



HAL
open science

**Contribution à l'étude et à la mise en oeuvre de
nouvelles techniques de transmission et de réception
pour les radars et les communications appliquées aux
transports terrestres**

Charles Tatkeu

► **To cite this version:**

Charles Tatkeu. Contribution à l'étude et à la mise en oeuvre de nouvelles techniques de transmission et de réception pour les radars et les communications appliquées aux transports terrestres. Electronique. Université de Lille1, 2013. tel-00991579

HAL Id: tel-00991579

<https://theses.hal.science/tel-00991579>

Submitted on 30 Jul 2014

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.

**MÉMOIRE EN VUE DE L'OBTENTION DE
L'HABILITATION À DIRIGER DES RECHERCHES**

Discipline : ÉLECTRONIQUE

Présenté par

Charles TATKEU

**CONTRIBUTION À L'ÉTUDE ET À LA MISE EN ŒUVRE
DE NOUVELLES TECHNIQUES DE TRANSMISSION ET DE
RÉCEPTION POUR LES RADAR ET LES COMMUNICATIONS
APPLIQUÉES AUX TRANSPORTS TERRESTRES**

Soutenance publique le 03 avril 2013

Devant la commission d'examen :

Rapporteurs

M. G. EL ZEIN

Professeur, IETR, INSA de Rennes

M. S. SAOUDI,

Professeur, LabSTICC, TÉLÉCOM – Bretagne

M. T.-P. VUONG

Professeur, IMEP-LAHC, Grenoble - INP

Examineurs

Mme C. AUPETIT-BERTHELEMOT

Professeur, ENSIL, XLIM, Université de Limoges

M. D.-L. CADET

**Directeur des relations techniques internationales
ALSTOM TRANSPORT**

M. M. HEDDEBAUT

Directeur de Recherches, COSYS, IFSTTAR

M. S. NIAR

Professeur, LAMIH, UVHC

Invité

M. J.-M. ROUVAEN

Professeur Émérite, IEMN-DOAE, UVHC

Directeur d'habilitation

Mme A. MENHAJ-RIVENQ

Professeur, IEMN-DOAE, UVHC

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier la région Nord Pas de Calais, qui a soutenu financièrement une bonne partie des travaux présentés dans ce mémoire, au travers des programmes successifs du GRRT et du CISIT (CPER).

Une grande partie de ce travail, pour ne pas dire la totalité quasiment, est le fruit d'une collaboration de longue date entretenue entre les laboratoires LEOST de l'IFSTTAR et l'IEMN-DOAE de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis. Je tiens à remercier M. Marc Heddebaut, de m'avoir accueilli au LEOST d'abord en tant que doctorant puis en tant que chercheur. Merci d'avoir accepté d'examiner mon travail, de poser ton regard critique constructif sur mes travaux. Merci à Marion Berbineau qui a pris la suite et m'a donné l'opportunité d'intégrer rapidement les projets européens et les missions d'expertises. Je remercie M. Jean-Michel Rouvaen et Mme Atika Rivenq d'avoir contribué à entretenir des relations de travail en toute confiance entre nos deux entités, de m'avoir fait bénéficier de leur expérience en recherche académique en télécommunications. Je leur dois une grande partie de la motivation que j'avais pour mener à bien ce projet dont ils sont les « garants ».

Je remercie les collègues qui m'ont accordé leur confiance et continuent à le faire, en m'offrant la possibilité d'enseigner ou de proposer des modules dans leurs formations (R. Ellassali de l'ENSA Marrakech, T. Sobanski de HEI Lille, D. Boulinguez de l'ISEN Lille, Y. El Hillali puis C. Soyer de l'IUT de Valenciennes, A. Rivenq, M. Gharbi, P. Corlay et B. Deresme de l'ISTV de Valenciennes). Je remercie P. Ozello et S. Furlan de CERTIFER pour la confiance qu'ils m'accordent pour mener les missions d'expertises. Je remercie L. Clavier et Y. Delignon pour la formation dont ils m'ont fait bénéficier en 2002 à Telecom Lille 1 pour me mettre sur les « rails » à mon retour.

Je tiens à remercier M. Ghais El Zein, M. Samir Saoudi et M. Tan-Phu Vuong, pour l'honneur qu'ils me font, d'accepter d'examiner soigneusement ce manuscrit et d'en être les rapporteurs, malgré leurs nombreuses responsabilités et emplois du temps chargés. Je vous remercie pour l'intérêt que vous portez à mes travaux et le temps que vous consacrerez à son examen. Mes sincères remerciements à Mme C. Aupetit-Berthelemot, M. S. Niar, et M. D-L Cadet, pour l'honneur qu'ils me font d'examiner soigneusement mon travail, malgré leurs emplois du temps chargés et leurs responsabilités. Je vous remercie pour l'attention et la rigueur d'analyse que vous porterez à ce manuscrit.

Je tiens à souligner également que la plupart des travaux décrits dans ce mémoire, ont été réalisés en collaboration avec des collègues académiques (S. Niar, A. Rivenq, J-M Rouvaen), institutionnels (M. Berbineau, F. Boukour, D. Bourbotte, P-G Deloof, J-P Ghys, M. Heddebaut), avec l'aide précieuse des post-doctorants (A. Zaouche, J. Khan, A. Okassa M'Foubat), des doctorants (Y. El Hillali, L. Sakkila, D. Loum, N. Touati) et de nombreux stagiaires. Qu'ils en soient remerciés ici pour leur confiance et leur patience qu'ils m'ont accordées. Je les remercie infiniment d'avoir contribué à l'élaboration de ces travaux. Enfin je remercie tous mes amis, ainsi que les collègues –« amis » du site Villeneuvois en particulier des laboratoires LEOST, ESTAS et IEMN-DOAE dont la gentillesse et la bonne humeur quotidienne contribuent à l'ambiance de travail agréable. Je m'excuse auprès de tous ceux qui pourraient se sentir oubliés individuellement.

Je n'oublierai pas celles qui m'ont convaincu de revenir à la recherche alors que je coulais les jours « heureux » dans le privé. Marielle, Atika et Sévigné... Ce travail est un peu le vôtre car un peu grâce à vous, vous y avez contribué, chacune à votre manière, par vos encouragements, soutiens et confiance indéfectibles ... Mercis !!

Le soutien familial dont j'ai pu bénéficier est un point important pour l'aboutissement de ce travail. Aussi, je ne peux terminer sans remercier particulièrement Sévigné mon épouse « le roc » de la famille et nos enfants Yann-Philippe, Anne-Emilie et Dann-Julien pour leur patience, leur soutien, leur amour qu'ils me portent, le socle indispensable qu'ils constituent pour notre équilibre. Je leur témoigne mon amour, ma reconnaissance et ma gratitude ainsi qu'à mes beaux parents partis trop tôt, à mes parents, à mes nombreux (beaux)frères, (belles)-sœurs, (bels)-oncles, (belles)-Tantes, (beaux)-cousins, (belles)-cousines, (belles)-nièces, (beaux)neveux.

SOMMAIRE

I. Introduction générale	2
II. Chapitre 1 : Eléments de synthèse de mon parcours et des travaux.....	4
2.1. Curriculum Vitae	4
2.1.1. Diplômes et titres universitaires	4
2.1.2. Déroulement de carrière.....	4
2.1.3. Bilan des activités pédagogiques	4
2.1.4. Bilan des activités scientifiques.....	5
2.2. Résumé de carrière	5
2.2.1. Synthèse des activités de recherche	6
2.2.2. Activités d'enseignement.....	15
2.2.3. Formation par et à la recherche, activités d'encadrement	18
2.2.4. Rayonnement scientifique, réseaux de recherche.....	20
2.2.5. Collaborations nationales et activités à l'international.....	21
2.2.6. Production scientifique : liste des publications.....	22
III. Chapitre 2 : Synthèse de mes travaux de recherche	33
Introduction	33
3.1. Thème 1 : systèmes de détection d'obstacles, de localisation et communication par Radar coopératifs pour les transports terrestres	34
3.1.1. Auto-localisation des mobiles par GSM et radiogoniométrie	34
3.1.2 Localisation/communication par Radar coopératif pour les transports guidés.....	45
3.1.3. Systèmes de détection par radar ULB courte et longue portées	68
3.2. Thème 2 : Systèmes de communication filaire haut débit, transmission mixte radio sur fibre.....	85
3.2.1. Génération des codes optiques orthogonaux.....	86
3.2.2. Partie réception: les récepteurs sous-optimaux optiques	93
3.3. Thème 3 : les récepteurs CDMA multiutilisateurs de communications pour les transports	103
3.3.1. Amélioration des récepteurs sous-optimaux optiques	103
3.3.2. Récepteurs associés au radar ULB.....	111
3.3.3. Nouvelles approches des récepteurs muti-utilisateurs pour un système ULB	118
IV. Conclusion générale et perspectives	122
V. Références bibliographiques	127
VI. Pages annexes.....	134
Annexe A	134
Annexe B	146

INTRODUCTION GENERALE

Après la soutenance de ma thèse de doctorat en janvier 1999, faute d'opportunités dans les secteurs de l'enseignement et de la recherche, j'ai poursuivi ma carrière dans le secteur privé où j'y ai travaillé dès le 2 janvier 1999 en tant qu'ingénieur, pendant trois années. Pendant les 18 premiers mois, j'étais consultant auprès de grands comptes de l'administration (Conseil d'Etat, Conseil Général de l'Oise, Ministère du travail, Ministère de l'environnement) pour le compte de la SSII TeamLog. J'étais en charge du développement d'applications client-serveur. Puis, j'ai travaillé chez le constructeur Télécoms NORTEL Networks, pour 18 mois de mission de support technique et d'intégration/tests/validations de plateformes logicielles de la couche radio, du superviseur du réseau de téléphonie mobile l'OMC-R. Enfin, des responsabilités m'ont été confiées pour effectuer l'intégration de services GSM/GPRS et la gestion de l'équipe de trois personnes chargées du support technique de la partie radio du superviseur du réseau OMC-R. Ces missions ont donné lieu à de nombreux rapports de synthèses et fiches techniques de correction et de suivi d'anomalies. Ces expériences et responsabilités dans le secteur privé auraient pu m'éloigner « définitivement » de la recherche académique et institutionnelle.

Les travaux antérieurs à ma thèse de doctorat, bien qu'ayant un lien avec les systèmes de contrôle commande pour le ferroviaire, ne seront pas développés dans ce mémoire. Au cours de mon stage de DEA et de fin d'études d'ingénieur nous avons étudié une antenne guide d'ondes utilisé pour le contrôle commande des métros. Ce guide d'ondes pouvant être assimilé à un réseau d'antennes, nous avons effectué les simulations à l'aide du logiciel NEC -Numerical Electromagnetic Code- pour calculer le diagramme de rayonnement de cette très longue antenne disposée au sol, à quelques centimètres au-dessus d'un plan métallique supposé parfaitement conducteur. L'étude a permis de proposer une solution qui permet de s'affranchir des problèmes de perte de niveau de signal lors du retournement des véhicules lors du changement des voies.

Depuis le 2 janvier 2002, j'ai intégré, en tant que Chargé de Recherche, l'IFSTTAR-LEOST qui est un institut de recherche finalisée où l'étude et le développement s'accompagnent le plus souvent de réalisations avec développement de maquettes laboratoire et essais sur sites en environnement réel. Au sein du LEOST, j'ai pris en charge la thématique perception de l'environnement par capteurs actifs Radar pour les transports routiers et guidés. Mes activités de recherche qui trouvent leur application directe dans le domaine des transports terrestres, concernent :

- ✓ l'étude et le développement de systèmes de capteurs actifs de type radar pour la détection, la localisation d'obstacles et la communication longue et courte portées inter-véhicules, en environnement ouvert ou confiné, dans le domaine des transports routiers ou guidés,
- ✓ l'optimisation des systèmes de transmission haut débit radio mixte sur fibre pour les transports ferroviaires,
- ✓ l'amélioration des systèmes de communications: étude et développement des récepteurs optimaux et sous-optimaux pour les besoins de transports terrestres.

