



HAL
open science

Identification de paramètres système et mécanismes Cross-Layer pour les réseaux

Sébastien Houcke

► **To cite this version:**

Sébastien Houcke. Identification de paramètres système et mécanismes Cross-Layer pour les réseaux. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2011. tel-02464212

HAL Id: tel-02464212

<https://hal.science/tel-02464212>

Submitted on 3 Feb 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Identification de paramètres système et mécanismes Cross-Layer pour les réseaux.



Mémoire présenté pour obtenir

l' Habilitation à Diriger des Recherches

par

Sébastien Houcke

Jury:
Stephane Azou
Gilles Burel
Inbar Fijalkow - rapporteur
Marco Luise - rapporteur
Jacques Palicot - rapporteur
Ramesh Pyndiah

7 Décembre 2011

Table des matières

I	Parcours Professionnel	7
1	Curriculum Vitae	9
1.1	Etat civil	9
1.2	Diplômes	9
1.3	Activités professionnelles	10
2	Activités d’enseignement	13
2.1	Introduction	13
2.2	Enseignements réalisés avant mon arrivée à Télécom Bretagne	13
2.3	Activités d’enseignement au sein de Télécom Bretagne	14
2.3.1	Formation d’ingénieurs généralistes	15
2.3.2	Formation d’ingénieurs en partenariat	19
2.3.3	Formation Master of Science	20
2.3.4	Formation à l’étranger	20
2.3.5	Formation continue	21
3	Activités de recherche	23
3.1	Thèmes de recherche	23
3.2	Contrats	24
3.3	Encadrement de thèses, CDD	28
3.4	Collaborations	30
4	Liste de publications	33
4.1	Articles de revue	33
4.2	Congrès internationaux	34
4.3	Congrès nationaux	35
II	Travaux de recherche	37
5	Identification aveugle de paramètres de système de transmission	39
5.1	Identification des paramètres du code	40
5.1.1	Détection aveugle d’un entrelaceur	40
5.1.2	Sans erreur de transmission	40
5.1.3	Avec erreurs de transmission	41
5.1.4	Détermination du seuil optimal	43
5.1.5	Propriétés du seuil optimal β^*	44
5.1.6	Choix du paramètre β	45

5.1.7	Validation du modèle et performances de notre nouvel algorithme.	46
5.2	Synchronisation aveugle	47
5.2.1	Contexte de l'étude	49
5.2.2	Méthode de synchronisation trame	49
5.2.3	Résultats de simulation	56
5.3	Identification aveugle du système présent (WiFi, WiMax, etc...)	58
5.3.1	Introduction	58
5.3.2	Modèle	59
5.3.3	Génération des signatures pilotes cyclostationnaires	59
5.3.4	Identification des signatures pilotes cyclostationnaires	60
5.3.5	Simulations	62
5.3.6	Conclusions	63
5.4	Estimation du rapport signal à bruit pour les systèmes OFDM	64
5.4.1	Introduction	64
5.4.2	Modèle du signal OFDM	65
5.4.3	Estimation de la variance du bruit	65
5.4.4	Estimation de la puissance du signal.	66
5.4.5	Simulations	67
5.4.6	Conclusion	69
6	Réseaux et approche Cross-Layer	71
6.1	Réseau acoustique sous-marin	71
6.1.1	Le protocole CSMA/CA et la commande WAIT	72
6.1.2	Réseau Acoustique et accès multiple à répartition par code	73
6.2	Technique d'accès Multiple pour les réseaux Ad-Hoc	76
6.2.1	Identical Interleaver IDMA (II-IDMA)	77
6.2.2	Modèle du système	77
6.2.3	Détection "Chip-By-Chip" pour l'II-IDMA	78
6.2.4	Synchronisation trame aveugle	79
6.2.5	Simulations	80
6.3	Conclusion	82
6.4	Découverte des points d'accès WiFi	83
6.4.1	Problématique	83
6.4.2	La plateforme d'expérimentation RAMMUS	84
6.4.3	Découverte des AP's Wifi : Approche Cross-Layer	84
6.4.4	Amélioration du scan physique	88
6.4.5	Principe de la méthode.	88
6.4.6	Expérimentations	89
6.4.7	Conclusion	90
7	Perspectives de recherche	93
7.1	Sensing pour la radio cognitive.	93
7.2	Découverte des points d'accès Wifi.	94
7.3	Réseaux acoustiques sous-marins.	94
7.4	Séparation de signaux AIS	95

Table des figures

5.1	La matrice $H(n_a, d)$	41
5.2	La matrice $L(n_a, d)$	42
5.3	Exemples des valeurs prises par ϕ pour $n_a = kS$	43
5.4	Définition de P_{md}	43
5.5	$P_{md}(m_B, P, \beta)$ en fonction de β avec $m_B = 50$, et P calculé avec $p_i = 6$	44
5.6	Le seuil optimal β^* en fonction de p_i	45
5.7	P_{md} en fonction de P_e lorsque $\beta = \beta^*$	45
5.8	Estimation of P	46
5.9	Gain de performance avec notre procédure	46
5.10	Principe de la méthode de synchronisation aveugle	50
5.11	$Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ en fonction de u_k pour différentes valeurs de BER	54
5.12	Probabilité que 2 éléments d'un syndrome soient indépendants.	55
5.13	Performance de notre méthode de synchronisation aveugle appliquée à des codes LDPC.	56
5.14	Taux erreur trame (FER) de codes convolutifs de rendement $R = 1/2$ et de taille $n_c = 512$ bits.	57
5.15	Comparaison entre la méthode de Massey et la notre.	57
5.16	Effet des erreurs de synchronisation sur la fonction de coût J_{PIC} (Contexte de simulation de la section 5.3.5, SNR=0dB, $M = 24$, $f_d = 0$, $P_{fa} = 0.02$).	62
5.17	Courbes ROC en fonction de la taille de la fenêtre d'observation (SNR=-5dB).	63
5.18	Effet de l'étalement doppler sur les performances de détection ($M = 24$, $P_{fa} = 0.02$).	64
5.19	NMSE de l'estimateur de la variance du bruit.	68
5.20	NMSE de l'estimateur de la puissance du signal.	68
5.21	Comparaison entre notre méthode et la méthode de Cui [1], M=24.	69
6.1	Principe de réservation du canal : CSMA/CA	72
6.2	Schéma de principe de l'émission CDMA - 2 capteurs en émission.	74
6.3	Schéma de principe du récepteur "Turbo RAKE".	75
6.4	Performance du récepteur "Turbo RAKE".	76
6.5	Performances de l>IDMA - Cas synchrone - Canal AWGN et canal de Rayleigh.	81
6.6	Performances de l>IDMA asynchrone, Entrelaceurs identiques - Canal AWGN et canal de Rayleigh.	81
6.7	Performances de II-IDMA asynchrone - Canal AWGN et Rayleigh - synchronisation aveugle lors de la première itération.	82
6.8	Performances de II-IDMA asynchrone - Canal AWGN et Rayleigh - synchronisation aveugle à chaque itération.	82
6.9	Fonction de répartition du FRD pour différentes charges du réseau.	85

6.10	Fonction de résultat pour différents scénarii.	87
6.11	Les différents canaux Wifi.	88
6.12	Probabilité de détection de points d'accès Wifi.	90
6.13	Probabilité de fausse alarme sur les canaux adjacents pour les scénarii 1 et 3.	90
6.14	Probabilité de détection en fonction de la charge dans le réseau - Scénario 1 - Durée du scan : 20ms	91

Liste des tableaux

2.1	Récapitulatif des enseignements réalisés à l'université de Marne la Vallée. . .	14
2.2	Récapitulatif des enseignements réalisés à l'ISITV.	14
2.3	Récapitulatif des enseignements annuels réalisés à Télécom Bretagne.	21
5.1	Modèle du canal SUI-4	67
6.1	Evaluation des performances de la commande WAIT sur un réseau acoustique sous-marin.	73
6.2	Délai de réponse de l'AP versus la charge dans le réseau	85

Première partie

Parcours Professionnel

Chapitre 1

Curriculum Vitae

1.1 Etat civil

Houcke Sébastien
Né à Amiens le 17 janvier 1974,
Nationalité française,
Marié, 1 enfant.

Maître de Conférences
Institut TELECOM
Télécom Bretagne
Département Signal et Communications
LABoratoire en Sciences et Technologies de l'Information, de la Communication et de la
Connaissance (LABSTICC)
Technopôle Brest Iroise
CS 83818
29238 Brest Cedex3.

Analyse du facteur d'impact d'auteur (Author impact analysis : source Harzing's Publish or Perish - Septembre 2011)

- Nombre de publications : 63
- H-index : 8
- Nombre de citations : 178

Téléphone : +33 (0)2 29 00 15 36
Fax : +33 (0)2 29 00 10 12
Courriel : sebastien.houcke@telecom-bretagne.eu
Site internet : <http://perso.telecom-bretagne.eu/sebastienhoucke/>

1.2 Diplômes

- **2002** : Doctorat de l'université de Marne la Vallée, spécialité : Traitement du signal.

Titre : *Séparation autodidacte d'un mélange de sources émettant à des débits inconnus et éventuellement différents*. Sous la direction de Philippe Loubaton. Financement de la DGA.

Composition de la commission d'examen :

C. Jutten	UJF-INPG	Président
E. Moreau	ISITV	Rapporteur
P. Comon	I3S-CNRS	Rapporteur
C. Le Martret	THALES	Examineur
G. Tantot	DGA	Examineur
P. Loubaton	UMLV	Directeur de thèse
A. Chevreuil	UMLV	Co-directeur.

- **1999** : Diplôme d'études approfondies (DEA) en Traitement des Images et du Signal (DEA TIS) à l'université de Cergy Pontoise. Mention Bien.
Stage de DEA effectué au laboratoire des systèmes de communication sous la direction du Professeur P. Loubaton.
Sujet : Etude de différentes techniques d'identification du canal en aveugle dans le cadre d'une liaison descendante.

- **1996** : Diplôme d'ingénieur de l'Université de Technologie de Compiègne (UTC), Génie Biologique, Spécialisation Génie Biomédical.
Stage de fin d'études de 6 mois au service "Information Systems" de la société PAREXEL International, Boston (USA). Domaine d'activité : Société de service pharmacologique : test des nouveaux médicaments.
Sujets : Recherche et conception d'un logiciel d'aide à l'analyse et de documentation des données des études pharmacologiques (CANDA : Computer Assisted New Drug Application). Installation et modification d'un système interactif téléphonique (IVRS : Interactiv Voice Responce System) pour l'appariement des médicaments et des sujets.

- **1993** : D.E.U.T.E.C, Diplôme délivré par l'UTC équivalent au DEUG.

- **1991** : Baccalauréat Scientifique et Technique (Série E), Mention TB, Lycée Pierre Mendés France à Péronne (80)

1.3 Activités professionnelles

- **2002-présent** :
Maître de conférences à Télécom Bretagne - Département Signal et Communications.

- **2002** :

Demi ATER (3 mois) à l'Institut des Sciences de l'Ingénieur de Toulon et du Var (Université de Toulon).

— **1996-1998 :**

Chercheur - Coopérant du service National (CSN) à la Frei Universität Berlin (FU) en collaboration avec l'université de Technologie de Troyes (UTT). Société PAREXEL International, Berlin (Allemagne).

Sujet : Recherche et conception d'un système intégré de gestion de l'information pour le déroulement d'études pharmacologiques de phase I.

Chapitre 2

Activités d'enseignement

2.1 Introduction

A la section 2.2, je commence par une rapide description de mon expérience d'enseignement antérieure à mon arrivée à Télécom Bretagne. Je décris ensuite en détails dans la section 2.3 mon activité relative à la formation des étudiants de Télécom Bretagne ainsi que mes interventions dans d'autres formations proposées par Télécom Bretagne.

2.2 Enseignements réalisés avant mon arrivée à Télécom Bretagne

Avant mon embauche à Télécom Bretagne, j'ai réalisé des enseignements au sein de deux établissements :

1. Université de Marne la Vallée.
2. Institut des Sciences de l'Ingénieur de Toulon et du Var (ISITV) de l'université de Toulon.

J'ai eu l'opportunité d'acquérir cette expérience premièrement pendant ma thèse où j'ai pu enseigner des matières proches de mon domaine de recherche et dans des formations différentes. Ceci m'a permis de côtoyer différentes populations d'étudiants et ainsi acquérir rapidement une expérience variée. Le tableau 2.2 récapitule l'ensemble des enseignements réalisés au sein de l'université de Marne la Vallée (180 heures équivalent TD).

A l'issue de ma thèse, j'ai réalisé 3 mois à mi-temps en tant qu'Attaché Temporaire à l'Enseignement et à la Recherche (ATER) à l'Institut des Sciences de l'Ingénieur de Toulon et du Var. J'ai dû démissionner de ce poste pour intégrer Télécom Bretagne. Pendant ces 3 mois, j'ai pu réaliser 85 heures équivalent TD (cf. table 2.2 pour le détail des enseignements réalisés). Je suis intervenu à tous les niveaux dont l'option Télécom de 3^{ème} année. La charge d'enseignement de ce demi-ATER était concentrée sur le premier trimestre de l'année afin de me permettre de partir 6 mois en séjour de recherche aux Bell Labs à Swindon (UK). Projet que j'ai dû abandonner suite à mon recrutement à Télécom Bretagne.

Matière	Niveau	Nb d'heures (eq. TD)	Nb approximatif d'étudiants
Traitement numérique et statistique du signal	Maîtrise EEA	75	25
Mathématique et Traitement du signal	1 ^{ière} année d'Ing.	22	1 (Soutien pour mal voyant)
Mathématique pour l'ingénieur	1 ^{ière} année d'Ing.	21	15
Statistiques	Licence EEA	30	25
Traitement d'image	Maîtrise EEA	32	25

TABLE 2.1 – Récapitulatif des enseignements réalisés à l'université de Marne la Vallée.

Matière	Niveau	Nb d'heures (eq. TD)	Nb approximatif d'étudiants
Traitement du signal déterministe	1 ^{ière} année d'Ing.	46	34
Visual C++	2 ^{ième} année d'Ing.	24	20
Communications numériques et égalisation	3 ^{ième} année d'Ing.	15	24

TABLE 2.2 – Récapitulatif des enseignements réalisés à l'ISITV.

2.3 Activités d'enseignement au sein de Télécom Bretagne

J'enseigne à Télécom Bretagne depuis bientôt dix années. Ma charge d'enseignement a progressivement augmenté lors de mes trois premières années pour atteindre environ 200 heures équivalent TD. Depuis mon activité d'enseignement est constante d'une année sur l'autre. Dans cette section, je présente les cours que j'ai réalisés ou que je vais réaliser au cours de l'année 2011/2012 ainsi que quelques autres participations antérieures significatives.

Le cursus standard d'un élève ingénieur de Télécom Bretagne est composé de 3 parties :

1. le premier semestre qui concerne l'ensemble de la promotion et dont le but est de permettre à tous les étudiants d'acquérir les bases nécessaires à la poursuite de leur cursus dans les 6 domaines de l'école à savoir Mathématiques et Traitement du Signal (MTS), Electronique et Physique (ELP), Informatique (INF) et Réseau (RES), Economie et Sciences Humaines (ESH) et Projets et Pratiques Scientifiques (PEPS).
2. les semestres 2, 3 et 4 pendant lesquels les 5 premiers domaines peuvent être étudiés comme majeure (conception de systèmes et acquisition d'un savoir-faire) ou comme mineure (concepts de base indispensables). Pendant un semestre, un étudiant doit suivre une majeure et une mineure suivant leur intérêt pour la matière. De plus il a comme obligation d'avoir étudié tous les domaines à l'issue du semestre 4. En parallèle, il réalise un projet du domaine PEPS et suit l'enseignement de deux langues vivantes. Le domaine TPP est lui constitué de 4 projets obligatoires (un par semestre) et d'un module d'ateliers qui représente l'équivalent horaire d'une mineure. Les projets sont : l'Introduction aux Grands Systèmes enseigné au semestre 1 qui a pour but d'initier les étudiants au travail de groupe, de développer les compétences

en communication orale et de faire découvrir l'ensemble des problématiques d'un système de télécommunications, le projet de Développement au semestre 2 qui est un projet technique pouvant concerner indifféremment des développements matériels ou logiciels, le projet Entreprendre au semestre 3 qui est un projet créatif qui se positionne dans la phase amont d'un projet innovant dont il couvre les étapes de formulation et de faisabilité, enfin le projet d'Ingénieur au semestre 4 qui permet de confronter l'élève aux réalités d'un projet industriel.

3. la dernière partie du cursus correspond à la troisième année. C'est celle de la transition avec la vie professionnelle. Elle comprend deux phases, l'une de formation académique et l'autre de stage en entreprise. Les enseignements sont organisés en 4 grandes filières, sur les campus de Brest, de Rennes et Toulouse :
 - Ingénierie et intégration de systèmes
 - Systèmes logiciels et réseaux
 - Ingénierie des services et des affaires
 - Systèmes de traitement de l'information

Les élèves composent un parcours adapté à leur projet personnel. Le parcours comprend obligatoirement 8 unités de valeur dont 5 d'enseignements de filière (3 au moins doivent être rattachées explicitement à la filière choisie), 2 unités de valeur de projet et l'unité de valeur « métiers » destinée à permettre à chacun de travailler à son projet professionnel personnel. La souplesse de l'organisation permet de répondre à plusieurs logiques de projet personnel, souhait d'approfondir ses connaissances en ingénierie, de s'orienter vers la recherche et/ou la préparation d'un doctorat, de se spécialiser sur un champ technique, de se préparer à un métier précis ou au contraire de cultiver un côté généraliste. Le choix des UVs est soumis à certaines contraintes pour ceux qui désirent préparer simultanément un diplôme complémentaire (DNM recherche ou professionnel) ou se préparer à une poursuite d'études vers le diplôme de l'ESC Grenoble. Le stage en entreprise dure au minimum 6 mois.

Pour la formation initiale, j'interviens principalement dans le domaine MTS, le domaine TPP et ponctuellement dans le domaine RES. Enfin je propose aussi quelques cours avancés en 3^{ème} année (Filière 2 et 4). Ces interventions sont détaillées dans la sous section 2.3.1.

Le service d'enseignements de Télécom Bretagne n'inclut pas uniquement des enseignements pour la formation d'ingénieur généraliste mais aussi des enseignements pour une formation d'ingénieur en partenariat (FIP) (cf sous section 2.3.2) pour des "Master of Science" (cf sous section 2.3.3) pour des programmes de coopération à l'étranger (cf sous section 2.3.4) et pour des formations continues (cf sous section 2.3.5).

Les modules d'enseignements sont présentés sous le format suivant : le volume horaire annuel en équivalent TD est affiché en gras sur la même ligne que le titre. A la ligne suivent les objectifs du cours, mes éventuelles responsabilités et le programme des cours dispensés.

2.3.1 Formation d'ingénieurs généralistes

MTS-103 : Probabilité 9h

Ce module enseigné au premier semestre (S1) privilégie un apprentissage progressif des notions élémentaires (espace probabilisé, variables et vecteurs aléatoires, lois discrètes et absolument continues, fonction de répartition et densité, moments, conditionnement,

indépendance, ...) et des techniques de calcul que l'ingénieur doit maîtriser. Les connaissances dispensées permettent à l'ingénieur de traiter la grande majorité des problèmes probabilistes qu'il rencontrera dans sa carrière et, si besoin est, d'aborder la lecture d'ouvrages de haut niveau dont les références seront fournies et commentées dans ce module. Les objectifs sont :

- Connaître les résultats élémentaires du calcul des probabilités
- Etre capable d'appliquer ces résultats élémentaires à des expériences aléatoires usuelles
- Etre capable de discuter les résultats des calculs et des simulations dérivés des modèles et des expériences aléatoires usuelles.

Le volume horaire total de cet enseignement est de 24 heures. J'assure uniquement les séances de "petites classes" : séance d'exercices pratiques en petit groupe, 7 séances d'une heure et demi sont programmées.

MTS-411 : Communications Numériques 12h

Ce module de 21 heures fait partie de la majeure MTS et est enseigné 2 fois par an (une fois par semestre) La transmission de l'information (parole, son, image,...) est à l'heure actuelle mise en oeuvre en utilisant des techniques numériques. Ces techniques, robustes vis à vis des perturbations introduites tant par le milieu de transmission que par les dispositifs de réception, permettent une gestion efficace des plans de fréquences. Ce bloc a pour objet de présenter et d'étudier les différentes fonctions de traitement de l'information d'une chaîne de transmission numérique. On examinera plus particulièrement les fonctions de modulation, de filtrage et de démodulation. On donnera notamment la structure du récepteur optimal sur canal gaussien et on évaluera ses performances en terme de probabilité d'erreur. A l'issue de ce bloc, les étudiants devront avoir acquis les notions de base permettant d'analyser le fonctionnement d'une chaîne de transmission d'une information numérique. Ils devront également être capables d'évaluer les performances d'un récepteur en termes de probabilité d'erreur.

J'assure dans ce module l'encadrement de séances de travaux personnels encadrés (TPE) où les étudiants doivent résoudre en 3 heures par groupe de 3 à 5 étudiants un problème illustrant l'un des points clef du cours. Leur travail est ramassé et noté à l'issue des 3 heures et constitue une note de contrôle continu. J'encadre en moyenne 2 à 3 TPEs par semestre en fonction de mes disponibilités.

MTS 203 : Communications numériques et radiomobiles 6h

Ce module de 21 heures est le pendant du module précédent mais est enseigné en mineure. L'accent est donc mis sur une compréhension "système" de la chaîne de transmission. Après avoir assuré pendant plusieurs années la responsabilité de ce module, j'interviens dorénavant ponctuellement dans l'encadrement de deux séances de travaux pratiques. Les étudiants ont à analyser et expliquer l'action de différents paramètres tels que l'instant d'échantillonnage, le niveau de bruit, l'excès de bande des filtres de mise en forme, le défaut de synchronisation de phase du démodulateur cohérent sur les performances d'un système de communications qui leur est fourni.

RES 421 : Files d'attentes pour les réseaux 19h

Ce module de 21 heures fait partie de la majeure Réseau. Il est enseigné deux fois par an. J'assure l'encadrement des 2 travaux pratiques (réalisés sous matlab) et des 5 séances de petites classes (résolution d'exercices). Ce module traite de la théorie des files d'attente qui donne une réponse mathématique au problème du dimensionnement des réseaux de télécommunications. En partant des bases en probabilités et processus aléatoires (loi exponentielle, processus de Poisson, chaînes de Markov...) nécessaires à la formalisation

et la résolution des problèmes de files d'attente et d'accès concurrent à une ressource, les modèles classiques de files d'attentes markoviennes (M/M/1, M/M/1/K, M/M/C/C, M/M/C/infini,...) et certaines files non markoviennes (M/G/1, G/M/1) seront étudiées.

TPP ATE : Ateliers 6h

Les ateliers sont des activités de laboratoire, d'une durée totale de 84h. Principalement axés sur la mesure et le test, ils sont complémentaires des projets. N'étant pas liés chronologiquement aux enseignements théoriques, ils privilégient une pédagogie inductive. Chaque élève choisit 7 thèmes parmi ceux qui sont proposés. J'assure l'encadrement de l'atelier 205 : "Chaîne de Communications Numériques" qui se déroule en trois séances de trois heures. Les objectifs sont de présenter une chaîne complète de transmission numérique et d'analyser son fonctionnement ainsi que de caractériser un signal numérique (encombrement spectral, débit) et maîtriser les mesures telles que :

- puissance d'un signal
- densité spectrale de puissance d'un signal, d'un bruit
- occupation spectrale.

L'analyse de la qualité d'un récepteur numérique est réalisée à partir de l'observation du diagramme de l'oeil, de la constellation et de la mesure du taux d'erreurs binaires.

TPP ENT : Projet Entreprendre 30h

Le projet Entreprendre est le projet qui est réalisé au troisième semestre. Il se positionne dans la phase amont du déroulement d'un projet innovant. Il couvre les étapes de formulation (présentation du concept), de faisabilité (analyse technique et économique) et une partie du développement (pré-validation commerciale de l'offre). Il s'adresse à l'ensemble de la promotion pour un volume horaire pour les étudiants de 108 heures. Le projet ENT repose sur un apprentissage par pédagogie active. Les étudiants sont répartis par groupe de 6 à 8 élèves. J'ai assuré la co-responsabilité de ce module ainsi que le tutorat de 6 groupes jusqu'en 2011. Le projet se déroule en 3 phases. La première phase dite de créativité permet de développer l'imagination des étudiants sur une problématique de la société (santé, développement durable, transport) en relation avec les techniques de l'information et la communication. A l'issue de cette phase chaque groupe dispose de 5 minutes pour proposer une idée de produit ou de service en relation avec le thème général. Ce projet privilégie l'apprentissage des techniques d'argumentation. Lors de la phase 2 dite de "faisabilité" les étudiants doivent s'assurer de la viabilité technique et économique de leur idée. En phase 3, dite de développement/validation, les étudiants doivent évaluer le projet proposé, c'est-à-dire le confronter par rapport à une réalité de « terrain ». A l'issue de cette phase un plan d'affaire est rendu et suivi d'une soutenance orale devant un jury qui joue le rôle d'investisseurs potentiels. Pour l'année 2011/2012, je ne suis plus responsable de ce projet. En effet je prends la co-responsabilité du projet du premier semestre rebaptisé "Projet Découverte".

TPP IGS : Projet Découverte 30h

Pour l'année 2011/2012, je suis co-responsable du projet du premier semestre. Au printemps 2011, j'étais en charge de la refonte de ce projet. Les objectifs initiaux sont inchangés à savoir :

- Travailler en groupe.
- Communiquer à l'oral.
- Connaître les grands domaines enseignés à l'école et leurs interactions dans les grands systèmes.

Il a été décidé de modifier la structure de ce projet pour les raisons suivantes

- Ne pas devoir concevoir un nouveau projet tous les ans (ce qui était le cas dans la

- version précédente).
- Difficulté de trouver des tuteurs pour encadrer les 14 semaines du projet.
- Conserver la motivation des étudiants sur 14 semaines.
- Mieux former les étudiants au travail de groupe.

Description du squelette de la nouvelle version : la nouvelle mouture est décomposée en 3 phases. La première est constituée de quatre séances. A chaque séance les étudiants se voient confier une mission à réaliser pendant la séance. Le principe est de mettre les étudiants dans des situations où il est obligatoire qu'ils s'organisent pour réaliser la mission demandée. Chaque séance est suivie d'un débriefing où le tuteur pointe les dysfonctionnements et les bonnes pratiques du groupe. Cette répétition de petites missions contraintes dans le temps permet aux étudiants d'acquérir rapidement les bons automatismes et illustre l'intérêt de travailler en groupe. A l'issue d'une séance, le groupe doit rédiger un porte folio de groupe en notant l'intérêt de la mission réalisée sur l'apprentissage du travail de groupe ainsi que l'expérience acquise sur le travail de groupe, les points qui ont bien fonctionné et pourquoi et enfin les axes d'amélioration. La phase 1 se termine par une séance en amphithéâtre avec toute la promotion qui présente les objectifs du projet en se basant sur les expériences vécues pendant la phase 1.

La phase 2 est constituée de 3 missions indépendantes de 2 semaines chacune reliées à un domaine de l'école et qui traitent d'un aspect particulier d'un grand système. Ces missions sont encadrées par des tuteurs du domaine concerné qui guident et questionnent les étudiants pour approfondir et motiver leur apprentissage. Dans la mesure du possible, les missions proposées feront appel à des notions théoriques vues pendant les enseignements classiques du semestre. Les résultats de ces missions font l'objet de restitutions orales formatives. Les notations sont uniquement à vocation de formation et non d'évaluation. Des aléas sont prévus pendant ces missions pour donner l'occasion aux groupes de vérifier sa bonne organisation. Par exemple, un changement d'énoncé ou une modification des membres d'un groupe (on applique une permutation circulaire de 2 ou 3 étudiants de l'ensemble des groupes). Le porte folio est ramassé en fin de phase 2 puis est noté.

La phase 3 est dédiée à l'évaluation du projet. Les étudiants sont répartis dans des nouveaux groupes et de façon aléatoire. Une mission de 3 semaines leur est confiée. Pendant les séances dédiées au projet, les enseignants du comité de pilotage évaluent l'organisation du groupe. Des aléas sont prévus en séance deux afin de mieux cerner et tester la cohésion du groupe, le partage de connaissance et son organisation. Une restitution orale des résultats de la mission est évaluée en fin de troisième séance.

Cette nouvelle mouture du projet de premier semestre a été lancée lors de la rentrée 2011/2012. Elle concerne l'ensemble de la promotion : à savoir 18 groupes de 7 à 8 étudiants.

F4B301 : Communications sans fil 6h

Ce module de 21 heures est proposé en troisième année de la filière 4. Il vise à permettre aux étudiants de comprendre le fonctionnement de ces systèmes, leurs avantages et inconvénients et les évolutions à venir. Depuis les années 80, de nombreux systèmes de communications sans-fil ont été étudiés et expérimentés dans le monde. On distingue deux grandes familles. La première est basée sur les satellites (géostationnaires ou à défilement) et la deuxième sur le concept cellulaire terrestre. Après un premier succès dans les années 80 avec les systèmes à satellites géostationnaires (Inmarsat,...) c'est la solution cellulaire terrestre qui s'est imposée au début des années 90 avec le GSM (Global System for Mobile communications) qui est une norme de communications radio-mobile européenne. Par la suite, d'autres systèmes complémentaires et/ou concurrents ont été développés tels que le

WiFi et le WiMax. Dans ce module, je donne 4.5 heures de cours où je présente la couche physique et Mac (Accès au canal) des standards WiFi, WiMax et Zigbee.

F2R405c : Transmission et multiplexage sur les réseaux radios 5h

Ce module de 21 heures est proposé en troisième année de la filière 2 et est enseigné sur le campus de Rennes. L'objectif de ce cours est de présenter les principes fondamentaux des techniques de transmissions et de multiplexage des réseaux sans fil et des réseaux cellulaires, de comprendre en quoi ils sont adaptés aux spécificités de ces réseaux et de connaître leurs limitations. Dans ce module, je donne 5 heures de cours où je présente la modulation OFDM qui est largement utilisée dans les standards sans fil actuels ainsi que les grands principes de multiplexage (OFDMA) et d'adaptation d'ordre de modulation et de codage. Ces éléments permettent aux étudiants d'avoir les éléments clés pour comprendre la gestion des ressources : comment gérer des qualités de service différentes et sur quels paramètres jouer pour réaliser l'allocation de ressource. Mon deuxième cours porte sur les techniques MIMO : les différentes sortes de diversité et les façons de les utiliser. Nous avons voulu par ces deux cours donner aux étudiants qui suivent la filière 2 (Réseaux) une formation complémentaire sur la couche Physique qui a un rôle primordial dans les réseaux sans fil.

F4BP01 : Projet de Recherche 15h

Ce projet proposé en troisième année et d'une durée de 90 h, appelé « projet de recherche », offre aux élèves la possibilité d'appréhender individuellement un problème relativement ouvert, s'apparentant à un domaine de recherche abordé à l'école. Les sujets sont proposés en relation avec les domaines du traitement de signal, de l'image et des communications numériques. Ils sont proposés par des enseignants de l'école qui en assurent le suivi et participent à l'évaluation. L'attribution des sujets se fait de manière cohérente avec le parcours de formation suivi par l'étudiant. En règle générale, je propose tous les ans un projet de recherche.

2.3.2 Formation d'ingénieurs en partenariat

Télécom Bretagne propose une formation d'ingénieurs, spécialisés en informatique, réseaux et télécommunications, en partenariat avec l'ITII Bretagne (Institut des techniques d'ingénieur de l'industrie de Bretagne). Cette formation se déroule sur trois ans, en alternance équilibrée entre l'école et l'entreprise. Le rythme d'alternance est différent suivant les années : la première année, trois périodes courtes en entreprise sont prévues. En deuxième année, les périodes en entreprise sont plus longues mais moins nombreuses (i.e. plus que deux). Enfin la troisième année est constituée d'un semestre à l'école, suivi du projet de fin d'études de 30 semaines. Dans cette formation j'interviens en deuxième année.

FIP-MTS204 : Communications numériques 26h

Ce module de 26 heures enseigné en deuxième année présente une chaîne de communications numériques. Les étudiants sont amenés à découvrir les principes de base de la transmission : filtrage adapté, modulations linéaires, critère de Nyquist, introduction à l'égalisation.

Je suis responsable de ce module, j'assure l'ensemble des cours, travaux dirigés et travaux pratiques. La promotion est divisée en deux groupes pour les travaux dirigés et pratiques, le deuxième groupe est généralement encadré par un de mes doctorants.

