihood estimation of OFDM carrier frequency offset », *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 9, n° 4, p. 123–126, Avril 2002.
- [11] A. CHEVREUIL, *Cyclostationnarité induite et égalisation aveugle au second ordre*, Thèse, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 1997.
- [12] A.V. DANDAWATÉ et G.B. GIANNAKIS, « Asymptotic theory of mixed time averages and k th-order cyclic moment and cumulants statistics », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 41, p. 216–232, Janvier 1995.
- [13] A.N. D'ANDREA, U. MENGALI et R. REGGIANNINI, « The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 42, n° 2/3/4, p. 1391–1399, 1994.
- [14] G. DURISI et G. ROMANO, « On the validity of Gaussian approximation to characterize the multiuser capacity of UWB TH-PPM », *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, p. 157–162, Septembre 2002.
- [15] G. J. FOSCHINI, « Equalizing without altering or detecting the data », *Bell Labs Tech. Journal*, vol. 64, p. 1885–1911, Octobre 1985.
- [16] H. FU et K. ABED-MERAIM, « Joint channel and frequency offset estimation in CDMA systems », *IEEE Personel, Indoor, and Mobile Radio Communications Conference (PIMRC)*, p. 1126–1130, Londres (Royaume-Uni), Septembre 2000.

- [17] T. FUSCO et M. TANDA, « ML frequency offset and carrier phase estimation in OFDM systems with noncircular transmissions », *EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Vienne (Autriche), Septembre 2004.
- [18] H. GE et K. WANG, « Efficient method for carrier offset correction in OFDM system », *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, p. 2467–2470, Phoenix (Arizona, Etats-Unis), 1999.
- [19] M. GHOGHO, A.K. NANDI et A. SWAMI, « Cramer-Rao bounds and maximum likelihood estimation for random amplitude phase-modulated signals », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 47, n° 11, p. 2905–2916, Novembre 1999.
- [20] M. GHOGHO, A. SWAMI et T. DURRANI, « On blind carrier recovery in time-selective fading channels », *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, p. 243–247, 1999.
- [21] M. GHOGHO, A. SWAMI et A.K. NANDI, « Non-linear least squares estimation for harmonics in multiplicative and additive noise », *Signal Processing*, p. 43–60, Octobre 1999.
- [22] M. GHOGHO, A. SWAMI et T. DURRANI, « Blind estimation of frequency offset in the presence of unknown multipath », *International Conference on Personal Wireless Communications*, p. 104–108, 2000.
- [23] M. GHOGHO, A. SWAMI et T. DURRANI, « Frequency estimation in the presence of Doppler spread : performance analysis », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 49, n° 4, p. 777–789, Avril 2001.
- [24] M. GHOGHO, A. SWAMI et G. B. GIANNAKIS, « Optimized null-subcarrier selection for CFO estimation in OFDM over frequency-selective fading channels », *IEEE Global Conference on Communications (GLOBECOM)*, San Antonio (Texas, Etats-Unis), 2001.
- [25] F. GINI et G. B. GIANNAKIS, « Frequency offset and symbol timing recovery in flat-fading channels : a cyclostationary approach », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 46, p. 400–411, Mars 1998.
- [26] U. GRENDER et G. SZEGÖ, *Toeplitz forms and their applications*, Univ. California (Berkeley) Press, 1958.
- [27] E.J. HANNAN, « The estimation of frequency », *Journal of Applied Probability*, vol. 10, p. 510–519, 1973.
- [28] B. HASSIBI et B.M. HOCHWALD, « How much training is needed in a multiple-antenna wireless link? », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 49, n° 4, p. 951–964, Avril 2003.
- [29] R. HEATON, S. DUNCAN et B. HODSON, « A fine frequency and fine sample clock estimation technique for OFDM systems », *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, p. 678–682, 2001.
- [30] L. KNOCKAERT, « The Barankin bound and threshold behavior in frequency estimation », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 45, p. 2398–2401, Septembre 1997.
- [31] K. LI et H. LIU, « Joint channel and carrier offset estimation in CDMA communications », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 47, n° 7, p. 1811–1821, Juillet 1999.