Ces trois thématiques représentent les trois axes principaux de recherche que je développe dans mon mémoire d'Habilitation à Diriger les Recherches. Ces travaux sont développés en interne, en recherche prospective ou au travers de nombreux projets

nationaux et européens dans lesquels je suis fortement impliqué en tant que participant actif ou coordinateur. Ces activités de recherche m'ont permis de nouer et d'entretenir des collaborations étroites avec des laboratoires académiques nationaux notamment l'IEMN-DOAE, le LAMIH-SIADE, Télécom Bretagne au travers des activités d'encadrement conjoint de stagiaires, de doctorants ou de post-doctorants. Aussi, avec l'INRIA-Futurs de Lille, le LAGIS de l'USTL, avec qui nous avons participé au montage de projets régionaux (CPER-CISIT SYMSIO (2008-2015) ou nationaux ANR PRIMACARE (2008-2012)). Egalement avec deux universités anglaises (Essex et Kent), nous avons aussi participé au montage à deux reprises d'un projet européen à financements interrégionaux INTERREG. Des actions de collaboration sont poursuivies au niveau international, dans le cadre du réseau d'excellence NEARCTIS (2008-2013) avec l'EPFL de Lausanne et dans le cadre du réseau d'excellence du FP 6 EURNEX (2004-2008), avec essentiellement la faculté de transport de Prague (CVUT) et l'université technique de Riga (RTU) en Lettonie. Ces collaborations fructueuses ont permis le dépôt en 2008, du projet européen (SAFCORS) d'évaluation et de qualification de produits ferroviaires en réponse à un appel à projets européens du FP 6, avec une vingtaine de partenaires des universités ou instituts européens.

Par ailleurs, une autre activité est dédiée à la diffusion de connaissances dans la communauté scientifique ou dans le cadre de mes activités d'enseignement effectuées régulièrement au sein de l'école doctorale Sciences Pour Ingénieurs SPI ED 72. Ainsi que ma participation à la formation par et à la recherche, au travers des encadrements d'un certain nombre de post-doctorants, doctorants et stagiaires. Une dernière activité administrative se focalisant sur la coopération nationale et internationale, la participation à des projets en réponse aux appels à projets régionaux, nationaux, européens ou internationaux dans lesquels je m'implique, les participations aux jurys de thèses, la présidence des sessions dans les congrès internationaux ou l'implication dans l'organisation des colloques ou sessions spéciales.

Nous avons structuré ce mémoire en deux parties principales.

La première partie ou premier chapitre, qui reprend quelques éléments de synthèse :

- mon curriculum vitae qui retrace l'essentiel de ma formation, de mes activités d'enseignement et de recherche/expertise menées depuis mon entrée à l'institut de recherche IFSTTAR (anciennement INRETS) de Villeneuve d'Ascq. Il y sera notamment détaillé les enseignements effectués principalement à l'Université de Valenciennes (ISTV, IUT) et dans les Ecoles d'Ingénieurs de la région Nord Pas de Calais (ISEN et HEI) et de l'étranger (ENSA-Maroc).
- Une notice individuelle qui résume mon parcours professionnel, une synthèse de mes travaux de recherche, une liste de mes publications. Il y sera mentionné entre autres, les collaborations académiques et industrielles développées, les encadrements de jeunes chercheurs, des participations aux jurys de thèse.

La seconde partie ou second chapitre, qui est la partie scientifique de ce document, présente l'essentiel de mes travaux de recherche et d'expertise menés à l'IFSTTAR depuis 2002 à ce jour. Leur description se fera sous forme de trois chapitres distincts correspondant aux trois axes de recherche suivis. Certaines publications se retrouveront dans cette seconde partie scientifique sous forme de références bibliographiques, où ils seront remis dans leur contexte.

La fin du mémoire est consacrée à la conclusion et aux perspectives des travaux.

CHAPITRE 1 : ELEMENTS DE SYNTHESE DE MON PARCOURS ET DES TRAVAUX

2.1. CURRICULUM VITAE

Charles Duquin TATKEU

Chargé de Recherche 1^{ière} classe (CR1) à l'IFSTTAR-LEOST.

2.1.1. DIPLOMES ET TITRES UNIVERSITAIRES

Doctorat en Electronique de l'Université de Lille 1, mention très honorable (29 janvier 1999)

DESS Management Logistique et Ingénierie Transports à l'USTL (novembre 1994)

DEA Sciences Physiques à l'université de Lille 1, mention BIEN (octobre 1993)

Ingénieur EUDIL (Polytech' Lille) - option IMA Informatique, Mesures, Automatique (juin 1993)

2.1.2. DEROULEMENT DE CARRIERE

De janvier 2002 à ce jour: Chargé de Recherche à l'INRETS-LEOST (actuel IFSTTAR-LEOST)

- Inspecteur spécialité «GSM-R & Télécoms» de l'agence de certification ferroviaire Certifer (juillet 2006)

De janvier 1999 à décembre 2001: Ing. dév./intégrateur d'applications logicielles (3 ans)

- 18 mois - Missions techniques chez le constructeur Télécoms NORTEL Networks à Châteaufort (78)
- 18 mois - Missions techniques au sein des grands Comptes de l'administration publique : Ministère de l'environnement, Conseil d'Etat, Conseil Général de l'Oise, Ministère de l'emploi et de la solidarité.

2.1.3. BILAN DES ACTIVITES PEDAGOGIQUES

HEI -Ecole d'ingénieurs, Hautes Etudes Industrielles, en 2002/2003 (48 h TP), aux 1^{ière} année cycle Ingénieur sur la programmation en C/C++ d'algorithmes de traitement de signaux.

ISEN -Ecole Supérieure d'Electronique Numérique, depuis 2002 à ce jour (3,5 h CM/an), aux 3^{èmes} année cycle Ingénieur sur « Retour d'expérience : le passage des connaissances - systèmes de communication GSM aux métiers de R&D ».

ENSA-Ecole Nationale des Sciences Appliquées de Marrakech, depuis 2009 à ce jour (20 h CM/an), aux 3^{èmes} année cycle Ingénieur et Master 2 recherche sur «Le système GSM-R/ERTMS du transport ferroviaire ; les capteurs actifs embarqués dans les transports et Retour d'expérience public/privé sur les métiers R&D».

IUT-UVHC, depuis 2007 à ce jour, aux Licences 3 Professionnelles Formation initiale et Formation par apprentissage (**moyenne de 22h eqTD/an**) sur « les systèmes embarqués dans les transports guidés, les systèmes de localisation et de communication », « les systèmes de communication GSM et les applications de localisation des systèmes par divers procédés radioélectriques »

ISTV-UVHC, depuis 2004 à ce jour, aux Licence 3, Master 1 et Master 2 Professionnels, (**moyenne de 23h eqTD/an, puis une moyenne de 50 h eqTD/an depuis 2011**) sur « les systèmes embarqués dans les transports guidés », « le dimensionnement et la planification d'un réseau cellulaire », « les systèmes de localisation et de communication », « les systèmes de communication GSM et les applications de localisation par divers procédés radioélectriques » ,

« Systèmes embarqués de communication dans le ferroviaire, Systèmes ERTMS de signalisation ferroviaire »

En somme, j'effectue régulièrement et de manière continue, des enseignements depuis mon arrivée à l'IFSTTAR en 2002. Le **volume horaire moyen annuel** est de **70 heures équivalent TD**. Depuis la collaboration développée avec l'ENSA de Marrakech en 2009, ce volume moyen est de **90 heures équivalent TD**.

2.1.4. BILAN DES ACTIVITÉS SCIENTIFIQUES

- ✓ **Participation et animation scientifique** : **Coordinateur** du projet Prima-Care (ANR PREDIT 2008-2012), **participation aux projets nationaux et européens** TESS (RTE 2002-2005), SYMSIO (CISIT 2007-2015), LOCOPROL (PCRD V 2002-2005), INTEGRAIL (FP 6 2005-2008), MODURBAN (FP 6 2005-2008), **Correspondant IFSTTAR** du pôle 4 (WP4) du réseau d'excellence EURNEX (FP 6 2004-2007), membre du réseau européen NEARCTIS (FP 6 2008-2012).
- ✓ **Responsable d'inspection/inspecteur-évaluateur** auprès de CERTIFER pour les missions d'évaluation du déploiement du GSM-R sur le réseau ferré du tunnel sous la manche (EUROTUNNEL 2012-2015) et sur l'ensemble du réseau ferroviaire belge (SNCB 2004-2011).
- ✓ **Production scientifique** : 13 revues internationales, 6 chapitres d'ouvrages, 1 brevet, 2 papiers invité dont une à l'internationale, 38 communications internationales avec actes, 15 rapports de recherche sous contrat, 27 rapports d'expertise, 10 réponses à appels à projets nationaux (3 en coordination), 4 participations au montage de projets européens et internationaux (Interreg LETSGO, FP 6 SAFECORS, programmes Samuel de Champlain et PSR-SIIRI du MDEIE -Quebec).
- ✓ **Co-encadrement** de 4 thèses de doctorat dont 3 soutenues, **encadrement** de 3 post-doctorants, **encadrement** de 8 stagiaires de Master 2 recherche ou Master 2 professionnel et 2 stagiaires de fin d'études d'ingénieurs
- ✓ **Jurys de thèse** : participation à 7 jurys (2 en tant qu'examinateur, 3 en tant que co-encadrant et 2 en tant qu'invité)
- ✓ **Expertise** et évaluation d'un projet déposé à l'appel ANR VTT en 2009
- ✓ **Reviewer** des articles des journaux internationaux (IEEE Communication Letters-2012, journal EPJAP-2011) et des congrès internationaux (IEEE ICWCUCA-2008, IEEE VTC-2009 et 2011, IEEE-ITSC-2010 et 2011, IEEE-ICC 2010, ISIVC 2012, ITS-T 2009, ITELMS 2007, JFMMA&T 2009-2011 et 2013)
- ✓ **Membre du comité scientifique** des colloques internationaux (ITELMS-2007, ITST 2009, Transports Means-2011, ISIVC -2012, JFMMA 2009-2011 et 2013) et **organisation des sessions spéciales, présidence** des sessions techniques ou spéciales dans les congrès internationaux et colloques (WCTR 2004, IEEE VTC 2006, LT 2007, ISIVC 2012, JFMMA 2009-2011 et 2013)
- ✓ **Participation aux instances IFSTTAR** : représentant du personnel élu au **CS -Conseil Scientifique** (2011-2014), à la **CEC Commission d'évaluation des chercheurs** (2011-2014), au **CTP -Comité Technique Paritaire** (2005-2007) et membre du **CCL** (2003-2005)

2.2. RESUME DE CARRIERE

Ce mémoire d'habilitation à diriger les recherches retrace les éléments essentiels de mon parcours de recherche qui a débuté depuis mon stage de DEA effectué à l'INRETS -actuellement IFSTTAR-. Ce chemin parcouru depuis 1993 a été marqué par des parenthèses ou interruptions qui auraient pu m'éloigner définitivement de la recherche. Il en résulte que ce mémoire, bien que

reposant principalement sur les onze dernières années passées à l'IFSTTAR, n'occulte pas totalement les années qui ont précédé et donc, le parcours recherche depuis la thèse en passant par l'expérience de trois années dans le secteur privé de télécommunications. En effet, j'ai la faiblesse de penser que toutes ces expériences ont contribué à forger ma capacité à mener des projets de recherche, aussi bien sur le plan scientifique, technique que managérial en particulier l'encadrement des personnes en charge de leur réalisation quotidienne.

J'ai également co-encadré quatre thèses dans le domaine de recherche en radar bande étroite/Radar Ultra Large Bande et transmission haut débit radio mixte sur fibre.