PRO 301 FIP3A : Projet de développement 15h

Pendant 63 heures, les binômes d'élèves réalisent des projets de développement tech-

nique. Ce module permet aux élèves de mettre en pratique les éléments de cours vus pendant le cursus de la formation. J'encadre un projet FIP par an. Actuellement, je leur propose des développements d'algorithmes sur la plateforme d'expérimentation RAMMUS (Radio Mobile Multi-Standards). En effet, nous avons acquis des cartes Radio logicielles (USRP2) qui permettent facilement d'émettre et de recevoir des formes d'ondes variées permettant ainsi la mise en application de concepts vus en cours ou d'algorithmes développés par nos équipes.

2.3.3 Formation Master of Science

Les programmes de « Master of Science (MSc) » de Télécom Bretagne sont des formations spécialisées de 2 années. Cinq MSc sont proposés par Télécom Bretagne répartis en deux catégories les Masters Recherche :

- Telecoms and Electronic Engineering
- Computer Science and Mathematics

et les Masters Professionnels :

- Design and Engineering of Convergent Networks
- Biomedical Information Engineering
- Information Engineering for Intelligent Transportation Systems

Ces diplômes sont accrédités (Diplôme National de Master) et reconnus au niveau international et par le Système Européen de l'Enseignement Supérieur (Processus de Bologne).

Les cours scientifiques du premier semestre sont dispensés en anglais. Dans le même temps, les étudiants apprennent le français afin d'être capables d'étudier dans cette langue à partir du semestre suivant. Cet objectif est atteint grâce à la qualité de nos enseignements de français langue étrangère (FLE) qui ont lieu plusieurs fois par semaine. De plus, il est possible d'assister à un cours intensif de français durant les 3 dernières semaines du mois d'août avec de nombreux étudiants étrangers qui participent aux différents programmes internationaux de Télécom Bretagne.

MSC-MTS1 : Introduction to Probability.....21h

Je suis responsable du module d'introduction aux probabilités. Cet enseignement est dispensé en anglais. Les concepts de base sont abordés : dénombrement, variable aléatoire discrète, espérance mathématique, conditionnement, indépendance, variables aléatoires continues, fonctions caractéristiques etc... Le module est découpé en 5 séances de 3 heures, elles-mêmes découpées en une heure et demi de cours théorique et une heure et demi d'exercices d'illustration. Le module se termine par 3 travaux pratiques de 3 heures à réaliser sous Matlab.

2.3.4 Formation à l'étranger

Je participe à deux formations à l'étranger. Depuis 2006, j'ai rejoint J.M. Boucher comme représentant de Télécom Bretagne pour le programme PFIEV (Programme de Formation d'Ingénieurs d'Excellence du Vietnam). Depuis 2008, je suis responsable du module de Communication du Master "Advanced Telecommunications Engineering Master" dispensé à Damas (Syrie). Il fait parti des trois masters délocalisés et proposés par Télécom Bretagne. Il est réservé aux étudiants syriens, et est accrédité au même titre que nos formations nationales. Ces formations délocalisées sont conduites en partenariat avec des établissements étrangers d'enseignement supérieur qui assurent la logistique des formations. Télécom Bretagne est responsable des programmes pédagogiques et assure une partie des enseignements. Dans les deux cas les interventions se font en anglais.

Matière	Niveau	Nb d'heures (eq. TD)	Nb approximatif d'étudiants
Probabilité	1 ^{ère} année d'Ing.	≈ 30	20
	Msc of science		25
Com. num. et égalisation	2 ^{ème} année d'Ing.	≈ 80	25
	Master		15
Réseaux (files d'attente)	2 ^{ème} année d'Ing.	≈ 20	25
Projet DEC	1 ^{ère} année d'Ing.	≈ 30	18 groupes de 8
Autres projets	2 et 3 ^{ème} année d'Ing.	≈ 30	groupe de 2 à 4

TABLE 2.3 – Récapitulatif des enseignements annuels réalisés à Télécom Bretagne.

Programme de Formation d'Ingénieurs d'Excellence du Vietnam 12h

Je m'occupe de ce programme conjointement avec J.M. Boucher depuis 2006. J'interviens au niveau de l'attribution des diplômes : en effet pour que leur formation soit reconnue par la Commission des Titres d'Ingénieur, les étudiants doivent soutenir le projet de fin d'étude en Français ou en Anglais et un enseignant de Télécom Bretagne doit participer à cette soutenance.

Nous apportons aussi notre expérience et notre aide à l'équipe pédagogique vietnamienne sur la définition des programmes et leur évolution.

Nous profitons de notre séjour sur place pour auditionner les étudiants vietnamiens candidats à des bourses "322" données par le gouvernement vietnamien et qui permettent aux étudiants de venir passer la deuxième et troisième année de leur cursus dans notre établissement et obtenir ainsi le double diplôme.

Enfin, je donne aussi un séminaire sur les communications numériques de 12 heures aux étudiants de 2^{ème} année.

Advanced Telecommunications Engineering Mastere - Digital Com. 21h

Je suis responsable du module "Digital communication" enseigné en anglais à Damas dans le cadre d'un Mastere délocalisé. Ce module de 45 heures couvre les principes de base des communications numériques (filtrage adapté, modulations linéaires, Nyquist), les techniques avancées (égalisation, OFDM), la théorie de l'information et du codage. Deux enseignants de Télécom Bretagne interviennent pour encadrer ce module : R. Pyndiah s'occupe de la théorie de l'information et du codage (12 heures) et j'assure les cours du reste du module (21 heures). Des intervenants syriens s'occupent d'encadrer des séances de travaux pratiques : simulation de chaîne de transmission QPSK sous matlab, principe de l'égalisation et codage/décodage correcteur d'erreur (12 heures).

Les promotions comportent entre 15 et 20 étudiants de très bon niveau et désirant poursuivre leurs études en France. Dans la mesure du possible, je propose tous les ans un stage de Mastere de 6 mois dans notre laboratoire à ces étudiants.

2.3.5 Formation continue

Mon activité en formation continue n'est pas régulière. Depuis mes débuts à Télécom Bretagne, je suis intervenu six fois dans des formations continues. Deux fois sur des techniques MIMO, deux fois sur une formation portant sur l'égalisation et les deux dernières années pour une formation en domotique. Dans ce cadre, je présente les différents standards sans fil existants déployables dans la maison ou permettant de connecter la maison à internet.

Chapitre 3

Activités de recherche

Dans cette partie, je résume mes activités de recherche initiées depuis la fin de ma thèse que j'ai soutenue fin 2002. Dans un premier temps, je présente mes différentes thématiques en fournissant les mots clefs associés, puis je liste les différents contrats réalisés ou en cours de réalisation reliés à ces thématiques.

3.1 Thèmes de recherche

Mes thématiques de recherche peuvent être scindées en deux groupes. Le premier concerne l'identification aveugle de paramètres des systèmes de communication. Il est très proche de la couche physique et met en oeuvre des techniques avancées en traitement du signal. Ma deuxième thématique concerne le domaine des réseaux sans fil et réseau Ad-hoc et plus particulièrement les approches "Cross Layer" mettant en jeu la couche physique. La particularité des transmissions sans fil nécessite une prise en compte des contraintes de la couche physique dans toutes les couches du réseau. Ceci est particulièrement vrai pour les réseaux acoustiques, qui en plus d'un canal variant dans le temps, disposent de faibles bandes passantes.

Identification de paramètres de système de transmission

1. Identification des paramètres du code : Nous avons proposé ici différentes techniques permettant l'identification du rendement, de la taille du mot de code ou de son entrelaceur, du motif d'entrelacement...
2. Synchronisation aveugle : Différents algorithmes de synchronisation aveugle (sans séquence d'apprentissage) exploitant la redondance du code correcteur d'erreur ont été proposés. Des algorithmes de synchronisation trame fonctionnant soit sur des données décidées soit sur les rapports de vraisemblance des données ainsi que des algorithmes de synchronisation de phase et d'offset de fréquence ont été développés.
3. Identification du système actif (WiFi, WiMax, etc...). Dans le cadre d'une application de radio cognitive ou plus précisément de radio opportuniste, nous avons proposé des algorithmes d'identification dédiés qui permettent de vérifier si le signal à analyser appartient à tel ou tel autre système.
4. Estimation de la qualité du lien pour les systèmes OFDM : toujours dans le cadre de la radio opportuniste où il est nécessaire d'être en mesure de déclencher un handover vertical (on entend par handover vertical non pas le changement de cellule mais le changement de réseau, par exemple passer d'un réseau GSM à un réseau WiFi),

nous avons développé des algorithmes permettant de prédire la qualité de service (QoS) d'un système avant de s'y connecter.

Réseau et approches Cross Layer

1. Réseau acoustique sous-marin : Des approches cross layer entre la couche physique et la couche MAC (accès au médium) ont été menées afin d'optimiser la bande passante disponible et aussi de prendre en compte le temps de propagation relativement long dû à la vitesse de propagation des ondes sonores dans l'eau.
2. Technique d'accès Multiple pour les réseaux Ad-hoc : une technique d'accès multiple particulièrement bien adaptée aux réseaux Ad-hoc a été développée. En effet, elle ne nécessite aucune attribution d'un code, d'un slot ou d'une bande de fréquence à chaque utilisateur. La séparation est rendue possible grâce à la désynchronisation des différents utilisateurs.
3. Caractérisation de la charge pour les systèmes WiFi : nous avons développé une approche cross-layer permettant d'optimiser le temps de découverte des canaux Wifi. Le scan proposé ne se base plus uniquement sur l'envoi de requêtes aux points d'accès potentiels mais effectue une écoute passive des différents canaux.

Ce découpage thématique est arbitraire et il en ressort certains liens entre les différents éléments de cette classification : par exemple dans l'approche cross-layer sur la découverte des points d'accès Wifi, nous utilisons certaines approches sur l'estimation du taux de charge développées dans la thématique "Estimation de la qualité du lien". Autre exemple : la technique d'accès multiple basée sur la désynchronisation des utilisateurs utilise les concepts développés pour la synchronisation de trame en aveugle.

3.2 Contrats

Dans cette section, je liste les différents contrats passés et courants. J'ai adopté un ordre chronologique, le rattachement du contrat à l'une de mes thématiques de recherche étant aisé.

CPER : Contrat Plan Etat Région - Etude sur l'acoustique sous-marine

- Titre : Télécontrôle des Plateformes Pétrolières
- Date : 2002-2005
- Implication : Responsable Télécom Bretagne - partie Traitement du Signal.
- Budget : 110 kEuros.
- Partenaires : IFREMER
- Description : Dans le cadre de ce projet, nous avons travaillé sur les réseaux acoustiques sous-marins. Après avoir montré les limitations des approches réseaux classiques de partage de canal (CSMA-CA¹) dues à la faible vitesse de propagation de l'onde acoustique, nous avons proposé une approche cross-layer permettant de réduire les délais moyens de propagation des trames dans un réseau acoustique. Une thèse a été réalisée en collaboration avec le département RSM² de Télécom Bretagne (co-encadrée avec Loutfi Nuaymi).

Contrat Industriel : REMODI

- Titre : Réseau de Modems acoustiques Discrets
- Date : 2006

1. protocole Wifi : *collision avoidance*
 2. Réseaux Sécurité Multimédia

- Implication : Participant
- Partenaires : SERCEL
- Description : Proposition d'un système de transmission acoustique à bas débit mais présentant des propriétés furtives : puissance d'émission sous le niveau de bruit. L'émetteur implémenté utilise l'étalement de spectre pour rester le plus discret possible. Nous avons aussi proposé des codes correcteurs d'erreurs adaptés à une intégration dans leur modem en mettant en avant le compromis performance/coût de calcul.

GET Incitatif : TAMARA

- Titre : Technique d'Accès Multiple Adapté aux Réseaux Ad-hoc
- Date : 2007
- Implication : Porteur du projet
- Budget : 30 kEuros
- Partenaires : EURECOM
- Description : Dans ce projet, nous avons proposé une technique d'accès multiple basée sur l'IDMA permettant à plusieurs utilisateurs d'émettre dans la même bande de fréquence, en même temps, avec le même code et le même entrelaceur. Il suffit que les utilisateurs soient asynchrones et ils ont alors virtuellement des entrelaceurs différents. Les performances obtenues avec ce type d'approches sont très proches de celles obtenues avec des entrelaceurs différents pour chaque utilisateur.

GET Incitatif : OPERRA

- Titre : OPTimisation Et Routage dans les Réseaux Ad-hoc
- Date : 2008
- Implication : Responsable Télécom-Bretagne
- Budget : 12 kEuros
- Partenaires : Télécom Sud Paris (porteur du projet), Université du Québec Outaouais
- Description : Elaboration de stratégies de routage multicritères prenant en compte notamment les critères et contraintes provenant de la couche physique. Le but est d'améliorer la qualité de service offerte par un réseau Ad-hoc aux différentes applications qui l'utilisent. Lorsque plusieurs critères sont pris en compte, ils sont généralement agrégés en un seul. Ceci ne permet pas au réseau d'adapter son comportement en fonction des applications qu'il utilise. Une solution de routage choisie au sein d'un échantillon de solutions proches du front de Pareto par un processus de décision prenant en compte les besoins des applications a été développée.

ANR Télécom : DEMAIN

- Titre : raDio Evolutive, Mobile, Adaptative et INtelligente
- Date : Janvier 2007-Décembre 2009
- Implication : Responsable Télécom Bretagne
- Budget : 70 kEuros
- Partenaires : Télécom Paris-Tech, Télécom Sud Paris, UMLV, CEA, France Télécom, AMESYS
- Description : L'objectif de ce projet est de proposer de nouvelles techniques de traitement de signal permettant l'identification rapide et robuste d'un système détecté lors d'une écoute passive du spectre.

Pôle mer : EX-TREME

- Titre : EXchange TeRrE MEr
- Date : 2007-2009

- Implication : Responsable Télécom Bretagne
- Budget : 410 kEuros
- Partenaires : Alcatel-Lucent, Thomson Grass Valley, Ifremer, Aker Yard, C2 Innovativ'Systems, Morgan'Conseil, 3 département de Télécom-Bretagne (RSM : N. Montavont, ELEC : Y Le Roux et SC : S Houcke).
- Description : Le but du projet est de fournir une plateforme de service haut débit pour le monde maritime en ciblant les navires en zone côtière et particulièrement en approche des zones portuaires. La finalité du projet d'eX-TREME est de proposer une solution commerciale globale (équipements, intégration, services à valeur ajoutée,...) pour des opérateurs de service (locaux, régionaux, nationaux voire mondiaux).

Carnot TESA

- Titre : TEchniques de Synchronisation Aveugle
- Date : 2006-2009
- Budget : 115 kEuros (financement d'une thèse).
- Implication : Responsable Télécom Bretagne
- Collaborations : M. Ghogho - Leeds university - UK.
- Description : Une thèse a pu être financée sur les fonds CARNOT. Nous avons proposé de nouveaux algorithmes de synchronisation aveugle basés sur l'exploitation des propriétés de parité introduite par l'utilisation d'un code correcteur d'erreur. Ce type d'approche permet de se synchroniser sur le début de la trame (trouver la position des mots de code dans une séquence binaire), mais aussi de synchroniser la phase et le résidu de porteuse.

Carnot COG-6

- Titre : COGnitif SYStème.
- Date : 2008-2011
- Budget : 115 kEuros (financement d'une thèse).
- Implication : Co-responsable
- Collaborations : S. Gazor Queen's university - Canada.
- Description : Une thèse a pu être financée sur les fonds CARNOT. Cette thèse poursuit les travaux initiés sur le projet DEMAIN. Nous avons proposé des algorithmes d'identification de systèmes OFDM. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés principalement à l'estimation de la qualité de service que l'on peut espérer obtenir si l'on se connecte à l'un des systèmes identifiés. Nous sommes donc toujours dans le cadre applicatif de terminaux opportunistes qui seraient capables de se connecter à plusieurs technologies en fonction de l'offre disponible à un endroit donné et à un instant donné.

Plateforme RAMMUS

- Titre : RAdio Mobile Multi-Standards
- Date : 2008-maintenant
- Implication : Co-responsable
- Budget : 180 kEuros
- Partenaires : Département RSM (Télécom Bretagne), PRACOM, LABSTICC, Fondation Télécom.
- Description : Développement conjoint avec le département Réseau (RSM) de Télécom Bretagne d'une plateforme d'expérimentation. L'objectif de cette plateforme est de réussir à expérimenter rapidement des algorithmes s'intégrant dans les trois premières couches du modèle OSI à savoir couche Physique, Liaison (MAC) et

Réseau sans pour autant développer du matériel spécifiquement dédié. Le développement récent de cartes radio logicielles permet dorénavant d'évaluer un nouvel algorithme par expérimentation presque aussi facilement que par simulation. En effet, il est de plus en plus aisé d'interfacer une carte radio logicielle directement sous des outils habituellement maîtrisés par la communauté du traitement de signal (i.e. Matlab, simulink, C,...). Cette plateforme nous permet d'acquérir ces nouveaux outils et ainsi de ne pas rater l'évolution que permettent ces nouveaux moyens matériels.

Industriel : AIS

- Titre : Etude bibliographique sur la réception des signaux AIS³ par satellites.
- Date : 2010
- Implication : Responsable Télécom Bretagne
- Budget : 40 kEuros
- Partenaires : ASTRIUM
- Description : Les signaux AIS sont émis par chaque bateau et permettent d'envoyer des informations telles que la position, la vitesse, le cap, l'identifiant du navire etc... Ces signaux sont gérés au niveau cellulaire ce qui pose problème pour obtenir une cartographie générale des bateaux en présence. Une solution est de développer une flotte de satellites en orbite basse capables de détecter les signaux AIS. La surface d'écoute du satellite est alors beaucoup plus grande que la taille d'une cellule AIS et le satellite doit alors réussir à gérer les collisions pour augmenter la probabilité de détection des bateaux. ASTRIUM nous a demandé une expertise bibliographique sur les techniques de séparation de sources envisageables dans ce contexte. Ce travail préparatoire a permis de formuler une réponse à un appel d'offre de l'ESA (European Space Agency).

Industriel : SAT AIS

- Titre : Technique de séparation de sources pour les signaux AIS.
- Date : 2011/2012
- Implication : Responsable Télécom Bretagne
- Budget : 120 kEuros
- Partenaires : ASTRIUM
- Description : Suite au premier contrat avec ASTRIUM, nous avons répondu à un appel d'offre de l'ESA et avons été classés premier.

Industriel : NXP-CEA

- Titre : Architecture de détection et identification de standards pour la radio cognitive.
- Date : 2011/2014
- Implication : Encadrement de thèse Cifre
- Budget : 30 kEuros (frais d'encadrement de thèse)
- Partenaires : NXP-CEA
- Description : De nombreuses études se sont focalisées ces dernières années sur la définition d'algorithmes pour la détection de signaux. Parmi ces méthodes, on peut citer les tests de rapport de vraisemblances (LRT, Likelihood Ratio test), les détecteurs d'énergie, les techniques à base de filtres adaptés, les méthodes de détection de cyclostationnarité, les transformées en ondelettes, etc... La majorité de ces algorithmes est associée à des conditions et des formes d'ondes particulières. Le premier objectif de la thèse sera de réaliser une étude des algorithmes proposés dans

la littérature. Cela permettra d'identifier le ou les algorithmes qui permettent de répondre d'une manière « globale » à la problématique de détection et d'identification multi-standards. Le deuxième axe de cette thèse concerne plus particulièrement l'aspect réalisation des systèmes de radio cognitive. L'objectif est d'étudier des architectures numériques flexibles et unifiées pour permettre la réalisation de ces algorithmes.

Pôle Mer : COMET-1

- Titre : Cible Océanique en MEute Tactique.
- Date : 2011/2014
- Implication : participant.
- Budget : 206 kEuros
- Partenaires : NEOTEK, ZTI, Richardson electronics, ENSTA Bretagne.
- Description : Le projet vise à développer un robot sous-marin autonome miniaturisé (1,5m de long, 100mm de diamètre, pour 32 kg), à bas coût, facilement déployable par une seule personne pour des applications telles que : l'entraînement à la lutte anti sous-marine, la surveillance des fonds marins, les mesures environnementales et émergentes. Ce nouvel appareil tend à démocratiser l'emploi de ce type d'engin dont l'intérêt aujourd'hui n'est plus à démontrer. L'aspect innovant du projet vient de la capacité du robot à travailler en essaim. On utilise pour cela de manière naturelle le canal acoustique comme moyen de communication. Cette nouvelle technologie apporte de meilleures capacités d'explorations dans les domaines de la bathymétrie, de la classification des fonds marins, etc ... et également de plus grandes probabilités de réussites grâce à la coopération des drones.

3.3 Encadrement de thèses, CDD

J'ai pu encadrer plusieurs thèses, en voici la liste :

1. Hayat Doukkali

Titre : Réseau de données en acoustique sous-marine

Soutenue le 29 mars 2007

Jury Driss Aboutajdine, Professeur à l'Université Mohamed V à Rabat Maroc.

Philippe Godlewski, Professeur à Télécom Paris Tech.

Wallid Hachem, Directeur de recherche au CNRS.

Emmanuel Boutillon, Professeur à l'université de Bretagne Sud.

Jérôme Blandin, Ingénieur Ifremer.

Samir Saoudi, Professeur à Télécom Bretagne.

Sébastien Houcke, Maître de conférences à Télécom Bretagne.

Taux d'encadrement : 50%.

2. Ons Ben Rhouma (Maître de conférences à SUPCOM -Tunis- Tunisie)

Titre : Diversité en émission/réception dans un contexte de communication auto-didacte.

Soutenue le 04 juin 2007

Jury Taoufik Aguli, Professeur à l'ENIT, Tunis, Tunisie.
 Jean-Marc Brossier, Professeur à l'INPG.
 Ridha Bouallegue, Maître de conférences à SUP'COM, Tunis, Tunisie.
 Ammar Bouallegue, Professeur à l'ENIT, Tunis, Tunisie.
 Ramesh Pyndiah, Professeur à Télécom Bretagne.
 Sébastien Houcke, Maître de conférences à Télécom Bretagne.

Taux d'encadrement : 100%.

3. Rodrigue Imad (Maître de conférences à l'Université de Balamand - IUT Issam Fares, Liban)

Titre : Techniques de synchronisation aveugles pour les systèmes codés.

Soutenue le 25 septembre 2009

Jury Jean-François Héland, Professeur à l'INSA de Rennes.
 Marie-Laure Boucheret, Professeur à ENSEEIHT Toulouse.
 Philippe Ciblat, Professeur à Télécom Paris-Tech.
 Mounir Ghogho, Professeur à l'Université de Leeds, UK.
 Ramesh Pyndiah, Professeur à Télécom Bretagne.
 Sébastien Houcke, Maître de conférences à Télécom Bretagne.

Taux d'encadrement : 100%.

4. Rabie Oularbi (Postdoc - Télécom Bretagne - ASTRIUM)

Titre : Identification de Systèmes OFDM et Estimation de la QoS : Application à la Radio Opportuniste.

Soutenance 23 septembre 2011

Jury Mérouane Debbah, Professeur à SUPELEC.
 Philippe Ciblat, Professeur à Télécom Paris-Tech.
 Aawatif Hayar, Professeur Université Hassan II Casablanca - Maroc.
 Ramesh Pyndiah, Professeur à Télécom Bretagne.
 Sébastien Houcke, Maître de conférences à Télécom Bretagne.
 Abdeldjalil Aissa-El-Bey, Maître de conférences à Télécom Bretagne.

Taux d'encadrement : 50%.

5. Saeed Lmay

Titre : Réseau Acoustique sous marin : communication d'une meute d'AUVs

Soutenance prévue septembre 2014

Taux d'encadrement : 50%.

6. Robin Gerzaguet

Titre : Architecture de détection et identification de standards pour la radio cognitive.

Soutenance prévue septembre 2014

Taux d'encadrement : 50%.

J'ai aussi encadré le travail de plusieurs ingénieurs de recherche :

1. Bui Quock Anh - 12 mois - 2007 - (Ingénieur au Vietnam).

Taux encadrement : 100%

Sujet : Etude de l'IDMA asynchrone (Projet TAMARA).

2. François Xavier Socheleau - 12 mois - 2008 - (Maître de Conférences à l'ENSTA Bretagne)

Taux encadrement : 50%

Sujet : Identification de systèmes OFDM (Projet DEMAIN).

3. Said Hadin - 12 mois - 2009.
Taux encadrement : 100%
Sujet : Mise en place de la plateforme RAMMUS et évaluation des cartes radio-logicielles USRP2 (Plateforme RAMMUS).
4. Arnaud Bourré - 12 mois - 2011.
Taux encadrement : 50%
Sujet : Transmission acoustique pour une meute d'AUVs (Projet COMET1).
5. Rabie Oularbi - 12 mois - 2011.
Taux encadrement : 50%
Sujet : Traitement d'antennes pour les signaux AIS (Projet SAT AIS).

3.4 Collaborations

Au niveau international, par le biais des différents contrats, j'ai pu tisser des relations professionnelles avec les personnes suivantes. En général, ces contacts ont permis d'aboutir à au moins une publication commune.

- Ilham Benyahia - Université du Québec en Outaouais - Canada
- Ammar Bouallegue - ENIT- Tunisie
- Eric Castelli - MICA- Hanoi
- Saeed Gazor - Queen's University - Canada
- Mounir Ghogho - Leeds University - UK

En 2008, j'ai effectué un séjour sabbatique de trois mois au centre CNRS international MICA à Hanoi. Des contacts préalables avaient été pris par l'intermédiaire du programme d'enseignement PFIEV.

De plus, deux de mes doctorants ont pu partir en séjour long : un premier séjour de trois mois pour R. Imad chez le Pr. Ghogho et dernièrement M. Oularbi vient d'effectuer un séjour de 6 mois chez le Pr. Gazor.

Au niveau national, des collaborations ont été réalisées avec :

- Aissa-el-Bey Abdeldjalil (Télécom Bretagne - Département SC)
- Barbier Johann - fondateur startup (ancien du Celar)
- Cassiau Nicolas - CEA
- Castella Marc - Télécom Sud Paris
- Charton Philippe - AMESYS
- Chevreuil Antoine - Université de Marne la Vallée
- Ciblat Philippe - Télécom ParisTech
- Cortial François - AMESYS
- Debbah Mérouane- SUPELEC
- Flandin Gregory - ASTRUM
- Jallon Pierre - CEA
- Jego Christophe - ENSEIRB-MATMECA
- Langlais Charlotte (Télécom Bretagne - Département ELEC)
- Laot Christophe (Télécom Bretagne - Département SC)
- Loubaton Philippe - Université de Marne la Vallée
- Mallier Sébastien - Celar
- Montavont Nicolas (Télécom Bretagne - Département RSM)
- Nuami Loutfi (Télécom Bretagne - Département RSM)

- Petrowski Alain - Télécom Sud Paris
- Pouillat Charly - ENSEA

Chapitre 4

Liste de publications

4.1 Articles de revue

- R14 Mohamed Rabie Oularbi, François-Xavier Socheleau, **Sébastien Houcke**, Abdeldjalil Aissa-El-Bey *Physical layer metrics for vertical handover toward OFDM based networks. EURASIP journal on wireless communications and networking*, 2011.
- R13 François-Xavier Socheleau, **Sébastien Houcke**, Philippe Ciblat, and Abdeldjalil Aissa El Bey, *Cognitive OFDM system detection using pilot tones second and third-order cyclostationarity, Signal processing*, vol. 91, no. 2, pp. 252 – 268, february 2011.
- R12 Rodrigue Imad, **Sébastien Houcke**, and Mounir Ghogho, “Blind estimation of the phase and carrier frequency offset for LDPC coded systems,” *EURASIP journal on advances in signal processing*, vol. 2010, no. ID 293572, 2010.
- R11 François-Xavier Socheleau, **Sébastien Houcke**, Philippe Ciblat, and Abdeldjalil Aissa El Bey, *Signal metrics for vertical handoff towards (Cognitive) WiMAX*, chapter WiMAX, new developments, pp. 1 – 20, In Tech, 2010.
- R10 Rodrigue Imad and **Sébastien Houcke**, “Theoretical analysis of a MAP based blind frame synchronizer,” *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 8, no. 10, octobre 2009.
- R9 Rodrigue Imad, Guillaume Sicot, and **Sébastien Houcke**, “Blind frame synchronization for error correcting codes having a sparse parity check matrix,” *IEEE transactions on communications*, vol. 57, no. 6, pp. 1574 – 1577, june 2009.
- R8 Guillaume Sicot, **Sébastien Houcke**, and Johann Barbier, “Blind detection of interleaver parameters,” *Signal processing*, vol. 89, no. 4, pp. 450 – 462, april 2009.
- R7 François-Xavier Socheleau, Abdeldjalil Aissa El Bey, and **Sébastien Houcke**, “Non data-aided SNR estimation of OFDM signals,” *IEEE communications letters*, vol. 12, no. 11, pp. 813 – 815, november 2008.
- R6 Ons Ben Rhouma, **Sébastien Houcke**, and Ammar Bouallegue, “Method of source estimation : implementation and performance,” *Electronics letters*, vol. 44, no. 6, pp. 434 – 435, march 2008.
- R5 Ons Ben Rhouma, **Sébastien Houcke**, and Ammar Bouallegue, “Turbo-deflation : implementation and performance,” *Electronics letters*, vol. 44, no. 3, pp. 252 – 253, january 2008.
- R4 **Sébastien Houcke** and Antoine Chevreuil, “Characterization of the undesirable global minima of the Godard cost function : case of noncircular symmetric signals,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 54, no. 5, pp. 1917 – 1922, may 2006.
- R3 Johann Barbier, Guillaume Sicot, and **Sébastien Houcke**, “Algebraic approach for the reconstruction of linear and convolutional error correcting codes,” *International journal of applied mathematics and computer sciences*, vol. 2, no. 3, pp. 113 – 118, 2006.
- R2 **Sébastien Houcke**, Antoine Chevreuil, and Philippe Loubaton, “Blind source separation of a mixture of communication sources emitting at various baud-rates,” *IEICE transactions on fundamentals of electronics communications and computer sciences*, vol. E86-A, no. 3, pp. 564 – 572, 2003.
- R1 **Sébastien Houcke** and Antoine Chevreuil and Philippe Loubaton, “Blind equalization : case of an unknown symbol period,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 51, no. 3, pp. 781 – 793, march 2003.

4.2 Congrès internationaux

- C34 German Castignani, Nicolas Montavont, Andres Emilio Arcia Moret, Mohamed Rabie Oularbi, **Sébastien Houcke**, “Cross-layer adaptive scanning algorithms for IEEE 802.11 networks,” in *WCNC 2011 : IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 28-31 march 2011, Cancun, Mexico.
- C33 Rodrigue Imad, Charly Pouillat, **Sébastien Houcke**, and Benjamin Gadat, “Blind frame synchronization of Reed-salomon codes ,” in *SPAWC : 11th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2010.
- C32 Bui Quoc Anh, **Sébastien Houcke**, “Network simulator : importance of an accurate model of the physical layer,” in *ATC : International Conference on Advanced Technologies for Communications*, 20-22 october 2010, Ho Chi Minh, Viet Nam.
- C31 Mohamed Rabie Oularbi, François-Xavier Socheleau, Abdeldjalil Aissa El Bey, and **Sébastien Houcke**, “Blind estimation of the time-frequency activity rate of OFDMA signals,” in *ICUMT 2010 : International Conference on Ultra Modern Telecommunications*, 2010.
- C30 Rodrigue Imad, Charly Pouillat, and **Sébastien Houcke**, “Frame synchronization techniques for non-binary LDPC codes over $GF(q)$,” in *IEEE GLOBECOM 2010*, 2010.
- C29 Mohamed Rabie Oularbi, Abdeldjalil Aissa El Bey, and **Sébastien Houcke**, “Physical layer IEEE 802.11 channel occupancy rate estimation,” in *ISIVC 2010 : International Symposium on Images /Video Communications over fixed and Mobile Networks*, 2010.
- C28 Alain Petrowski, Farouk Aissanou, Ilham Benyahia, and **Sébastien Houcke**, “Multicriteria reinforcement learning based on a russian doll method for network routing,” in *IS'10 : 5th IEEE International Conference on Intelligent Systems*, 2010.
- C27 Quoc Anh Bui and **Sébastien Houcke**, “Network simulator : importance of an accurate model of the physical layer,” in *ATC : International Conference on Advanced Technologies for Communications*, 2010.
- C26 François-Xavier Socheleau, Philippe Ciblat, and **Sébastien Houcke**, “OFDM System Identification for Cognitive Radio Based on Pilot-Induced Cyclostationarity,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Budapest, Hongrie*, 2009.
- C25 Mohamed Rabie Oularbi, Abdeldjalil Aissa El Bey, and **Sébastien Houcke**, “Two vertical hand over metrics toward an IEEE 802.11N network ,” in *COGIS 2009 : Cognitive systems with Interactive Sensors*, 2009.
- C24 François-Xavier Socheleau, Dominique Pastor, Abdeldjalil Aissa El Bey, and **Sébastien Houcke**, “Blind noise variance estimation for OFDMA signals,” in *ICASSP 2009 : 34th IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2009, pp. 2581 – 2584.
- C23 Rodrigue Imad, **Sébastien Houcke**, and Mounir Ghogho, “Effective techniques for blind phase offset estimation in LDPC coded systems,” in *The 10th SPAWC conference : IEEE international workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 21-24 June, Perugia, Italy*, 2009.
- C22 Rodrigue Imad, **Sébastien Houcke**, and Christophe Jego, “Blind frame synchronization of product codes based on the adaptation of the parity check matrix,” in *ICC 2009 : IEEE International conference on communications, June 14-18, Dresden, Germany*, 2009.
- C21 François-Xavier Socheleau, **Sébastien Houcke**, Abdeldjalil Aissa El Bey, and Philippe Ciblat, “OFDM system identification based on m-sequence signatures in cognitive radio context,” in *PIMRC 2008 : 19th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 15-18 septembre, Cannes, France*, 2008.
- C20 Rodrigue Imad and **Sébastien Houcke**, “Blind frame synchronization and phase offset estimation for coded systems,” in *9th SPAWC conference : IEEE international workshop on signal processing advances in wireless communications, july 06-09, Recife, Brazil*, 2008.
- C18 Karim Ouertani, Samir Saoudi, Mahmoud Ammar, and **Sébastien Houcke**, “Implémentation pratique d’un récepteur RAKE pour un réseau de modems acoustiques sous-marins discrets,” in *TAIMA'07 : Traitement et analyse de l’information : méthodes et applications. 22-26 mai , Hammamet, Tunisie*, 2007.
- C17 Karim Ouertani, Samir Saoudi, Mahmoud Ammar, and **Sébastien Houcke**, “Performance comparison of RAKE and SIC/RAKE receivers for multiuser underwater acoustic communication applications,” in *Oceans 2007, June 18-21, Aberdeen, Scotland, UK, IEEE*, 2007, pp. 1 – 6.
- C16 Rodrigue Imad, **Sébastien Houcke**, and Catherine Douillard, “Blind frame synchronization on Gaussian channel,” in *EUSIPCO 2007 : 15th European Signal Processing Conference, September 3-7, Poznan, Poland*, 2007.