- [32] H. LIU et U. TURELI, « A high efficiency carrier estimator for OFDM communications », *IEEE Communications Letters*, vol. 2, n° 4, p. 104–106, Avril 1998.
- [33] V. LOTTICI, A.N. D'ANDREA et U. MENGALI, « Channel estimation for Ultra-Wideband communications », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, n° 9, p. 1638–1645, Décembre 2002.
- [34] C. LE MARTRET et G.B. GIANNAKIS, « All-digital impulse radio for wireless cellular systems », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, n° 9, p. 1440–1450, Septembre 2002.
- [35] L. MAZET et PH. LOUBATON, « Cyclocorrelation based Symbol Rate estimation », *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 1999.
- [36] U. MENGALI et M. MORELLI, « Data-aided frequency estimation for burst digital transmission », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 45, p. 23–25, Janvier 1997.
- [37] H. MINN, X. FU et V. K. BHARGAVA, « Optimal Periodic Training Signal for Frequency Offset Estimation in Frequency-Selective Fading Channels », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 54, n° 6, p. 1081–1096, Juin 2006.

- [38] M. MOENECLAËY et G. DE JONGHE, « ML-oriented NDA carrier synchronization for general rotationally symmetric signal constellations », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 42, p. 2531–2533, Août 1994.
- [39] M. MOENECLAËY, « On the true and the modified Cramer-Rao Bounds for the estimation of a scalar parameter in the presence of nuisance parameters », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 46, n° 11, p. 1536–1544, Novembre 1998.
- [40] A. F. MOLISH, J. R. FOERSTER et M. PENDERGRASS, « Channel models for ultrawideband personal area networks », *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, n° 6, Décembre 2003.
- [41] M. MORELLI, A.N. D'ANDREA et U. MENGALI, *Broadband Wireless Communications*, Chapitre "Feedforward estimation techniques for carrier recovery in 16-QAM modulation", Springer-Verlag, 1998.
- [42] M. MORELLI et U. MENGALI, « Carrier frequency estimation for transmissions over selective channels », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 48, n° 9, p. 1580–1589, Septembre 2000.
- [43] E. MOULINES, P. DUHAMEL, J.F. CARDOSO et S. MAYRARGUE, « Subspace methods for blind equalization of multipath FIR channels », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, p. 516–526, Février 1995.
- [44] N. NOELS, H. STEENDAM et M. MOENECLAËY, « The true Cramer-Rao Bound for carrier and symbol synchronization », *EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, p. 890–893, 2002.
- [45] N. NOELS, C. HERZET, A. DEJONGHE, V. LOTTICI, H. STEENDAM, M. MOENECLAËY, M. LUISE et L. VANDENDORPE, « Turbosynchronization : an EM algorithm interpretation », *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2003.
- [46] M. OERDER et H. MEYR, « Digital filter and square timing recovery », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 36, p. 605–612, Mai 1988.
- [47] J. R. PIERCE et A. L. HOPPER, « Nonsynchronous time division with holding and with random sampling », *Proc. of the IRE*, vol. 40, p. 1079–1088, Septembre 1952.
- [48] T. POLLET, M. VAN BLADEL et M. MOENECLAËY, « BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, p. 191–193, Février 1995.
- [49] I. REUVEN et H. MESSER, « A Barankin-type lower bound on the estimation error of hybrid parameter vector », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 43, n° 3, p. 1084–1093, Mai 1997.
- [50] W. RHEE et J.M. CIOFFI, « Increase in Capacity of Multiuser OFDM System Using Dynamic Subchannel Allocation », *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, p. 1085–1089, Septembre 2000.
- [51] D. RIFE et R. BOORSTYN, « Single-tone parameter estimation from discrete-time observations », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 20, n° 5, p. 591–598, Septembre 1974.
- [52] T. SARTENAER et L. VANDENDORPE, « Balanced capacity of wireline multiaccess channels », *EURASIP European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Vienne (Autriche), Septembre 2004.