Pour les activités de formation académique et d'encadrement, j'assure depuis 2005 des cours pour les niveaux Licence 3, Master 1&2 et aussi l'encadrement d'une dizaine de stages de master et de licence. J'ai contribué au montage d'un module transport à l'école d'ingénieur ENSA de Marrakech et j'ai aidé, en 2008 et en 2013, au montage de la maquette transport pour le Master ISC Ingénierie des systèmes de communication à l'ISTV. La précédente a démarré en 2010 et la suivante est prévue pour 2015.

2.2.1. SYNTHÈSE DES ACTIVITÉS DE RECHERCHE

A) ACTIVITÉS EN RELATION AVEC LE MILIEU INDUSTRIEL OU INSTITUTIONNEL

SNCB, EUROTUNNEL : Evaluation des systèmes de transports GSM-R/ERTMS

Dans le cadre de la mise en place du système ERTMS, sur toutes les lignes ferroviaires du réseau belge de la SNCB, la mission d'expertise a été confiée à l'organisme notifié CERTIFER pour les parties signalisation ETCS et radio GSM-R. A cet effet, CERTIFER m'a sollicité en tant qu'expert pour jouer un rôle majeur d'évaluation du système de communications GSM-R de l'ERTMS ainsi que son déploiement expérimental sur les bases d'essais du projet PCRD MORANE. Depuis mai 2004 jusqu'à décembre 2011, j'ai participé à cette activité d'expertise collective à hauteur d'un homme-mois chaque année. Le travail consiste à s'assurer que les recommandations et spécifications techniques d'interopérabilité sont respectées et sont bien prises en compte lors de phases de conception, de déploiement et d'exploitation du GSM-R le long des lignes conventionnelles et des lignes à grande vitesse du réseau de la SNCB. Constructeur **SIEMENS**.

Dans le cadre du déploiement du système de contrôle commande ferroviaire, en l'occurrence le GSM-R en remplacement du système radio sol train, sur les lignes du tunnel sous la manche, la mission a été confiée à l'organisme de certification CERTIFER. Ce dernier m'a sollicité, en tant qu'expert, responsable d'inspection, pour l'évaluation de la conformité aux exigences d'interopérabilité du réseau EUROTUNNEL du tunnel sous la manche. Cette mission qui a démarré en juin 2012 et s'achèvera en mars 2015, représente une charge de travail d'un homme-mois par an. Constructeur **ALCATEL-LUCENT**.

Organisme étatique CETMEF : Mission d'expertise pour le compte du CETMEF

En 2006, j'ai été sollicité pour participer à une mission de conseil sur un projet d'étude maritime, portuaire et fluviale pour le compte du CETMEF Centre d'Etudes Techniques, Maritime, et Fluvial. Le but était d'effectuer une prospective des nouvelles technologies télécoms applicables aux environnements maritimes et fluviaux. Il s'agissait de faire une veille technologique, une prospective à long terme et d'étudier les technologies transposables d'un mode de transport à un autre. Cette mission de conseil/expertise a été valorisée sous la forme d'un rapport de

synthèse INRETS et m'a valu une invitation spéciale en tant qu'orateur aux journées scientifiques et techniques du CETMEF en 2006 [1].

Ces actions d'expertises sont une source de contacts privilégiés avec les industriels et de ressourcement permanent entre recherche académique et besoins industriels. Les possibilités d'implication dans les projets d'interopérabilité ou les groupes et réseaux européens de recherche. Des actions de collaboration sont poursuivies au niveau international, dans le cadre du réseau d'excellence NEARCTIS (2008-2013) avec l'EPFL de Lausanne et du réseau d'excellence du FP 6 EURNEX (2004-2008), avec essentiellement la faculté de transport de Prague (CVUT) et l'université technique de Riga (RTU) en Lettonie. Ces collaborations fructueuses ont abouti à un dépôt en 2008, avec une vingtaine de partenaires des universités ou instituts européens, d'un projet d'évaluation de qualification de produits ferroviaires (SAFCORS) en réponse à un appel à projets européens du FP 6. Il convient d'entretenir ces différents liens en vue d'envisager d'autres soumissions de projets européens.

SSII TEAMLOG, Société de services informatique et Ingénierie

J'y ai travaillé dès le 2 janvier 1999 en tant qu'ingénieur pendant les 18 mois. J'étais ingénieur-consultant auprès de grands comptes de l'administration en charge du développement d'applications client-serveur. Mon travail consistait en l'élaboration des spécifications techniques et au développement des différentes applications à partir des spécifications fonctionnelles (besoin des utilisateurs finaux). Les développements se sont effectués sous l'environnement Unix ou Windows. Le logiciel de développement client/serveur était PowerBuilder (PB). La base de données gérée était sous Oracle ou Informix. J'ai mené des missions pour le compte de la SSII TeamLog successivement :

- ✓ **au Ministère de l'environnement** (2 mois) : Maintenance évolutive et correction d'anomalies du projet LOGO de gestion budgétaire du Ministère.
- ✓ **au Conseil d'Etat** (3 mois) : au sein d'une équipe de 5 personnes, j'ai participé au développement d'une partie des fonctionnalités du logiciel Skipper CAA de gestion des dossiers des tribunaux des cours administratives d'appel.
- ✓ **au Conseil Général de l'Oise** (7 mois) : mes attributions étaient multiples. Il s'agissait notamment d'effectuer l'assistance technique, l'analyse fonctionnelle, le développement et la maintenance évolutive du logiciel SGS de gestion des subventions aux associations et aux personnes morales. Il était également question d'effectuer la migration complète des données de l'ancienne application (PEGASE) vers la nouvelle (SGS) dans le cadre du passage à l'an 2000. Ceci s'est fait à l'aide du logiciel PowerAMC, en étroite collaboration avec le responsable informatique. Une autre de mes attributions concernait la formation des utilisateurs au logiciel et la prise en compte des nouveaux besoins exprimés par le client
- ✓ **Ministère de l'emploi et de la solidarité** (6 mois) : s'est déroulée dans la société TEAMLOG, au sein d'une équipe composée de 5 personnes. J'ai participé au développement de l'application SISE EAUX d'homologation des eaux de baignade le long des plages. Il s'agissait d'élaborer, à partir de nombreuses données météorologiques et des critères fonctionnels définis, les spécifications techniques détaillées et d'élaborer le modèle conceptuel de données à mettre en œuvre. Il s'agissait également d'effectuer le développement de l'application de type client/serveur afin de fournir une information sur l'état de l'eau de la manche, de l'océan atlantique ou de la méditerranée le long des côtes françaises (drapeaux vert, orange, rouge).

Nortel Networks, constructeur Télécom :

J'y ai travaillé dès le 2 janvier 1999 en tant qu'ingénieur, pendant trois années. Plusieurs fonctions graduelles m'ont été confiées. Le travail s'effectue sous l'environnement technique GSM/GPRS avec Unix comme système d'exploitation et Sybase comme système de gestion des bases de données. Le développement s'effectue en C/C++ sur les stations OMC-R implantées sur machines SPARC5 ou U5 de SUN. L'OMC-R ou Operation and Maintenance Center – Radio fait référence à la partie radio du centre de maintenance à distance de l'opérateur. Mes premières attributions ont consisté en des tests et à la validation des fonctionnalités logicielles développées pour les sous-systèmes du réseau OMC-R. Une autre tâche a consisté en la rédaction des plans de tests et des rapports de synthèse des anomalies rencontrées et des solutions proposées. J'ai participé à la mise en place et au développement des campagnes de tests automatiques sur les divers et nombreux paramètres des sous-systèmes suivants : les stations de base BTS (Base Transceiver Station), les contrôleurs de stations de base BSC (Base System Controller), le sous-système radio BSS (Base Sub-System) et le superviseur du réseau OMC. Le but étant d'assurer, dans un contexte bien identifié et défini, la reproductivité et la répétabilité de nombreux tests. Mes attributions ont évolué vers un travail plus axé à l'intégration des différents logiciels développés sur les sous-systèmes de l'OMC-R du GSM et du GPRS. Il s'agissait notamment d'assurer la gestion rigoureuse multi-versions des produits ainsi que la traçabilité des livraisons, restrictions, corrections ou évolutions intervenues en conformité avec les procédures de la norme qualité. Le but étant d'être à même de reproduire à tout moment les configurations exactes déployées chez le client en cas de besoin de diagnostic de problème ou de sa reproduction afin de proposer des solutions de contournement provisoires ou définitives.

Enfin, la rigueur du travail a permis de me voir confier les responsabilités d'intégration de services GSM/GPRS de l'équipe de trois personnes chargées du support technique de l'OMC partie-Radio. Il s'agissait d'effectuer l'interface privilégiée entre les développeurs de solutions et le support interne qui est en relation directe avec le client final du produit. Il consistait d'une part, à assurer la validation et la livraison des logiciels développés sur l'OMC-R partie radio et d'autre part, à planifier et organiser, compte tenu des priorités et délais établis, les livraisons qui intègrent les corrections, les évolutions ou des besoins spécifiques du client. Ceci s'effectuait en étroite collaboration avec les équipes de développement et de support interne. Cette activité dans le secteur privé a donné lieu à un ensemble de rapports et documents dont je ne puis faire référence dans ce mémoire pour cause de confidentialité.

Cette immersion dans le secteur privé, avant mon retour au laboratoire, m'a permis d'intégrer dans mes activités de recherche, les exigences du milieu privé en termes de procédure qualité et de gestion administrative et technique. Ces activités ont été focalisées d'une part sur le développement de plate-forme logicielle et d'autre part sur la mise en place de réseaux téléphoniques basés sur le GSM, le GSM-R et le GPRS qui ont un lien fort avec les activités actuelles du LEOST.

B) ANIMATION SCIENTIFIQUE ET ADMINISTRATION DE LA RECHERCHE

Animation scientifique : Implication dans les projets nationaux et européens

Depuis mon arrivée à l'IFSTTAR, je me suis investi fortement dans deux projets nationaux et régionaux et de juin 2008 à mars 2012, j'ai assuré la coordination scientifique et technique du pilotage du projet :

PRIMA-CARE (2008-2012) projet ANR-PREDIT –« Prévention de la collision Routière par association Intelligente Multi-cApteurs - radar, avec gestion dynamique d'Alertes sonores, fonction du Risque Encouru. **Projet financé par l'ANR-PREDIT budget accordé de 730 k€ pour un coût global de 1,5 M€** (aide accordée à l'INRETS ANR+ I-Trans 192 513 €). Il s'agit de démontrer l'intérêt et la faisabilité technique d'un système de sécurité actif basé sur le suivi intelligent d'obstacles en milieu routier avec gestion intelligente d'alarmes sonores spatialisées en 3D liées au niveau et à la localisation précise du danger encouru afin de renforcer la vigilance du conducteur, de protéger les passagers et d'éviter des collisions.

Nous nous sommes intéressés aux traitements de signaux effectués avec le Radar ULB qui permet non seulement d'obtenir la position de l'obstacle mais également de définir une signature en fonction des matériaux composant l'objet détecté (plaque métallique, mur, etc.) et par conséquent, d'identifier le type ou la nature de l'obstacle. Une étude plus précise sur la qualité de cette identification en fonction de la nature des obstacles est effectuée afin de mieux identifier notamment la signature extraite (humain, mur, métal...).

Sur le plan routier, les verrous sont la mise en œuvre du Radar à corrélation sur le capteur à 76GHz, ainsi que les mesures angulaires, dont les données seront exploitées dans SYMSIO et PRIMA-CARE notamment pour un rendu sonore 3D en fonction de l'origine du danger encouru.