- C15 Ons Ben Rhouma, **Sébastien Houcke**, and Ammar Bouallegue, “Combinaison of the turbo deflation method and the turbo decoding procedure,” in *ICSPC 2007 : IEEE International Conference on Signal Processing and Communications, November 24-27, Dubai, United Arab Emirates*, 2007.
- C14 Hayat Doukkali, Loutfi Nuaymi, and **Sébastien Houcke**, “A cross layer approach with CSMA/CA based protocol and CDMA transmission for underwater acoustic networks,” in *PIMRC 2007 : 18th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communication, September 03-07, Athens, Greece*, 2007.
- C13 Guillaume Sicot and **Sébastien Houcke**, “Theoretical study of the performance of a blind interleaver estimator,” in *ISIVC 2006 : 3d international symposium on image/video communications over fixed and mobile networks, September 13-15, Hammamet, Tunisia*, 2006.
- C12 Ons Ben Rhouma, **Sébastien Houcke**, and Ammar Bouallegue, “Turbo deflation : quest of turbo effect,” in *ISIVC 2006 : 3d international symposium on image/video communications over fixed and mobile networks, September 13-15, Hammamet, Tunisia*, 2006.
- C11 Hayat Doukkali, Loutfi Nuaymi, and **Sébastien Houcke**, “Distributed MAC Protocols for Underwater Acoustic Data Networks,” in *VTC 2006, IEEE Vehicular Technology Conference, 25-28 september, Montréal, Canada*, 2006.
- C10 **Sébastien Houcke** and Guillaume Sicot, “Blind frame synchronisation for block code,” in *EUSIPCO 2006, Florence - Italie*, 2006.
- C9 **Sébastien Houcke**, Guillaume Sicot, and Mérouane Debbah, “Blind detection for block coded interleaved Division Multiple Acces,” in *GLOBECOM 2006 : IEEE Global Telecommunications Conference, November, San Francisco, USA*, 2006, pp. 1 – 5.
- C8 Hayat Doukkali, Loutfi Nuaymi, and **Sébastien Houcke**, “Power and distance based MAC algorithms for underwater acoustic networks,” in *Oceans’06, September 18-21, Boston, Massachusetts, USA*, 2006, pp. 1 – 5.
- C7 Johann Barbier, Guillaume Sicot, and **Sébastien Houcke**, “Algebraic approach of the linear and convolutional error coding world,” in *CISE 2006 : 3d international conference on computer science and engineering*, 2006.
- C6 **Sébastien Houcke** and Guillaume Sicot, “Procédé et dispositif de synchronisation trame,” *FT R-D*, Brevet, no. 0501748, février 2005.
- C5 Guillaume Sicot and **Sébastien Houcke**, “Blind detection of interleaver parameters,” in *ICCASP’05 - Philadelphie - USA*, 2005.
- C4 Ons Ben Rhouma, **Sébastien Houcke**, and Ammar Bouallegue, “A Statistical Modelling of the Underwater Acoustic Channel,” in *ICES 2005 - Aberdeen - UK - September*, 2005.
- C3 **Sébastien Houcke** and Ons Ben Rhouma, “Transmit Diversity over frequency-selective fading channel : a blind approach,” in *EUSIPCO 2004 - Vienne*, 2004.
- C2 Hayat Doukkali and **Sébastien Houcke**, “Transmit diversity for CDMA with constraint of discretion,” in *ISIVC 2004 - Brest - France*, 2004.
- C1 **Sébastien Houcke** and Antoine Chevreuil, “Estimation of the symbol period : the frequency offset case,” in *EUSIPCO, 2002 : XI European Signal Processing Conference, September 3-6, Toulouse, France*, 2002, pp. 635 – 638.

4.3 Congrès nationaux

- CN9 François-Xavier Socheleau, **Sébastien Houcke**, Philippe Ciblat, and Abdeldjalil Aissa El Bey, “Identification des systèmes OFDM cognitifs basée sur les signatures pilotes cyclostationnaires,” in *XXII colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, septembre, Dijon, France*, 2009.
- CN8 François-Xavier Socheleau, **Sébastien Houcke**, and Abdeldjalil Aissa El Bey, “Estimation aveugle du taux d’activité temps-fréquence des signaux OFDMA,” in *XXII colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, septembre, Dijon, France*, 2009.
- CN7 Rodrigue Imad, **Sébastien Houcke**, and Mounir Ghogho, “Estimation aveugle du résidu de porteuse pour les systèmes utilisant des codes LDPC,” in *GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal*, 2009.
- CN6 Rodrigue Imad, **Sébastien Houcke**, and Catherine Douillard, “Synchronisation trame aveugle sur canal gaussien,” in *GRETSI 2007 : 21ème colloque sur le traitement du signal et des images, 11-14 septembre, Troyes, France*, 2007.
- CN5 Karim Ouertani, Samir Saoudi, Mahmoud Ammar, and **Sébastien Houcke**, “Performance du récepteur RAKE pour des applications de communications discrètes à travers un canal acoustique sous-marin,” in *GRETSI 2007 : 21ème colloque sur le traitement du signal et des images, 11-14 septembre, Troyes, France*, 2007.

- CN4 Guillaume Sicot and **Sébastien Houcke**, “Etude statistique du seuil dans la détection d’entrelaceur,” in *GRETSI 2005 - Louvain La Neuve - Belgique*, 2005.
- CN3 Gabrielle Landrac, Siegfried Rouvrais, Jean-Marie Gilliot, and **Sébastien Houcke**, “Changement de curriculum : le projet comme bras de levier en pédagogie active,” in *21ème congrès de l’AIPU : association internationale de pédagogie universitaire*, mai, 2004.
- CN2 Dominique Degrugillier, Jean-Marie Gilliot, **Sébastien Houcke**, Siegfried Rouvrais, and Gabrielle Landrac, “Apprentissages projets par le projet, quelles compétences développées ?,” in *21ème congrès de l’association internationale de pédagogie universitaire AIPU*, 2004.
- CN1 **Sébastien Houcke**, Christophe Laot, and Joël Labat, “Egaliseur autodidacte à retour de décisions à configuration variable : comparaisons entre algorithme ”itératif” et ”bloc” .,” in *GRETSI 2003 : 19e colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images*, 8-11 septembre, Paris, France, 2003.

Deuxième partie

Travaux de recherche

Chapitre 5

Identification aveugle de paramètres de système de transmission

Mon premier axe de recherche concerne les techniques aveugles utilisées pour l'identification de paramètres de communication au sens large. Les techniques d'estimation aveugles trouvent des applications dans de nombreuses thématiques allant de l'égalisation [2, 3, 4, 5, 6], à la séparation de sources [7, 8, 9, 10], en passant par la synchronisation [11, 12, 13] et l'estimation de canal [14] pour ne citer que les plus communes. Initialement utilisées et plébicitées par des applications militaires (écoute passive, guerre électronique, etc...), elles connaissent actuellement un regain d'intérêt du fait de l'engouement de la communauté scientifique pour la radio cognitive.

Ces techniques autodidactes possèdent toutes les mêmes avantages à savoir leur adaptabilité, leur efficacité spectrale, la quasi absence de connaissance *a priori* sur les signaux à traiter mais aussi les mêmes inconvénients à savoir : un coût de calcul plus couteux que les méthodes entraînés (avec séquences d'apprentissage) pour un niveau de performance donné, ainsi qu'une complexité algorithmique importante. En général, ce type d'approches fait appel à des outils avancés du traitement du signal et exploite les particularités statistiques ou structurelles des signaux à traiter.

Après avoir effectué ma thèse dans le domaine de la séparation aveugle de sources de communication, j'ai tout naturellement continué à développer des approches aveugles dans d'autres domaines et apporté ce type de compétence dans mon laboratoire d'accueil. Certaines thématiques déjà présentes ont ainsi pu prendre plus d'envergure et de nouvelles ont été introduites. Dans la suite de ce chapitre, nous présentons nos différentes contributions basées toutes sur l'utilisation de techniques autodidactes. Tout d'abord, nous présentons à la section 5.1 une technique permettant l'identification des paramètres d'un code correcteur d'erreurs. La section 5.2 traite des techniques de synchronisation supposant la connaissance *a priori* du code correcteur utilisé. Dans la section 5.3, nous présentons un autre grand domaine d'application des techniques aveugles qui concerne la découverte de l'environnement spectral pour la radio cognitive. Plus particulièrement, nous traitons l'identification de systèmes OFDM. Une fois le système identifié, l'étape suivante dans un contexte de radio opportuniste consiste alors à estimer la qualité de service potentielle. Plusieurs algorithmes ont été développés permettant l'estimation de différentes métriques mais nous présentons dans la section 5.4 un algorithme d'estimation du rapport signal à

bruit.

5.1 Identification des paramètres du code

Les codes correcteurs d'erreurs possèdent généralement de meilleures propriétés de correction lorsque les erreurs sont équiréparties sur la trame plutôt que sous la forme de paquets d'erreurs. C'est pourquoi on entrelace les données avant émission. Ainsi, au niveau du récepteur, le désentrelacement permet de répartir uniformément les erreurs sur toute la trame.

Dans un contexte non-coopératif, les paramètres de l'entrelaceur et du schéma de codage doivent être estimés en aveugle afin de récupérer le message émis [15, 16, 17, 18, 19, 20]. Dans cette section, nous allons nous intéresser à la détection des paramètres de l'entrelaceur. La technique proposée dans [21] résout ce problème dans le cas d'une transmission sans erreur. Afin d'étendre cette solution en présence d'erreurs de transmission, une solution a été proposée dans [22] et [23]. Ces deux algorithmes permettent de retrouver des caractéristiques de l'entrelaceur telles que sa taille, le début du bloc de l'entrelaceur, le motif d'entrelacement utilisé mais aussi des informations sur le code utilisé telles que son rendement.

Dans un premier temps, nous présentons l'algorithme publié dans [22]. Ensuite une étude théorique des performances de cet algorithme est réalisée, en particulier en ce qui concerne les limites de détection pouvant être attendues suivant le taux d'erreur présent dans le canal de transmission. Cette étude permet de mieux comprendre le fonctionnement de notre méthode et surtout donne des critères permettant de choisir objectivement la valeur d'un paramètre primordial de l'algorithme.

5.1.1 Détection aveugle d'un entrelaceur

Intéressons-nous au cas où le code correcteur utilisé est un code en bloc et l'entrelaceur est également un entrelaceur par bloc. L'opération de codage d'un code en bloc est complètement définie par une matrice génératrice de rang plein G , qui transforme chaque bloc de k_c bits d'information en n_c bits codés (avec $k_c < n_c$).

Un entrelaceur peut être modélisé par une matrice de permutation Π de taille $S \times S$ où S représente la taille de l'entrelaceur. En général, la taille de l'entrelaceur est un multiple de taille d'un mot de code, hypothèse qui est supposée ici. Ainsi, nous avons la relation : $S = N.n_c$, où N représente le nombre de mots de code dans le bloc de l'entrelaceur.

Par la suite, \mathbf{X} désigne la séquence émise composée de M blocs entrelacés, et \mathbf{Z} la séquence interceptée. \mathbf{Z} est une version de \mathbf{X} , décalée de t_0 bits (retard de transmission) et entachée d'erreurs dues au canal de propagation. Le canal est modélisé par un canal binaire symétrique de probabilité d'erreur P_e .

5.1.2 Sans erreur de transmission

Dans cette partie, nous supposons que le canal de transmission n'introduit aucune erreur de transmission (*i. e.* $P_e = 0$). Burel *et al.* proposent [21] de construire une matrice $H(n_a, d)$ à partir de la séquence \mathbf{Z} . Pour ce faire, on enlève les d premiers bits de la séquence \mathbf{Z} et on la découpe ensuite en K blocs contenant n_a bits. Ensuite ces K blocs de taille n_a forment les lignes de la matrice $H(n_a, d)$. Ainsi la matrice $H(n_a, d)$ est une

matrice de dimension $K \times n_a$. Burel *et al.* proposent d'étudier le coefficient $\rho(n_a, d)$ défini par (5.1) pour différentes valeurs de n_a et de d .

$$\rho(n_a, d) = \frac{\text{rank}(H(n_a, d))}{n_a} \quad (5.1)$$

Il apparaît que $\forall d$, $\rho(n_a, d)$ est égal à 1, sauf lorsque n_a est un multiple de la taille de l'entrelaceur, c'est-à-dire lorsque $n_a = kS$, avec k un entier non nul. En effet, dans ce cas particulier, des corrélations entre colonnes apparaissent et sont dues à la redondance introduite par le code correcteur d'erreurs.

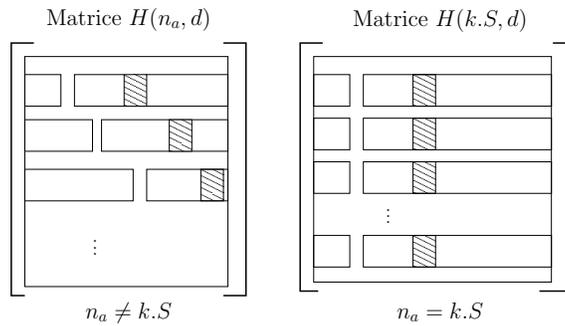


FIGURE 5.1 – La matrice $H(n_a, d)$

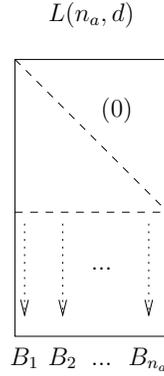
La figure 5.1 présente les deux cas de figure qui peuvent se présenter au niveau de la matrice $H(n_a, d)$. L'élément grisé dans la figure 5.1 représente un bit de redondance : ce bit est donc une combinaison linéaire d'autres bits appartenant au même bloc. Lorsque $n_a = kS$, cette même relation linéaire est aussi vérifiée par la ligne suivante de la matrice $H(kS, d)$ et donc par toute la colonne. La colonne hachurée est une combinaison linéaire d'autres colonnes et la matrice $H(kS, d)$ n'est pas de rang plein. Dès que $n_a \neq kS$, cette propriété n'est plus vérifiée. La déficience du rang de $H(n_a, d)$ permet ainsi d'estimer la taille de l'entrelaceur. Une fois S estimée, l'argument minimum de $\rho(kS, d)$ en fonction de d permet de trouver le début de la trame de l'entrelaceur et de déduire le rendement du code utilisé.

5.1.3 Avec erreurs de transmission

Dans le contexte d'une écoute passive, la séquence \mathbf{Z} est vraisemblablement entachée d'erreurs, ainsi la matrice $H(n_a, d)$ devient généralement de rang plein même pour $n_a = kS$. Par conséquent la méthode précédemment citée devient peu performante. Pour pallier ce problème, nous avons proposé dans [22] de construire la matrice $H(n_a, d)$ de la même manière que dans la méthode précédente. La matrice $H(n_a, d)$ est ensuite triangularisée à l'aide de l'algorithme du pivot de Gauss modifié pour fonctionner dans l'espace binaire \mathbb{F}_2 . Il est possible de définir l'opération réalisée par cet algorithme par la relation linéaire suivante :

$$A_1 H(n_a, d) A_2 = L(n_a, d) \quad (5.2)$$

où A_1 représente les permutations sur les lignes de $H(n_a, d)$, et A_2 représentant les opérations sur les colonnes. Enfin, $L(n_a, d)$ représente la matrice triangulaire inférieure résultant de cet algorithme. Soit B_i la variable qui représente le nombre de 1 dans la partie inférieure de la colonne i de la matrice $L(n_a, d)$ (cf. figure 5.2).

FIGURE 5.2 – La matrice $L(n_a, d)$

Définissons par $\phi_{n_a}(i)$ la variable aléatoire suivante : $\phi_{n_a}(i) = \frac{B_i}{m_B}$ où m_B est un facteur de normalisation égal à

$$m_B = \frac{1}{2} \left(\left\lfloor \frac{MS}{n_a} \right\rfloor - n_a \right).$$

Il correspond à la moyenne de B_i si les bits de la colonne i sont indépendants et équiprobables (ce qui est le cas si $n_a \neq kS$).

Si $n_a \neq kS$, $\forall i \in \{1, \dots, n_a\}$, B_i suit une loi binomiale de paramètres $(K - n_a, \frac{1}{2})$ et il est facile de montrer que :

$$\forall i \in \{1, \dots, n_a\}, \lim_{M \rightarrow \infty} \phi_{n_a}(i) \xrightarrow{\mathcal{P}} 1 \quad (5.3)$$

où $\xrightarrow{\mathcal{P}}$ signifie la convergence en probabilité.

Si $n_a = kS$, alors nous devrions trouver des colonnes dépendantes dans $H(n_a, d)$, c'est-à-dire nous devrions avoir des colonnes de zéros dans la matrice $L(n_a, d)$. Soit \mathcal{J} l'ensemble de ces colonnes. En supposant que la partie triangulaire supérieure de $H(n_a, d)$ ne contienne aucune erreur alors pour $i \in \mathcal{J}$, B_i suit une loi Binomiale de paramètres $(K - n_a, P)$ et nous avons :

$$\forall i \in \mathcal{J} \lim_{M \rightarrow \infty} \phi_{kS}(i) \xrightarrow{\mathcal{P}} = 2P$$

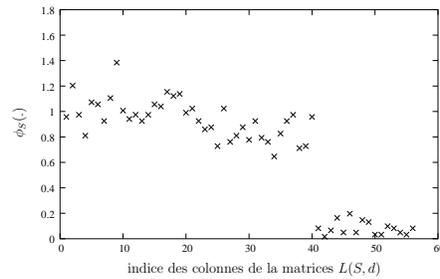
avec :

$$P = 1 - \sum_{l=0}^{\lfloor \frac{p_i}{2} \rfloor} \binom{p_i}{2l} P_e^{2l} (1 - P_e)^{p_i - 2l} \quad (5.4)$$

où p_i représente le nombre minimal de combinaisons linéaires nécessaires pour obtenir la colonne i de $L(kS, d)$ et P est la probabilité qu'un élément de la colonne i soit égale à 1. De plus, si $n_a \neq kS$, $\phi_{n_a}(i)$ possède le même comportement que $\phi_{kS}(i)$ pour $i \notin \mathcal{J}$.

La figure 5.3 nous montre que l'écart entre les deux comportements de $\phi_S(\cdot)$ est significatif même pour des valeurs de M finies. Cette figure a été réalisée avec un code de Hamming (7, 4), un entrelaceur de taille 56, un taux d'erreur binaire du canal de propagation $p_e = 0.08$ et une durée d'observation de 10000 bits. Pour ce code particulier, p_i est égal à $4 \forall i$.

Précisons que les erreurs se produisant dans la partie triangulaire supérieure de $H(kS, d)$ ont l'effet suivant : nous risquons d'ajouter une colonne que nous ne devrions pas ajouter et ainsi nous risquons de "perdre" une corrélation. Dans [22], nous avons proposé une

FIGURE 5.3 – Exemples des valeurs prises par ϕ pour $n_a = kS$

procédure itérative permettant de contrer ce phénomène. En effet le Pivot de Gauss utilise exclusivement la partie triangulaire supérieure de $H(n_a, d)$ pour obtenir $L(n_a, d)$ donc si nous relançons l'algorithme sur une autre matrice $H(n_a, d)$ obtenue par une permutation de ses lignes, nous détecterons éventuellement d'autres corrélations et les performances de l'algorithme sont ainsi améliorées.

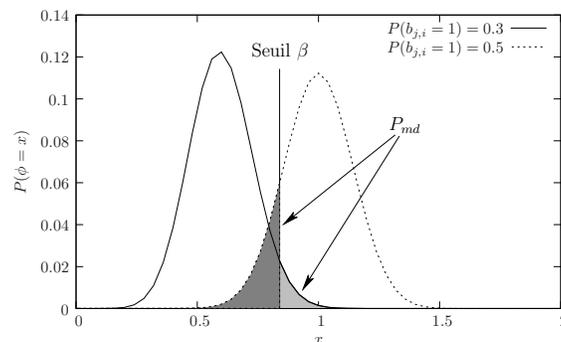
Pour estimer la taille de l'entrelaceur, nous procédons par une recherche exhaustive sur le paramètre n_a . Pour chaque valeur de n_a , nous calculons $\phi_{n_a}(i)$. L'estimateur \hat{S} de la taille de l'entrelaceur est alors :

$$\hat{S} = \text{Argmax}_{n_a} (\text{Card}(\{i = 1, \dots, n_a | \phi_{n_a}(i) < \beta\}))$$

où β est un seuil fixé. Le choix de ce seuil conditionne les performances de notre algorithme. Il est possible de trouver une valeur optimale de ce seuil.

5.1.4 Détermination du seuil optimal

Le seuil est considéré optimal dans le sens où il minimise la probabilité de mauvaise détection P_{md} d'une colonne théoriquement dépendante (une colonne appartenant à l'ensemble \mathcal{J}). Connaissant la loi de probabilité de ϕ , nous sommes en mesure de déterminer le seuil optimal.

FIGURE 5.4 – Définition de P_{md}

La figure 5.4 nous présente un exemple de densités de probabilités¹ de $\phi_S(i)$, celle de gauche correspond à une colonne appartenant à l'ensemble \mathcal{J} et celle de droite correspond

1. Ces densités de probabilités sont normalement discrètes, néanmoins par un souci de clarté nous avons préféré les représenter sous forme continue

à une colonne indépendante. De plus nous avons représenté un seuil possible ainsi que la probabilité de mauvaise décision, P_{md} , associée. P_{md} correspond à la somme de 2 probabilités : la probabilité d'avoir $\phi_S(i) > \beta$ alors que la colonne i est une colonne dépendante, et la probabilité d'avoir $\phi_S(i) < \beta$ alors que la colonne i est une colonne dépendante.

Par conséquent le problème est de déterminer le seuil qui minimise P_{md} , ce seuil dépendant *a priori* de m_B , P_e et de p_j . Ainsi il est possible de définir le seuil β^* comme ci-dessous :

$$\beta^* = \arg \min_{\beta} P_{md}(m_B, P, \beta) \quad (5.5)$$

En utilisant les équations (5.3) et (5.4), on obtient l'expression suivante :

$$P_{md}(m_B, P, \beta) = \sum_{i=0}^{\lfloor m_B \cdot \beta \rfloor} \binom{i}{2m_B} (0.5)^{2m_B} + \sum_{i=\lfloor m_B \cdot \beta \rfloor + 1}^{2m_B} \binom{i}{2m_B} P^i (1-P)^{2m_B-i} \quad (5.6)$$

La résolution de ce problème d'optimisation permet d'obtenir la valeur théorique du seuil optimal β^* .

5.1.5 Propriétés du seuil optimal β^*

Cette section illustre l'influence des paramètres m_B et P sur β et en particulier sur le seuil optimal β^* .

Dans un premier temps, nous étudions l'influence de β sur P_{md} et cela pour différentes valeurs de P_e . La figure 5.5 présente P_{md} en fonction de β où l'on a fixé $m_B = 50$ et P est calculé pour $p_i = 6$ et pour différents P_e (cf. équation (5.4)).

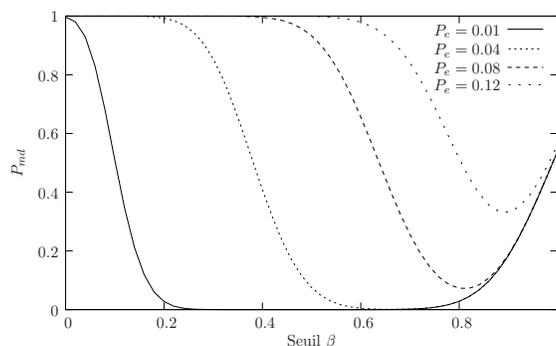
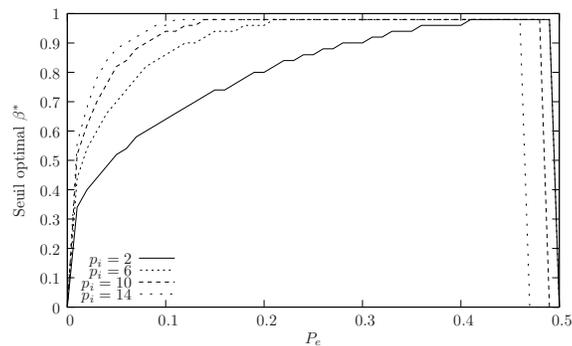


FIGURE 5.5 – $P_{md}(m_B, P, \beta)$ en fonction de β avec $m_B = 50$, et P calculé avec $p_i = 6$

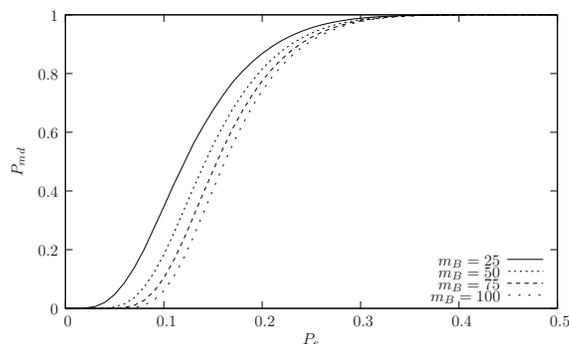
Comme le montre la figure 5.5, lorsque le canal est peu sévère (P_e faible), la valeur du seuil a peu d'influence sur les performances de bonne détection : en effet pour $P_e = 0.01$ si le seuil $\beta \in [0.2, 0.8]$, la valeur de P_{md} est proche de zéro. Si l'on connaît P_e et p_i , il est tout à fait possible de déterminer le seuil optimal à partir de ces courbes.

Maintenant, nous illustrons figure 5.6 la dépendance du seuil optimal β^* par rapport à la variable p_i . On remarque que plus p_i est grand, plus le seuil optimal β^* est grand. En d'autres termes, plus p_i est grand et plus difficile sera la détection.

Enfin, nous illustrons l'influence de m_B sur β^* . m_B n'a que peu d'influence sur β^* et cela peut facilement être expliqué. En effet si m_B augmente, alors la variance de la densité

FIGURE 5.6 – Le seuil optimal β^* en fonction de p_i

de probabilité des B_i diminue. Cela n'influence donc pas la position du seuil. m_B possède donc un effet important sur la valeur de P_{md} comme le montre la figure 5.7. Sur cette courbe sont représentées les valeurs de P_{md} lorsque que l'on choisit le seuil optimal β^* . Cette figure montre en particulier que P_{md} baisse significativement avec m_B , par exemple pour $P_e = 0.1$, $P_{md} = 0.35$ pour $m_B = 25$, et on trouve que $P_{md} = 0.06$ lorsque $m_B = 100$. Nous proposons maintenant une procédure permettant d'estimer le taux d'erreur binaire

FIGURE 5.7 – P_{md} en fonction de P_e lorsque $\beta = \beta^*$

du canal (*i.e.* P_e) et ainsi d'obtenir une estimation du seuil optimal β^* .

5.1.6 Choix du paramètre β

Nous avons vu que le paramètre dépend de p_i , P_e et m_B . m_B est connu du récepteur, cependant p_i , P_e sont inconnus. Donc nous sommes *a priori* incapables de fixer le seuil au début de l'algorithme à sa valeur optimale. Nous proposons cependant une procédure itérative compatible avec l'algorithme itératif initial permettant d'adapter la valeur du seuil.

Après une itération de l'algorithme initial, nous sommes éventuellement en mesure de trouver une valeur de n_a pour laquelle on détecte des colonnes dépendantes. Cette valeur correspond à la taille de l'entrelaceur. Soit \mathcal{K} l'ensemble de ces colonnes détectées. Grâce à la matrice A_2 , on obtient les p_i pour ces colonnes (p_i représente le nombre de colonnes impliquées pour obtenir la colonne i de $L(S, d)$). Ensuite en utilisant la valeur des $\phi_S(i)$

pour $i \in \mathcal{K}$, il est possible d'estimer P :

$$\hat{P} = \frac{1}{\text{Card}(\mathcal{K})} \sum_{i \in \mathcal{K}} \frac{\phi_{\hat{S}}(i)}{2}.$$

L'équation (5.4) permet alors d'estimer P_e . Enfin, la figure 5.6 nous permet d'estimer la valeur du seuil optimal.

5.1.7 Validation du modèle et performances de notre nouvel algorithme.

Tout d'abord, nous validons expérimentalement la loi de probabilité suivie par $\phi(\cdot)$ (*i.e.* équation (5.4)). Nous avons utilisé un entrelaceur pseudo aléatoire de taille 56 et un code correcteur de Hamming (7,4) (*i.e.* $p_i = 4$). Le nombre de bits interceptés est fixé à 10000 bits ($m_B = 122$ pour $n_a = 56$). 3000 tirages de Monte-Carlo ont été réalisés où pour chaque essai la séquence émise, les erreurs et l'entrelaceur ont été tirés aléatoirement. La figure 5.8 représente la moyenne de \hat{P} ainsi que sa valeur théorique asymptotique. Nous constatons que les valeurs obtenues par simulation sont proches des valeurs théoriques.

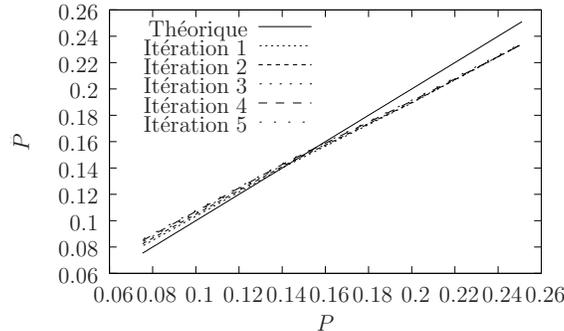


FIGURE 5.8 – Estimation of P

Enfin, nous illustrons l'amélioration apportée par notre procédure d'adaptation du seuil par rapport à notre méthode initiale. Le contexte de simulation est le même que précédemment. Le seuil initial est tiré aléatoirement entre 0.3 et 0.7. Afin de quantifier le gain apporté par notre procédure, on suppose que la taille de l'entrelaceur a été correctement estimée (*i.e.* au moins une corrélation a été détectée). La figure 5.9 présente le pourcentage de corrélations trouvées après 20 itérations de notre algorithme de détection. Le

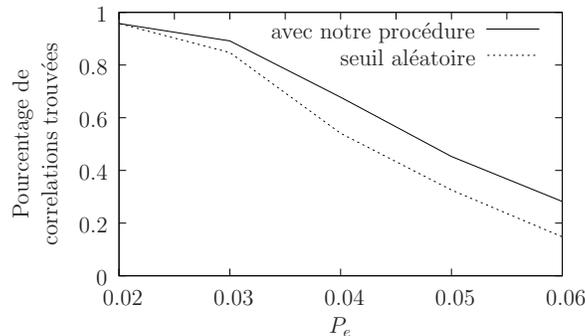


FIGURE 5.9 – Gain de performance avec notre procédure

nombre de corrélations trouvées avec notre procédure de seuil adaptatif est plus grand : en effet pour un TEB de 4% et après 20 itérations, nous trouvons environ 14% de corrélations de plus qu'avec notre algorithme initial. Nous obtenons les mêmes performances qu'avec notre algorithme initial mais seulement après 13 itérations soit un gain de 7 itérations. Avec notre nouvel algorithme, nous serons donc en mesure de mieux reconstruire le motif de l'entrelaceur (*i.e.* plus de corrélations disponibles) et donc de mieux trouver le début de la trame entrelacée.