- [53] A. SCAGLIONE, G.B. GIANNAKIS et S. BARBAROSSA, « Redundant Filterbanks and Equalizers - Part 1 : Unification and Optimal Designs - Part 2 : Blind Channel estimation, synchronization and direct estimation », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 47, n° 7, p. 1988–2022, Juillet 1999.
- [54] T.M. SCHMIDL et D.C. COX, « Robust frequency and timing synchronization for OFDM », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 45, n° 12, p. 1613–1621, Décembre 1997.
- [55] R. A. SCHOLTZ, « Multiple access with time-hopping impulse radio », *IEEE Military Communication Conference (MILCOM)*, p. 447–450, Octobre 1993.
- [56] K. E. SCOTT et E. B. OLASZ, « Simultaneous clock phase and frequency offset estimation », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, p. 2263–2270, Juillet 1995.
- [57] E. SERPEDIN, A. CHEVREUIL, G.B. GIANNAKIS et PH. LOUBATON, « Blind joint estimation of carrier frequency offset and channel using non-redundant periodic modulation precoders », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 48, n° 8, p. 2389–2405, Août 2000.

- [58] H. STEENDAM et M. MOENECLAEY, « Low-SNR limit of the Cramer-Rao Bound for estimating the carrier phase and frequency of a PAM, PSK, or QAM waveform », *IEEE Communications Letters*, vol. 5, n° 5, p. 218–220, Mai 2001.
- [59] P. STOICA et O. BESSON, « Training Sequence Design for Frequency Offset and Frequency-Selective Channel Estimation », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 51, n° 11, p. 1910–1917, Novembre 2003.
- [60] A. SWAMI, « Cramer-Rao bounds for deterministic signals in additive and multiplicative noise », *Signal Processing*, vol. 53, p. 231–244, Août 1996.
- [61] L. SHOU-YIN et C. JONG-WHA, « A study of joint tracking algorithms of carrier frequency offset and sampling clock offset for OFDM-based WLANs », *IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, p. 109–113, 2002.
- [62] H. L. VAN TREES, *Detection, Estimation, and Modulation*, John Wiley and Sons, 1968.
- [63] D. TSE et P. VISWANATH, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [64] U. TURELI, H. LIU et M.D. ZOLTOWSKI, « OFDM blind carrier offset estimation : ESPRIT », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 48, n° 9, p. 1459–1461, Septembre 2000.
- [65] G. VAZQUEZ et G.B. GIANNAKIS, *Signal Processing Advances for Wireless Mobile Communications*, Chapitre 9 (Non-Data-Aided Digital Synchronization), Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 2000.
- [66] A.J. VITERBI et A.M. VITERBI, « Non-linear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmissions », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 29, p. 543–551, Juillet 1983.
- [67] P. WHITTLE, « The simultaneous estimation of time series harmonic components and covariance structure », *Trabajos Estadística*, vol. 3, p. 43–57, 1952.
- [68] P. WITHINGTON et L. FULLERTON, « An impulse radio communications system », *International Conference on Ultra-Wide Band - Short-Pulse Electromagnetics*, p. 113–120, Octobre 1992.
- [69] B. YANG, K. LETAIEF, R. CHENG et Z. CAO, « An improved combined symbol and sampling synchronization method for OFDM systems », *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, p. 1153–1157, 1999.
- [70] B. YANG, Z. MA et Z. CAO, « ML-oriented DA sampling clock synchronization for OFDM systems », *International Conference on Communication Technology (WCC/ICCT)*, p. 781–784, 2000.
- [71] Y. YAO et G. B. GIANNAKIS, « Blind Carrier Frequency Offset Estimation in SISO, MIMO and Multiuser OFDM Systems », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 53, n° 1, p. 173–183, Janvier 2005.
- [72] G. ZHOU et G.B. GIANNAKIS, « Harmonics in Multiplicative and Additive Noise : performance analysis of cyclic estimators », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, n° 6, p. 1445–1460, Juin 1995.
- [73] J. ZIV et M. ZAKAI, « Some lower bounds on Signal Processing estimation », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 15, n° 3, p. 386–391, Mai 1969.