SYMSIO (CISIT région Nord-Pas de Calais - 2007) - SYStèmes Multi-capteurs pour le Suivi et l'Identification des Obstacles, projet CISIT financé par le CPER/FEDER (2008-2013) (LAGIS, IEMN-DOAE, INRETS, LASL, LAMIH-SIADE). Je me suis occupé de la problématique de radar longue portée. Les objectifs du projet SYMSIO (Système Multi-capteurs pour le Suivi et l'Identification des Obstacles) se situent à trois niveaux. Le premier concerne le développement de capteurs (radar et vision) pour la perception de l'environnement, notamment en situations extérieures dégradées. Cette conception nécessite de faire coopérer différents types de capteurs afin de mutualiser les informations issues de ces derniers. Le deuxième niveau concerne le développement de nouvelles méthodes de traitement des informations relatives aux obstacles. La détection, le suivi et l'identification efficaces des obstacles utiliseront des techniques performantes telles que la signature des objets. Dans ce contexte, nous nous intéressons aussi à l'interprétation performante des scènes pouvant amener à la détection de situations potentiellement dangereuses. Enfin le troisième niveau concerne la mise en œuvre du système embarqué supportant l'ensemble des applications précédentes. Cette mise en œuvre doit se faire en respectant les contraintes temps réel du système de détection et de suivi d'obstacles et en offrant un haut niveau de performance en termes de temps de calcul. Il est fait appel à la reconfiguration dynamique des ressources matérielles pour adapter l'architecture du système aux besoins des applications et de la situation dans laquelle se trouve le véhicule couplée avec un gestionnaire de ressources de haut niveau. Dans le but de capitaliser l'expérience acquise sur les divers développements de capteurs, d'automatiser les processus de tests et validations, nous

avons mis sur pied une plate-forme de test et d'expérimentation. Il s'agit d'équiper progressivement un véhicule laboratoire de divers capteurs développés ou hybridés. Ce véhicule instrumenté pourrait devenir un outil de recherche mutualisé entre divers laboratoires de la région.

TESS (2002-2005) du réseau national Terre et Espace : le projet TESS veut démontrer qu'un système fondé sur des solutions satellites existantes large bande peut compléter les solutions de télécommunication au sol à des endroits de faible couverture et peut offrir des services de gestion de flottes de véhicules non encore satisfaits aujourd'hui dans les domaines du transport routier de marchandises et de personnes. Mon implication et ma contribution dans TESS se situent au niveau des recherches télécommunications du projet. J'ai étudié la couverture et la disponibilité du service GSM/GPRS et des satellites de télécoms tels que Worldspace (AfriStar) et Globalstar le long des trajectoires de BUS de l'agglomération lilloise et le long des trajets routiers nationaux des camions. L'objectif recherché étant de s'assurer que sur les lignes de BUS choisies pour la démonstration du système complet, une continuité de service peut être garantie. A défaut, de proposer la meilleure solution de communication pour des zones de faible couverture en termes de niveau et qualité du signal. Je me suis investi sur le développement logiciel des cartes d'interface, à l'hybridation des systèmes et aux différentes mesures expérimentales. Parallèlement à cela, j'ai mené une étude complémentaire de la prédiction de disponibilité des satellites, par simulation d'une part en milieu urbain dense le long de ces trajets de BUS et d'autre part en milieu suburbain le long des trajets TIR - Transport International Routier- du réseau de transport de marchandises. Nos travaux ont permis de conclure à la nécessité de recourir aux systèmes terrestres émergents de type WiMax. Mes implications dans ces projets ont été valorisées sous forme de contribution aux livrables de projets, de rapports de recherche, et de publications dans les congrès internationaux et revues de rang A.

Depuis 2002, je me suis également investi dans un certain nombre de **projets de recherche européens et réseaux d'excellence** de ma thématique. Il s'agit de :

LOCOPROL (2002-2005) : LOw Cost signalling and train PROtection for low density traffic railway Lines **projet européen du Vième PCRD** - piloté par Alstom pour lequel l'INRETS-ESTAS est leader du groupe de travail 5 lié aux aspects sécuritaires -WP5 : System Safety Validation- et l'INRETS-LEOST intervient dans le groupe de travail 3 -WP3 System Specification- du NWG - Navigation Working Group. Mon travail a consisté à établir des statistiques de prédictions théoriques de la disponibilité de la constellation des divers systèmes satellitaires tels que le GPS, le GLONASS ou le GNSS, à l'aide du logiciel STK -Satellite Tool Kit. La méthode développée s'appuie d'une part sur les simulations intensives, qui couvrent la période complète d'une constellation, obtenues le long d'une trajectoire ferroviaire donnée à l'aide de l'outil STK et d'autre part sur les statistiques de masques entourant la voie. Ces données obtenues permettent d'indiquer les valeurs limites minimales et maximales de disponibilité utiles pour la mise au point des algorithmes de navigation développés dans ce projet. Pour ce faire, j'effectuais des missions de trains ou de bus sur une voie donnée et j'évaluais dans un premier temps à l'aide de STK, l'état de fonctionnement et de réception (visible ou non) des satellites en tout temps et en toute position le long des voies de chemin de fer ou des lignes de Bus ou d'autobus en milieu urbain, suburbain ou rural. Puis, d'évaluer les probabilités de disponibilité réalistes en prenant

en compte les masques. L'idée directrice est d'établir des probabilités de disponibilité réalistes en prenant en compte les masques typiques obtenus en fonction de l'environnement traversé.

Ces participations m'ont permis de bien cerner les exigences en matière de communications spatiales, de sûreté et de sécurité dans le milieu ferroviaire. Ces travaux ont fait l'objet des rapports de recherche [2].

INTEGRAIL (2005-2008), projet européen du FP 6, qui vise à développer un système d'information intégré et interopérable pour le ferroviaire (hors contrôle commande). Il s'agit particulièrement des aspects télécommunications. J'ai contribué à l'état de l'art complet des systèmes de localisation et de positionnement par techniques ULB- Ultra Large Bande- susceptibles de permettre des communications directes entre trains, sans passer par l'infrastructure au sol.

Cette étude a contribué à l'enrichissement du livrable D3D.3.2 « UWB Application report » du projet.

MODURBAN (2005-2008) projet européen FP 6, qui vise à identifier et à définir les systèmes télécoms futurs pour le contrôle commande, susceptibles de répondre aux besoins des opérateurs de métro, pour les prochaines générations de systèmes de transports en communs guidés urbains ou suburbains européens. Il s'agit également de concevoir et de développer un système de communication qui repose sur une architecture normalisée, innovatrice et ouverte, (ainsi que les interfaces) qui intègre les exigences du contrôle commandes, d'économie d'énergie. Ce système sera déployé sur les nouvelles lignes de métro, sur les anciennes lignes à rénover ou encore sur celles existantes pour lesquelles les extensions de lignes sont prévues. A terme, le système de communication développé devra être interchangeable, ouvert et évolutif. Je me suis investi en tant que coordinateur des activités du laboratoire LEOST et j'ai contribué aux travaux des groupes 9, 10, 11 et 12 (WP12) sur les spécifications fonctionnelles du futur système de communication pour les métros, le développement du système DCS -Data Communication System- ainsi que sur les tests laboratoire du système DCS.

EURNEX (2004-2007), réseau d'excellence FP 6, « European Rail Research Network of Excellence » sur la recherche ferroviaire en Europe. Il s'intéresse aux travaux de réflexion sur la mise en place d'une harmonisation des règles au niveau européen, des protocoles liés à la sûreté et à la sécurité dans les systèmes de transports guidés, la définition des critères communs d'évaluation et de certification de produits et équipements du secteur ferroviaire. Je me suis fortement investi, depuis 2004, en tant que coordinateur des activités de l'IFSTTAR dans le groupe de travail 4 (ou pôle 4). Ce pôle de recherche/expertise est chargé de réfléchir, avec les partenaires académiques et institutionnels européens, aux propositions sur les procédures d'harmonisation, d'homologation et de qualification des produits ferroviaires, à mettre en place, dans le cadre de l'interopérabilité ferroviaire. A court terme, des projets communs de recherche vont être montés avec les partenaires européens qui excellent dans un domaine particulier (matériel roulant, sécurité et sûreté de fonctionnement, procédures de qualification, mise en place de l'acceptance mutuelle etc.), dans le cadre de l'IRT Railenium. A long terme, ce pôle contribuera à la mise en place d'un centre virtuel de certification au niveau européen qui regroupera les meilleurs laboratoires ou instituts par spécialités en fonction de leur domaine d'excellence.

Dans le cadre du réseau d'excellence EURNEX, les collaborations fructueuses entretenues avec les partenaires, ont abouti au **dépôt en 2008, du projet SAFCORS**, - *Safer and cross-operable rolling stock* (IFSTTAR-LEOST et ESTAS, 20 partenaires académiques et industriels européens) d'harmonisation et d'acceptance mutuelle de procédures de qualification de produits ferroviaires. Projet non retenu.

NEARCTIS (2008-2013), réseau d'excellence FP6 de gestion du trafic routier, je participe aux réflexions et travaux sur les futurs systèmes européens de communication véhicules-véhicules, véhicules-infrastructures.

QualiRail (juillet 2007-juillet 2009), j'ai contribué à la mise en place et à la co-animation de ce groupe de recherche sur des méthodes et outils académiques pour la qualification des produits ferroviaires. Il réunissait plusieurs enseignants-chercheurs et chercheurs autour de cette thématique de recherche de solutions académiques pour l'industrie ferroviaire. Avec la mise sur pied du financement de projets régionaux au travers de CISIT et de l'IRT Railenium, le groupe QualiRail n'a pas survécu.

Groupe d'Echanges et de Recherches Ifsttar ITGURR (depuis 2004) sur les « Innovations dans les Transports Guidés Urbains et Régionaux ». Je participe régulièrement aux travaux de réflexion de ce groupe. J'apporte mes connaissances et compétences en télécommunications appliqués au ferroviaire (GSM-R) et aux transports guidés.

Toutes les implications dans ces projets et réseaux ont été valorisées sous forme de contributions aux livrables de projets, de rapports de recherche, ou de publications communes dans les collections de l'IFSTTAR (RTS, rapport synthèse IFSTTAR). J'ai contribué à plusieurs livrables de projets de recherche européens (LOCOPROL, INTERGRAIL, MODURBAN, EURNEX)

Administration de la recherche : Coordination et aide au montage de projets

Depuis mon arrivée à l'IFSTTAR en 2002, j'ai assuré la coordination scientifique et technique du montage de plusieurs projets de recherche nationaux et j'ai participé au montage de projets européens et internationaux. Il s'agit de :

- ✓ **CUB4** (VTT 2010) « Système de détection dédié à la protection des personnes vis à vis des engins roulants dans les chantiers, les usines et en milieu routier » (IEMN-DOAE, INRETS, TELECOM Lille, TELECOM Bretagne, A-Volute, LAMIH-SIADE, LAGIS, Effidence). Proposition déposée en mars 2010 en réponse à l'appel à projets de l'ANR-VTT.
- ✓ **LETSGO** (Interreg France/GB 2009) « Leveraging advanced techniques such as models, verification, simulation and reconfigurable architectures to increase safety in location guided transport systems » **Interreg IVa France/Grande Bretagne** (INRIA, INRETS, UVHC, Universités de Kent et d'Essex et PME en France et GB)
- ✓ **REMPART2** (FUI-8 - 2009) Réseaux Mesh Pour Amélioration des Réseaux de Transport (Siemens, RATP, Montimage, INRETS, TELECOM ParisTech, Telecom Management Sud Paris, Univ Paris Sud IEF, Luceor). Non retenu.
- ✓ **REMPART** (FUI-7 -2008) Réseaux Mesh Mobile Multiservice et Exploitation Ferroviaire Dégradé (RATP, Siemens, Montimage, INRETS, TELECOM ParisTech, Telecom Management Sud Paris, Univ Paris Sud IEF, Luceor). Non retenu.
- ✓ **SAFCORS**, « *Safer and cross-operable rolling stock* » proposition soumise en 2007 en réponse à l'appel à **projets européens** (RTU, INRETS-LEOST et ESTAS, 20 partenaires académiques et industriels européens). Proposition d'harmonisation et d'acceptance mutuelle de procédures de qualification de produits ferroviaires sur le plan européen. Non retenu.