5.2 Synchronisation aveugle

Avec la technique présentée précédemment, nous sommes capables d'estimer la taille de l'entrelaceur, le début de la trame entrelacée et certaines propriétés du code utilisé et cela sans connaître aucun *a priori* sur l'entrelaceur et le code correcteur d'erreurs utilisé. Si maintenant cette dernière contrainte est levée et que l'on suppose connaître le code correcteur d'erreurs utilisé, nous pouvons alors aisément réaliser la synchronisation trame (identifier la position des mots de code dans la trame). Ce travail a abouti au dépôt d'un brevet [24] fonctionnant sur les données décidées (dites dures) et a pu être étendu aux données souples [13][25] mais aussi à la synchronisation de phase [26] et du résidu d'offset de fréquence [27].

Les techniques aveugles recherchent l'information pour résoudre le problème posé ailleurs que dans des séquences d'apprentissage. De nos jours, la quasi totalité des systèmes de transmission ou de stockage de l'information est basée sur des techniques numériques et comporte un code correcteur d'erreurs (codeur de canal). Il est donc légitime, pour une approche autodidacte, d'utiliser ce code pour résoudre différents problèmes de synchronisation [28].

Un système de transmission numérique utilisant une modulation linéaire monoprotéuse transmet des symboles à un rythme $1/T_s$ sur une onde porteuse de fréquence f_0 . Le récepteur doit effectuer une série de traitements afin d'être en mesure de récupérer l'information numérique transmise. Le premier de ces traitements (mis à part un premier étage de filtrage passe bande) est la démodulation du signal reçu. Le moyen le plus courant pour cela est d'utiliser un démodulateur cohérent qui consiste à multiplier le signal reçu par une onde de même fréquence et de même phase. Cette onde est générée localement. Ce type de démodulation nécessite différentes opérations de synchronisation distinctes :

- La synchronisation de la fréquence :

Au cours de la transmission, l'émetteur peut avoir un mouvement relatif par rapport au récepteur, ce qui par effet Doppler entraînera un décalage de la fréquence porteuse. Ce décalage peut aussi provenir d'une imprécision entre les oscillateurs locaux utilisés. Cette différence de fréquence est connue sous le nom de résidu de porteuse (CFO en anglais pour Carrier Frequency Offset). Elle a pour effet de "faire tourner" plus ou moins lentement la constellation des symboles émis. Evidemment, un résidu trop important entraîne une dégradation significative des performances.

- La synchronisation de la phase :

Pour éviter un phénomène de diaphonie (interférences entre la voie en phase et la voie en quadrature), l'onde du démodulateur doit être en phase avec l'onde reçue. Le déphasage de l'onde reçue par rapport à l'onde émise provient entre autre du délai de propagation. Il sera d'autant plus important que la fréquence porteuse est grande. Au niveau des performances, il est vital de recalibrer la constellation reçue afin de minimiser l'erreur de décision à l'issue du comparateur à seuil.

- La synchronisation sur l’instant optimal d’échantillonnage :
Une fois la démodulation réalisée, le récepteur doit échantillonner le signal démodulé (on parle alors de signal en bande de base). Même si la chaîne considérée vérifie le critère de Nyquist, les échantillons seront obtenus sans interférence entre symboles uniquement si l’échantillonnage est réalisé aux instants optimaux. Ces instants correspondent aux positions où le diagramme de l’oeil est le plus ouvert verticalement.
- La synchronisation rythme :
Une fois l’instant optimal d’échantillonnage identifié, il convient de le conserver, il faut pour cela connaître précisément la durée séparant deux symboles consécutifs (rapidité de modulation). Cette opération est appelée synchronisation rythme. Dans tout récepteur, il est important d’avoir un dispositif qui contrôle l’instant d’échantillonnage pour éviter toute dérive du rythme d’échantillonnage. Sans ce contrôle nous pourrions nous retrouver avec des symboles en plus ou en moins si la cadence d’échantillonnage est légèrement inférieure ou supérieure à $1/T_s$.
- La synchronisation trame : Il existe un dernier type de synchronisation qui consiste à déterminer le début et la fin d’une trame de symboles. De plus, quand un codage canal est utilisé dans le système de transmission, il est nécessaire de découper la séquence de symboles reçus en une séquence de mots de code reçus. La mauvaise localisation des mots de code dans cette séquence entraînera des effets catastrophiques sur les performances du système.

Généralement les techniques mises en oeuvre pour réaliser les différentes synchronisations se basent sur la connaissance d’une séquence de symboles appelée séquence pilote ou séquence d’apprentissage. Cette séquence est plus ou moins longue et est répétée plus ou moins souvent en fonction des caractéristiques du canal de propagation. Ces approches sont connues sous le nom d’approches supervisées. Les symboles détectés à la réception servent à effectuer les différentes synchronisations. L’inconvénient majeur de ce type d’approches est la perte d’efficacité spectrale due à l’ajout d’une séquence connue. De plus lorsque les conditions de propagation se dégradent, il est nécessaire d’augmenter la longueur des séquences pilotes. De même, il faut aussi augmenter les séquences pilotes pour les systèmes capables de transmettre à des puissances d’émission plus faibles. En effet, les systèmes de transmission actuels utilisent de plus en plus un codage de canal sophistiqué et grâce aux gains de codage importants des nouvelles familles de codes correcteurs (Turbo codes, codes LDPC, codes produits,...), les systèmes sont capables de transmettre à de faibles SNR (Signal-to-Noise Ratio) [29][30][31]. La séquence est détectée à la réception par corrélation entre les symboles reçus et la séquence [32, 33, 34]. En 1972, Massey décrit une règle de décision optimale pour localiser la séquence pilote en présence d’un bruit blanc additif gaussien [35]. Il montre qu’il est nécessaire d’ajouter un terme correctif au corrélateur afin d’en améliorer les performances. Une alternative à l’approche supervisée consiste à développer des techniques dites aveugles qui ne nécessitent aucune connaissance a priori sur la valeur des symboles transmis. On a alors un gain immédiat en termes d’efficacité spectrale mais aussi la possibilité d’effectuer à tout instant une re-synchronisation ou de la suivre au fil des échantillons reçus : nous n’avons plus besoin d’attendre la réception des pilotes.

Nous présentons dans ce document un algorithme de synchronisation trame aveugle mais nous avons également développé et publié un algorithme de synchronisation phase et fréquence basé sur le même principe.

Nous avons proposé un algorithme de synchronisation trame basé sur une approche MAP (Maximum A posteriori Probability) dans le sens où l’on minimise la probabi-

lité de mauvaise synchronisation trame. Appliquée à des systèmes de communication, cette méthode utilise les propriétés de la matrice de parité du code utilisé. Après avoir brièvement décrit la méthode ainsi que ses propriétés, ses performances seront illustrées sur un code LDPC (Low Density Parity Check code) et sur des codes convolutifs.

5.2.1 Contexte de l'étude

Nous considérons que l'émetteur envoie une séquence binaire composée de mots de code et modulée par une BPSK (Binary Phase Shift Keying). Un canal à bruit blanc additif gaussien est considéré.

Pour un code donné de rendement

$$\rho = \frac{n_c - n_r}{n_c}, \quad (5.7)$$

il est souvent possible de trouver sa matrice de parité H de taille $n_r \times n_c$, où n_c représente la longueur du mot de code et n_r le nombre de relations de parité.

L'ensemble des mots de code valides est défini par :

$$\mathcal{C} = \{c : cH^T = 0\}. \quad (5.8)$$

Soit y le block de symboles correspondant au mot de code c . Le syndrome S de y , qui est un vecteur binaire de taille n_r , est défini par :

$$S = yH^T = [S(0), S(1), \dots, S(n_r - 1)]. \quad (5.9)$$

Soit maintenant $b(i) = \pm 1$ le $i^{\text{ième}}$ bit codé et modulé à transmettre. A la réception, le $i^{\text{ième}}$ échantillon reçu est donné par :

$$r(i) = b(i - t_0) + w(i), \quad (5.10)$$

où t_0 est un entier qui représente le retard de propagation du symbole transmis et $w(i)$ un bruit blanc gaussien.

La séquence reçue de N échantillons peut s'écrire :

$$r = [r(0), \dots, r(N - 1)]. \quad (5.11)$$

Il est important de noter que le but de la synchronisation trame consiste à estimer le retard t_0 . Une fois t_0 correctement estimé, le décodeur peut alors fonctionner correctement.

5.2.2 Méthode de synchronisation trame

Sans perte de généralité, nous supposons que t_0 est inférieur à n_c .

Le concept de notre méthode de synchronisation est très simple : une fenêtre glissante de taille Kn_c échantillons (où K est un entier plus grand ou égal à 1) est positionnée à la position t sur la séquence reçue ($t \in [0, n_c - 1]$). L'étude des K blocs de la fenêtre glissante aux n_c positions possibles nous permet de déterminer la synchronisation trame. Nous supposons dans la suite que $K = 1$ afin de simplifier les notations. C'est à dire qu'il n'y a qu'un seul bloc (i.e. mot de code) contenu dans la fenêtre glissante.

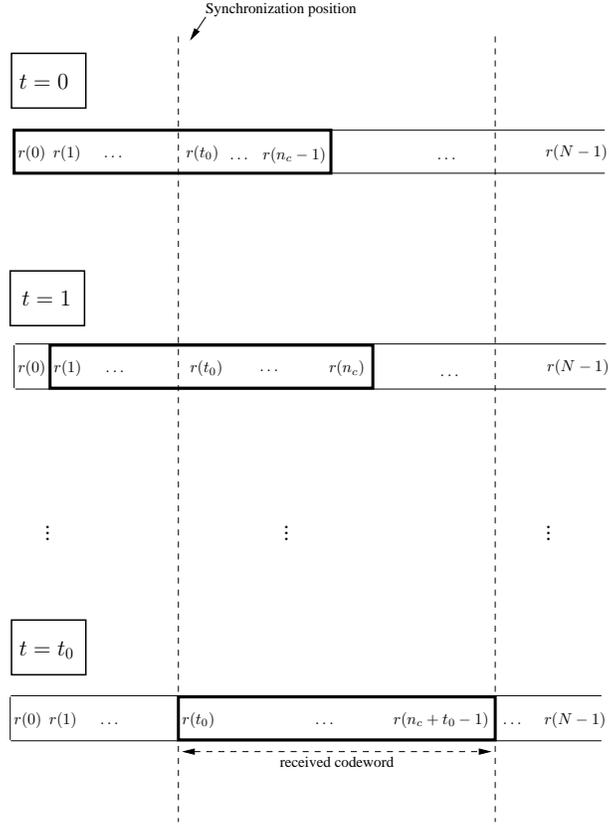


FIGURE 5.10 – Principe de la méthode de synchronisation aveugle

La figure 5.10 montre trois positions différentes de la fenêtre glissante correspondant à $t = 0, 1$ et t_0 .

Notre méthode est basée sur une approche MAP dans le sens où elle cherche la position t qui maximise la probabilité que t corresponde au moment de synchronisation sachant l'observation. En d'autres termes, on maximise la probabilité *a posteriori* suivante :

$$Pr[t/r], t \in [0, n_c - 1]. \quad (5.12)$$

La densité de probabilité *a priori* que t soit la position de synchronisation est uniforme, donc l'approche est équivalente à l'approche ML. Et donc notre critère maximise aussi la probabilité suivante :

$$Pr[r/t], t \in [0, n_c - 1]. \quad (5.13)$$

Afin de confirmer que la position t est une position correcte de synchronisation, nous devons vérifier que le bloc transmis à cette position correspond bien à un mot de code valide et que tous les autres blocs aux $(n_c - 1)$ autres positions possibles ne correspondent pas à des mots de code :

$$Pr[r/t] = Pr\left[\left(\{b(t), \dots, b(t+n_c-1)\} \in \mathcal{C}'/r\right) \& \left(\{b(t'), \dots, b(t'+n_c-1)\}_{t' \in [0, n_c-1]-t} \notin \mathcal{C}'/r\right)\right], \quad (5.14)$$

où \mathcal{C}' est la version modulée de \mathcal{C} .

Remarquons que (5.14) est problématique dans le cas des codes cycliques, mais l'utilisation d'un entrelaceur permet de résoudre ce problème. Cet entrelaceur doit être connu du

récepteur afin de retrouver la propriété cyclique du code après la synchronisation.

La manière la plus simple de vérifier qu'un mot de code est valide consiste à calculer son syndrome. Celui-ci est obtenu à partir de la matrice de parité du code H . Chaque ligne de H définit une équation de parité.

A la position t de la fenêtre glissante, le syndrome défini par (5.9) est noté :

$$S_t = [S_t(0), S_t(2), \dots, S_t(n_r - 1)]. \quad (5.15)$$

A la position de synchronisation, la probabilité d'avoir une équation de parité vérifiée est généralement supérieure à celle correspondante à une position de non-synchronisation. Ceci est tout simplement dû au fait qu'à la position de synchronisation la fenêtre glissante contient un mot de code éventuellement erroné (par la propagation). Dans le domaine logarithmique, ces probabilités peuvent s'exprimer comme des rapports de vraisemblance (LLR : Log-Likelihood Ratios).

Supposons que la fenêtre glissante soit à la position t sur la séquence reçue r . Pour définir le rapport de vraisemblance, nous considérons le scénario le plus pessimiste en définissant le rapport comme la probabilité que toutes les relations de parités soient non vérifiées sur la probabilité qu'elles le soient toutes. Pour un bloc de taille n_c bits contenus dans la fenêtre glissante, le LLR du syndrome est alors défini par :

$$\phi(t) = \log \left(\frac{\Pr[S_t(1) = 1, \dots, S_t(n_r) = 1]}{\Pr[S_t(1) = 0, \dots, S_t(n_r) = 0]} \right). \quad (5.16)$$

Si nous supposons que les éléments du syndrome sont indépendants, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \log \left(\frac{\prod_{k=1}^{n_r} \Pr[S_t(k) = 1]}{\prod_{k=1}^{n_r} \Pr[S_t(k) = 0]} \right) \\ &= \log \left(\prod_{k=1}^{n_r} \frac{\Pr[S_t(k) = 1]}{\Pr[S_t(k) = 0]} \right) \\ &= \sum_{k=1}^{n_r} \log \left(\frac{\Pr[S_t(k) = 1]}{\Pr[S_t(k) = 0]} \right) \\ &= \sum_{k=1}^{n_r} L(S_t(k)), \end{aligned} \quad (5.17)$$

où

$$L(S_t(k)) = \log \left(\frac{\Pr[S_t(k) = 1]}{\Pr[S_t(k) = 0]} \right) \quad (5.18)$$

est le LLR du $k^{\text{ième}}$ élément du syndrome calculé à la position t de la fenêtre glissante.

L'expression du LLR d'un élément du syndrome $L(S_t(k))$ est proportionnelle à :

$$L(S_t(k)) = (-1)^{u_k+1} \operatorname{atanh} \left(\prod_{j=1}^{u_k} \tanh(\tilde{r}(t + k_j)) \right), \quad (5.19)$$

où

$$\tilde{r}(i) = \frac{2}{\sigma^2} r(i) \quad (5.20)$$

est le LLR du $i^{\text{ième}}$ échantillon reçu et σ^2 est la variance du bruit. u_k et k_j représentent respectivement le nombre de "un" dans la k^{c} ligne de la matrice de parité et la position du $j^{\text{ième}}$ élément non nul dans cette $k^{\text{ième}}$ ligne.

En considérant [36], une approximation de (5.19) est donnée par :

$$L(S_t(k)) = (-1)^{u_k+1} \left(\prod_{j=1}^{u_k} \text{sign}(\tilde{r}(t+k_j)) \right) \min_{j=1, \dots, u_k} |\tilde{r}(t+k_j)|. \quad (5.21)$$

De (5.20), on note que $\tilde{r}(i)$ et $r(i)$ sont proportionnels. En supposant que la variance du bruit est constante pendant la transmission, nous pouvons remplacer $\tilde{r}(t+k_j)$ par $r(t+k_j)$ dans (5.21). De cette manière, aucune information *a priori* sur le canal AWGN est nécessaire [37]. $L(S_t(k))$ et $\phi(t)$ sont alors proportionnelles à :

$$\hat{L}(S_t(k)) = (-1)^{u_k+1} \left(\prod_{j=1}^{u_k} \text{sign}(r(t+k_j)) \right) \min_{j=1, \dots, u_k} |r(t+k_j)| \quad (5.22)$$

et

$$\hat{\phi}(t) = \sum_{k=1}^{n_r} \hat{L}(S_t(k)). \quad (5.23)$$

$\hat{L}(S_t(k))$ peut s'écrire :

$$\hat{L}(S_t(k)) = X_t(k)Y_t(k), \quad (5.24)$$

où

$$X_t(k) = (-1)^{u_k+1} \left(\prod_{j=1}^{u_k} \text{sign}(r(t+k_j)) \right) = 2S_t(k) - 1 \quad (5.25)$$

est la valeur modulée de l'élément de syndrome $S_t(k)$ et

$$Y_t(k) = \min_{j=1, \dots, u_k} |r(t+k_j)| \quad (5.26)$$

correspond à sa fiabilité.

Afin de pouvoir maximiser (5.14), nous devons encore trouver la loi de probabilité de $\hat{\phi}(t)$. Supposons que les éléments du syndrome sont tous indépendants entre eux. Nous discuterons de la validité de cette supposition dans le paragraphe suivant. En appliquant le théorème central limite, $\hat{\phi}(t)$ suit une loi gaussienne :

$$\hat{\phi}(t) \propto \mathcal{N}(n_r m_d, n_r \sigma_d^2), \quad (5.27)$$

où m_d et σ_d^2 représentent respectivement la moyenne et la variance de $\hat{L}(S_t(k))$.

Pour $t \neq t_0$, nous avons :

$$\Pr[S_t(k) = 0] = \Pr[S_t(k) = 1] = 1/2, \quad (5.28)$$

et cela quelque soit la valeur des échantillons reçus et donc $S_t(k)$ et $Y_t(k)$ sont indépendents. Cela conduit à :

$$\begin{aligned} m_d &= E[X_t(k)Y_t(k)] = E[2S_t(k) - 1]E[Y_t(k)] = 0 \\ \text{and } \sigma_d^2 &= E[Y_t(k)^2], \end{aligned}$$

où σ_d^2 est déterminé par simulation.

Pour $t = t_0$, le signe de l'élément de syndrome dépend seulement de la présence d'une erreur. Dans ce cas, $S_{t_0}(k)$ et $Y_{t_0}(k)$ ne sont plus indépendants.

Et :

$$\hat{\phi}(t) \propto \mathcal{N}(0, n_r \sigma_d^2) \quad t \neq t_0 \quad (5.29)$$

$$\text{and } \hat{\phi}(t_0) \propto \mathcal{N}(n_r m_{t_0}, n_r \sigma_{t_0}^2). \quad (5.30)$$

Les expressions analytiques de m_{t_0} et de $\sigma_{t_0}^2$ sont détaillées dans la référence suivante [13].

Dire que t correspond à la position de synchronisation est alors équivalent à dire que $\hat{\phi}(t)$ suit une loi gaussienne $\mathcal{N}(n_r m_{t_0}, n_r \sigma_{t_0}^2)$ et que les autres $\hat{\phi}(i)_{i \neq t}$ correspondant aux $(n_c - 1)$ positions de non synchronisation suivent une loi $\mathcal{N}(0, n_r \sigma_d^2)$.

En utilisant ces approximations gaussiennes, la probabilité (5.14) devient :

$$Pr[r/t] = \frac{1}{\sqrt{2\pi n_r \sigma_{t_0}^2}} \exp\left(-\frac{(\hat{\phi}(t) - n_r m_{t_0})^2}{2n_r \sigma_{t_0}^2}\right) \prod_{i=0, i \neq t}^{n_c-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi n_r \sigma_d^2}} \exp\left(-\frac{\hat{\phi}(i)^2}{2n_r \sigma_d^2}\right). \quad (5.31)$$

Une fois les termes constants éliminés dans 5.31, la fonction de log-vraisemblance est donnée par :

$$L(t) = -\frac{(\hat{\phi}(t) - n_r m_{t_0})^2}{2\sigma_{t_0}^2} - \sum_{i=0, i \neq t}^{n_c-1} \frac{\hat{\phi}(i)^2}{2\sigma_d^2}. \quad (5.32)$$

La position de synchronisation estimée au sens du MAP est alors :

$$\hat{t}_0 = \operatorname{argmax}_{t=0, \dots, n_c-1} \{L(t)\}. \quad (5.33)$$

En développant (5.32) et en éliminant les termes constants, notre critère devient :

$$\hat{t}_0 = \operatorname{argmax}_{t=0, \dots, n_c-1} \left\{ \frac{\hat{\phi}(t) n_r m_{t_0}}{\sigma_{t_0}^2} - \frac{\hat{\phi}(t)^2}{2\sigma_{t_0}^2} - \sum_{i=0, i \neq t}^{n_c-1} \frac{\hat{\phi}(i)^2}{2\sigma_d^2} \right\}. \quad (5.34)$$

L'estimateur précédent nécessite la connaissance de m_{t_0} , $\sigma_{t_0}^2$ et σ_d^2 . Dans nos simulations, nous avons remarqué que $\sigma_{t_0}^2$ et σ_d^2 sont quasi identiques. Donc en supposant que $\sigma_{t_0}^2 = \sigma_d^2$ nous obtenons :

$$\hat{t}_0 = \operatorname{argmax}_{t=0, \dots, n_c-1} \left\{ \frac{\hat{\phi}(t) n_r m_{t_0}}{\sigma_{t_0}^2} - \sum_{i=0}^{n_c-1} \frac{\hat{\phi}(i)^2}{2\sigma_{t_0}^2} \right\}. \quad (5.35)$$

Le second terme de (5.35) étant constant, nous pouvons ne pas en tenir compte. En supposant que $m_{t_0} < 0$ (ceci est dû au fait que m_{t_0} est la moyenne des LLR de la somme des éléments de syndrome à la position de synchronisation). L'expression de notre critère final est :

$$\hat{t}_0 = \operatorname{argmin}_{t=0, \dots, n_c-1} \{\hat{\phi}(t)\}. \quad (5.36)$$

Propriétés de notre méthode de synchronisation

En utilisant les notations introduites dans (5.24), (5.25) et (5.26), nous obtenons :

$$\hat{\phi}(t) = \sum_{k=1}^{n_r} \hat{L}(S_t(k)) = \sum_{k=1}^{n_r} (2S_t(k) - 1) Y_t(k), \quad (5.37)$$

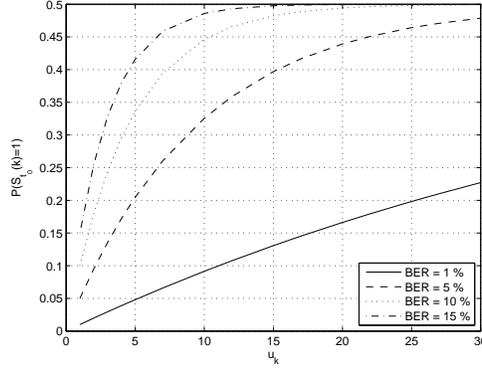


FIGURE 5.11 – $Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ en fonction de u_k pour différentes valeurs de BER .

Il est alors évident que notre procédure de synchronisation est d'autant plus efficace que la différence entre $\hat{\phi}(t)_{t \neq t_0}$ et $\hat{\phi}(t_0)$ est grande. Ce qui sera d'autant plus le cas si $Pr[S_t(k) = 1]_{t \neq t_0}$ et $Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ sont différentes.

Pour $t \neq t_0$, en supposant que les bits sont i.i.d., nous avons :

$$Pr[S_t(k) = 1] = \frac{1}{2}. \quad (5.38)$$

Par contre, quand $t = t_0$, $Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ dépend du nombre de "uns" dans la $k^{\text{ième}}$ ligne de H et du taux d'erreur binaire (BER) du canal.

En supposant que la $k^{\text{ième}}$ ligne de H possède u_k "uns", $Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ est la probabilité d'avoir un nombre impair d'erreurs parmi les u_k bits impliqués dans la $k^{\text{ième}}$ équation de parité.

$$Pr[S_{t_0}(k) = 1] = \sum_{l=0}^{\lfloor \frac{u_k-1}{2} \rfloor} \binom{u_k}{2l+1} p_e^{2l+1} (1-p_e)^{u_k-2l-1}, \quad (5.39)$$

où p_e est la probabilité d'erreur du canal binaire symétrique équivalent, $\binom{n}{k}$ le nombre de combinaisons de k éléments parmi n et $\lfloor n \rfloor$ le plus proche entier inférieur à n .

Fig. 5.11 représente l'évolution de $Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ en fonction de u_k pour différentes valeurs de p_e : quand u_k croît, $Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ croît aussi et tend vers $Pr[S_t(k) = 1]_{t \neq t_0} = 1/2$ pour u_k grands. C'est pourquoi, nous concluons que notre méthode de synchronisation est d'autant plus efficace que les valeurs de u_k sont faibles, ce qui est le cas de codes LDPC [38][30].

Cependant, la différence entre $Pr[S_t(k) = 1]_{t \neq t_0}$ et $Pr[S_{t_0}(k) = 1]$ n'est pas suffisante pour garantir de bonnes performances de synchronisation de notre procédure [25]. Une autre condition est nécessaire : l'indépendance des éléments du syndrome $S_t(k)$, $k = 1 \dots n_r$.

Dire que deux éléments du syndrome sont indépendants revient à dire que deux lignes choisies aléatoirement de la matrice H ne possèdent pas des éléments non nuls aux mêmes positions. Soit P_{ind} cette probabilité, en supposant que u_k est constant quelque soit k , alors nous avons :

$$P_{ind} = \frac{\binom{n_c - u_k}{u_k}}{\binom{n_c}{u_k}} \quad (5.40)$$

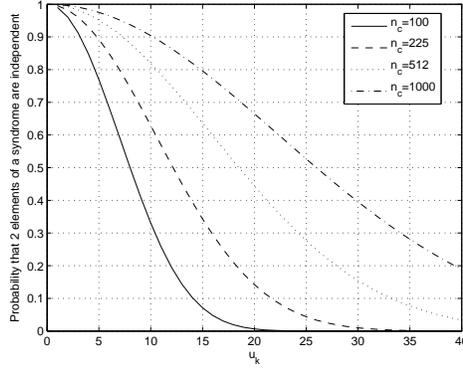


FIGURE 5.12 – Probabilité que 2 éléments d'un syndrome soient indépendants.

Fig. 5.12 représente la probabilité que deux éléments du syndrome sont indépendants en fonction des valeurs de u_k .

Plus le nombre d'éléments non nuls est important plus la probabilité d'indépendance est faible. Il en est de même si le mot de code est court.

En conclusion, les codes possédant des matrices de parité creuses sont de bons candidats pour notre méthode de synchronisation.

Probabilité théorique de fausse synchronisation

La performance de notre technique de synchronisation peut être calculée en exprimant la probabilité de fausse synchronisation P_F :

$$P_F = 1 - P_C = 1 - Pr[\hat{\phi}(t_0) < \min_{t=0, \dots, n_c-1, t \neq t_0} \hat{\phi}(t)], \quad (5.41)$$

où P_C est la probabilité de bonne synchronisation.

Soit $Z = \min_{t=0, \dots, n_c-1, t \neq t_0} \hat{\phi}(t)$. La fonction de répartition de Z peut s'écrire :

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= Pr[Z \leq z] \\ &= 1 - Pr[Z > z] \\ &= 1 - Pr\left[\min_{t=0, \dots, n_c-1, t \neq t_0} \hat{\phi}(t) \geq z\right] \\ &= 1 - Pr[(\hat{\phi}(0) > z) \& (\hat{\phi}(1) > z) \& \dots \& (\hat{\phi}(n_c - 1) > z)]. \end{aligned} \quad (5.42)$$

Les variables $\hat{\phi}(t)_{t=0, \dots, n_c-1, t \neq t_0}$ sont indépendantes et suivent la même loi, nous avons :

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= 1 - \prod_{t=0, t \neq t_0}^{n_c-1} Pr[\hat{\phi}(t) > z] \\ &= 1 - Pr[\hat{\phi}(t) > z]^{n_c-1} \\ &= 1 - (1 - F_\phi(z))^{n_c-1}, \end{aligned} \quad (5.43)$$

où F_ϕ est la fonction de répartition de $\hat{\phi}(t)_{t \neq t_0}$. Connaissant la fonction de répartition de Z , il est facile d'obtenir la densité de probabilité :

$$f_Z(z) = -(n_c - 1)(1 - F_\phi(z))^{n_c-2} f_\phi(z), \quad (5.44)$$

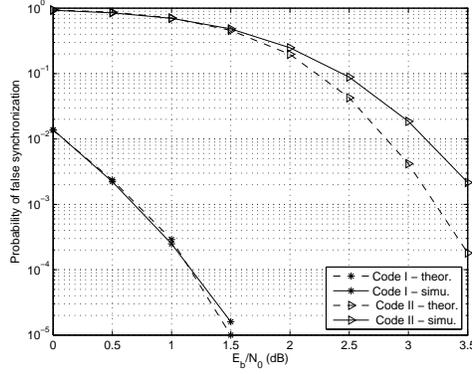


FIGURE 5.13 – Performance de notre méthode de synchronisation aveugle appliquée à des codes LDPC.

où f_ϕ est la densité de probabilité des variables aléatoires gaussiennes $\hat{\phi}(t)_{t \neq t_0}$. Soit $V = Z - \hat{\phi}(t_0)$. La densité de probabilité de V est :

$$f_V(v) = (f_Z * f_{-\phi})(v) = (f_Z * f_\phi)(v), \quad (5.45)$$

où $*$ désigne l'opération de convolution.

Finalement, la probabilité de fausse synchronisation est donnée par :

$$P_F = 1 - Pr[V > 0] = 1 - \int_0^\infty f_V(t) dt. \quad (5.46)$$

5.2.3 Résultats de simulation

Afin d'illustrer les performances de synchronisation de notre méthode, nous estimons la probabilité de fausse synchronisation par simulation de Monte Carlo : jusque 1000000 réalisations ont été simulées, où pour chaque réalisation, le bruit, les bits d'information et le retard du canal de propagation ont été tirés aléatoirement.

Deux codes LDPC de longueur $n_c = 511$ bits et de rendement $R = 0.7$ ont été générés. Ils diffèrent uniquement par le nombre d'éléments non nuls dans leur matrice de parité : Code I (respectivement II) a 4 (respectivement 10) éléments non nuls sur chaque ligne de sa matrice de parité.

Fig. 5.13 présente la probabilité de fausse synchronisation en fonction du rapport signal à bruit (E_b/N_0). Nous avons aussi représenté sur cette figure le cas idéal où tous les éléments du syndrome sont indépendants (courbes obtenues par simulation). Nous remarquons que les résultats théoriques et simulés sont très proches pour le code I. Pour le code II, les résultats théoriques s'éloignent un peu plus ce qui se comprend aisément puisque plus nous avons d'éléments non nuls et moins l'hypothèse d'indépendance des éléments du syndrome est vérifiée. De plus, la probabilité de fausse synchronisation croît avec le nombre d'éléments non nuls de H .

Nous comparons dans la Fig. 5.14 les courbes de taux d'erreur trame (FER) obtenues après décodage des codes convolutifs (1,5/7) et (1,23/35) par un décodeur MAP. Nous avons considéré deux cas : dans le premier nous avons une synchronisation parfaite tandis que dans le deuxième, la position de synchronisation est estimée par notre algorithme.

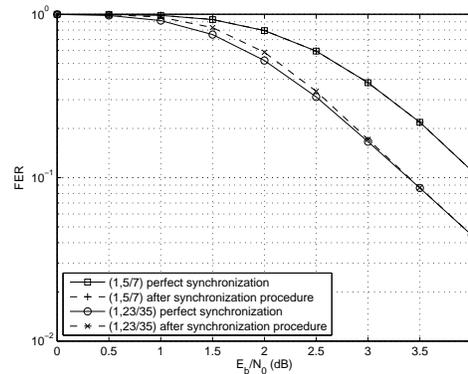


FIGURE 5.14 – Taux erreur trame (FER) de codes convolutifs de rendement $R = 1/2$ et de taille $n_c = 512$ bits.

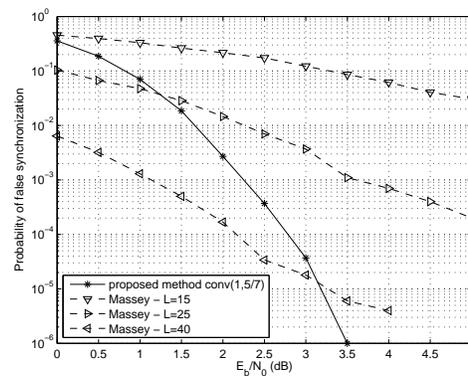


FIGURE 5.15 – Comparaison entre la méthode de Massey et la notre.