- ✓ SYMSIO (région Nord-Pas de Calais – 2007) - SYstèmes Multi-capteurs pour le Suivi et l'Identification des Obstacles, projet CISIT financé par le CPER/FEDER (2008-2012) (LAGIS, IEMN-DOAE, INRETS, LASL, LAMIH-SIADE). Retenu et financé.
- ✓ VICS- (ANR-RNRT – 2007) « *Vehicule to vehicule Infrastructure-less wireless Communications for Safety applications* » (GET/INT, Armines, Montimage, INRETS, INRIA, LIP6, RATP, Thalès) [3]
- ✓ PRIMA-CARE en 2007 -*Prévention de la collision Routière par association Intelligente Multi-cApteurs - radar, aveC gestion dynamique d'Alertes sonores, fonction du Risque Encouru.* Projet financé par l'ANR-PREDIT démarrage juin 2008, financement pour une durée de 3 ans. (aide accordée à l'INRETS ANR+ I-Trans 192 513 €) **coordinateur de la proposition**
- ✓ CARVAT 2 (ANR- 2005) nouveau projet reconfiguré et soumis à l'ANR en Juin 2005. Malgré la pertinence scientifique reconnue, non retenu, coûts jugés importants, nombreux projets ANR retenus mais budget réduit. Non retenu. **coordinateur de la proposition**
- ✓ CARVAT (PREDIT 2002) –*Couplage Automatique des Rames en panne par Radar et Vision Artificielle pour les Transports guidés.* labellisé en Juin 2003 ref 015-ISIC-CARVAT, non financé, faible enveloppe budgétaire globale [4]. Non retenu. **coordinateur de la proposition**
- ✓ Deux dépôts de **projets internationaux** dans le cadre de la coopération franco-qubécois, ont été effectués en 2008, en réponse aux appels à projets des **programmes Samuel de Champlain** et **PSR-SIIRI** du ministère québécois MDEIE. Projets non retenus.

Administration : Responsabilités exercées liées à la recherche, gestion de projets

Responsable scientifique et technique du projet PRIMA-CARE

J'ai assuré la **coordination scientifique et technique** du projet financé par l'ANR-PREDIT **PRIMA-CARE** (2008-2012)–«*Prévention de la collision Routière par association Intelligente Multi-cApteurs - radar, aveC gestion dynamique d'Alertes sonores, fonction du Risque Encouru.* Aide accordée à l'IFSTTAR ANR+ I-Trans 192 513 €. Partenaires: (IFSTTAR, ERT, IEMN-DOAE, LAMIH-SIADE, A-Volute). L'accent est mis sur le soulagement de l'attention visuelle par le renforcement de la vigilance du conducteur par le son et par le suivi intelligent d'obstacles potentiellement dangereux avec restitution intelligente d'alarmes sonores spatialisées en 3D liées à la localisation précise de l'obstacle et son degré de dangerosité. J'y avais également, une action de recherche sur les capteurs radar longue portée pour l'anticollision dans le routier. Les résultats issus de ces travaux sont intéressants et j'ai proposé d'aller plus loin dans l'étude la signature radar par une méthode empirique dans le cadre de la proposition CUB4 (projet déposé en réponse à l'appel à projets ANR-VTT 2010).

Responsable d'inspection pour la mission d'évaluation du GSM-R pour le compte de CERTIFER

- ✓ Responsable d'inspection (équipe de 5 personnes), pour le compte de CERTIFER- Agence de Certification Ferroviaire, de la mission d'évaluation du déploiement du GSM-R - Global System for Mobiles Communications - Railways dans le tunnel sous la manche/EUROTUNNEL (2012-2015)
- ✓ Inspecteur auprès de CERTIFER pour la mission d'évaluation du déploiement du GSM-R sur le réseau ferré SNCB - Société Nationale des Chemins de fer Belge (2004-2011)

Nous poursuivons des actions d'expertise GSM-R de l'ERTMS -European Rail Traffic Management System- au travers des missions confiées à l'IFSTTAR par l'organisme notifié CERTIFER, les industriels ou les opérateurs de transports guidés ou ferroviaires.

Correspondant Eurnex pour les activités qualification des produits ferroviaires

Le projet comprend dix groupes de travail et les chercheurs de l'IFSTTAR sont impliqués dans la plupart des groupes en tant que leader (animation du groupe) ou en tant que correspondant (coordination des activités sur la thématique). Je participe de manière active, aux travaux du groupe 4 (« WP4 » pôle 4) en tant que correspondant IFSTTAR. Nous poursuivons les travaux menés, sur le développement des méthodes et procédures de tests pour la validation et la qualification des produits ou équipements ferroviaires. Ce développement vise à harmoniser, sur le plan européen, les protocoles de sécurité et de sûreté des systèmes de transports et à définir des critères communs d'évaluation et de certification de produits et équipements du secteur ferroviaire. Les travaux effectués actuellement dans le cadre du réseau d'excellence EURNEX, ont débouché sur une proposition de projet commun, SAFCORS en réponse à l'appel à projet européen FP 7. Il vise la mise en place d'outils et méthodes contribuant à l'optimisation des procédures de certification. Je suis responsable WP4, coordinateur -activités de l'INRETS- au sein du pôle 4 du réseau d'excellence EURNEX, intitulé « validation & testing methods and product qualification » qui concerne les méthodes et procédures de tests pour la validation et la qualification des produits ou équipements ferroviaires. Nous poursuivrons le travail de collaboration sur la mutualisation de l'utilisation de la plateforme ERTMS pour définir et effectuer des scénarios de tests radio GSM-R.

Co-responsable du groupe de recherche Qualirail

Nous animons un groupe régional de recherche à vocation européenne QualiRail de qualification des systèmes ferroviaires. C'est un groupe de recherche qui a pour mission de fédérer et à mettre en synergie, un ensemble d'actions de recherche des laboratoires du Nord-Pas de Calais, Picardie, Belgique, sur les offres de recherche et expertise ferroviaire dans la thématique de qualification des produits. Les travaux du groupe présenteraient l'originalité entre autres de se situer "en amont" de l'activité de certification notamment sur la définition de méthodologies scientifiques permettant de justifier une confiance sur l'adéquation du matériel aux normes. Ils sont complémentaires des travaux effectués par les organismes notifiés et les centres d'essais.

A terme, ce groupe de recherche permettra la mise en place d'un centre virtuel de certification qui regroupera les meilleurs laboratoires ou instituts par spécialité en fonction de leur domaine d'excellence (les laboratoires ou instituts pouvant être complémentaires ou en concurrence sur une thématique donnée).

Correspondant IFSTTAR pour les activités dans le projet MODURBAN

Le projet MODURBAN- Modular Urban Guided Rail System se décompose en 6 grands groupes de travail : MODONBOARD qui traite des aspects interfaces intelligents à bord du train, MODWAYSIDE qui s'occupe des aspects interfaces intelligents sur les voies, MODACCESS, qui traite des accès au réseau par usager ou opérateur dans le cas général, MODCOMM qui est lié aux aspects communications du système, MODENERGY qui est relatif aux aspects économie d'énergie et MODSYSTEM qui traite de l'évaluation globale des risques. J'ai pris en charge la responsabilité des travaux de l'IFSTTAR dans le groupe de travail MODCOMM -WP12: Identification des systèmes télécoms pour le contrôle commande, susceptibles de répondre aux besoins des opérateurs métro et à la définition des spécifications techniques pour le nouveau système contrôle commandes des métros. J'ai participé :

- ✓ à l'élaboration de spécifications fonctionnelles du dispositif de communication qui devra présenter une interface standard au niveau de la couche ISO 3 (livrable D39) [5],
- ✓ à la définition des critères de performance, de maintenance et de fiabilité que doit posséder le système de communications (livrable D40),
- ✓ aux tests des prototypes issus des différents modules réalisés dans des conditions réelles sur les lignes du Metro de Madrid, lors de la démonstration finale du projet.

Travail en équipe/animation d'équipe

Membre des réseaux européens EURNEX- EUROpean Networks of EXcellence, NEARCTIS- Network of Excellence for Advanced Road Cooperative Traffic management in the Information Society et participant aux projets européens LOCOPROL - Low Cost satellite based train location system for signalling and train Protection for Low density traffic railway lines et INTEGRAIL - INTElligent inteGration of RAILway systems.

Responsabilités dans les instances IFSTTAR

- ✓ Membre élu représentant du personnel suppléant à la Commission d'Evaluation des Chercheurs de l'IFSTTAR (2011-2015).
- ✓ Membre élu représentant du personnel suppléant au Conseil Scientifique de l'IFSTTAR (2011-2014).
- ✓ Membre élu représentant du personnel titulaire au Comité Technique Paritaire (durant 3 ans, 2005-2007).
- ✓ Membre élu président de l'Association des Membres du personnel INRETS Villeneuve d'Ascq (durant 2 ans, 2005-2006).
- ✓ Membre désigné représentant régional de l'ADI -Association des Doctorants de l'INRETS durant 2 ans (1996-1997).

2.2.2. ACTIVITES D'ENSEIGNEMENT

Avant ma prise de fonction, en tant que chargé de recherche à l'IFSTTAR, j'ai effectué, dans le cadre de mes missions d'ingénieur de développement en C d'applications client/serveur,

- ✓ **En 1999**, une formation de 36 h à deux groupes d'utilisateurs du logiciel SGS-CGO -Système de Gestion des Subventions du **Conseil Général de l'Oise**- que j'ai développé. Intitulé : « *Comment utiliser et se servir efficacement du logiciel SGS-CGO développé ?* »
- ✓ **En 2000**, ayant acquis plus d'expérience de développement client/serveur sur l'outil PowerBuilder, j'ai été sollicité par mon chef de projet pour former deux groupes **d'ingénieurs débutants** sur l'outil de développement, pour un volume horaire de 60 heures. « *Développement en C des applications clients/serveurs avec PowerBuilder, interface IHM* »

A mon arrivée à IFSTTAR en 2002, j'ai été sollicité, pour effectuer des enseignements.

- ✓ **En 2002, à HEI -Hautes Etudes Industrielles**, les travaux pratiques en programmation C, C++, aux élèves Ingénieurs de 1ère année cycle ingénieur-
- ✓ **Depuis 2004 à ce jour, à l'ISEN Institut Supérieur Electronique Numérique**, des enseignements sous forme de conférence sur « le retour d'expérience public/privé: le passage de connaissances - systèmes de communication GSM aux métiers de Recherche et développement », aux élèves de 5ième année ingénieurs.

- ✓ **Depuis 2004 à ce jour, à l'ISTV- Institut des Sciences et Techniques de Valenciennes**, pour dispenser aux étudiants de Master 1 Professionnelle en Génie Electrique et Informatique Industrielle et Licence 3 Professionnelle Réseaux et Télécoms, des cours sous forme de conférences sur « les systèmes de communication GSM et les applications de localisation des systèmes par divers procédés radioélectriques ». En 2009, dans le cadre de la demande d'habilitation 2010-2014, soumise par l'université auprès du Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche -MESR-, en vue de la création du Master 1 ISC Ingénierie Systèmes de Communications, j'ai proposé un module de formation accepté, sur les systèmes de communications dans les transports. J'ai contribué à l'élaboration de la maquette de formation, à la définition du module de formation transports du Master et à l'élaboration de la mise en place des moyens d'expérimentation pertinents pour des besoins de formation
- ✓ **Depuis 2007 à ce jour, à l'IUT, Institut Universitaire de Technologie de Valenciennes**, pour donner des cours/conférences sur «les systèmes embarqués dans les transports guidés, les systèmes de localisation et de communications » aux étudiants de Licence Professionnelle d'Electronique en formation initiale et par apprentissage ou alternance.
- ✓ **Depuis 2009 à ce jour**, dans le cadre de la collaboration que nous avons développée entre l'IFSTTAR et l'**ENSA- Ecole Nationale des Sciences Appliquées de l'université Cadi Ayyad, Marrakech- Maroc**, chaque année durant deux semaines, je co-anime, un module d'enseignement transports aux élèves Master 2 recherche et 3ième année cycle ingénieurs. L'objectif de cette intervention est de donner aux étudiants, une culture générale transports et de montrer au travers de quelques exemples d'applications concrètes, les technologies utilisées et développées dans les transports guidés et ferroviaires. Mon intervention se structure en trois séquences suivantes : Retour d'expérience public/privé sur les métiers R&D (3H30), le système de communication GSM-R et de signalisation ETCS/ERTMS du ferroviaire (12 h) et les capteurs actifs embarqués pour les transports (3H30).