Nous constatons que les courbes de FER du code $(1, 5/7)$ sont quasi identiques dans les deux cas. Une légère dégradation de performance est observée pour le code $(1, 23/35)$. Cependant dès que $E_b/N_0 > 3.5$ dB, les courbes se rejoignent. Sachant que ces codes convolutifs fonctionnent dans cette gamme de E_b/N_0 , nous pouvons en conclure que notre méthode est suffisamment performante pour ce type de code.

Nous avons aussi comparé nos résultats avec ceux obtenus avec l'algorithme de Massey qui localise une séquence de synchronisation connue et périodiquement insérée dans la séquence binaire. L'approche de Massey permet de sélectionner la position qui maximise la somme d'un terme de correction et de la corrélation [35]. Cette comparaison est présentée Fig. 5.15 pour le code convolutif $(1, 5/7)$ de longueur $n_c = 512$ bits et de rendement $r = 1/2$. Trois longueurs de séquence de synchronisation ont été testées : $L = 15, 25$ et 40 bits. Nous constatons que notre méthode converge plus rapidement que celle introduite par Massey. Même pour une séquence de synchronisation de $L = 40$ bits, notre approche présente de meilleures performances dans la zone de fonctionnement habituelle du code convolutif (i.e. $E_b/N_0 > 3.5$ dB).

Nous avons étendu cette approche pour la synchronisation de la phase et du résidu de fréquence (CFO). Le principe reste inchangé et la fonction de coût à minimiser s'exprime

en fonction de l'offset de phase et du résidu de porteuse. Il suffit alors de minimiser cette fonction pour estimer les paramètres d'intérêts. Ces techniques ont été publiées, pour plus de détails sur ces approches, vous pouvez vous référer aux articles suivants [27], [39].

5.3 Identification aveugle du système présent (WiFi, WiMax, etc...)

5.3.1 Introduction

Un autre grand domaine récent d'utilisation des techniques aveugles est la Radio Cognitive et plus particulièrement l'étape de "découverte de l'environnement spectral" [40]. L'utilisation actuelle du spectre radio, restreinte par un système de régulation devenu inadapté, ne permet plus de répondre à la demande croissante de nouveaux services sans-fil. Le concept de radio cognitive [41] offre aujourd'hui la possibilité d'évoluer d'une utilisation statique du spectre vers des modèles de partage dynamique des ressources fréquentielles. Ces modèles envisagent notamment d'autoriser des systèmes radios dits opportunistes à transmettre dans des bandes de fréquences sous-licences lorsque celles-ci sont temporairement inactives. Dans ce contexte, la fréquence porteuse d'émission d'un système opportuniste peut changer au cours du temps car l'accès au spectre est contraint par les autres systèmes partageant la même bande de fréquence. La difficulté est alors d'établir et de maintenir les connexions au sein des réseaux opportunistes tout en supportant des sauts de fréquence difficilement prévisibles. Une solution pour traiter cette difficulté est d'embarquer dans la couche PHY de ces réseaux, des signatures propres à chacun, permettant d'identifier les bandes de fréquences utilisées par ceux-ci. Cette identification peut permettre aux systèmes qui veulent joindre un réseau particulier d'établir la communication ou de faciliter la coordination réseau pour les systèmes déjà connectés.

Dans cette section, nous nous focalisons sur les systèmes OFDM car ils sont de très bons candidats pour la radio cognitive [42]. L'identification OFDM a principalement été étudiée en utilisant diverses propriétés de corrélation ou de cyclostationnarité induites par le préfixe cyclique (PC) [43, 44, 45, 46]. Ces approches présentent des performances fortement dépendantes de la durée du PC et de l'étalement temporel du canal de propagation et sont totalement incapables de discriminer des systèmes avec le même espacement entre sous-porteuses.

Nous avons eu plusieurs contributions dans le domaine de l'identification des systèmes OFDM : l'exploitation des m-séquences [47], ou plus récemment les travaux réalisés en collaboration avec S. Gazor [48], mais nous nous focalisons uniquement sur une technique particulière. En étudiant les systèmes OFDM existants (Wifi, WiMAX, DVB-T etc.), on peut noter que les symboles pilotes, utilisés pour l'estimation du canal et/ou des opérations de synchronisation, sont souvent dupliqués dans le plan temps-fréquence en suivant une distribution particulière. Cette propriété induit de la corrélation entre les porteuses pilotes que l'on propose d'exploiter conjointement avec la périodicité de la position de ces pilotes dans le plan temps-fréquence pour effectuer l'identification.

La section 5.3.2 décrit le modèle de signal OFDM. La section 5.3.3 introduit le schéma de génération des signatures pilotes cyclostationnaires. La méthode d'identification associée à ce schéma est ensuite détaillée à la section 5.3.4. Les performances d'identification sont évaluées à la section 5.3.5. Enfin, les conclusions sont présentées à la section 5.3.6.

5.3.2 Modèle

Supposons qu'un symbole OFDM soit constitué de N sous-porteuses, le signal discret en bande de base à l'émission s'écrit :

$$x(m) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} [x_d(m) + x_t(m)], \quad (5.47)$$

où

$$x_d(m) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{\substack{n=0 \\ n \notin \mathcal{J}(k)}}^{N-1} a_k(n) e^{2i\pi \frac{n}{N}(m-D-k(N+D))} \cdot g(m - k(N+D)),$$

et

$$x_t(m) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{n \in \mathcal{J}(k)} b_k(n) e^{2i\pi \frac{n}{N}(m-D-k(N+D))} \cdot g(m - k(N+D)). \quad (5.48)$$

E_s est la puissance du signal et $a_{k,n}$ sont les symboles de données transmis à la sous-porteuse n du $k^{\text{ième}}$ bloc OFDM. Ces symboles de données sont supposés centrés, indépendants, identiquement distribués (i.i.d) et de variance unitaire. D est la longueur du préfixe cyclique et $m \mapsto g(m)$ est le filtre de mise en forme rectangulaire. $\mathcal{J}(k)$ dénote l'ensemble des indices des sous-porteuses pilotes du $k^{\text{ième}}$ bloc OFDM et $b_k(n)$ les symboles pilotes.

Soit $\{h(l)\}_{l=0, \dots, L-1}$ la réponse impulsionnelle discrète du canal de propagation de longueur L . Le signal reçu est alors exprimé comme

$$y(m) = e^{-i(2\pi\varepsilon \frac{m-\tau}{N} + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(m-l-\tau) + \eta(m), \quad (5.49)$$

où ε est l'offset fréquentiel, θ la phase aléatoire initiale, τ le décalage temporel à la réception et $\eta(m)$ le bruit additif blanc gaussien défini comme $\eta(m) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$.

5.3.3 Génération des signatures pilotes cyclostationnaires

La répartition des tons pilotes OFDM dans le plan temps-fréquence est toujours déterministe pour répondre aux contraintes d'estimation du canal. Par exemple, dans [49] il est démontré que les pilotes optimaux, au sens du minimum de l'erreur quadratique moyenne d'estimation du canal, sont ceux qui sont identiquement espacés en fréquence et de même puissance. Comme le nombre de tons pilotes est fini, le caractère déterministe des tons pilotes peut être exprimé comme $\mathcal{J}(k+K) = \mathcal{J}(k)$, $K \in \mathbb{Z}$. Une telle périodicité est une propriété intéressante qui peut être exploitée en parallèle avec une corrélation entre symboles pilotes $b_k(n)$ pour induire de la cyclostationnarité.

Soit $c_k(n)$ le $k^{\text{ième}}$ symbole de la sous-porteuse n tel que :

$$c_k(n) = \begin{cases} b_k(n), & \text{si } n \in \mathcal{J}(k) \\ a_k(n) & \text{sinon.} \end{cases} \quad (5.50)$$

Si les tons pilotes sont conçus tels que :

$$b_k(p) = b_{k+d(p,q)}(q) e^{i\varphi} \quad (5.51)$$

avec $d^{(p,q)} \in \mathbb{Z}$ et φ une constante comprise dans $[-\pi; \pi[$ alors les processus $\{c_k(p)\}_k$ et $\{c_k(q)\}_k$ sont conjointement cyclostationnaires avec pour fréquences cycliques non nulles

l'ensemble défini par $\mathcal{A}_{(p,q)} = \left\{ \frac{m - \lfloor K/2 \rfloor}{K}, m \in \{0, 1, \dots, K-1\} \right\}$ où $\lfloor \cdot \rfloor$ dénote l'arrondi à l'entier inférieur. Le terme $e^{i\varphi}$ dans l'équation (5.51) est ici pour apporter de la souplesse aux structures PIC (Pilot Induced Cyclostationarity) et éviter l'addition cohérente de symboles pilotes qui entraîne une augmentation du PAPR (peak-to-average power ratio).

La propriété précédente indique qu'il est possible de définir des signatures S en considérant les différentes combinaisons de $p, q, d^{(p,q)}$ et K , tel que :

$$S \triangleq \left\{ (p, q, d^{(p,q)}, K) \mid \mathcal{A}_{(p,q)} \neq \emptyset \right\}. \quad (5.52)$$

Ces signatures sont appelées par la suite structure "PIC" pour Pilot Induced Cyclostationarity. A titre d'exemple, les structures pilotes DVB-T, Wifi et WiMAX peuvent être vues comme des signatures PIC (non intentionnelles) où

- DVB-T : $K = 4$, $d^{(p,q)} = 0, 1, 2$ ou 3 avec (p, q) n'importe quelle paire de tons pilotes.
- Wifi : $K = 1$, $d^{(p,q)} = 0$, avec (p, q) n'importe quelle paire de tons pilotes.
- WiMAX (mode DL-PUSC) : $K = 2$, $d^{(p,q)} = 0$ ou 1 avec (p, q) n'importe quelle paire de tons pilotes.

5.3.4 Identification des signatures pilotes cyclostationnaires

Statistiques de décisions

Les systèmes vérifiant les équations (5.47) et (5.52) ont une fonction d'intercorrélation $R_{c^{(p,q)}}(k, d^{(p,q)}) = \mathbb{E} \left[c_k(p) c_{k+d^{(p,q)}}^*(q) \right]$ périodique. On propose de réaliser l'identification à partir de l'évaluation de l'énergie de la fonction d'intercorrélation cyclique (FICC) aux fréquences cycliques $\alpha \in \mathcal{A}_{(p,q)}$. En pratique les symboles $c_k(n)$ sont accessibles seulement via les observations $Y_k(n)$ exprimées comme $Y_k(n) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y[k(N+D)+D+m] e^{-2i\pi \frac{nm}{N}}$ où $y(m)$ est le signal reçu. Le canal de propagation étant inconnu à la réception, nous devons utiliser la FICC de $(Y_k(p), Y_k(q))$ au lieu de $(c_k(p), c_k(q))$. Si l'on considère M symboles OFDM disponibles à la réception, l'énergie de la FICC de $y_k(p)$ et $y_k(q)$ est évaluée grâce à la fonction de coût suivante :

$$J_{PIC} \triangleq \sum_{(p,q) \in \xi} \left(\sum_{\alpha \in \mathcal{A}_{(p,q)}} \left| \hat{R}_{\tilde{Y}^{(p,q)}}^\alpha(d^{(p,q)}) \right|^2 \right) \quad (5.53)$$

où

$$\hat{R}_{\tilde{Y}^{(p,q)}}^\alpha(d^{(p,q)}) = \frac{1}{M - d^{(p,q)}} \sum_{k=0}^{M-d^{(p,q)}-1} \tilde{Y}_k(p) \tilde{Y}_{k+d^{(p,q)}}^*(q) e^{-i2\pi\alpha k} \quad (5.54)$$

et $\xi = \{(p, q) \mid \mathcal{A}_{(p,q)} \neq \emptyset \text{ and } d^{(p,q)} + K \leq M\}$.

L'identification peut se ramener à un problème de détection avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{H}_0 : y(m) \text{ est du bruit seul ou } y(m) \text{ n'intègre pas} \\ \quad \text{de structure PIC ou une structure PIC définie} \\ \quad \text{comme } S' = \left\{ (p', q', d^{(p',q')}, K') \mid \mathcal{A}_{(p',q')} \neq \emptyset \right\} \\ \quad \text{tel que } S' \neq S. \\ \mathcal{H}_1 : y(m) \text{ intègre une structure PIC définie comme} \\ \quad S = \left\{ (p, q, d^{(p,q)}, K) \mid \mathcal{A}_{(p,q)} \neq \emptyset \right\}. \end{array} \right. \quad (5.55)$$

Pour décider de l'hypothèse la plus probable, nous proposons un test de détection contraint par un taux de fausse alarme constant. La décision est prise en comparant J_{PIC} à un seuil positif tel que :

$$J_{PIC} \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{>}} \Lambda,$$

avec Λ défini comme

$$\mathcal{F}_{J_{PIC}|\mathcal{H}_0}(\Lambda) = 1 - P_{fa} \quad (5.56)$$

où $\mathcal{F}_{J_{PIC}|\mathcal{H}_0}$ est la fonction de répartition de J_{PIC} sous \mathcal{H}_0 et P_{fa} est le taux de fausse alarme toléré. Sous l'hypothèse \mathcal{H}_0 et d'après l'éq. (5.53), on peut montrer que J_{PIC} est une somme pondérée de variables aléatoires suivant une loi du Chi-2 non centrée. La fonction de répartition de J_{PIC} peut alors [50] être exprimée comme une série de Laguerre dont l'expression est :

$$\mathcal{F}_{J_{PIC}|\mathcal{H}_0}(x) = \frac{e^{-\frac{x}{2\omega}}}{(2\omega)^{\zeta+1}} \frac{x^\zeta}{\Gamma(\zeta+1)} \cdot \sum_{k \geq 0} \frac{k! m_k}{(\zeta+1)_k} L_k^{(\zeta)} \left(\frac{(\zeta+1)x}{2\omega\nu} \right),$$

$\forall \nu > 0$ et $\omega > 0$, avec $\zeta = \sum_{(p,q) \in \xi} \text{card}(\mathcal{A}_{(p,q)})$ et $L_k^{(\zeta)}$ le $k^{\text{ième}}$ polynôme de Laguerre vérifiant

$$L_k^{(\zeta)}(x) \triangleq \sum_{m=0}^k \binom{k+\zeta}{k-m} \frac{(-x)^m}{m!}.$$

$\Gamma(x) \triangleq \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ et $(\cdot)_k$ dénote le symbole de Pochhammer défini comme $(x)_k \triangleq \frac{\Gamma(x+k)}{\Gamma(x)}$. Les coefficients m_k satisfont la relation de récurrence suivante

$$m_k = \frac{1}{k} \sum_{j=0}^{k-1} m_j g_{k-j}, \quad k \geq 1$$

avec

$$m_0 = 2(\zeta+1)^{\zeta+1} \frac{\omega^{\zeta+1}}{\zeta+1-\nu} \cdot \prod_{(p,q) \in \xi} \left(\omega\nu + \frac{\zeta+1-\nu}{2(M-d^{(p,q)})} \right)^{-\text{card}(\mathcal{A}_{(p,q)})}$$

et

$$g_j = \left(\frac{-\nu}{\zeta+1-\nu} \right)^j + \sum_{(p,q) \in \xi} \text{card}(\mathcal{A}_{(p,q)}) \left(\frac{\nu(2(M-d^{(p,q)})\omega - 1)}{2(M-d^{(p,q)})\omega\nu + \zeta+1-\nu} \right)^j, \quad j \geq 1.$$

La série de Laguerre dépend de ν et ω qui peuvent être choisis de façon arbitraire. Le choix de ces paramètres impacte seulement la vitesse et l'uniformité de la convergence. Pour implémenter la calcul du seuil, cette série de Laguerre doit être tronquée. Le nombre de termes à considérer peut être estimé en utilisant l'expression analytique de l'erreur de troncature donnée dans [50].

Effet des erreurs de synchronisation

L'erreur de synchronisation temporelle et l'offset fréquentiel, représentés respectivement par les variables τ et ϵ dans l'éq. (5.49), détériorent les observations $Y_k(n)$ car ils génèrent de l'interférence entre symboles et entre sous-porteuses. Ces interférences induisent une atténuation de la fonction de coût J_{PIC} ce qui a pour conséquence de dégrader les performances de détection. Afin de garantir les meilleures performances, nous suggérons d'estimer (ϵ, τ) grâce à J_{PIC} . La figure 5.16 montre que J_{PIC} est maximum dans le cas d'une synchronisation parfaite, ce qui nous conduit à l'estimateur suivant

$$[\hat{\epsilon}, \hat{\tau}] = \underset{(\epsilon, \tau)}{\operatorname{argmax}} J_{PIC}^{(\epsilon, \tau)} \quad (5.57)$$

où $J_{PIC}^{(\epsilon, \tau)}$ est défini comme dans l'éq. (5.53) en remplaçant $Y_k(n)$ par

$$Y_k^{(\epsilon, \tau)}(n) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y[k(N+D) + D + m + t] e^{-2i\pi(\frac{nm}{N} - \epsilon)}. \quad (5.58)$$

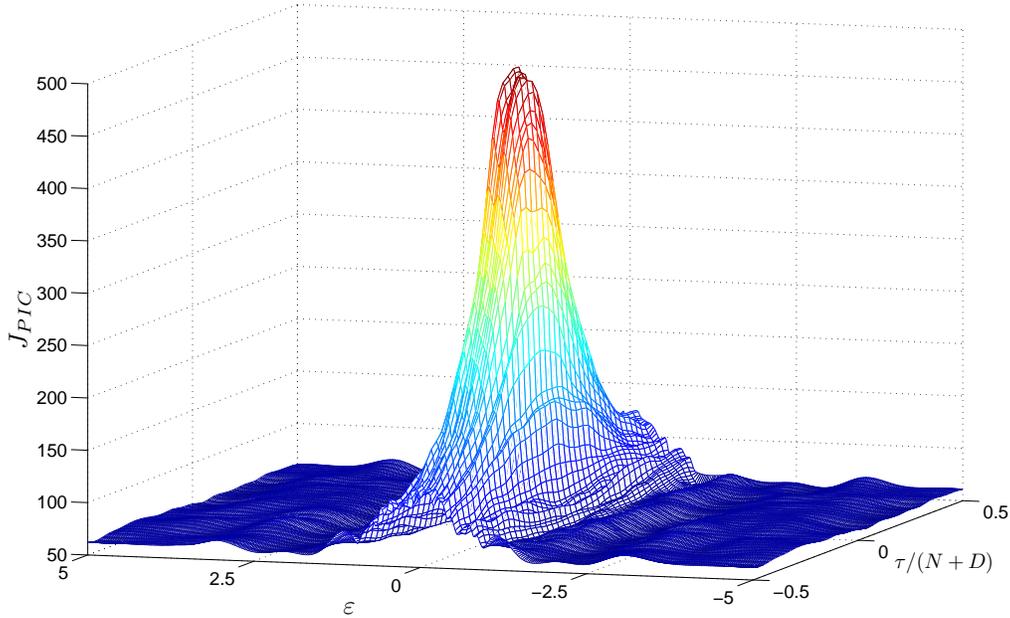


FIGURE 5.16 – Effet des erreurs de synchronisation sur la fonction de coût J_{PIC} (Contexte de simulation de la section 5.3.5, SNR=0dB, $M = 24$, $f_d = 0$, $P_{fa} = 0.02$).

5.3.5 Simulations

Nous considérons dans cette section des signaux OFDM 512 sous-porteuses avec un schéma de distribution des tons pilotes similaire au Mobile WiMAX DL-PUSC [51] avec $D = 64$. Le canal de propagation simulé est de la forme $\{h_k(l)\}_{l=0, \dots, L}$ avec un profil

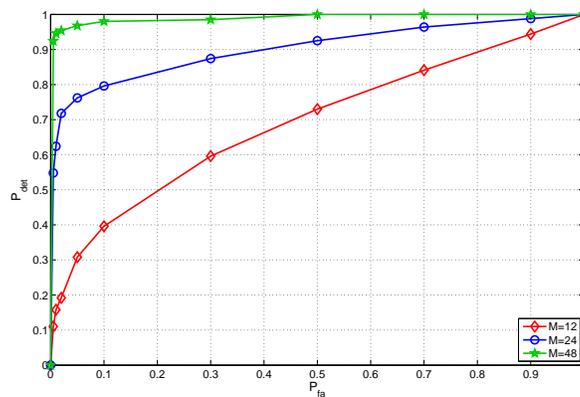


FIGURE 5.17 – Courbes ROC en fonction de la taille de la fenêtre d’observation (SNR=-5dB).

exponentiel décroissant $\mathbb{E}[|h_k(l)|^2] = Ge^{-l/\mu}$ pour $l = 0, \dots, L$ et G est choisi tel que $\sum_{l=0}^L \mathbb{E}[|h_k(l)|^2] = 1$. μ est fixé à 16. Le rapport signal sur bruit (SNR) est défini comme $\text{SNR}(\text{dB}) = 10\log_{10}(E_s/\sigma^2)$.

La figure 5.17 représente les caractéristiques de fonctionnement du récepteur (ROC) pour diverses longueurs de la fenêtre d’observation M à un SNR de -5dB. Nous pouvons observer que le taux de détection s’améliore sensiblement avec le nombre de symboles disponibles à la réception. Cependant, l’amélioration des performances relatives diminue avec la taille de la fenêtre.

La figure 5.18 montre l’impact du canal sur les performances lorsque celui-ci est sélectif en temps. Les variations temporelles sont simulées en utilisant un modèle de Jakes. Différentes valeurs de fréquence doppler maximale f_d ont été testées pour un taux de fausse alarme de 2%. On peut voir sur cette figure que notre algorithme est robuste à un étalement doppler inférieur à 100Hz et que les performances se dégradent jusqu’à 6dB pour $f_d = 500\text{Hz}$ (à 3GHz, cela correspond à une vitesse relative de 180km/h). Cependant, on notera que même pour $f_d = 500\text{Hz}$, les performances de détection sont toujours excellentes dans la gamme de SNR où les systèmes OFDM offrent un taux d’erreur binaire assez bas pour être opérationnels.

5.3.6 Conclusions

Dans cette section, nous avons présenté un de nos nouveaux algorithmes d’identification des systèmes OFDM permettant de faciliter la connexion aux réseaux cognitifs. La méthode exploite les motifs cyclostationnaires embarqués dans les tons pilotes. Elle présente l’avantage

- de discriminer des systèmes OFDM qui ont les mêmes paramètres de modulation,
- de créer des signatures faciles à intercepter car les tons pilotes sont (quasiment) toujours présents dans le signal,
- d’éviter d’ajouter de la signalisation dédiée aux opérations de détection/identification.

Les résultats de simulation prouvent l’efficacité du critère d’identification proposé dans un environnement de propagation doublement sélectif.

Une fois les systèmes présents identifiés, il reste à réussir à prédire les qualités de

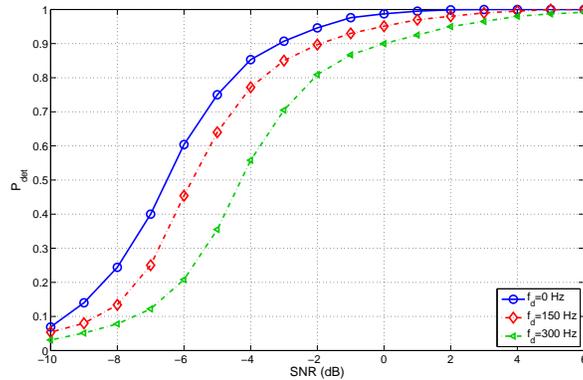


FIGURE 5.18 – Effet de l'étalement doppler sur les performances de détection ($M = 24$, $P_{fa} = 0.02$).

service atteignables sur chacun de ces systèmes.

5.4 Estimation du rapport signal à bruit pour les systèmes OFDM

5.4.1 Introduction

Le rapport signal sur bruit (SNR) est un indicateur communément utilisé pour évaluer la qualité d'un lien de communication. Plus spécifiquement, la connaissance du SNR permet aux systèmes sans fil d'améliorer l'estimation du canal de propagation et est donc un paramètre clef pour la prise de décision des processus adaptatifs comme l'AMC (Adaptive Modulation and Coding) ou la reconfiguration dynamique des radios cognitives ou encore l'allocation dynamique de puissance.

Plusieurs estimateurs du SNR pour des modulations OFDM ont été proposés [52, 53] mais la plupart est basée sur la connaissance des symboles pilotes. Ce type d'estimateur appartient à la classe des estimateurs entraînés (Data-Aided : DA). Ils ont prouvé leur efficacité mais ne peuvent pas être appliqués à tous les contextes. Par exemple, certaines applications de radio cognitive nécessitent des terminaux capables d'estimer la qualité du lien de chaque réseau présent dans la zone pour décider de se connecter au plus approprié. Dans ce cas de figure, le terminal cognitif ne peut tolérer de délais pour être synchronisé sur la trame (opération nécessaire pour connaître les pilotes) de chaque réseau avant de décider celui qui est le plus adapté à ses besoins. Afin d'éviter les limitations des méthodes entraînées (DA), une approche aveugle (sans connaissance des séquences pilotes, i.e. Non Data Aided (NDA)) pour les systèmes OFDM est proposée dans [1]. Elle possède de bonnes performances mais qui dépendent d'un choix subjectif sur la valeur d'un seuil. De plus la puissance du signal et la puissance du bruit ne sont pas estimées indépendamment l'une de l'autre ce qui entraîne une dégradation de la fiabilité de l'estimation à fort SNR. Nous avons proposé une nouvelle technique d'estimation du SNR des systèmes OFDM qui exploite la corrélation et la cyclostationarité induite par le préfixe cyclique (CP) et cela sans connaissance préalable du canal de propagation à trajets multiples.

5.4.2 Modèle du signal OFDM

En supposant qu'un symbole OFDM est constitué de N sous porteuses, le signal transmis discret équivalent en bande de base s'exprime ainsi :

$$x(m) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) e^{2i\pi \frac{n}{N}(m-D-k(N+D))} \cdot g(m-k(N+D)), \quad (5.59)$$

où E_s représente la puissance du signal et $a_k(n)$ sont les symboles de données transmis sur la $n^{\text{ième}}$ sous porteuse du $k^{\text{ième}}$ bloc OFDM. Ces symboles de données sont supposés indépendants et identiquement distribués (i.i.d) et de variance unité. D est la longueur du préfixe cyclique (CP) et $m \mapsto g(m)$ est le filtre de mise en forme rectangulaire.

Soit $\{h(l)\}_{l=0, \dots, L}$ la représentation discrète équivalente du canal de transmission à évanouissement de Rayleigh en bande de base de longueur $L+1$ avec $L+1 < D$ et de telle sorte que $h(l) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{h(l)}^2)$. Les échantillons reçus du signal OFDM s'expriment alors ainsi :

$$y(m) = e^{-i(2\pi\epsilon \frac{m-\tau}{N} + \theta)} \sum_{l=0}^L h(l)x(m-l-\tau) + \eta(m),$$

où ϵ est le résidu de porteuse, θ une phase initiale arbitraire, τ le retard temporel et $\eta(m)$ un bruit blanc additif gaussien tel que : $\eta(m) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_\eta^2)$.

Le SNR est alors défini de la manière suivante :

$$\text{SNR} = \frac{S}{\sigma_\eta^2}$$

où

$$S = E_s \sum_{l=0}^L \sigma_{h(l)}^2. \quad (5.60)$$

5.4.3 Estimation de la variance du bruit

La variance du bruit peut être estimée de la même manière que proposé dans [1] en utilisant la redondance introduite par le préfixe cyclique. En effet, la présence du préfixe cyclique implique que $x(k(N+D)+m) = x(k(N+D)+N+m)$, $\forall k \in \mathbb{Z}$ et $\forall m \in \{0, \dots, D-1\}$. Il est alors aisé de remarquer que si la synchronisation est parfaite² au niveau de la réception (i.e $\tau = 0$ et $\epsilon = 0$) et un canal invariant dans le temps sur la durée d'un symbole OFDM, nous obtenons $D-L$ estimateurs de la variance du bruit définis par :

$$\hat{\sigma}_{\eta,u}^2 = J(u), \quad L \leq u \leq D-1$$

avec

$$J(u) = \frac{1}{2M(D-u)} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=u}^{D-1} |y(k(N+D)+m) - y(k(N+D)+N+m)|^2 \quad (5.61)$$

où M est le nombre de symboles OFDM dans la fenêtre d'observation. L'estimateur ayant la plus petite variance est celui pour lequel : $u = L$. La difficulté est d'estimer L . L'estimateur de Cui et al. [1] possède l'inconvénient majeur de nécessiter un seuil qui doit être

2. pour des algorithmes de synchronisation aveugle se référer à [54, 55]

choisi arbitrairement. Pour pallier cet inconvénient, nous proposons une méthode inspirée de l'estimation au sens du maximum de vraisemblance.

En utilisant l'équation (5.61), $J(u)$ peut s'exprimer ainsi :

$$J(u) = \left(1 - \frac{1}{D-u}\right) J(u+1) + \xi(u)$$

où $\xi(u)$ est une variable aléatoire qui suit une loi du Chi-2 pour $L \leq u \leq D-1$. Cette distribution peut être simplifiée, pour M suffisamment grand :

$$\xi(u) \sim \mathcal{N}\left(\frac{\sigma_\eta^2}{D-u}, \frac{\sigma_\eta^4}{M(D-u)^2}\right). \quad (5.62)$$

L est alors estimé en utilisant la fonction de vraisemblance $f(\mathbf{X}_u|L=u)$ avec \mathbf{X}_u les variables observées définies par $\mathbf{X}_u = (\xi(u), \xi(u+1), \dots, \xi(D-1))$. Les différents $\xi(u)$ étant indépendants, \hat{L} est obtenu comme :

$$\hat{L} = \underset{u}{\operatorname{argmax}} \left[\prod_{m=u}^{D-1} f(\xi(m)|L=u) \right]^{1/(D-u)}, \quad 0 \leq u \leq D-1 \quad (5.63)$$

où $f(\xi(m)|L=u)$ est calculée à partir de l'équation (5.62) en utilisant l'approximation suivante : $\sigma_\eta^2 \simeq J(u)$. Comme les observations \mathbf{X}_u sont de taille variable, l'équation (5.63) est définie comme une moyenne géométrique des éléments de vraisemblance.

5.4.4 Estimation de la puissance du signal.

Nous proposons ici d'utiliser les statistiques cycliques induites par le préfixe cyclique [56] pour estimer la puissance du signal. Le bruit n'étant généralement jamais cyclostationnaire, il est tout à fait intéressant d'utiliser ce genre de statistique. Plus précisément, nous basons notre estimateur sur l'autocorrélation cyclique définie dans [57] :

$$R_x^\alpha(u) = \lim_{M \rightarrow +\infty} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbb{E}[x(m)x^*(m+u)] e^{-2i\pi m\alpha}$$

où α est appelé fréquence cyclique. En utilisant l'équation (5.59), on peut montrer que :

$$R_x^\alpha(N) = E_s \frac{\sin(\pi\alpha D)}{(N+D)\sin(\pi\alpha)} e^{-i\pi\alpha(D-1)} \cdot \sum_{q \in \mathbb{Z}} \delta\left(\alpha - \frac{q}{N+D}\right) \quad (5.64)$$

où $\delta(\cdot)$ représente le symbole de Kronecker. Il a été montré dans [56], que l'autocorrélation cyclique à la réception s'écrit :

$$R_y^\alpha(N) = R_x^\alpha(N) \sum_{l=0}^L \sigma_{h(l)}^2 e^{-2i\pi \frac{\alpha l}{N+D}}. \quad (5.65)$$

Nous pouvons alors facilement en déduire un estimateur de la puissance du signal :

$$\hat{S} = \frac{1}{2N_c + 1} \left| \sum_{q=-N_c}^{N_c} \hat{R}_y^{q\alpha_0}(N) \frac{\sin(\pi q\alpha_0)}{\alpha_0 \sin(\pi q\alpha_0 D)} e^{i\pi q\alpha_0(D-1)} \right| \quad (5.66)$$

où $\alpha_0 = 1/(N + D)$ et

$$\hat{R}_y^{q\alpha_0}(N) = \frac{\sum_{m=0}^{M(N+D)-1} y(m)y^*(m+N)e^{-2i\pi m q\alpha_0}}{M(N+D)}.$$

N_c représente le nombre de fréquences cycliques utilisées pour estimer la puissance du signal. Le choix de N_c est un compromis entre le biais de l'estimateur et sa variance. A partir de l'équation (5.66), on peut montrer que la variance asymptotique de l'estimateur (i.e. pour $M \rightarrow +\infty$) décroît lorsque le nombre de fréquences cycliques augmente. Cependant, l'équation (5.64) montre qu'il est judicieux de choisir les fréquences cycliques mettant en jeu le premier lobe de $\hat{R}_y^{q\alpha_0}(N)$ car sinon la puissance de ces fonctions peut être très faible. De plus, pour limiter le biais de l'estimateur, N_c doit être majoré par la bande de cohérence du canal. En effet, à partir de l'équation (5.65) et en utilisant la relation de Parseval, $R_y^{q\alpha_0}(N)$ peut s'écrire :

$$R_y^{q\alpha_0}(N) = R_x^{q\alpha_0}(N) \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \mathbb{E}[H(\nu)H^*(\nu - q\alpha_0)] d\nu \quad (5.67)$$

où $H(\nu) = \sum_{l=0}^L h(l)e^{-2i\pi l\nu}$. Donc, à partir de la définition de S (cf. équation (5.60)), les fréquences cycliques utilisées pour estimer la puissance du signal sont limitées à celles tel que : $R_y^{q\alpha_0}(N) \simeq R_x^{q\alpha_0}(N) \sum_{l=0}^L \sigma_{h(l)}^2$ ce qui est équivalent à choisir $q\alpha_0$ dans la bande de cohérence où $\mathbb{E}[H(\nu)H^*(\nu - q\alpha_0)] \simeq \mathbb{E}[|H(\nu)|^2]$. La bande de cohérence B_c est habituellement définie grâce à la racine de l'étalement temporel du canal [58]. Dans notre cas, comme la réponse impulsionnelle du canal est inconnue à la réception, on approxime B_c par $\hat{B}_c = 1/(\beta\hat{L})$ où β est un coefficient représentant le taux de corrélation désiré dans B_c . Nous choisissons alors $N_c = \min\left(\frac{N+D}{\beta\hat{L}}, \frac{N}{2D}\right)$. Nous verrons dans la section 5.3.5, que le choix de β n'influence que marginalement les performances de notre estimateur.

5.4.5 Simulations

Tous les résultats de simulation de cette section ont été obtenus par simulation de Monté Carlo où 10000 réalisations indépendantes ont été simulées. Nous considérons un signal Fixed WiMAX [59] qui possède $N = 256$ sous-porteuses et nous choisissons $D = 32$. Le canal de propagation est simulé en utilisant le modèle SUI-4³ défini par :

TABLE 5.1 – Modèle du canal SUI-4

Nombre de trajets	Retard (μs)	Puissance (dB)
1	0	0
2	1.5	-4
3	4	-8

La figure 5.19 montre l'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE) de l'estimation de la variance du bruit en fonction du SNR pour différentes tailles de la fenêtre

3. Le doppler du modèle SUI-4 comme défini dans [60] n'est pas pris en compte car trop petit ($\simeq 0.2\text{Hz}$) comparé aux gammes de fréquences habituellement utilisées dans le WiMAX. Donc, le canal peut être considéré comme invariant temporellement sur la durée de l'observation considérée dans cette section.

d'observation. La NMSE est ici définie par $\mathbb{E} \left[\left(\hat{\sigma}_{\eta}^2 - \sigma_{\eta}^2 \right)^2 \right] / \sigma_{\eta}^4$. Nous observons que les performances sont d'autant meilleures que le nombre de symboles OFDM disponibles est grand. De plus, pour un SNR inférieur à 20 dB, l'estimateur défini par l'équation (5.63) sous-estime occasionnellement L ce qui entraîne une dégradation de performance. Cependant, cette sous-estimation est bénéfique pour de faibles SNR. Dans ce cas, comme la puissance du bruit est fortement prépondérante, $J(u)$ (cf. équation (5.61)) est lui aussi un estimateur valide de la variance du bruit pour $u < L$. Le nombre d'échantillons utilisés est alors plus grand que dans le cas où L est parfaitement connu (i.e. $> (D - L)M$) ce qui entraîne un gain en performance.

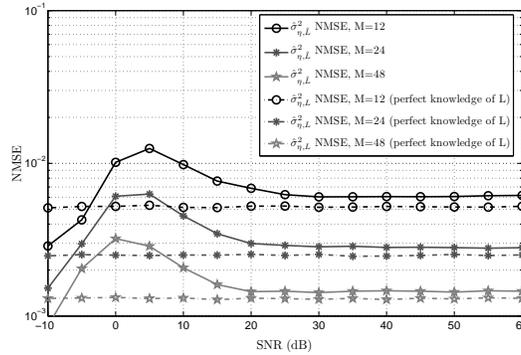


FIGURE 5.19 – NMSE de l'estimateur de la variance du bruit.

Dans la figure 5.20, nous traçons la NMSE de l'estimateur de la puissance du signal en fonction du SNR pour différents M . $\text{NMSE} = \mathbb{E} \left[\left(\hat{S} - S \right)^2 \right] / S^2$ et β est fixé à 5. La durée de l'observation impacte les performances et nous remarquons que l'amélioration relative diminue rapidement lorsque M augmente.

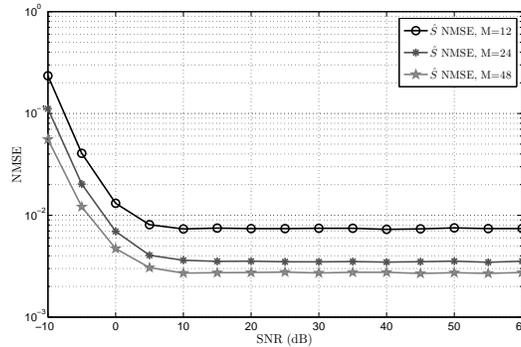


FIGURE 5.20 – NMSE de l'estimateur de la puissance du signal.

La figure 5.21 compare les performances en termes de SNR entre notre méthode et celle décrite dans [1]. La figure 5.21 met en évidence deux limitations de la méthode de Cui. Premièrement et comme expliqué précédemment, cette méthode dépend d'un seuil arbitraire, noté α dans [1]. Ce seuil impacte significativement les performances. Deuxièmement,

comme les estimateurs de la puissance du signal et du bruit ne sont pas indépendants, l'estimation du SNR se dégrade à fort et à faible SNR. De plus, la figure 5.21 révèle que notre algorithme se comporte globalement mieux que celui de la méthode de Cui et que le choix de la bande de cohérence (i.e. β) n'a qu'un impact limité sur les performances.

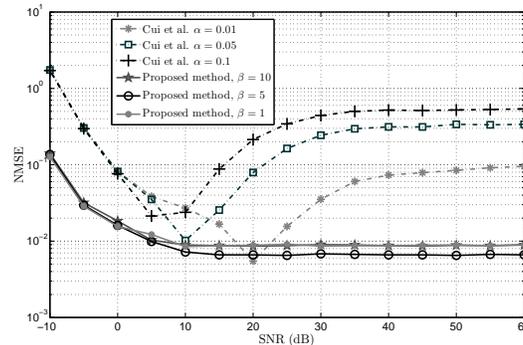


FIGURE 5.21 – Comparaison entre notre méthode et la méthode de Cui [1], $M=24$.

5.4.6 Conclusion

Nous avons présenté une nouvelle méthode basée sur la présence du préfixe cyclique pour estimer le SNR d'un signal OFDM sans la connaissance/l'utilisation des pilotes. Nous exploitons la corrélation induite par ce préfixe cyclique mais aussi sa périodicité pour estimer la puissance du bruit et celle du signal. Les simulations montrent la pertinence de l'algorithme proposé.

Contrairement au handover horizontal entre deux stations de bases utilisant la même technologie, les métriques de puissance ne sont pas forcément suffisantes pour déclencher le handover vertical. Il faut la compléter avec d'autres métriques basées sur la bande passante effective (throughput). Cette bande passante effective s'estime à partir du débit et du taux d'erreurs paquet qui peuvent être déduits du SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio), ainsi qu'à partir du taux d'allocation des canaux physiques de la cellule. Nous avons proposé une approche permettant d'estimer le taux d'activité temps/fréquence des signaux OFDMA [61]. Malheureusement cette information n'est pertinente que si ce taux est faible. En effet, si le taux de charge est important, et sans une information supplémentaire sur le plan d'allocation des ressources, il est impossible de distinguer si toutes les ressources ont été attribuées à un seul utilisateur ou à un grand nombre d'utilisateurs. Dans le premier cas, il est certainement intéressant pour le terminal opportuniste de se connecter à ce réseau alors qu'il est déconseillé de le faire dans le deuxième cas de figure.

Une autre technique d'identification a aussi été récemment proposée (en cours de publication) qui permet, en plus d'identifier le système, de connaître une estimée du canal de propagation et de réaliser une pré-synchronisation temps/fréquence. Ces informations supplémentaires sont cruciales pour un système opportuniste car une fois les systèmes présents identifiés, elles peuvent servir pour effectuer le meilleur choix de connection.

Chapitre 6

Réseaux et approche Cross-Layer

Mon deuxième axe de recherche touche au domaine des réseaux (couche 2 et 3) du modèle OSI avec une forte interaction de la couche physique (couche 1). Ce type d'approche fait partie de ce que l'on appelle communément les approches "Cross-Layer". Il est en effet primordial d'intégrer la couche physique dans les couches supérieures du réseau lorsque les contraintes du canal de propagation sont très fortes et qu'elles conditionnent largement les performances du système de transmission. C'est le cas par exemple pour les réseaux acoustiques sous-marins mais aussi les réseaux radio sans-fil à haut débit et les réseaux Ad-hoc.

6.1 Réseau acoustique sous-marin

Dans le cadre d'un contrat Plan Etat Région (CPER), j'ai été amené à co-encadrer une thèse (H. Doukkali - 2007) avec L. Nuaymi du département Réseaux de Télécom Bretagne. Le travail concernait l'étude des protocoles réseaux sous-marins. La transmission d'information dans la mer par un lien sans fil est délicate à cause de l'atténuation des ondes dans le milieu. Ainsi, il est difficilement envisageable de transmettre des ondes radios ou optiques à des profondeurs importantes et sur de longues distances. Par conséquent, on utilise couramment des ondes acoustiques qui toutefois s'atténuent très fortement dès que la fréquence utilisée est élevée, restreignant alors la largeur de bande disponible pour la transmission. Le débit utile d'une communication numérique dépendant de la largeur de bande disponible, il s'ensuit que les systèmes actuels dits hauts débits dépassent rarement quelques kbps. Ce débit chute rapidement lorsque l'on désire construire un lien de transmission fiable dans un environnement mobile du fait principalement de la variabilité du canal et des dopplers importants (qui nécessitent de prendre en compte, en plus du décalage fréquentiel, la contraction/dilatation de la bande). D'autre part, les ondes acoustiques ont une célérité de 1500 m/s ce qui rend les échanges très lents en comparaison des transmissions utilisées en filaire, optique ou radio-mobile.

Dans un premier temps, nous avons quantifié l'impact de la vitesse de propagation des ondes acoustiques sur les performances d'un réseau basé sur le protocole CSMA/CA, nous avons fait différentes propositions pour adapter ce protocole aux contraintes du milieu acoustique (implémentation de la commande WAIT, contrôle de puissance, optimisation de différents timers). Malgré ces différentes contributions, ce type de protocole basé sur la réservation du canal par l'envoi de trames de contrôles courtes (RTS-CTS) possède des temps moyens de transmission importants à cause des temps de propagation non

négligeables comparés à la durée des trames de contrôle. Il faut donc repenser les méthodes classiques de communication en réseau. En effet, les approches du type CSMA/CA (collision avoidance) utilisées largement dans les réseaux sans fil (i.e. WiFi par exemple) ne sont pas du tout adaptées au contexte envisagé. Dans un deuxième temps, nous avons donc proposé une technique d'accès multiple à répartition par code (CDMA) et tenté de comparer les deux approches.

6.1.1 Le protocole CSMA/CA et la commande WAIT

Le protocole CSMA/CA est un protocole de la couche MAC (couche 2 du modèle OSI) qui permet d'éviter les collisions en utilisant un échange de séquences de contrôle entre l'émetteur et le récepteur permettant la réservation du canal physique. Lorsque l'émetteur décide de transmettre un paquet de données, il doit préalablement écouter le canal pendant une durée aléatoire (Distributed InterFrame Space (DIFS)). Si, à l'issue de cette période, le canal est toujours libre alors il envoie à sa destination une trame RTS (Request To Send). Tous les noeuds recevant cette trame se mettent en attente de transmission, le noeud destination répond alors par une trame CTS (Clear To Send). La transmission des données peut alors commencer. Une fois la trame de données correctement reçue, le récepteur envoie une trame d'acquittement (ACK). Les trames RTS/CTS contiennent une information sur la durée totale de la transmission des données : le NAV (Network Allocation Vector). Tous les noeuds recevant ces trames connaissent alors la durée pendant laquelle le canal sera occupé et diffèrent donc leur transmission afin d'éviter les collisions. Le principe est illustré par la figure 6.1.

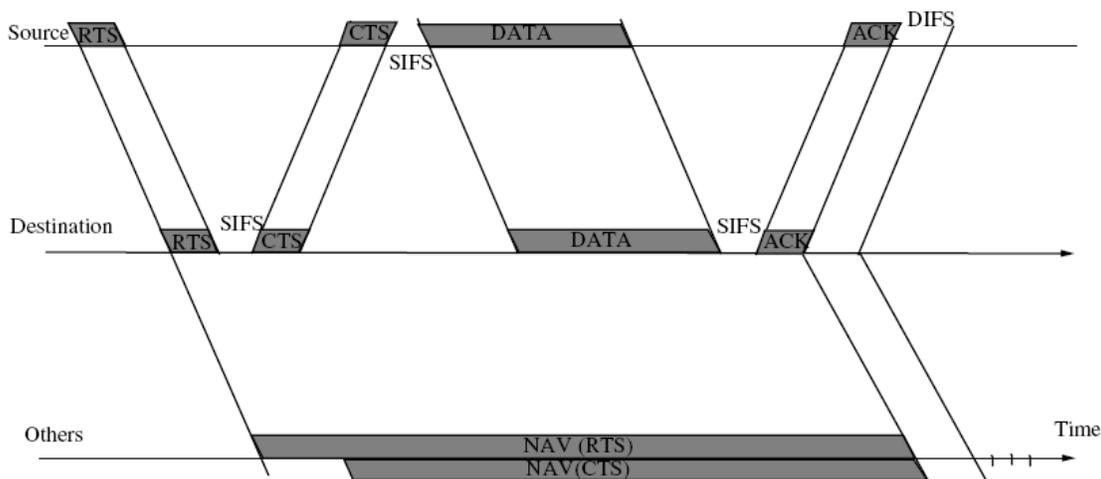


FIGURE 6.1 – Principe de réservation du canal : CSMA/CA

Si l'émetteur ne reçoit pas de CTS, ce qui peut arriver si la destination est déjà occupée, il réitère alors sa demande après un délai d'attente jusqu'à obtenir une réponse (CTS) de la destination ou atteindre un nombre maximum de retransmissions. Ce mode de fonctionnement n'est pas trop gênant lorsque les temps de propagation sont courts mais peut devenir prohibitif pour des transmissions acoustiques. [62] propose alors la mise en place d'une commande WAIT. Si la destination est occupée, elle répond néanmoins à

la source dès que possible en lui envoyant une trame WAIT. Une fois qu'elle est à nouveau libre, elle envoie alors le CTS et la transmission reprend son déroulement normal. Il est nécessaire de mettre en place un ordre de priorité entre les noeuds pour éviter des situations de "dead lock" si deux noeuds reçoivent chacun une commande WAIT.

Nous avons développé un simulateur réseau et avons ainsi pu modéliser le canal acoustique et mettre en place une couche MAC basée sur le protocole CSMA/CA que nous avons adapté aux particularités du canal acoustique (optimisation des différents timers aux temps de propagation). La commande WAIT ainsi qu'un contrôle de puissance ont été intégrés et nous avons évalué les performances de notre réseau acoustique. Le tableau 6.1 indique les gains en terme de débit et de délai moyen obtenus avec la commande WAIT. Les noeuds sont éloignés de 100 mètres et leurs transmissions suivent un processus de Poisson d'intensité $\lambda = 5.10^{-3}$

	Avec la commande WAIT	Sans la commande WAIT
Débit moyen	5630 bits/s	5006 bits/s
Délai moyen	638.43 ms	981.89 ms

TABLE 6.1 – Evaluation des performances de la commande WAIT sur un réseau acoustique sous-marin.

6.1.2 Réseau Acoustique et accès multiple à répartition par code

L'accès au canal par le protocole CSMA/CA est d'autant plus coûteux que les temps de propagation sont longs. En effet dans ce cas la procédure de réservation (RTS/CTS) consomme une bonne partie des ressources disponibles. D'où l'idée de développer un accès multiple où le canal est partagé entre les différents utilisateurs. Notre choix s'est naturellement porté vers le CDMA utilisé dans la 3^{ème} génération de téléphonie mobile (UMTS) avec comme schéma de base du récepteur un RAKE qui permet de tirer partie de la diversité du canal à trajets multiples.

La réponse impulsionnelle du canal acoustique est beaucoup plus longue que celle de la téléphonie mobile, nous avons donc proposé un schéma de réception afin d'améliorer les performances du récepteur. Le système considéré est un système à diversité d'émission : nous supposons disposer de deux capteurs en émission et un seul capteur en réception.

Le schéma de l'émetteur pour l'utilisateur k est présenté figure 6.2.

Notons $b_{[I]k}^i$ les bits envoyés sur le capteur i de l'utilisateur k . Chaque utilisateur envoie sur deux capteurs. Soit $B_{k,1}(n)$ la séquence envoyée sur le premier capteur :

$$B_{k,1}(n) = (b_{[I]k}^1(nN), \dots, b_{[I]k}^1(nN + N.1))^T$$

Alors, la séquence envoyée sur le deuxième capteur est une version entrelacée de la séquence $B_{k,1}(n)$, ainsi nous avons la relation suivante :

$$B_{k,2}(n) = \Pi_N B_{k,1}(n) \tag{6.1}$$

avec Π_N est un entrelaceur pseudo aléatoire de taille $N \times N$. Les données d'information et de contrôle envoyées sur la voie I et respectivement sur la voie Q sont étalées par deux codes de Walsh différents $W_{[I]k}^i$ et $W_{[Q]k}^i$, où l'indice k désigne le numéro de l'utilisateur et l'indice i désigne le numéro du capteur. Le signal résultant est multiplié par une séquence

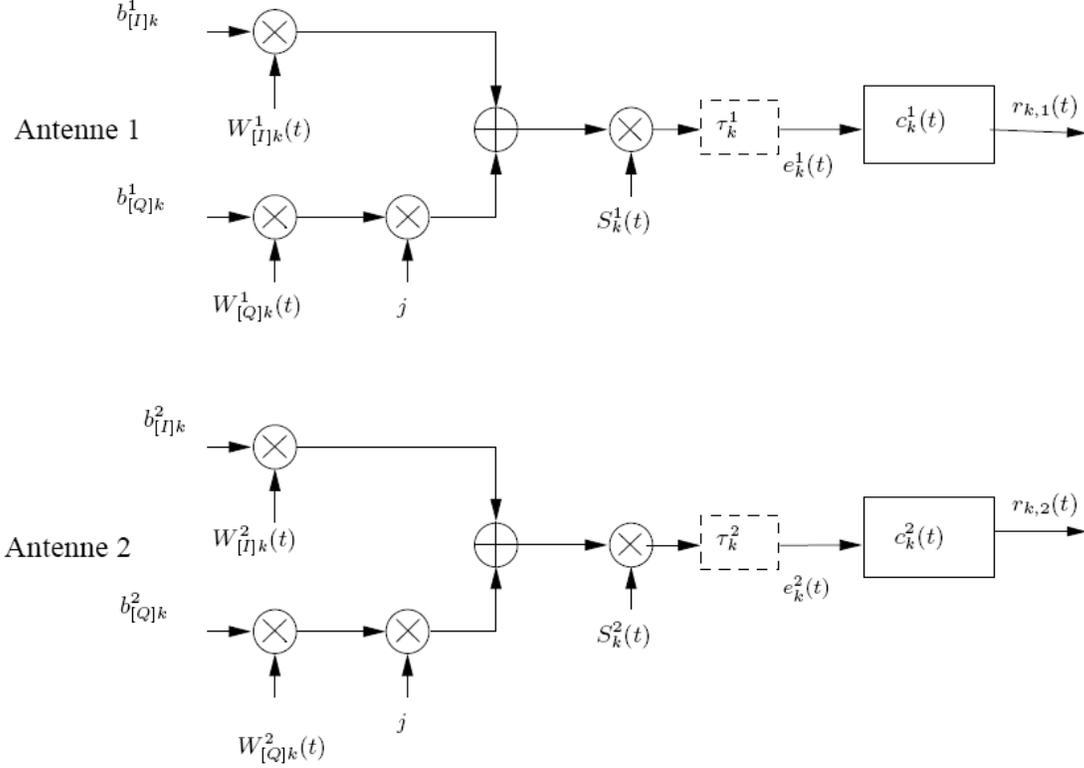


FIGURE 6.2 – Schéma de principe de l'émissionur CDMA - 2 capteurs en émission.

longue de brouillage. Chaque capteur utilise un code de brouillage qui lui est propre. Le signal transmis $e_k^{(i)}(t)$ pendant la durée du $n^{\text{ième}}$ symbole du $k^{\text{ième}}$ utilisateur et sur le capteur i est donné par la relation suivante :

$$e_k^{(i)}(t) = (A_{[I]k} b_{[I]k}^{(i)} W_{[I]k}^1(t - nT_b - \tau_k^i) + j A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)} W_{[Q]k}^2(t - nT_b - \tau_k^i)) s_k^i(t - \tau_k^i), \quad (6.2)$$

Avec $t \in [nT_b + \tau_k^i, (n+1)T_b + \tau_k^i]$, $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ et $i \in \{1, 2\}$. Le canal de l'utilisateur k sur le capteur i est un canal multi-trajets et a pour réponse impulsionnelle :

$$c_k^i(t) = \sum_{l=1}^{L_k^i} c_{k,l}^i \delta(t - \tau_{k,l}^i) \quad (6.3)$$

Les atténuations $c_{k,l}^i$ sont générées selon le modèle de Jakes. Le signal reçu est la convolution des signaux $e_k^i(t)$ de tous les utilisateurs et la réponse impulsionnelle des canaux plus un bruit blanc additif gaussien.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{T_k} r_{k,i}(t) + \eta(t) \quad (6.4)$$

où K est le nombre d'utilisateurs, T_k est le nombre de capteurs par utilisateur, $\eta(t)$ est un bruit blanc additif gaussien à valeurs complexes de moyenne nulle et de variance égale à σ^2 et $r_{k,i}(t)$ est la contribution du signal émis par le $i^{\text{ième}}$ capteur de l'utilisateur k .

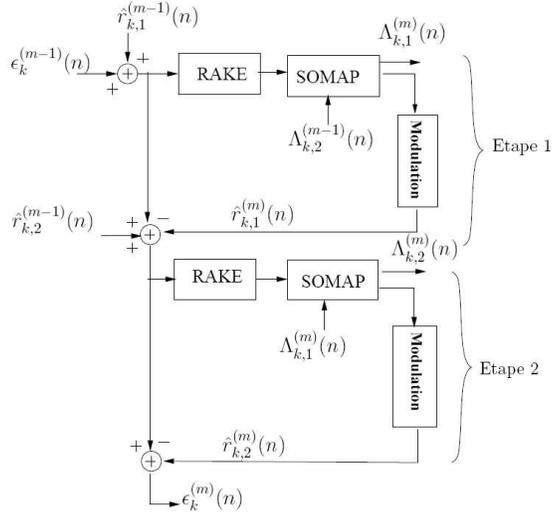


FIGURE 6.3 – Schéma de principe du récepteur "Turbo RAKE".

Le principe de notre récepteur est le suivant : Le signal reçu $r(t)$ passe tout d'abord dans le récepteur RAKE. Nous obtenons alors une première estimation des bits envoyés par le capteur 1 de l'utilisateur k et que nous notons $Z_{k,1}^{(1)}(n)$. A partir de cette première estimation, nous calculons la contribution dans $r(t)$ du signal émis par le premier capteur de l'utilisateur k que nous notons : $\hat{r}_{k,1}^{(1)}$. Nous soustrayons cette contribution du signal reçu. Nous procédons de la même manière pour estimer les symboles envoyés sur le deuxième capteur de l'utilisateur k , ainsi en utilisant le récepteur RAKE, nous obtenons l'estimation $Z_{k,2}^{(1)}$ de $B_{k,2}(n)$. Les symboles envoyés sur le deuxième capteur sont une version entrelacée des symboles émis sur le premier capteur, donc nous pouvons calculer à partir de l'estimation $Z_{k,1}^{(1)}(n)$ une information extrinsèque qui sera utilisée comme une information *a priori* pour le calcul de l'estimation des bits $B_{k,2}(n)$. La procédure itérative proposée s'inspire du principe turbo et utilise l'information extrinsèque calculée à partir de $Z_{k,2}^{(1)}(n)$ comme information *a priori* pour le calcul de l'estimation $B_{k,1}(n)$ à l'itération suivante. A la fin de cette première itération, nous calculons le signal suivant :

$$\epsilon_k^{(1)}(n) = r(n) - \hat{r}_{k,1}^{(1)}(n) - \hat{r}_{k,2}^{(1)}(n). \quad (6.5)$$

Ce signal représente le signal résiduel qui contient la partie du signal envoyé par l'utilisateur k qui n'a pas été exploitée à la première itération plus les interférences avec les autres utilisateurs. Pour commencer l'itération suivante, nous rajoutons au signal $\epsilon_k^{(1)}(n)$ l'estimation de la contribution du capteur 1 calculée à l'itération précédente $\hat{r}_{k,1}^{(1)}(n)$. L'itération m de cette procédure est présentée dans la figure 6.3.

Nous testons les performances de notre système avec $K = 2$ utilisateurs et $T = 2$ capteurs d'émission pour chaque utilisateur. Le bruit considéré est un bruit blanc additif gaussien à valeur complexe. Les performances sont évaluées en termes de TEB (Bit Error Rate (BER) en anglais) moyenné sur les deux utilisateurs et calculé à partir de $\hat{B}^{(m)}g_{k,1}(n)$. Nous comparons notre système avec le cas d'un récepteur RAKE classique, les résultats sont présentés dans la figure 6.4.

Différentes configurations possibles avaient été proposées permettant d'augmenter le

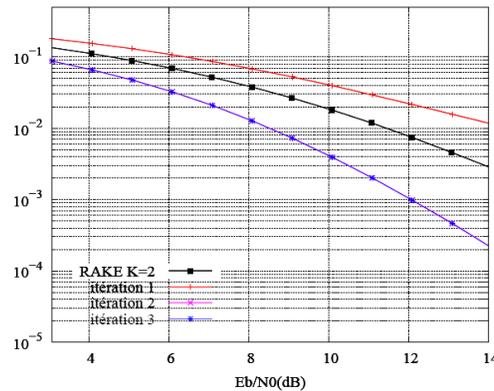


FIGURE 6.4 – Performance du récepteur "Turbo RAKE".

débit en n'envoyant qu'une partie des bits sur le premier capteur et l'autre partie sur le deuxième. Evidemment ce gain en débit entraîne une perte de performance. Par manque de temps, nous n'avons pas pu aller plus loin et cette voie de recherche n'a pas été poursuivie par manque de financement.

6.2 Technique d'accès Multiple pour les réseaux Ad-Hoc

Le CDMA est une technique d'accès multiple utilisée dans l'UMTS. Elle utilise l'étalement de spectre, ce qui implique que le signal codé et modulé occupe une bande de fréquence beaucoup plus large que celle nécessaire à la transmission des données utiles. Ce système sépare l'opération de codage (nécessaire à la correction des éventuelles erreurs de transmission) et l'opération d'étalement. Cependant, les analyses théoriques [63] [64] montrent que la capacité optimale d'un système multi-utilisateurs est atteinte quand la totalité de la bande passante disponible est dévolue au codage. C'est pourquoi L. Ping [65, 66] suggère de combiner codage et étalement, et propose d'utiliser des entrelaceurs différents pour séparer les utilisateurs. La technique d'accès correspondante est connue de nos jours sous le nom de IDMA (Interleaved-Division Multiple-Access). Bien que l'IDMA soit toujours aussi performant que le CDMA avec une réduction significative de complexité pour le récepteur [67], CDMA et IDMA possèdent le même inconvénient pour les réseaux ad-hoc : ils nécessitent un contrôleur central pour attribuer les différents codes/entrelaceurs pour chaque utilisateur.

Le design de techniques d'accès multiple et de protocoles adaptés aux réseaux ad-hoc mobiles est donc un challenge qui occupe un grand nombre de chercheurs. Dans ce contexte, nous avons proposé une technique d'accès qui ne nécessite aucun signal de contrôle et aucune station de base allouant les différentes séquences d'étalement, entrelaceurs, time slots ou fréquences. Tous les noeuds peuvent transmettre en même temps, dans les mêmes bandes de fréquences, en utilisant le même code d'étalement, le même code correcteur d'erreurs et le même entrelaceur. La seule contrainte est que les noeuds ne soient pas synchronisés. Nous avons baptisé cette méthode II-IDMA pour Identical Interleaver IDMA. Si la synchronisation des différents utilisateurs est parfaite à la réception, nous avons montré par simulation que l'II-IDMA a les mêmes performances que l'IDMA standard.

Pour synchroniser les différents utilisateurs, nous avons proposé d'utiliser notre algo-

rithme de synchronisation trame autodidacte, que nous avons adapté au contexte multi-utilisateurs et amélioré afin qu'il tire partie du code de répétition habituellement utilisé dans les systèmes IDMA. De cette manière, nous sommes capables d'estimer successivement les délais de chaque utilisateur commençant par le plus puissant.

6.2.1 Identical Interleaver IDMA (II-IDMA)

La technique *Identical Interleaver* IDMA (II-IDMA) consiste en un réseau IDMA où les terminaux utilisent le même schéma de codage \mathcal{C} ainsi que le même entrelaceur π . L'unique condition de ce système est que le k^{ieme} utilisateur est retardé de d_k chips (dans ce qui suit, nous supposons que le délai entre utilisateurs est un multiple d'un temps chip mais *a priori* le délai peut être quelconque) et que tous les d_k sont différents : $\forall k, l = 1, \dots, K$ nous avons $d_k \neq d_l$ si $k \neq l$. On suppose donc que le système est synchrone au niveau chip mais que les transmissions sont asynchrones. L'unicité des délais permet de différencier chaque utilisateur.

L'utilisation d'un même entrelaceur par tous les utilisateurs sur des trames possédant des délais tous différents est virtuellement équivalente à une transmission synchrone d'utilisateurs ayant des entrelaceurs différents. En effet, le chip émis par le i^{ieme} terminal à l'instant t , qui est le $(\pi^{-1}(t))^{ieme}$ chip dans la sequence de données codées avant entrelaceur, interfère à l'instant $t - d_j$, avec le $(\pi^{-1}(t - d_j))^{th}$ chip de la sequence codée avant entrelaceur du terminal j avec $j \neq i$. Donc l'effet cumulé *entrelaceur + délai* est comparable à l'utilisation d'entrelaceurs différents. Cette propriété a d'ailleurs déjà été utilisée dans une méthode de génération d'entrelaceurs différents de faible complexité [68].

Nous avons montré dans [69] que le délai de l'utilisateur le plus puissant peut être estimé en aveugle. En incluant ce procédé de synchronisation dans la procédure itérative de l'IDMA, nous sommes en mesure d'estimer successivement en aveugle les délais des utilisateurs par ordre décroissant de puissance. Les performances de l'approche sont évaluées par simulation.

6.2.2 Modèle du système

Nous considérons le lien montant d'une cellule unique utilisant l'IDMA comme technique d'accès multiple ayant K utilisateurs actifs qui sont chip-synchrones. Chaque *mobile* (aussi appelé terminal ou utilisateur) est équipé d'une unique antenne, transmet une séquence de données et est capable d'estimer parfaitement son canal de transmission. Le récepteur est doté d'un système itératif permettant de réaliser la détection et le décodage de canal pour supprimer successivement les interférences comme proposé dans [66]. On note \mathbf{b}_k la séquence de données de longueur M' transmise par l'utilisateur k . Chaque utilisateur code sa séquence d'information avec le même codeur de canal \mathcal{C} de rendement r . L'entrelaceur de l'utilisateur k est noté π_k et sa longueur est la même que celle de la séquence codée : $M = \frac{M'}{r}$. Nous avons $\pi_i \neq \pi_j, \forall i \neq j$. Soit $\{x_k\}$ la séquence encodée et entrelacée.