Ces enseignements, dans diverses filières, ont permis de renforcer les liens avec les universités et écoles d'ingénieurs. Ils ont permis également, de maintenir un contact privilégié de ressourcement permanent avec les étudiants dans le but de repérer les meilleurs que nous pourrions intéresser à la recherche. Par cette voie, j'ai accueilli, en stage de fin d'études, plusieurs étudiants issues des dites écoles d'ingénieur et universités. Certains ont poursuivi leurs études en thèse à l'IFSTTAR. Tous les enseignements cités supra, représentés en **total heures équivalent TD en fonction de l'année**, sont résumés sur le graphique de la figure 2.1 ci-après :

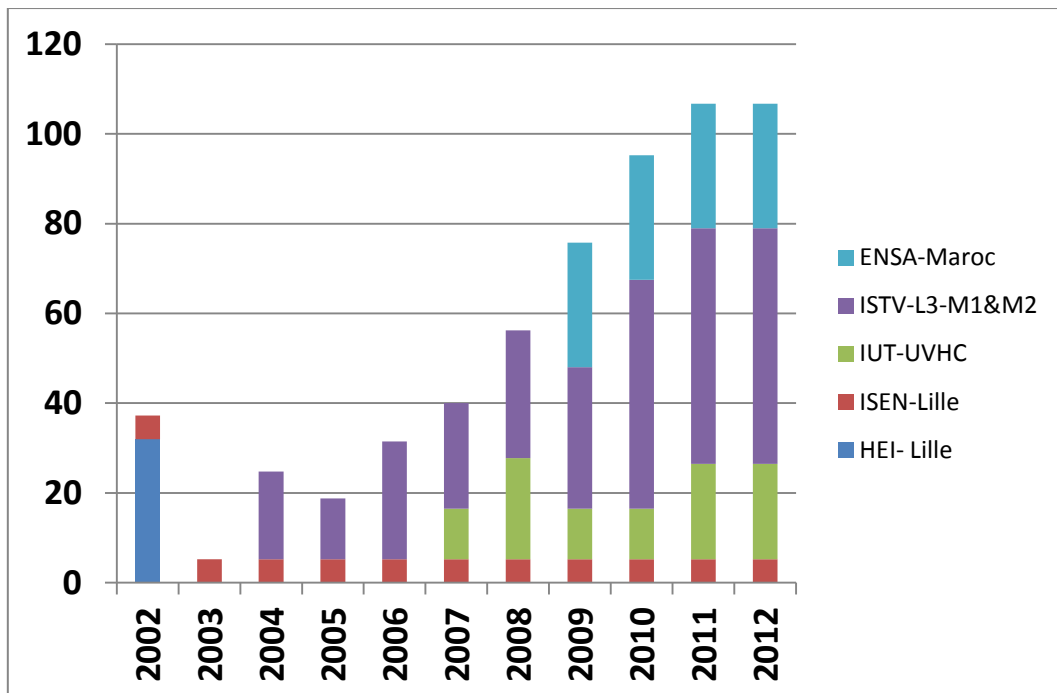


Figure 2.1 : Répartition par entités, des enseignements en H Eq TD en fonction de l'année

Enfin, au cours d'un séminaire de jumelage, entre la Bulgarie et la France, pour lequel j'ai été invité en tant qu'orateur, j'ai participé d'une part, à la table ronde sur l'interopérabilité ferroviaire et d'autre part, j'ai dispensé durant 6 heures, aux agents techniques et conducteurs des chemins de fer bulgare, la formation sur « les systèmes de communication ferroviaire ERTMS/GSM-R ».

En conclusion, j'ai régulièrement enseigné depuis ma prise de poste de Chargé de recherche à l'IFSTTAR. Depuis 2009, l'ensemble de mes activités d'enseignement, sur le territoire national, représente une moyenne d'environ 45 à 47,5 h en équivalent cours soit 70h équivalent TD. A ceci s'ajoutent les 20 heures de formation que ma collègue et moi proposons et animons, une fois par an durant deux semaines, aux élèves de Master 2 recherche et de 3ième année cycle ingénieurs à l'Ecole Nationale des Sciences Appliquées de Marrakech au Maroc.

Le projet d'enseignement pour les années à venir serait de :

- ✓ pérenniser les activités recherche développées à l'Université de Valenciennes, dans les filières électroniques et télécommunications,
- ✓ étendre ces activités d'enseignement transport dans les filières télécommunication et électronique des universités de la région Nord Pas de Calais,
- ✓ concrétiser le module Transport dans le cursus scolaire de l'ENSA Marrakech
- ✓ participation à l'aide au montage des nouvelles maquettes (2015) du Master spécialité : Systèmes embarqués et Télécoms de l'ISTV.
- ✓ Proposition de formation pour l'IRT- Institut de Recherche Technologique Railenium qui vient de voir le jour, pour lequel j'ai effectué une proposition de module de formation.

2.2.3. FORMATION PAR ET A LA RECHERCHE, ACTIVITES D'ENCADREMENT

A) ENCADREMENT DOCTORANTS/POST-DOCTORANTS

Durant la décennie écoulée, j'ai effectué l'encadrement ou co-encadrement de 3 post-doctorants, 4 doctorants dont un est en cours actuellement, de 2 stages de fin d'études, de 8 stages de Master 2 recherche ou professionnelle, et de 3 stages de Licence 3.

M. Anicet Okassa M'Foubat (25 mois) a effectué ses travaux post-doctoraux de juin 2010 à juin 2012, en co-encadrement avec ma collègue Fouzia Boukour sur les communications V-V, V-I avec retransmissions au sein de la fibre optique. Après avoir obtenu une bourse post-doctorale de 18 mois sur budget ministériel, nous lui avons prolongé son contrat de 7 mois sur projet. Il était en charge des problématiques liées au passage radio (bande étroite et ULB- Ultra Large Bande) mixte sur fibres et aux interférences multi-utilisateurs au sein de la fibre optique MMF. A la fin de son contrat à l'IFSTTAR, il a rejoint l'université de Libreville au Gabon où il occupe depuis septembre 2012, un poste de maître de conférences.

M. Jehangir Khan (28 mois) a poursuivi, de décembre 2009 à mars 2012, ses travaux de recherche postdoctoraux dans le cadre du projet national ANR-PREDIT PRIMA-CARE dont j'ai assuré la coordination scientifique et technique. Il s'est investi au développement d'algorithmes de suivi d'obstacles pour l'anticollision routière. Depuis la fin de son contrat à l'IFSTTAR, il a rejoint une SSII pour un Contrat Ingénieur à Durée Indéterminée.

M. Zaouche Abdelouahib (16 mois) a effectué ses travaux de recherche postdoctoraux de septembre 2007 à décembre 2008 dans le cadre du projet européen MODCOMM où il s'est intéressé aux problématiques d'optimisation aveugle des récepteurs. Après un post-doctorant à l'UTT- Université des technologies de Troyes, et un CDD à l'IFSTTAR, il est actuellement en CDI dans le privé au sein de la SSII Ausy-France, à Issy Les Moulineaux en région parisienne.

Mlle Nadjah Touati (en cours) a débuté sa thèse en octobre 2012, sous la co-direction du Pr Atika Rivenq de l'Université de Valenciennes et du Pr Thierry Chonavel de Télécom Bretagne et mon encadrement, sur l'«Optimisation des formes d'ondes Radar d'aide à la conduite automobile, robustes vis-à-vis d'environnements électromagnétiques dégradés »

Mlle Dafa Loum (3 ans) a débuté sa thèse en décembre 2008 et l'a soutenue le 23 février 2012 à l'Université de Valenciennes, sur « l'étude de la transmission radio haut débit multiservices sur fibres optiques – Application à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises de transport », sous la co-direction du Pr Jean-Michel Rouvaen de l'Université de Valenciennes et de Marc Heddebaut, Directeur de Recherche IFSTTAR. J'ai co-encadré son travail de thèse avec Dr Iyad Dayoub maître de conférences à l'IEMN-DOAE. Elle a obtenu la mention très honorable. Elle est actuellement en recherche d'emploi.

Mlle Laila Sakkila (3 ans) a débuté sa thèse en novembre 2006 et l'a soutenue le 3 décembre 2009 à l'Université de Valenciennes, sur l'« Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu routier ». Elle a obtenu la mention très honorable. Sa thèse était dirigée par le Pr Rouvaen du laboratoire IEMN-DOAE de l'Université de Valenciennes. J'ai co-encadré son travail de thèse avec le Dr Yassin El Hillali

Maître de conférences à l'université de Valenciennes. Après deux années d'ATER à l'université de Valenciennes et un contrat CDD, elle est actuellement en recherche d'emploi, depuis sept. 2012.

M. Yassin Elhillali (3 ans) a débuté sa thèse en octobre 2002 et l'a soutenue le 14 décembre 2005 à l'Université de Valenciennes, sur l'étude et la réalisation d'un système de communication et de localisation basé sur l'étalement de spectre dédié aux transports guidés. Il a obtenu la mention très honorable avec félicitations orales du jury. Sa thèse était dirigée par le Pr Rouvaen du laboratoire IEMN-DOAE de l'Université de Valenciennes. J'ai co-encadré son travail de thèse avec le Mme Atika Rivenq-Menhaj Professeure à l'IEMN-DOAE. Après deux années d'ATER à l'université de Valenciennes, il est maître de conférences à l'IUT de Valenciennes depuis septembre 2007, avec des activités de recherche au laboratoire IEMN-DOAE.

Je monte également des projets de stages dans le domaine de l'électronique, des télécommunications et du traitement de signal, à destination d'étudiants de fin d'études Ingénieurs, de Licence 3 et Master 2 recherche ou professionnelle. Ils sont d'horizons divers (Ecole d'Ingénieurs Telecom Lille 1, ISEN, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis)

B) PARTICIPATION AUX JURYS DE THESE

J'ai été sollicité pour participer à des jurys de thèse : A ce jour, j'ai fait partie de sept jurys dont 2 en tant qu'examinateur, 3 en tant que co-encadrant et 2 en tant qu'invité.

Thèse de Jehangir Khan : « *Embedded Multiprocessor Architectures for Automotive Driver Assistance Systems* » soutenue publiquement le 26 novembre 2009 à l'Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, n° d'ordre 09/43

Thèse de Mohamed Moussaoui « *Optimisation de la correction de biais dans le récepteur PIC multi-étages pour le système CDMA* », soutenue le 14 novembre 2005 à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, n° d'ordre : 05/19

Thèse de Dafa Loum : « *Transmission radio haut débit multiservices sur fibres optiques – Application à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises de transport* », soutenue publiquement le 23 février 2012 à l'Université de Valenciennes, n° d'ordre 12/04.

Thèse de Laila Sakkila : "*Etude et implémentation d'un radar utilisant les techniques d'accès multiples pour les communications inter-véhicules*", Thèse de doctorat, spécialité électronique, soutenue publiquement le 3 décembre 2009 à l'Université de valenciennes, n° d'ordre 09-38.

Thèse de Yassin El Hillali : « *Etude et la réalisation d'un système de communication et de localisation basé sur l'étalement de spectre dédié aux transports guidés* », soutenue publiquement le 14 Décembre 2005 à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, n° d'ordre : 05-27.

Thèse de Anicet Okassa M'Foubat : « *Détecteur multiutilisateurs pour télécommunications optiques* », soutenue publiquement le 8 octobre 2008 à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, n° d'ordre : 08/30.

Thèse de Mazen Awad : « *Le système O-MIMO utilisant un multiplexage par la technique de diversité de groupe de mode (MGDM)* » soutenue le 29 septembre 2009 à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, n° d'ordre : 09/22.

2.2.4. RAYONNEMENT SCIENTIFIQUE, RESEAUX DE RECHERCHE

J'ai été sollicité à plusieurs reprises pour l'évaluation ou l'expertise des projets de recherche, la relecture d'articles dans les journaux et les congrès internationaux, la participation au comité scientifique, au comité d'organisation des colloques et symposium, pour être modérateur dans les présentations orales des sessions techniques ou spéciales.

Activités de valorisation du brevet déposé avec extension internationale sur un dispositif de détection d'obstacles comportant un système de restitution sonore » dépôt Brevet en France le 22 Juin 2009, INPI enregistrée sous le n° 09 54222, en juin 2010.

Evaluateur (Expertise) d'un projet - ANR VTT Véhicules pour les Transports Terrestres en 2009
Orateur invité à deux conférences dont une nationale et une internationale

- ✓ JST Journées Scientifiques&Techniques du CETMEF, 5-6 décembre 2006, Paris
- ✓ Twinning Railway safety & interoperability - Jumelage RAIL France-Bulgarie, 11-12 octobre 2006, Sofia, Bulgarie

Membre du comité de lecture « review » des articles des conférences

- ITELMS¹-2007, the 2nd International Workshop, 28-29 Sept. 2007, Jurmala-Riga, Latvia
- IEEE ICWCUCA² '08, the 2nd conference, Aug. 25-27, 2008, Val-D'Or, Quebec, Canada
- TELECOM 2009 & 5^{ième} JFMMA³ 2009, 12-14 mars 2009 à Agadir, Maroc
- IEEE VTC⁴ 2009, the 69th Conference, 26-29 April 2009 Barcelona, Spain
- ITST⁵-2009, the 9th conference, October 20-22, 2009 Lille, France
- IEEE ICC⁶ 2010, the Conference, May 23-27th, Cape Town, South Africa
- Transport Means, the 14th conference, October 21-22nd 2010, Kaunas, Lithuania
- IEEE ITSC 2010, the 13th conference, 19-22 Sept. 2010, Madeira Island, Portugal
- IEEE ITSC 2011, the 14th conference, October 5-7, 2011 Washington, D.C USA
- Journal EPJAP- 2011- European Physical Journal of Applied Physics
- IEEE VTC-Fall 2011, the 74th Conference, 5-8 Sept. 2011, San Francisco, USA
- ISIVC 2012, the 6th symposium, July 4-6th, 2012 in Valenciennes, France
- Journal IEEE Communications Letters - 2012

Organisateur des sessions spéciales des congrès internationaux suivants :

- ITST-2009 Lille: Session «ITS technologies in maritime and fluvial domains».
- JFMMA-2009-Agadir, JFMMA-2011-Tanger et JFMMA-2013 qui se tiendra en mars 2013 à Marrakech au Maroc session spéciale « Transport et sécurité »

Membre du comité scientifique des congrès suivants :

- ITELMS-2007, Riga en Lettonie
- TELECOM 2009 & 5^{ième} JFMMA-2009, Agadir Maroc
- ITST-2009 - Lille, France
- TELECOM 2011 & 7^{ième} JFMMA-, Tanger, Maroc
- Transports Means -2011-

¹ ITELMS: Intelligent Technologies in Logistics and Mechatronics Systems

² ICWCUCA : International Conference on Wireless Communications in Unusual and Confined Areas

³ JFMMA : Journées Franco-Magrébines des Microondes et leurs applications

⁴ VTC : Vehicular Technology Conference

⁵ ITST : International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications

⁶ ICC : International Conference on Communications

- ISIVC⁷ 2012 –Valenciennes, France
- TELECOM'13 & 8ième JFMMA, Marrakech, Maroc

Présidence des sessions techniques ou spéciales (modérateur) dans les congrès internationaux :

- En 2004, une session technique au congrès international WCTR⁸-Istanbul, Turquie
- En 2006, deux sessions techniques au congrès international IEEE VTC- Montreal, Canada
- En 2007, la session spéciale « Transports ferroviaires » au congrès LT'2007 Tunis-Sousse,
- En 2009, la session spéciale « Transports et sécurité » au JFMMA -Agadir au Maroc
- En 2011, la session spéciale « Transports et sécurité » au JFMMA Tanger-Maroc
- En 2012, une session technique au symposium ISIVC 2012 à Valenciennes.

2.2.5. COLLABORATIONS NATIONALES ET ACTIVITES A L'INTERNATIONAL

J'ai contribué à l'initiation et au développement des collaborations avec l'université Concordia à Montréal au Canada et l'école nationale des sciences appliquées (ENSA) de l'université Cadi Ayyad de Marrakech. Nous avons œuvré pour la signature d'une convention de collaboration entre l'ENSA et l'IFSTTAR.

Des échanges d'étudiants et de chercheurs ainsi que des séjours réguliers d'une semaine, sont effectués par les chercheurs de l'IFSTTAR, de l'université Concordia et de l'ENSA.

- Accueil pendant deux mois, en juillet et août 2011, du Dr. Walaa Hamouda, enseignant chercheur de l'université Concordia, Montréal Canada.

- Accueil, du chercheur Dr. Raja Ellassali de l'ENSA -Ecole Nationale des Sciences Appliquées de l'Université Cadi Ayyad de Marrakech, Maroc, pendant 2 semaines en mars 2012.

- J'ai effectué un séjour de 2 semaines (du 20 au 27 septembre 2009 et du 10 au 17 mai 2010) à l'invitation du Dr. Walaa Hamouda, à l'université Concordia, Montréal Canada pour des collaborations scientifiques et échanges.

- je séjourne durant 2 semaines/an depuis 2009 pour l'enseignement échanges scientifiques avec chercheurs de l'Ecole Nationale des Sciences Appliquées de l'Université Cadi Ayyad de Marrakech, Maroc.

Nous contribuons à la mise en place d'un module transport à l'Ecole Nationale des Sciences Appliquées de l'Université Cadi Ayyad de Marrakech, Maroc. J'assure les enseignements sur les systèmes de communications dans les transports.

Deux dépôts de projets internationaux dans le cadre de la coopération franco-québécois, ont été effectués en 2008, sur les techniques MGDM appliquées aux communications filaires - radio sur fibres optiques, en réponse aux appels à projets des programmes **Samuel de Champlain** et **PSR-SIIRI** du ministère québécois MDEIE. Projets non retenus. Nous comptons déposer un nouveau projet reconfiguré aux prochains appels à projets franco-québécois.

⁷ ISIVC: International Symposium on Signal Image Video and Communications

⁸ WCTR : World Conference on Transport Research

2.2.6. PRODUCTION SCIENTIFIQUE : LISTE DES PUBLICATIONS

<i>Production scientifique</i>	<i>Publiés</i>	<i>En cours/ Acceptés</i>	<i>Total</i>
<i>BRNI : Brevets nationaux et internationaux</i>	<i>1</i>		<i>1</i>
<i>ACL : Articles dans des revues internationales ou nationales avec comité de lecture</i>	<i>10</i>	<i>3</i>	<i>13</i>
<i>OS : Ouvrages scientifiques, ou chapitres d'ouvrages collectifs</i>	<i>4</i>		<i>4</i>
<i>INV : Conférences données à l'invitation du Comité d'organisation dans un congrès.</i>	<i>2</i>		<i>2</i>
<i>ACT : Communications avec actes dans un congrès international ou national</i>	<i>38</i>		<i>38</i>
<i>COM : Communications orales sans actes dans un congrès international ou national</i>	<i>10</i>		<i>10</i>
<i>OV : Ouvrages de vulgarisation, revue, média</i>	<i>6</i>		<i>6</i>
<i>RP : Rapports de recherche sur contrats, livrables de projets</i>	<i>15</i>		<i>15</i>
<i>EXP : Rapports d'expertises</i>	<i>27</i>		<i>27</i>
<i>TH : Thèses soutenues (avec mon co-encadrement)</i>	<i>3</i>	<i>1</i>	<i>4</i>
<i>AU : Autres, post-doctorants encadrés</i>	<i>3</i>	<i>0</i>	<i>3</i>
<i>ST : Supervision de stagiaires (Licence 3, Master2, Ingénieur)</i>	<i>13</i>		<i>13</i>
<i>AP : Réponses à appels à projets nationaux, européens, internationaux</i>	<i>12</i>	<i>2</i>	<i>14</i>

A) BREVETS NATIONAUX ET INTERNATIONAUX

1. **C. Tatkeu**, T. Pham, A. Rivenq, S. Niar, R. Greff, Y. Elhillali « Dispositif de détection d'obstacles comportant un système de restitution sonore » Brevet déposé le 22 Juin 2009 en France à l'INPI sous le n° 09 54222, extension internationale déposée en juin 2010.

B) ARTICLES DANS DES REVUES NATIONALES OU INTERNATIONALES A COMITE DE LECTURE

2. A. Okassa M'Foubat, **C. Tatkeu**, F. Boukour : UWB system based on the Modified Gegenbauer Function in MISO Channel, WET Wireless Engineering Technology, accepted in September 2012, **In Press**
3. A. Okassa M'Foubat, F. Elbahhar, **C. Tatkeu** " A novel Ultra Wide Band Multi-user receiver for transportation systems communication", journal IET Networks, The Institution of Engineering and Technology, Received 24 April 2012. Revised 22nd october 2012. Accepted in October 2012.. **In Press**
4. D. Loum, **C. Tatkeu**, I. Dayoub, M. Heddebaut, J.M. Rouvaen, 2011, "New Passenger Services in Railway Stations Based on Mode Group Diversity Multiplexing Optical Fiber Communications", Journal of Civil Engineering and Architecture, Volume 6, No. 10, Oct. 2012(Serial Number 59), ISSN 1934-7359 (Print), pp. 1362–1368, 1934-7367 (Online), USA, David Publishing Company
5. L. Sakkila, **C. Tatkeu**, A. Rivenq, Y. El Hillali, J-M. Rouvaen "UWB short range radar for road applications", Received: 18 March 2012; revised version accepted: 22 July 2012, International Journal : Physical and Chemical News, Volume 64 – March 2012 ISSN : 1114-3800
6. **C. Tatkeu**, D. Loum, I. Dayoub, M. Heddebaut, J.M. Rouvaen "Theoretical and Experimental Performances Evaluation of a New Multiple Access Technique for Optical Fibers", International

Journal of Information and Engineering (IJIE) , Sept. 2012, Vol. 2 Iss. 3, PP. 129-137
Online: 2012-09-19, ISSN 2226-7921 (Online), ISSN 2225-8442 (Print).