Soit d_{\max} le délai maximum parmi l'ensemble $\underline{d} = \{d_1, \dots, d_K\}$ des délais des utilisateurs. Le signal reçu échantillonné au rythme chip au niveau de la station de base s'exprime ainsi :

$$r(j) = \sum_{i=1}^K \sqrt{p_i} h_i x_i(j - d_i) + n(j) \quad j = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (6.6)$$

où j est l'index du temps discret et h_i , d_i et p_i représentent respectivement l'effet du canal "flat fading", le délai et la puissance émise du i^{th} utilisateur. $x_i(j) \in \{-1, 1\}$ représentent les bits d'information codés (chips) transmis par i^{ieme} utilisateur à l'instant j utilisant une modulation BPSK. Par convention $x_i(j) = 0$ pour tous $j < 0$. De plus, $n(j)$ sont les échantillons de bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 . De plus, $\xi_k(j)$ représente l'effet conjoint du bruit et des interférences multi-utilisateurs pour le k^{ieme} utilisateur :

$$\xi_k(j) = \sum_{i \neq k}^K \sqrt{p_i} h_i x_i(j - d_i) + n(j). \quad (6.7)$$

6.2.3 Détection "Chip-By-Chip" pour l'II-IDMA

En supposant la connaissance parfaite de l'ensemble \underline{d} au niveau du récepteur, la détection est réalisée en modifiant l'algorithme initialement proposé dans [66]. La principale différence concerne le calcul des statistiques qui modélisent les interférences multi-utilisateurs (6.7) pour un utilisateur k donné. En effet, il prend en compte les délais d_k de chaque utilisateur. Cette différence mise à part, aucune autre modification n'est nécessaire.

Pour une modulation BPSK et un canal flat fading ($L = 1$), le nouvel algorithme peut se résumer ainsi :

1. *Initialisation* :

$$e_{DEC}(x_k(j)) = 0 \quad \begin{array}{l} \forall k = 1, \dots, K \\ \forall j = 0, 1, \dots, M + d_{\max} - 1 \end{array} \quad (6.8)$$

2. *Mise à jour des LLR* :

$$\mathbb{E}[x_k(j - d_k)] = \begin{cases} 0 & \text{if } j - d_k < 0 \text{ or } j - d_k > M - 1 \\ \tanh\left(\frac{e_{DEC}(x_k(j - d_k))}{2}\right) & \text{if } 0 \leq j - d_k \leq M - 1 \end{cases} \quad (6.9)$$

$$\mathbb{V}[x_k(j - d_k)] = \begin{cases} 0 & \text{if } j - d_k < 0 \text{ or } j - d_k > M - 1 \\ 1 - (\mathbb{E}[x_k(j - d_k)])^2 & \text{if } 0 \leq j - d_k \leq M - 1 \end{cases} \quad (6.10)$$

$$\mathbb{E}[r(j)] = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} h_k \mathbb{E}[x_k(j - d_k)] \quad \forall k, j \quad (6.11)$$

$$\mathbb{V}[r(j)] = \sum_{k=1}^K p_k h_k^2 \mathbb{V}[x_k(j - d_k)] + \sigma^2 \quad \forall k, j \quad (6.12)$$

$$\mathbb{E}[\xi_k(j)] = \mathbb{E}[r(j)] - \sqrt{p_k} h_k \mathbb{E}[x_k(j - d_k)] \quad \forall k, j \quad (6.13)$$

$$\mathbb{V}[\xi_k(j)] = \mathbb{V}[r(j)] - p_k h_k^2 \mathbb{V}[x_k(j - d_k)] \quad \forall k, j \quad (6.14)$$

$$e_{ESE}(x_k(j)) = \frac{2\sqrt{p_k} h_k}{\mathbb{V}[\xi_k(j)]} (r(j) - \mathbb{E}[\xi_k(j)]) \quad \forall k, j \quad (6.15)$$

Après le premier décodage des données, l'information extrinsèque $e_{DEC}(x_k(i))$ est disponible et les nouveaux LLRs peuvent être calculés afin d'améliorer les estimations des données : i.e. en répétant l'étape 2 (équation (6.9) à équation(6.15)). Le processus est itéré plusieurs fois et l'information est récupérée à la sortie des décodeurs après une prise de décision ferme.

6.2.4 Synchronisation trame aveugle

L'hypothèse de connaissance parfaite de l'ensemble des retards doit évidemment être relâchée et une procédure de synchronisation trame est nécessaire. L'utilisation de séquences de synchronisation possède les inconvénients suivants :

- réduction de l'efficacité spectrale.
- des séquences orthogonales pour chaque utilisateur sont nécessaires afin d'éviter qu'elles interfèrent entre elles et un superviseur central est alors nécessaire pour attribuer ces séquences, ce qui dans un contexte ad-hoc est impossible.

Pour résoudre ce problème, nous proposons d'utiliser notre technique de synchronisation trame développée dans la section 5.2. Nous avons juste adapté l'algorithme afin qu'il puisse tirer partie des spécificités des systèmes IDMA. En effet, l'étalement dans un système IDMA est réalisé théoriquement uniquement grâce à un code correcteur d'erreurs de faible rendement. Cependant, pour des raisons pratiques, le code utilisé est généralement la concaténation d'un code à répétition et d'un autre code plus puissant. Le code à répétition permet de garantir une bonne convergence de l'algorithme itératif de l'IDMA lorsque le facteur de charge (nombre d'utilisateurs actifs multiplié par le rendement du code) est grand [70]. Le second code permet d'avoir de bonnes performances asymptotiques.

Comme nous l'avons montré dans [71], notre méthode de synchronisation trame aveugle est particulièrement bien adaptée pour des codes possédant des matrices de parité creuses. Nous proposons d'utiliser exclusivement le code à répétition pour se synchroniser. En effet le code à répétition est le code possédant la matrice de parité la plus creuse possible : 2 éléments non nuls par ligne. De plus, il est aisé de s'assurer que les éléments du syndrome sont indépendants entre eux : en ne prenant qu'un seul élément non nul par colonne. Par exemple, pour un code à répétition de rendement 1/6 et de taille $n_c = 6$, il est possible d'avoir 3 relations de parité indépendantes et nous avons 15 matrices différentes possédant 3 relations de parité indépendantes. Nous avons alors deux approches possibles : on choisit arbitrairement une de ces 15 matrices possibles ou alors, on choisit celle qui nous permet d'avoir le meilleur taux de synchronisation. Pour ce faire, nous proposons de choisir la matrice en fonction de la fiabilité des bits reçus : les bits répétés reçus sont ordonnés en fonction de leur fiabilité et pour calculer le syndrome, la matrice de parité suivante est utilisée :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Cette procédure nous permet de nous synchroniser sur l'utilisateur le plus puissant. Une fois la contribution de cet utilisateur supprimée, il est alors possible de se synchroniser sur le deuxième utilisateur le plus puissant. Le deuxième avantage de cet algorithme est que le récepteur II-IDMA commence nécessairement par les utilisateurs les plus puissants ce qui garantit de meilleures performances qu'avec un système IDMA choisissant l'ordre des utilisateurs de manière aléatoire. Les étapes principales de notre algorithme sont résumées ci-dessous :

Algorithme du récepteur II-IDMA

Entrées : $r(j)$ la séquence reçue,
 π l'entrelaceur utilisé par tous les terminaux,
 M la taille de l'entrelaceur,
 I le nombre d'itérations de ma procédure d>IDMA.

Sorties : \hat{d} l'ensemble des retards de tous les utilisateurs,
 $x_i(j)$ le j^{th} bit codé transmis par l'utilisateur i pour $j = 0, \dots, M - 1$ et $i = 1, \dots, K$.

```

2  For  $ite$  from 1 to  $I$ 
1     $k = 0$ 
3    While  $k < K$ 
4      For  $t$  from 0 to  $M - 1$ 
5        Calcul de la somme des LLR des éléments du syndrome  $\phi(t)$ 
6      End for
7      Estimer le retard du  $k^{\text{ieme}}$  utilisateur le plus puissant :  $\hat{d}_k = \operatorname{argmin}_{t=0, \dots, n_c-1} \{\hat{\phi}(t)\}$ .
8       $k = k + 1$ 
9      Lancer l'algorithme d'ESE et le decodage de canal.(cf équation (6.8)-(6.15)) pour l'utilisateur  $k$ 
10    End while
11  End for

```

Remarquons que la méthode de synchronisation proposée (lignes 4-5-6-7) peut sembler complexe (cf. ref [72] pour l'évaluation de la complexité de ce type d'approche). Cependant elle permet de solutionner différents problèmes : comme par exemple l'identification des utilisateurs par ordre décroissant de leur puissance. Il est bien connu que l>IDMA (ou toute autre approche de suppression successive d'interférences) donne de bien meilleures performances si on commence par estimer et supprimer les utilisateurs les plus puissants. Notre algorithme peut aussi être utilisé pour obtenir le nombre d'utilisateurs actifs dans le système. Remarquons aussi que même si nous avons significativement augmenté la complexité de notre récepteur, nous avons aussi en parallèle significativement réduit la complexité de l'allocation des ressources puisque nous n'avons plus besoin d'allouer de code, d'entrelaceur, de time slots ou de bandes de fréquences.

6.2.5 Simulations

Nous avons simulé un système IDMA utilisant un code LDPC de rendement 1/2 et de longueur 576 bits, suivi par un code à répétition de rendement 1/6, le facteur d'étalement équivalent est alors de 1/12. Nous considérons un canal de Rayleigh flat fading. L'atténuation est supposée constante sur la durée d'une trame et indépendante d'une trame à une autre. Dans nos simulations, 5 itérations d>IDMA sont réalisées. Pour le décodage canal, nous utilisons un algorithme BP (Believd Propagation) avec 5 itérations.

Premièrement, nous considérons le cas synchronisé, la Fig. 6.5 présente le taux d'erreur binaire (BER) en fonction du E_b/N_0 pour différents facteurs de charge (1, 2, 6, 9, 12 et 18 utilisateurs dans le système). Le TEB est estimé par simulation de Monte Carlo. 1000 réalisations sont simulées où les bits d'information, le bruit et les entrelaceurs pseudo aléatoires sont tirés aléatoirement à chaque réalisation.

Pour le cas non-synchronisé, nous supposons sans perte de généralité que le k^{ieme} utilisateur est retardé de p_k chips avec ($0 \leq p_k \leq M - 1$ où M est la taille de l'entrelaceur). Les retards sont supposés parfaitement connus au niveau du récepteur. Nous supposons aussi avoir un parfait asynchronisme entre les utilisateurs : ($p_k \neq p_l$ pour tout $k \neq l$). Dans cette simulation les utilisateurs ont tous le même entrelaceur pseudoaléatoire. La figure

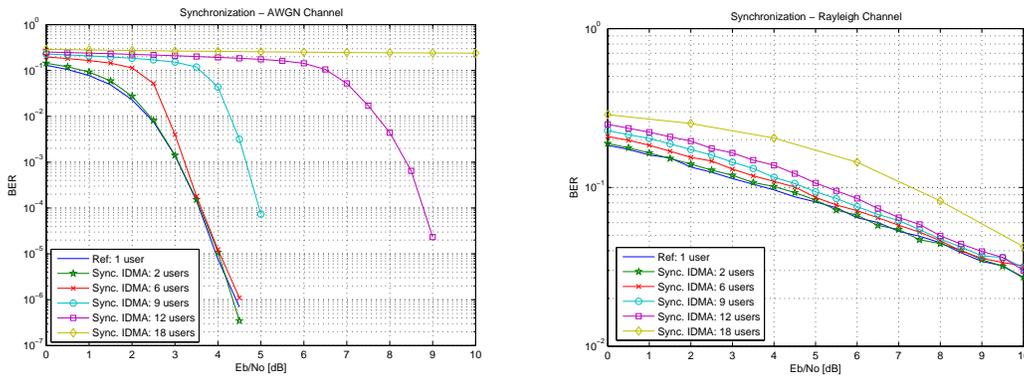


FIGURE 6.5 – Performances de l'IDMA - Cas synchrone - Canal AWGN et canal de Rayleigh.

6.6 présente les résultats pour le canal de Rayleigh.

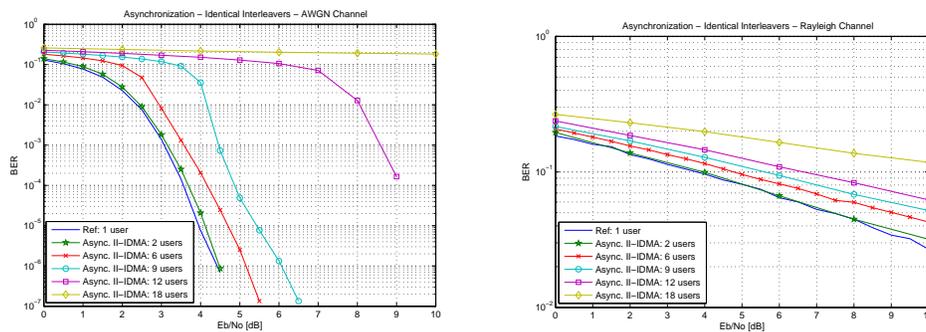


FIGURE 6.6 – Performances de l'IDMA asynchrone, Entrelaceurs identiques - Canal AWGN et canal de Rayleigh.

L'asynchronisme entre les différents utilisateurs n'a pas un impact important sur les performances si les retards sont parfaitement connus. Cette simulation permet de valider l'approche II-IDMA.

Evaluons maintenant les performances de notre algorithme de synchronisation. La figure 6.7 présente les performances sur un canal BABG et un canal de Rayleigh avec estimation aveugle des retards lors uniquement de la première itération de la procédure d'IDMA.

La perte de performance est due à des problèmes de mauvaise synchronisation : en effet si on ne réussit pas à se synchroniser correctement lors la première itération, nous n'avons alors aucune chance de traiter correctement les données de l'utilisateur correspondant.

La première amélioration est donc d'être en mesure de re-synchroniser ces utilisateurs lors des itérations suivantes et cela uniquement si la fiabilité de la synchronisation n'est pas suffisante. Afin d'évaluer le gain potentiel de ce type d'approche, nous avons simulé le

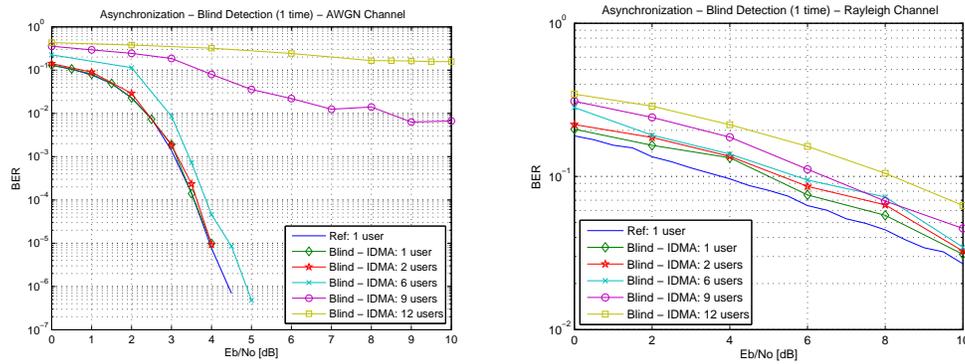


FIGURE 6.7 – Performances de II-IDMA asynchrone - Canal AWGN et Rayleigh - synchronisation aveugle lors de la première itération.

cas où la re-synchronisation est réalisée systématiquement pour chaque utilisateur et pour chaque itération. Les performances sont présentées figure 6.8.

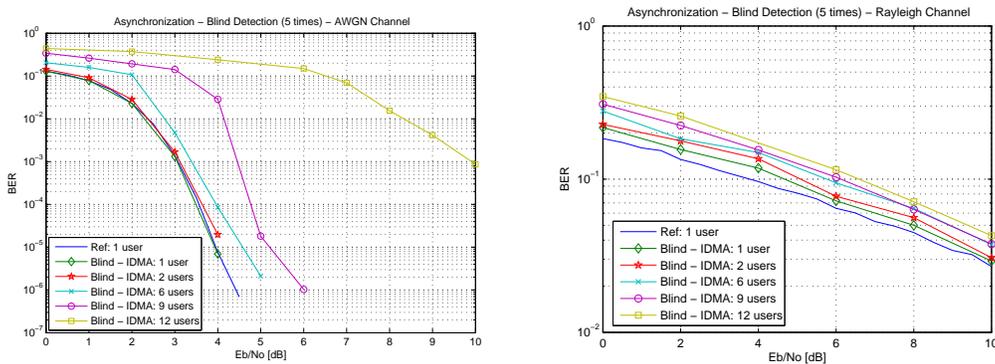


FIGURE 6.8 – Performances de II-IDMA asynchrone - Canal AWGN et Rayleigh - synchronisation aveugle à chaque itération.

6.3 Conclusion

Dans cette section, nous avons considéré un système IDMA synchrone et asynchrone. Nous avons proposé un schéma basé sur l'utilisation d'un entrelaceur identique pour tous les utilisateurs : Identical Interleaver IDMA. L'asynchronisme des utilisateurs permet d'avoir virtuellement des entrelaceurs différents. Nous avons prouvé par simulation que si les délais entre les utilisateurs sont parfaitement connus, la perte de performance n'est pas significative. Enfin, nous avons adapté notre procédure de synchronisation trame aveugle au contexte multi-utilisateurs. La technique proposée est alors parfaitement bien adaptée aux réseaux *Ad hoc*.

6.4 Découverte des points d'accès WiFi

6.4.1 Problématique

Un terminal WiFi doit être en mesure de trouver les points d'accès situés à sa portée qui lui offrent une connexion suffisamment fiable pour répondre à ses besoins de qualité de service. Pour y parvenir, deux possibilités s'offrent à lui : un scan passif qui consiste à écouter un canal et d'attendre la réception d'un *beacon* envoyé régulièrement par les points d'accès. En règle générale les beacons sont envoyés toutes les 100 à 300ms. Cette procédure doit évidemment être répétée pour chacun des 11 canaux possibles, ce qui conduit à un temps moyen de découverte des points d'accès important. Une approche active est prévue par le standard WiFi [73]. Le terminal envoie un paquet *Probe Request* qui consiste à demander si un point d'accès est présent sur un canal. Un point d'accès qui reçoit un paquet *Probe Request* doit répondre par un *Probe Response*. Le terminal WiFi doit attendre la réception de la réponse pour connaître les points d'accès du canal avant de passer au canal suivant. Malheureusement le délai de réponse des points d'accès est variable et dépend entre autres de la charge du point d'accès. Si le terminal attend trop longtemps, il pénalise la durée totale moyenne du scan, par contre s'il attend trop peu alors la probabilité de découverte des points d'accès chute. Le standard 802.11 définit deux timers : `MinChannelTime` et le `MaxChannelTime`. Si aucun *Probe Response* n'est reçu dans l'intervalle de temps défini par `MinChannelTime`, le terminal considère que le canal est vide (i.e. pas de point d'accès). Par contre, s'il a reçu au moins une réponse alors il attendra jusqu'à la fin du `MaxChannelTime` pour éventuellement recevoir des réponses d'autres points d'accès.

Comme expliqué dans [74, 75] la phase de découverte des points d'accès représente actuellement 90% du temps d'un handover. Montavont et al. [76] ont réalisé une étude afin d'optimiser la durée d'attente des réponses pour chaque canal en jouant sur les valeurs des timers `MinChannelTime` et le `MaxChannelTime` en fonction des points d'accès déjà découverts. L'idée de base est que si l'on a déjà trouvé des points d'accès, on peut réduire la durée des timers. Par contre si aucun point d'accès n'a été découvert, il vaut mieux les augmenter pour la recherche dans les canaux suivants. D'autres approches pour réduire le temps total moyen du scanning ont été proposées [77, 78] où la procédure de découverte des points d'accès est décomposée en plusieurs étapes intermédiaires permettant, entre deux étapes de découverte, de continuer à transmettre des paquets de données. La nécessité de devoir tester les canaux les uns après les autres est un des inconvénients majeurs de ce type d'approche. La possibilité d'avoir une information *a priori* permettant de choisir l'ordre des canaux à tester en fonction de la probabilité de présence des points d'accès, permettrait un gain de temps significatif. Une approche sous-optimale consiste aussi à scanner uniquement un sous-ensemble de canaux [79], un scan physique des canaux permettrait une sélection optimale de ce sous-ensemble. L'algorithme que nous avons développé [80] permet d'analyser le signal physique et d'obtenir rapidement une estimée de la charge (occupation temporelle du canal). Une expérimentation a été menée conjointement avec Montavont et al. du département RSM de Télécom Bretagne afin de tester un algorithme d'estimation de charge de signaux WiFi (l'application directe des travaux de Mr. Oularbi.) sur la plateforme RAMMUS (Radio Mobile Multi-Standards). Les résultats que nous présentons ont été publiés à WCNC 2011 [81] et cette méthode affiche un gain significatif de performance.

6.4.2 La plateforme d'expérimentation RAMMUS

Un outil fondamental de la recherche dans le domaine de l'ingénieur est la simulation informatique pour prouver la validité des fondements théoriques ou évaluer les performances des algorithmes développés dans les centres de recherche. Cependant certains projets nécessitent des simulations très difficiles à mettre en oeuvre car nécessitant la prise en compte de nombreux phénomènes externes. Dans ces situations particulières, le recours à un banc d'expérimentation permet d'évaluer le comportement et les performances d'algorithmes dans des situations proches de la réalité. De plus, la validation en mode opérationnel apporte incontestablement une valeur ajoutée aux techniques développées. Enfin, la maîtrise d'une plateforme d'expérimentation est une vitrine des savoir-faire du laboratoire. Les techniques de communication sans fil actuelles et les nombreux standards commercialisés permettent la mise en place rapide de réseaux sans fil variés offrant de nombreuses possibilités. De nombreuses plateformes ont ainsi pu être mises en service dans les différents grands centres de recherche : citons par exemple le "Roof net" du MIT qui est un réseau Wifi développé sur le toit du Massachusetts Institute of Technology.

Nous avons développé conjointement avec le département RSM de Télécom Bretagne une plateforme d'expérimentation de terminaux sans-fil utilisant plusieurs standards existants : le WiFi et le Zigbee. L'utilisation de cette plateforme est simple, rapide et flexible et elle peut ainsi être utilisée par un grand nombre de projets différents.

Cette plateforme a été financée par le laboratoire CNRS LABSTICC, Le PRACOM et la Direction Scientifique de Télécom Bretagne pour un total d'environ 70kEuros de matériel en 3 ans ainsi qu'un CDD d'un an pour un ingénieur de développement. Nous disposons de PC portables, de routeurs WiFi, de kit de développement Zigbee et de cartes USRP2.0 (cartes radio logicielles), de capteurs.

6.4.3 Découverte des AP's Wifi : Approche Cross-Layer

Expérimentation préalable

Le délai de réponse des points d'accès répondant aux **Probe Requests** dépend de leur charge. Comme notre but est d'étudier la valeur optimale des timers, nous avons dans un premier temps caractérisé l'effet de la charge dans le réseau sur les délais de réponse aux **Probe Requests**. Nous nous intéressons donc au *First probe Response Delay* (FRD). Pour cela, nous déployons un point d'accès (AP) et nous utilisons une station mobile (MS) pour découvrir l'AP. Pour différentes charges sur l'AP, nous estimons le délai de réponse (FRD) mesuré par la station mobile. Les résultats de mesure sont présentés dans le tableau 6.2. La première constatation est que la valeur moyenne du délai de réponse de l'AP augmente avec la charge. Nous avons tracé dans la figure 6.9 la fonction de répartition du délai de réponse : $P[FRD < t]$. Nous constatons que plus la charge du réseau augmente plus la dispersion des valeurs du délai est importante. Dans le cas où aucun trafic n'est présent (i.e. seulement les trames de management qui circulent sur le canal), la dispersion observée est minimale. Lorsque le trafic est très chargé (12.5 Mbps dans la Fig. 6.9), le FRD tend à suivre une distribution exponentielle décalée. Fort de ces observations, nous proposons dans la section suivante une approche qui, à partir d'une estimation de la charge, adapte la valeur des timers.

Trafic (Mbps)	Charge(%)	$\hat{E}[FRD](ms)$	$\hat{\sigma}(FRD)(ms)$
0	1.52	1.83	2.12
1	5.62	1.79	1.19
2	9.68	1.84	1.03
4	20.05	1.81	0.58
10	51.97	2.07	0.62
11.5	73.11	3.9	5.7
12.5	74.49	3.58	4.87

TABLE 6.2 – Délai de réponse de l'AP versus la charge dans le réseau

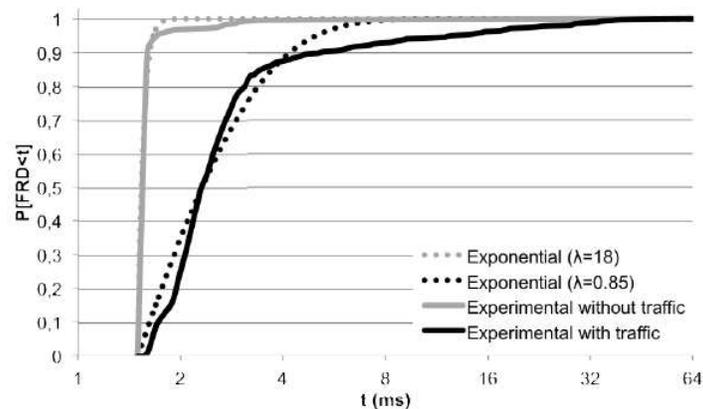


FIGURE 6.9 – Fonction de répartition du FRD pour différentes charges du réseau.

Algorithme Cross-Layer proposé

Dans la stratégie proposée, la valeur des timers pour chaque canal est fixée en fonction de l'estimation de la charge et de la puissance du signal (estimées directement à partir de la couche physique) dans le canal correspondant.

De plus, l'ordre de recherche des points d'accès n'est plus séquentiel (CH1, CH2..., CH13) mais suit un ordre prédéfini dépendant lui aussi des charges et puissances estimées dans les différents canaux.

La première étape consiste à obtenir une expression du temps d'attente pour chaque canal. Dans la Fig. 6.9 la fonction de répartition du FRD est approximée par une distribution exponentielle. Soit T le FRD, alors $T \sim a + exp(\lambda)$. Remarquons que pour chaque charge de trafic, nous avons une loi exponentielle de paramètre λ différent. La valeur de a est définie comme le temps minimum observé pour obtenir une réponse de l'AP. Nous

nous sommes intéressés à l'expression (t_{min}) représentant le temps d'attente nécessaire pour obtenir une réponse de l'AP avec une certaine probabilité β (sachant qu'un point d'accès est présent) :

$$P[T < t_{min}] > \beta$$

On trouve alors aisément la relation suivante :

$$t_{min} > a - \frac{\ln(1 - \beta)}{\lambda} \quad (6.16)$$

Les algorithmes proposés sont évalués par des expérimentations sur la plateforme RAMMUS. Plusieurs scénarii pertinents sont testés. En effet, on comprend bien que le scan physique sera d'autant plus facile que la charge du point d'accès à détecter sera élevée. Nous avons défini 4 scénarii différents :

Scénario 1 : 3 points d'accès sont présents : un dans le canal 1, un dans le canal 6 et un dans le 11. Ce scénario correspond à ce que l'on rencontre le plus couramment actuellement. En effet, les administrateurs réseaux attribuent manuellement un canal à chaque point d'accès. De manière naturelle, ils essaient d'éviter au maximum les interférences entre les points d'accès en les répartissant sur les canaux disjoints. Ce scénario correspondrait à un cas optimal dans le sens où les points d'accès se trouvent dans les canaux que l'on observe physiquement.

Scénario 2 : 3 points d'accès sont présents : un dans le canal 3, un dans le canal 6 et un dans le 9. Ce scénario est une variante du premier et permet de vérifier que nous sommes capables d'adapter le séquencement des canaux en fonction de l'environnement.

Scénario 3 : 11 points d'accès dans un canal. Ce scénario correspond à un "pire cas" au niveau de la répartition des points d'accès dans les canaux.

Scénario 4 : 11 points d'accès avec une répartition uniforme : 1 point d'accès par canal.

Les métriques de performance retenues sont les suivantes :

- Le taux de découverte (TD) : le pourcentage de points d'accès découverts.
- Le délai de découverte (DD) : c'est la durée en millisecondes du processus de découverte des points d'accès.
- Le taux d'échec (TE) : le pourcentage des réalisations où aucun point d'accès n'a été découvert.
- Le délai de première découverte (DPD) : c'est le temps moyen nécessaire pour la découverte d'un premier point d'accès. Cette métrique est importante dans le cas où la station décide d'arrêter la découverte dès qu'un point accès potentiel a été trouvé afin de minimiser l'impact sur les couches réseaux supérieures.

Nous avons considéré 5 méthodes différentes dont 2 méthodes Cross-Layer :

- Simple Precision Algorithm SPA : cette approche consiste à calculer la valeur du timer en utilisant l'équation (6.16) avec $a = 1.69$ (la plus grande valeur minimale du temps de réponse d'un point d'accès obtenu lors d'une expérimentation préliminaire). La relation entre la charge et la variance est obtenue grâce à une table initialisée expérimentalement en considérant des pas de 5% de la charge maximale du canal. Le choix de l'ordonnement des canaux est réalisé en fonction de la puissance dans chaque canal (ordre décroissant). Dans cette approche, une seule "Probe Request" est envoyée sur le canal.
- Local Maximum Precision Algorithm (LMPA) : on prend en compte dans cette approche le problème de recouvrement spectral des canaux. On utilise conjointement

le valeur de la puissance du canal et de la charge pour ordonnancer la recherche. De plus deux "Probe Requests" sont envoyées sur chaque canal.

Ces 2 méthodes Cross-Layer sont comparées avec trois approches classiques, c'est-à-dire avec un timer fixe dont la valeur a été respectivement fixée à 2, 5 et 10ms.

Afin de fournir une vue comparative des différentes métriques, nous définissons pour chaque méthode i une fonction de résultat définie par :

$$S_i = 1 - \frac{TD_i}{\max(TD_i)} - \frac{DD_i}{\max(DD_i)} - \frac{TE_i}{\max(TE_i)} - \frac{DPD_i}{\max(DPD_i)} \quad (6.17)$$

La méthode qui réussit le meilleur compromis est celle qui minimise la fonction de résultat (6.17).

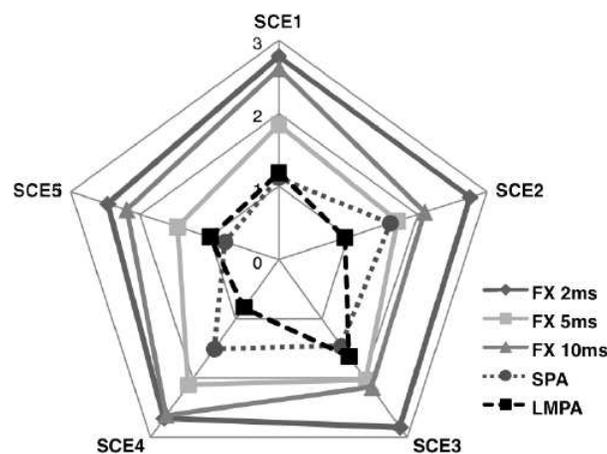


FIGURE 6.10 – Fonction de résultat pour différents scénarii.

La figure 6.10 donne une vue globale et illustre les performances de découverte des points d'accès obtenues dans les différents scénarii. Concernant les approches à timer fixe, la méthode FX 5ms se comporte mieux que les autres. Les approches Cross-Layer minimisent la fonction de résultat pour chaque scénario avec un léger avantage pour la méthode LMPA pour les scénarii 2 et 4 car elle permet de prendre des timers plus longs seulement dans les canaux où un point d'accès est présent. De plus, elles adaptent leur comportement aux particularités du scénario en prenant en compte les contraintes spécifiques en terme d'interférence et en charge de trafic. Elles permettent d'avoir un délai de découverte et un taux d'échec faible tout en ayant un faible délai de découverte du premier point d'accès. Nous rappelons qu'un seul timer (MinChannelTime) a été utilisé pour évaluer ces différentes approches. Bien que ce ne soit pas le cas dans le standard, nous nous sommes focalisés sur le timer le plus critique. L'adaptation du second timer (MaxChannelTime) permettra uniquement d'augmenter le taux de découverte de toutes les méthodes tout en augmentant les délais de toutes les approches.

6.4.4 Amélioration du scan physique

Il est à noter que les travaux utilisés pour estimer la charge d'un canal Wifi n'ont pas été initialement développés dans ce contexte et ne sont pas robustes au recouvrement fréquentiel des canaux Wifi, i.e. si une charge est détectée dans un canal, elle le sera aussi dans les canaux adjacents. En exploitant le recouvrement fréquentiel des canaux, il est possible d'envisager des gains nettement plus intéressants. Pour le moment, et à notre connaissance, aucune autre approche physique du scanning des canaux WiFi n'a été réalisée. Les gains potentiels d'une telle approche peuvent être considérables comparés aux approches développées au niveau de la couche MAC et peuvent aboutir à des innovations importantes rendant réalisable la réalisation de modems WiFi cognitifs capables de changer de canal de transmission automatiquement et de manière transparente pour l'utilisateur en fonction de la charge des différents points d'accès et de leur qualité de lien.

Nous proposons ici de tirer partie de la particularité des canaux WiFi : en effet le WiFi définit 14 canaux fréquentiels possibles mais ces canaux ne sont pas fréquentiellement disjoints et possèdent des zones de recouvrement. En Europe seuls les 11 premiers restent valides et seuls trois canaux ne se recouvrent pas. La figure 6.11 présente les différents canaux et leur fréquence porteuse.

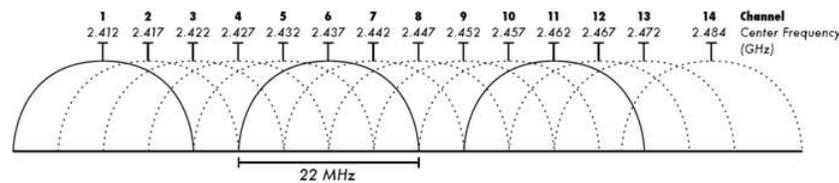


FIGURE 6.11 – Les différents canaux Wifi.

En l'exploitant, nous sommes en mesure d'estimer l'activité fréquentielle des 11 canaux à partir d'uniquement 3 scans physiques : celui des canaux 1, 6 et 11. Cela permet de réduire quasiment d'un facteur 4 la durée du scan physique et évite aussi le problème d'ordonnancement des scans successifs des 11 canaux.

6.4.5 Principe de la méthode.

Pour des raisons didactiques et afin de simplifier les notations, nous présentons la méthode uniquement en utilisant l'observation du canal 1. Cette observation, nous permet alors d'estimer la charge des canaux 1, 2, 3 et 4. La généralisation à l'ensemble des canaux est aisée.

Soit $\gamma(f)$ le spectre du signal acquis dans le canal 1. Du fait du recouvrement spectral des canaux (cf. figure 6.11), ce spectre peut provenir de signaux Wifi se trouvant dans 4 canaux différents. Notons que le recouvrement de deux canaux adjacents est de $3B/4$ où B est la bande d'un canal Wifi. Soit $S(f)$ le spectre théorique d'un signal Wifi en bande de base qui émet de manière continue. Si le signal n'émet plus de façon continue mais possède une charge égale à α , le spectre peut alors être approximé par $\alpha^2 S(f)$. En supposant un canal flat fading sur la durée d'observation du signal, alors le signal observé est de plus atténué par λ et le spectre s'exprime $(\alpha\lambda)^2 S(f)$. Soit α_i (respectivement λ_i) la charge du

canal i (respectivement le coefficient d'atténuation du canal). Il est alors facile d'exprimer $\gamma(f)$ en fonction de $S(f)$, de la charge et de l'atténuation du canal.

Nous découpons le spectre $S(f)$ en quatre parties :

$$S_1(f) = S(f) \quad \text{pour } f \in [-B/2; -B/4] \quad \text{et 0 sinon.} \quad (6.18)$$

$$S_2(f) = S(f) \quad \text{pour } f \in [-B/4; 0] \quad \text{et 0 sinon.} \quad (6.19)$$

$$S_3(f) = S(f) \quad \text{pour } f \in [0; B/4] \quad \text{et 0 sinon.} \quad (6.20)$$

$$S_4(f) = S(f) \quad \text{pour } f \in [B/4; B/3] \quad \text{et 0 sinon.} \quad (6.21)$$

$$(6.22)$$

Nous faisons de même pour $\gamma(f)$. En notant $\mathbb{S} = [S_1(f), S_2(f), S_3(f), S_4(f)]$ le vecteur de taille 1×4 , il est facile de montrer que :

$$\begin{pmatrix} \gamma_1(f) \\ \gamma_2(f) \\ \gamma_3(f) \\ \gamma_4(f) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbb{S} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbb{S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbb{S} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbb{S} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} (\alpha_1 \lambda_1)^2 \\ (\alpha_2 \lambda_2)^2 \\ (\alpha_3 \lambda_3)^2 \\ (\alpha_4 \lambda_4)^2 \end{pmatrix}. \quad (6.23)$$

L'estimation de la charge à un coefficient d'atténuation près est obtenue par simple inversion matricielle. Pour avoir l'estimation de la charge des douze canaux, il suffit de concaténer de la même manière l'observation du canal 5 et 9. Il est alors à noter que la matrice correspondante à inverser est de rang plein.

6.4.6 Expérimentations

Une fois encore, nous avons testé cet algorithme sur des signaux réels grâce à la plateforme RAMMUS. L'expérimentation menée concerne uniquement le scan physique. Son but est de montrer la capacité de ce nouvel algorithme de bien distinguer l'activité sur un canal indépendamment de l'activité sur les canaux adjacents. Trois scénarii différents ont été évalués :

- Scénario 1 : un seul point d'accès dans le canal 8.
- Scénario 2 : deux points d'accès, un dans le canal 1 et l'autre dans le canal 8.
- Scénario 3 : deux points d'accès, un dans le canal 7 et l'autre dans le canal 8.

Expérimentalement, nous ne pouvons pas estimer l'erreur quadratique moyenne sur l'estimation de la charge. En effet, nous ne disposons pas de la connaissance *a priori* de la vraie valeur à estimer. Nous proposons donc de tracer la probabilité de détection d'un

point d'accès. Nous considérons qu'un point d'accès est présent dans un canal si la valeur estimée de ce canal est supérieure à un seuil. La figure 6.12 présente la probabilité de détection de tous les points d'accès du scénario considéré en fonction du seuil. La fenêtre d'acquisition du signal physique sur les canaux 1,5 et 9 est de 50ms et la charge sur chaque point d'accès est fixée à 6Mbits/s. Nous constatons que pour un seuil de 0.06, nous ob-

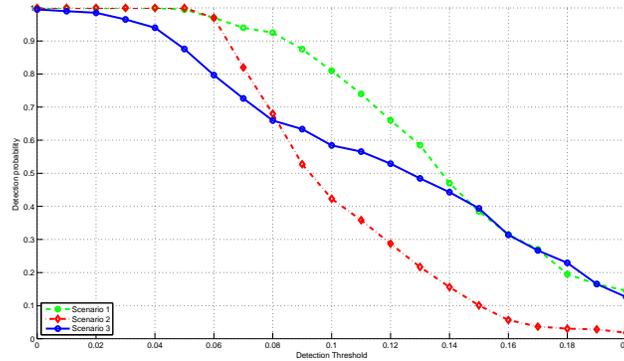


FIGURE 6.12 – Probabilité de détection de points d'accès Wifi.

tenons des probabilités de détection des points d'accès très acceptables. La figure 6.13 présente la probabilité de fausse alarme sur les canaux adjacents pour le scénario 1 et 3.

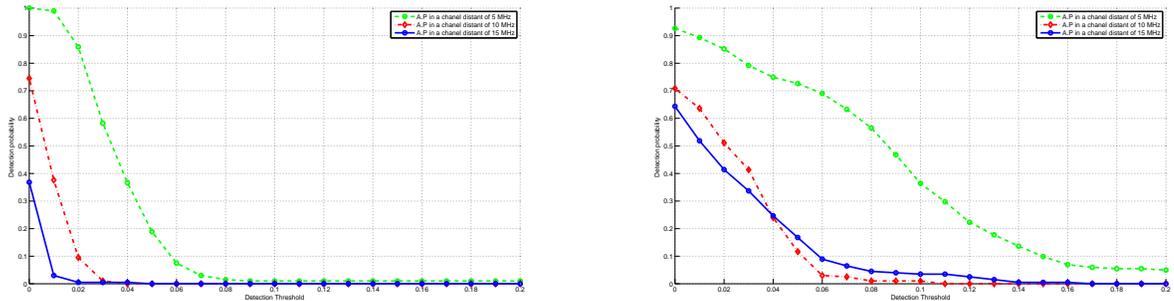


FIGURE 6.13 – Probabilité de fausse alarme sur les canaux adjacents pour les scénarii 1 et 3.

Notons que les performances de notre nouvelle méthode augmentent significativement si les charges sont plus importantes. Ceci est illustré par la figure 6.14.

6.4.7 Conclusion

Un sensing plus performant et plus rapide est une première étape à franchir afin d'être en mesure de mieux gérer le spectre dynamiquement. Nous avons développé une nouvelle approche permettant d'estimer la charge des canaux conjointement et à partir uniquement de 3 mesures physiques sur les trois canaux disjoints fréquentiellement. Par rapport à

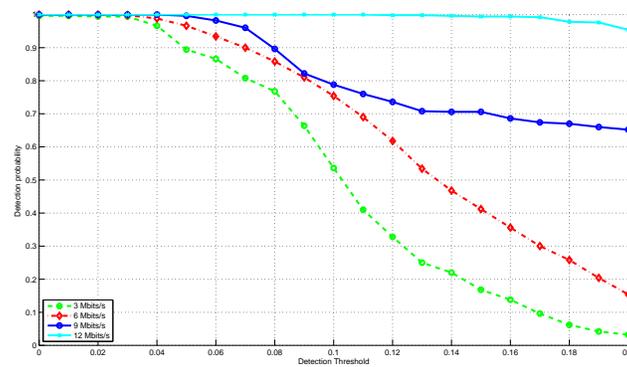


FIGURE 6.14 – Probabilité de détection en fonction de la charge dans le réseau - Scénario

1 - Durée du scan : 20ms .

nos premières expérimentations, nous avons réduit d'un facteur 4 la durée du scan sur la couche physique tout en fiabilisant l'estimation de la charge. Elle doit maintenant être intégrée et expérimentée avec la procédure de découverte de la couche MAC afin de mesurer précisément les gains de ce nouvel algorithme d'estimation de la charge.

Chapitre 7

Perspectives de recherche

Dans ce chapitre, nous présentons les différentes pistes de recherche que nous comptons développer à court et moyen terme. Deux grands axes se dégagent qui découlent de la logique suivie jusque maintenant. Tout d'abord nous continuons l'effort fourni dans le domaine de la radio cognitive (cf. points 1 et 2), ainsi que celui dans le domaine des réseaux (point 3). Enfin, le dernier point concerne une nouvelle activité débutée fin 2010 qui concerne la séparation aveugle de sources appliquée à des signaux AIS (Automatic Identification System). Cette activité est l'aboutissement d'une recherche de contrats industriels. Elle est menée en collaboration avec ASTRIUM qui est l'un des leaders européens dans la construction de satellites.

Par conséquent les différentes directions de recherche suivantes se dégagent :

7.1 Sensing pour la radio cognitive.

Nous continuons dans ce domaine en co-encadrant une thèse CIFRE avec NXP et le CEA. L'idée est d'identifier le ou les algorithmes qui permettent de répondre d'une manière « globale » à la problématique de détection et d'identification multi-standards. Cette première phase pourra s'appuyer sur des études déjà réalisées au sein du laboratoire sur la détection et l'identification de systèmes à base d'OFDM. En parallèle, l'exploration et la définition d'architectures avancées de détection/identification pourra être réalisée. En particulier des axes de recherche basés sur l'utilisation de la diversité spatiale, ou de nouvelles méthodes numériques seront explorées. Le deuxième axe de cette thèse concerne plus particulièrement l'aspect réalisation des systèmes de radio cognitive. L'objectif est d'étudier des architectures numériques flexibles et unifiées pour permettre la réalisation des algorithmes de détection et d'identification multi-standards. Dans un contexte applicatif cette problématique de généralité d'architecture est un point crucial pour permettre l'anticipation de nouveaux standards. L'étude de ces architectures a également pour but d'identifier les contraintes « systèmes » qu'impose la technologie. Nous avons conscience que l'intelligence du terminal pour connaître son environnement spectral n'est pas la seule voie possible. D'autres approches sont actuellement très prometteuses comme par exemple

un canal dédié où les systèmes présents viennent émettre leurs caractéristiques ou une cartographie de l'environnement spectrale est faite au préalable et disponible sur requête à une base de données. L'avenir nous dira quelle approche sera retenue mais quoiqu'il en soit des algorithmes d'identification de systèmes et de caractérisation du lien sont nécessaires.

7.2 Découverte des points d'accès Wifi.

Nous allons poursuivre cette voie qui permet de développer de vraies approches "Cross-Layer". Les gains en performance : aussi bien au niveau du taux que sur les délais de découverte sont très intéressants et peuvent aboutir à de nouvelles applications. Un scanning rapide et efficace est le premier pas vers du Wifi mobile. Nous comptons développer une expérimentation conjointement avec le département RSM (sur la plateforme RAMMUS) permettant de cartographier les points d'accès Wifi dans le centre ville de Rennes. Pour cela, nous devons intégrer nos algorithmes dans la procédure de découverte de la couche MAC. Les traitements devront pouvoir être réalisés en temps réel. Pour le moment cet axe de recherche est développé sans financement propre et sans contrat associé. Néanmoins, nous pensons que cette voie est prometteuse. D'autant plus qu'elle ouvre la porte à d'autres possibilités : en effet, une autre limitation des systèmes WiFi provient de leur mécanisme de compétition à l'accès au canal (MACA). Plus il y a de points d'accès et plus les ressources sont partagées entre les différents utilisateurs. Les canaux adjacents (non disjoints fréquentiellement) viennent aussi interférer et éventuellement causer des collisions de paquets qui entraînent une retransmission des paquets concernés. Une perspective de travail serait de rendre le terminal WiFi plus intelligent en étant capable de connaître l'interférence co-canal et ainsi d'être en mesure de la supprimer. Il existe dans la littérature beaucoup de travaux permettant la séparation des signaux afin d'éviter qu'ils interfèrent entre eux. Citons par exemple les approches exploitant la diversité spatiale (traitement d'antennes, formation de voie), les techniques à base de déconvolution (minimisation d'une fonction de contraste), etc ... Par contre nous n'avons pas trouvé dans la littérature d'approches qui se basent sur une canalisation fréquentielle non disjointe. L'idée à exploiter est donc la suivante : si l'on est capable d'estimer la charge des 11 canaux à partir uniquement de 3 observations physiques, on pourrait a priori aussi utiliser ce type d'approche pour estimer sur chaque canal les interférences des canaux adjacents. On supposerait alors disposer de terminaux capables d'acquérir le signal physique d'au moins 2 canaux adjacents. La diversité de réception ainsi obtenue pourrait être exploitée afin de supprimer ou tout au moins limiter les interférences provenant des canaux qui se chevauchent.

7.3 Réseaux acoustiques sous-marins.

L'une des caractéristiques fortes de notre laboratoire CNRS LABSTICC est sa compétence dans le domaine des transmissions sans fil dans l'eau. C'est donc l'un de nos domaines d'application privilégié. Il est d'autant plus intéressant que la couche Physique joue un rôle prépondérant dans la conception d'un réseau acoustique. En effet, les ressources spectrales et les délais de propagation font de la conception d'un réseau acoustique un véritable challenge. Dans les trois prochaines années, je vais collaborer activement avec Mr Laot sur le

projet COMET1 dont le but est de concevoir un réseau Ad-Hoc permettant à une flotte d'AUVs de communiquer entre eux. Ce projet va nous permettre d'approfondir notre expertise dans le domaine ainsi que d'acquérir de nouvelles compétences. De plus, nous essayons de poursuivre une collaboration avec Pr. S. Gazor de Queens University du Canada sur une thématique proche qui consiste à prendre comme critère de routage une mesure d'interférence locale.

7.4 Séparation de signaux AIS

Le système d'identification automatique (Automatic Identification System : AIS en anglais) est un système d'échanges automatisés de messages entre navires par radio VHF qui permet aux navires et aux systèmes de surveillance de trafic (CROSS en France) de connaître l'identité, le statut, la position et la route des navires se situant dans la zone de navigation. L'AIS permet d'identifier les navires lorsque la reconnaissance visuelle ou radar n'est plus possible (nuit, temps de brume, faible échos radars). Des systèmes AIS sont installés sur des marques flottantes (bouées) ou fixes (phares) afin de pouvoir les identifier plus rapidement et d'augmenter les zones de couverture.

Afin d'avoir une cartographie globale du trafic, une surveillance satellitaire est envisagée. Malheureusement, le système initial n'a pas été conçu dans cette optique et des collisions de messages perturbent la démodulation. Il est donc nécessaire de mettre en oeuvre des techniques avancées de traitement du signal qui permettent de prendre en considération les caractéristiques des signaux AIS afin de résoudre la séparation même dans un contexte sous-déterminé (plus de sources à séparer que de capteurs). La séparation aveugle de sources est une voie que nous explorons actuellement. Nous avons un contrat de recherche d'un an avec ASTRIUM qui peut déboucher sur plusieurs autres études.

Bibliographie

- [1] T. Cui and C. Tellambura, "Power delay profile and noise variance estimation for OFDM," *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 1, Jan. 2006.
- [2] P. Ciblat and P. Loubaton, "Second-order blind equalization : the band-limited case," in *Proc. of ICASSP*, Seattle, May 1998, vol. 6, pp. 3401–3404.
- [3] I. Fijalkow, A. Touzni, and J.R. Treichler, "Fractionnally spaced equalization using CMA : robustness to channel noise and lack of diversity," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 56–66, January 1997.
- [4] Alain Glavieux, Christophe Laot, and Joël Labat, "Turbo-égalisation over a frequency selective channel," in *1er Symposium sur les turbo-codes, Brest, France*. SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), 1997.
- [5] M. de Courville, P. Duhamel, P. Madec, and J. Palicot, "Blind equalization of ofdm systems based on the minimization of a quadratic criterion," in *IEEE International Conference on Communication*, 1996, pp. 1318–1322.
- [6] A. Goupil and J. Palicot, "An efficient blind decision feedback equalizer," in *IEEE Communications Letters*, 2010, number 5, pp. 462–464.
- [7] N. Delfosse and P. Loubaton, "Adaptive blind separation of independent sources : a second-order stable algorithm for the general case," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 7, pp. 1056–1071, July 2000.
- [8] N. Delfosse and P. Loubaton, "Adaptive blind separation of independent sources : a deflation approach," *Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 59–83, July 1995.
- [9] A. Touzni, I. Fijalkow, M.G. Larimore, and J.R. Treichler, "A globally convergent approach for blind mimo adaptive deconvolution," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 49, no. 6, pp. 1166–11788, 2001.
- [10] J.F. Cardoso and A. Souloumiac, "Blind beamforming for non-gaussian signal," *IEE Proceedings-F*, vol. 140, no. 6, pp. 362–370, December 1993.
- [11] M. Schmidl and D.C. Cox, "Blind synchronisation for ofdm," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 2, pp. 113–114, 1997.
- [12] V. Lottici, M. Luise, C. Saccomando, and F. Spalla, "Non-data-aided timing recovery for filter-bank multicarrier wireless communications," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 11, pp. 4365–4375, 2006.
- [13] Rodrigue Imad, Guillaume Sicot, and Sébastien Houcke, "Blind frame synchronization for error correcting codes having a sparse parity check matrix," *IEEE transactions on communications*, vol. 57, no. 6, pp. 1574 – 1577, june 2009.

- [14] E. Serpedin and G.B. Giannakis, "Blind channel identification and equalization with modulation-induced cyclostationarity," in *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 1998, number 7, pp. 1930–1944.
- [15] M. Cluzeau, *Reconnaissance d'un schéma de codage.*, Ph.D. thesis, École Polytechnique, Palaiseau, France, Nov. 2006.
- [16] M. Cluzeau, "Block code reconstruction using iterative decoding techniques.," in *Proc. 2006 IEEE International Symposium on Information Theory, ISIT06*, Seattle, USA, July 2006.
- [17] É. Filiol, "Reconstruction of punctured convolutional encoders.," in *Proc. 2000 International Symposium on Information Theory and Applications*, T. Fujiwara, Ed. 2000, pp. 4–7, SITA and IEICE Publishing.
- [18] É. Filiol, *Techniques de reconstruction en cryptologie et théorie des codes.*, Ph.D. thesis, École Polytechnique, Palaiseau, France, Mar. 2001.
- [19] É. Filiol, "Reconstruction of convolutional encoders over $\text{GF}(q)$.,," in *Proc. 6th IMA Conference on Cryptography and Coding*, M. Darnell, Ed. 1997, number 1355 in Lecture Notes in Computer Science, pp. 100–110, Springer Verlag.
- [20] R. Gautier, G. Burel, J. Letessier, and O. Berder, "Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy.," *Thirty-Sixth Annual Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, 2002.
- [21] G. Burel and R. Gautier, "Blind estimation of encoder and interleaver characteristics in a non cooperative context.," in *Proc. IASTED International Conference on Communications, Internet and Information Technology*, Scottsdale, AZ, USA, Nov. 2003.
- [22] G. Sicot and S. Houcke, "Blind detection of interleaver parameters," in *Proc. of ICASSP*, Philadelphia (USA), 2005, vol. 3, pp. 829–832.
- [23] Guillaume Sicot, Sébastien Houcke, and Johann Barbier, "Blind detection of interleaver parameters," *Signal processing*, vol. 89, no. 4, pp. 450 – 462, april 2009.
- [24] Sébastien Houcke and Guillaume Sicot, "Procédé et dispositif de synchronisation trame," *FT R&D*, , no. 0501748, février 2005.
- [25] Rodrigue Imad and Sébastien Houcke, "Theoretical analysis of a MAP based blind frame synchronizer," *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 8, no. 10, octobre 2009.
- [26] Rodrigue Imad and Sébastien Houcke, "Blind frame synchronization and phase offset estimation for coded systems," in *9th SPAWC conference : IEEE international workshop on signal processing advances in wireless communications, july 06-09, Recife, Brazil*. SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), Lab-STICC UMR CNRS 3192 - Laboratoire en sciences et technologies de l'information, de la communication et de la connaissance (Institut Télécom-Télécom Bretagne), 2008.
- [27] Rodrigue Imad, Sébastien Houcke, and Mounir Ghogho, "Blind estimation of the phase and carrier frequency offset for LDPC coded systems," *EURASIP journal on advances in signal processing*, vol. 2010, no. ID 293572, 2010.
- [28] C. Herzet, N. Noels, V. Lottici, H. Wymeersch, M. Luise, M. Moeneclaey, and L. Vandendorpe, "Code-aided turbo synchronization," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 6, pp. 1255–1271, 2007.

- [29] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : turbo-codes.," in *Proc. of ICC 1993*, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [30] D.J.C. MacKay and R.M. Neal, "Near shannon-limit performance of low-density parity-check codes," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 1645–1646, August 1996.
- [31] Ramesh Mahendra Pyndiah, "Near-optimum decoding of product codes : Block turbo codes.," *IEEE Transactions on Communication*, vol. 46, no. 8, pp. 1003–1010, 1998.
- [32] R.H. Barker, "Group synchronisation of binary digital systems," *Communication theory*, pp. 273–287, 1953.
- [33] S.W. Golomb and R.A. Scholtz, "Generalized barker sequences," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 11, no. 4, pp. 817–824, October 1965.
- [34] A. J. VanWijngaarden and T. J. Willink, "Frame synchronization using distributed sequences," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 12, pp. 2127–2138, December 2000.
- [35] J. L. Massey, "Optimum frame synchronization," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 20, pp. 115–119, April 1972.
- [36] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, "Iterative decoding of binary block and convolutional codes," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 429–445, March 1996.
- [37] J. Chen and M. P. C. Fossorier, "Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 3, pp. 4061–414, March 2002.
- [38] R.G. Gallager, "Low-density parity-check codes," *IRE Trans. Inform. Theory*, vol. 8, pp. 21–28, January 1962.
- [39] Rodrigue Imad, Sébastien Houcke, and Mounir Ghogho, "Effective techniques for blind phase offset estimation in LDPC coded systems," in *The 10th SPAWC conference : IEEE international workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 21-24 June, Perugia, Italy*. SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), School of Electronic and Electrical Engineering, University of Leeds, Lab-STICC UMR CNRS 3192 - Laboratoire en sciences et technologies de l'information, de la communication et de la connaissance (Institut Télécom-Télécom Bretagne), 2009.
- [40] M. Ghozzi, F. Marx, M. Dohler, and J. Palicot, "Cyclostationarity-Based Test for Detection of Vacant Frequency Bands," *CROWNCOM : Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, 2006.
- [41] J. Mitola III, *Cognitive Radio And Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*, Ph.D. thesis, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2000.
- [42] T. Yucek, *Channel, Spectrum, and Waveform Awareness in OFDM-Based Cognitive Radio Systems*, Ph.D. thesis, University of South Florida, 2007.
- [43] T. Yucek and H. Arslan, "OFDM Signal Identification and Transmission Parameter Estimation for Cognitive Radio Applications," in *IEEE Glob. Telecom.*, Nov. 2007, pp. 4056–4060.
- [44] H. Ishii and G. W. Wornell, "OFDM blind parameter identification in cognitive radios," in *IEEE Conf. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept. 2005, pp. 700–705.

- [45] A. Bouzegzi, P. Jallon, and P. Ciblat, "A Second Order Statistics Based Algorithm for Blind Recognition of OFDM Based Systems," in *IEEE Globecom Conf.*, Dec. 2008.
- [46] R. De Gaudenzi, F. Giannetti, and M. Luise, "Signal recognition and signature code acquisition in CDMA mobile packet communications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, no. 1, 1998.
- [47] François-Xavier Socheleau, Sébastien Houcke, Abdeldjalil Aissa El Bey, and Philippe Ciblat, "OFDM system identification based on m-sequence signatures in cognitive radio context," in *PIMRC 2008 : 19th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 15-18 septembre, Cannes, France*. SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), ENST Paris - Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris (GET), Lab-STICC UMR CNRS 3192 - Laboratoire en sciences et technologies de l'information, de la communication et de la connaissance (Institut Télécom-Télécom Bretagne), 2008.
- [48] Mohamed Rabie Oularbi, Saeed Gazor, Sébastien Houcke, and Abdeldjalil Aissa El Bey, "OFDM system identification using pilot tone signature," in *The 7th International Workshop on Systems, Signal Processing and their Applications*. SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), ECE - Queen's university - Department of Electrical and Computer Engineering (.), Lab-STICC UMR CNRS 3192 - Laboratoire en sciences et technologies de l'information, de la communication et de la connaissance (Institut Télécom-Télécom Bretagne), 2011.
- [49] S. Ohno and G.B. Giannakis, "Optimal training and redundant precoding for block transmissions with application to wireless OFDM," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, no. 12, pp. 2113–2123, Dec. 2002.
- [50] A. Castano Martinez and F. Lopez Blazquez, "Distribution of a sum of weighted noncentral chi-square variables," *Sociedad de Estadística e Investigación Operativa test*, vol. 14, no. 02, pp. 397–415, 2005.
- [51] IEEE Std. 802.16, *Part 16 : Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Amendment 2 : Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operations in License Bands and Corrigendum 1*, 2005.
- [52] H. Xu, G. Wei, and J. Zhu, "A novel SNR estimation algorithm for OFDM," in *IEEE Vehicular Technology Conf.*, Jun. 2005, vol. 5, pp. 3068–3071.
- [53] W. Yi, L. Lihua, Z. Ping, L. Zemin, and Z.M. Yu, "A New Noise Variance Estimation Algorithm for Multiuser OFDM Systems," in *IEEE Conf. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept. 2007, pp. 1–4.
- [54] J. van de Beek, M. Sandell, and P.O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 49, pp. 1800–1805, Jul. 1997.
- [55] B. Park, E. Ko, H. Cheon, C. Kang, and D. Hong, "A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation," in *IEEE Globecom Conf.*, Nov. 2001, vol. 5, pp. 3116–3119.
- [56] P. Jallon, "An algorithm for detection of DVB-T signals based on their second order statistics," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2008, 2008, article ID 538236.
- [57] W. A. Gardner, A. Napolitano, and L. Paurac, "Cyclostationarity : Half a century of research," *Signal processing*, vol. 86, no. 4, pp. 639–697, Apr. 2006.

- [58] T.S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practices*, Prentice Hall, 2002.
- [59] IEEE Std. 802.16, *Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, 2004.
- [60] V. Erceg et al., *Channel Models for Fixed Wireless Applications*, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, 2001.
- [61] Mohamed Rabie Oularbi, François-Xavier Socheleau, Abdeldjalil Aissa El Bey, and Sébastien Houcke, “Blind estimation of the time-frequency activity rate of OFDMA signals,” in *ICUMT 2010 : International Conference on Ultra Modern Telecommunications*. SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), Lab-STICC UMR CNRS 3192 - Laboratoire en sciences et technologies de l’information, de la communication et de la connaissance (Institut Télécom-Télécom Bretagne), 2010.
- [62] E. M. Sozer, M. Stojanovic, and J. G. Proakis, “Underwater acoustic networks,” *IEEE journal of oceanic engineering*, vol. 25, pp. 75–83, january 2000.
- [63] A. J. Viterbi, “Very low rate convolutional codes for maximum theoretical performance of spread-spectrum multiple-access channels,” *IEEE Journal of Selected Areas Communication*, vol. 8, no. 4, pp. 641–649, May 1990.
- [64] Sergio Verdú, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, August 1998.
- [65] Li Ping, Lihai Liu, K.Y. Wu, and W.K Leung, “On interleave-division multiple-access,” in *proceedings of the IEEE ICC Conference*, vol. 5, pp. 2869–2873, June 2004.
- [66] Li Ping, Lihai Liu, K.Y. Wu, and W.K Leung, “Interleave-division multiple-access,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 4, pp. 938–947, April 2006.
- [67] K. Kusume and G. Bauch, “Cdma and idma : Iterative multiuser detections for near-far asynchronous communications,” in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on*, 2005, vol. 1, pp. 426–431.
- [68] K. Kusume and G. Bauch, “Simple construction of multiple interleavers : cyclically shifting a single interleaver,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, pp. 1394–1397, September 2008.
- [69] S. Houcke, G. Sicot, and M. Debbah, “Blind detection for block coded interleaved division multiple access,” in *Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBE-COM '06. IEEE*, 2006, pp. 1–5.
- [70] Rong Zhang and Lajos Hanzo, “Exit chart based joint code-rate and spreading-factor optimisation of single-carrier interleave division multiple access,” *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 735–739, March 2007.
- [71] R. Imad and S. Houcke, “Theoretical analysis of a map based blind frame synchronizer,” *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 8, no. 11, pp. 5472–5476, November 2009.
- [72] R. Imad, S. Houcke, and M. Ghogho, “Blind estimation of the phase and the carrier frequency offsets for ldpc coded systems,” *submitted to IEEE Trans. on Signal Processing*.

- [73] "Ieee standard for information technology-telecommunications and information exchange between systems-local and metropolitan area networks-specific requirements - part 11 : Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications," *IEEE Std 802.11-2007 (Revision of IEEE Std 802.11-1999)*, 2007.
- [74] G. Castignani, A. Arcia-Moret, and N. Montavont, "An evaluation of the resource discovery process in ieee 802.11 networks," in *MobiOpp '10 : Proceedings of the Second International Workshop on Mobile Opportunistic Networking*, 2010.
- [75] G. Castignani, A. E. A. Moret, and N. Montavont, "Analysis and evaluation of wifi scanning strategies," in *IV Cibelec 2010 : 4to congreso iberoamericano de estudiantes de ingeniera electrica*, 2010.
- [76] German Castignani, Andres Emilio Arcia Moret, and Nicolas Montavont, "A study of the discovery process in 802.11 networks," *ACM Sigmobile - Mobile computing and communications review*, vol. 15, no. 1, pp. 25–36, january 2011.
- [77] H. Velayos and G. Karlsson, "Techniques to reduce the ieee 802.11b handoff time," *ICC :IEEE International Conference on Communications*, vol. 7, june 2004.
- [78] Y. Liao and L. Cao, "Practical schemes for smooth mac layer handoff in 802.11 wireless networks," *WoWMoM : World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks*, 2006.
- [79] S. Shin, A. Singh, and H. Schulzrinne, "Reducing mac layer handoff latency in ieee 802.11 wireless lans," *International Conference on Mobile Computing and Networking Proceedings of the second internationalworkshop on Mobility management and wireless access protocols*, 2004.
- [80] Mohamed Rabie Oularbi, Abdeldjalil Aissa El Bey, and Sébastien Houcke, "Physical layer IEEE 802.11 channel occupancy rate estimation," in *ISIVC 2010 : International Symposium on Images /Video Communications over fixed and Mobile Networks*. SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), Lab-STICC UMR CNRS 3192 - Laboratoire en sciences et technologies de l'information, de la communication et de la connaissance (Institut Télécom-Télécom Bretagne), 2010.
- [81] German Castignani, Nicolas Montavont, Andres Emilio Arcia Moret, Sébastien Houcke, and Mohamed Rabie Oularbi, "Cross-layer adaptive scanning algorithms for IEEE 802.11 networks," in *WCNC 2011 : IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. RSM - Dépt. Réseaux, Sécurité et Multimédia (Institut Télécom-Télécom Bretagne), SC - Dépt. Signal et Communications (Institut Télécom-Télécom Bretagne), ULA - Universidad de Los Andes (.), 2011.



w w w . t e l e c o m - b r e t a g n e . e u

Campus de Brest
Technopôle Brest-Iroise
CS 83818
29238 Brest Cedex 3
France
Tél. : + 33 (0)2 29 00 11 11
Fax : + 33 (0)2 29 00 10 00

Campus de Rennes
2, rue de la Châtaigneraie
CS 17607
35576 Cesson Sévigné Cedex
France
Tél. : + 33 (0)2 99 12 70 00
Fax : + 33 (0)2 99 12 70 19

Campus de Toulouse
10, avenue Edouard Belin
BP 44004
31028 Toulouse Cedex 04
France
Tél. : +33 (0)5 61 33 83 65
Fax : +33 (0)5 61 33 83 75