7. A. Okassa M'Foubat, F. Elbahhar, **C. Tatkeu** "Performance evaluation of Passive Optical CDMA Networks using a linear parallel interference receiver in imperfect power cases" Received 21 April 2011. Revised 3 August 2011. Accepted 9 August 2011. Available online 21 October 2011. Optical Switching and Networking, OSN-D-11-00021, Elsevier, Volume 9, Issue 2, April 2012, Pages 138–144, <http://dx.doi.org/10.1016/j.osn.2011.08.002>
8. Y. El Hillali, , **C. Tatkeu**, P. Deloof, L. Sakkila, A. Rivenq and J-M Rouvaen, "Enhanced high data rate communication system using embedded cooperative radar for intelligent transports systems " Received 1 February 2008; revised 19 December 2008; accepted 4 May 2009. Available online 31 July 2009. Transportation Research Part C: Emerging Technologies Volume 18, Issue 3, Special Issue: Vehicular Wireless Communication Networks for Transportation June 2010, Pages 429-439, 2010 doi:10.1016/j.trc.2009.05.013, <http://dx.doi.org/10.1016/j.trc.2009.05.013>
9. Y. Elhillali, **C. Tatkeu**, A. Rivenq, J-M. Rouvaen, J-P. Ghys, "Location and communication using cooperative radar system dedicated to guided transports", Revue TRC Transportation Research Part C: Emerging technologies, Elsevier Editorial, manuscript number TRC-D-06-00075R2, Received 2 October 2006. Revised 4 July 2007. Accepted 9 July 2007. Available online 29 October 2007, doi: 10.1016/j.trc.2007.07.008, 13 pages, Vol. 16, issue 2, pp 141-152, April 2008, <http://dx.doi.org/10.1016/j.trc.2007.07.008>
10. A. Zaouche, I. Dayoub, J.M. Rouvaen and **C. Tatkeu** "Blind channel equalization using constrained generalized pattern search optimization and reinitialization strategy," Received 5 November 2007, Revised 28 May 2008; Accepted 26 August 2008, EURASIP JASP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2008, Article ID 765462, 11 pages, 2008. doi:10.1155/2008/765462
11. Y. El Hillali, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, J-M Rouvaen, and J-P Ghys "Embedded Localization and communication system designed for intelligent guided transports", EURASIP JES Journal of Embedded System (2007), Article ID 79095, received 14th October 2006; accepted 16th February 2007, published 30th April 2007 by Hindawi Publishing Corporation and the SpringerOpen Open access Vol. 2007, 8 pages, doi: 10.1155/2007/79095, <http://dx.doi.org/10.1155/2007/79095>
12. **C. Tatkeu**, M. Berbineau « Communiquer, Naviguer, Surveiller dans les transports maritimes, portuaires et fluviaux - Etat de l'art et analyse des transferts technologiques possibles entre modes de transports », Rapport final de commande CETMEF – publié dans les collections de l'INRETS synthèse n° 50, ISSN 0769-0274 ISBN 2-85782-635-4, ISSN 0769-0274, 88p, publication Novembre 2006, Dépôt légal juin 2007.
13. **C. Tatkeu**, Y. El Hillali, P.-G Deloof, Atika Rivenq, « Système de communication et de localisation basé sur un radar coopératif à corrélation pour les transports guidés urbains » Reçu le 3 juillet 2006; accepté le 13 mars 2007, publié dans la Revue Recherche, Transports, Sécurité RTS, N° 95, Tome 2, avril-juin 2007, doi:3166/rts.95.97-113, Spécial Innovations en matière de transport guidé urbain et régional, ISSN 0761-8980 Lavoisier, p97-113.
14. M. Berbineau, **C. Tatkeu**, JP Ghys, J. Rioult : "Localisation de véhicules en milieu urbain par GSM ou radiogoniométrie - Vehicle self-positioning in urban using gsm or radiogoniometer" in revue Recherche Transports Sécurité, RTS_Volume 61, pp 38-52, Oct-December 1998, Available online 16 January 2004, ISSN 0761-8980, Elsevier, [http://dx.doi.org/10.1016/S0761-8980\(98\)90071-1](http://dx.doi.org/10.1016/S0761-8980(98)90071-1)

C) OUVRAGES SCIENTIFIQUES, (OU CHAPITRES OUVRAGES), EDITION D'ACTES

15. M. Berbineau, F. Boukour, C. Gransart, M. Heddebaut, **C. Tatkeu**, M. Wahl « 3.2. Les Communications dans les transports guidés urbains » pp 83-101, Chapitre 3.2. de l'ouvrage « Innovations dans les transports guidés urbains et régionaux » sous la coordination de Claude Soulas et Martine Wahl (Traité Systèmes Automatisés (IC2), dirigé par Hisham Abou-Kandil) Hermès-Science publications/ Lavoisier, 318 pages, ISBN 978-2-7462-2974-7, november 2010.
16. S. Ambellouis, M. Berbineau, A. Flancquart, C. Gransart, M. Heddebaut, G. Uster, J. Marais, **C. Tatkeu**, M. Fryziel, A. Bendjaballah, JC Dejaeger, A. Boe, PA Rolland, B. Buchailot, J. Besnard, C. Fauqueur : " L'autobus communicant. Communiquer, naviguer, surveiller pour contribuer à

l'attractivité dans les transports en communs", 132p, septembre 2010, rapport de recherche INRETS n° 270, ISSN 0768-9756

17. L. Sakkila, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, Y. ElHillali, J-M. Rouvaen « Short range radar based on UWB technology" chapter 2, p19-38 in the book under the working title "Radar Technology", Edited by Guy Kouemou, ISBN 978-953-307-029-2, Hard cover, 410 pages, Publisher: InTech, Published: January 2010 under CC BY-NC-SA 3.0 license, in subject Electrical and Electronic Engineering DOI: 10.5772/51712 <http://sciyo.com/books/show/title/radar-technology>
18. **C. Tatkeu**, M. Berbineau « Transports par voie d'eau : croiser les expériences des différents modes » pp 145-147, contribution à l'ouvrage « Parole de chercheurs volume II, Sur nos territoires... l'éco mobilité » 242 p., coordonné par M. Choukroun, Collections de l'INRETS, 25 ans de recherche à l'INRETS N° ISSN 0768-9756, N° ISBN 978-2-85782-668-2, novembre 2009

D) CONFERENCES DONNEES A L'INVITATION DU COMITE D'ORGANISATION DANS UN CONGRES NATIONAL OU INTERNATIONAL.

19. **C. Tatkeu** : "GSM-R in Europe: Conformity assessment & deployment" Twinning Railway safety & interoperability - Jumelage RAIL France-Bulgarie project n° EU : BG2004/016-711.04.01/BG/2004/IB/TR/01, 11-12 octobre 2006, Sofia, Bulgarie.
20. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : "Prospective des nouvelles technologies télécoms applicables aux environnements maritimes et fluviaux", JST-Journées Scientifiques&Techniques du CETMEF, 5-6 décembre 2006.

E) COMMUNICATIONS INTERNATIONALES AVEC ACTES ET COMITE SCIENTIFIQUE

21. L. Sakkila, A. Rivenq, Y. El Hillali, **C. Tatkeu** "Performances study of micropower UWB radar using orthogonal waveforms" in the proceedings of the 6th International Symposium on signal, Image, Video and Communications, ISIVC 2012, July 4-6, 2012, Valenciennes, France
22. A. Okassa M'Foubat, F. Elbahhar, **C. Tatkeu** "Multiuser Interference Cancellation in a Passive Network with PON-OCDMA Uncontrolled Power" accepted as a full paper at OPNTDS 2010 and publication in the ICUMT conference proceedings (IEEE Xplore + CD-ROM proceedings). ISSN : 2157-0221, ISBN: 978-1-4577-0682-0, 3rd international congress on Ultra Modern Telecommunication and Control System., ICUMT 2011 October 5-7 2011, Budapest, Hungary
23. J. Khan, **C. Tatkeu**, P. Deloof, S. Niar, "Data Association Techniques for Advanced Driver Assistance Systems with Embedded Soft-core Processors", Paper n°1569464531 in the Proceedings of the 11th International Conference on Telecommunications for Intelligent Transport Systems (ITST-2011), 23-25 August, St Petersburg, Russia, 5p
24. D. Loum, **C. Tatkeu**, I. Dayoub, M. Heddebaut, J.M. Rouvaen "New Passenger Services in Railway Stations Based on Mode Group Diversity Multiplexing Optical Fiber Communications" 9th World Congress on Railway Research, WCRR 2011, may 22-26 2011, Lille, France, 8p
25. J. Khan, **C. Tatkeu**, P. Deloof "Multiple Sensor Automatic Train Control System Implementation in FPGA" 9th World Congress on Railway Research, WCRR 2011, may 22-26 2011, Lille, France, 8p
26. D. Loum, **C. Tatkeu**, I. Dayoub, M. Heddebaut, J.M. Rouvaen "Transmissions radio haut débit sur fibres optiques appliquées aux transports terrestres » in proceedings of international conference TELECOM2011 & 7ème JFMMA Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications, 16-18 mars 2011, Tanger, Maroc,
27. J. Khan, **C. Tatkeu**, P. Deloof "A futuristic approach to autonomously driving road vehicles" in proceedings of international conference TELECOM2011 & 7ème JFMMA Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications, 16-18 mars 2011, Tanger, Maroc, 4p

28. J. Khan, **C. Tatkeu**, P. Deloof "A novel gating process for radar based tracking in automotive driver assistance systems", ITST2010, Intelligent Transport Systems Telecommunications, November 9-11, 2010, Kyoto, Japan, 6p.
29. D. Loum, **C. Tatkeu**, I. Dayoub, M. Heddebaut, J.M. Rouvaen "Theoretical and Experimental Performances Evaluation of a New Multiple Access Technique for Optical Fibers", 14th International Conference Transport Means, Kaunas University of Technology, October 21-22, 2010, Lithuania, , p58-61
30. L. Sakkila, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, Y. ElHillali, F. Boukour, J-M Rouvaen "Comparison of classical and orthogonal UWB waveforms for radar applications" 6th International Colloquium on Signal Processing & Its Applications, Malacca, Malaysia 21-23 May 2010
31. L. Sakkila, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, Y. El Hillali, J-P. Ghys, J-M. Rouvaen "Methods of target recognition for UWB radar" THE Intelligent Vehicles Symposium (IV'10), San Diego CA, June 21-24th 2010
32. **C. Tatkeu**, P. Deloof, Y. El Hillali, A. Rivenq, 2009, Communication system and identification of trains stalled on urban guided transport, ITT'2009, Innovation technologique et systèmes de transport, 26-29 octobre 2009, Paris, France, 6p.
33. P. Deloof, **C. Tatkeu**, J.P. Ghys, A. Rivenq, 2009, Autonomous anticollision Radar with cooperative contribution, ITT'2009, Innovation Technologique et Systèmes de Transport, 26-29 octobre 2009, Paris, France, 6p.
34. L. Sakkila, A. Rivenq, F. Boukour, **C. Tatkeu**, Y. ElHillali, JM Rouvaen, « Collision avoidance radar system using UWB waveforms signature for road applications » , IEEE ITST, 9th International Conference on ITS Telecommunications, Lille, 21-23 Octobre 2009.
35. L. Sakkila, Y. ElHillali, J. Zaidouni, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, J.M Rouvaen, " High order statistic receiver applied to UWB radar ", p643-647IEEE PacRim09 Conference on Communications, Computers and Signal Processing. August 23-26, 2009, University of Victoria, Victoria, B.C., Canada
36. L. Sakkila, A. Rivenq, Y. Elhillali, **C. Tatkeu**, A. El Abed « Un radar ULB basé sur les statistiques d'ordres supérieurs pour la détection d'obstacles routiers ». TELECOM'2009&6èmes JFMMA, Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications mars 2009, Agadir, Maroc.
37. P. Deloof, L. Douadi, L. Sakkila, **C. Tatkeu**, JP. Ghys, Y. Elhillali, A. Rivenq « Codage numérique appliqué au Radar embarqué routier », 4p., TELECOM'2009 & 6èmes JFMMA Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications, mars 2009, Agadir, Maroc.
38. H. Mrabet, I. Dayoub, R. Attia, **C. Tatkeu**, N. Al-Houlou "Impact of chromatic and modal dispersion on Frequency Response of Optical multimode Fibers", the 14th IEEE International Symposium on Computers and Communications (ISCC'09) July 5 - 8, 2009, Sousse, Tunisia, 7p
39. **C. Tatkeu** , F. Boukour, L. Sakkila, Y. El Hillali, P-G. Deloof, A. Rivenq, J-P. Ghys : « A radar system for collision avoidance and targets detection in confined areas and subway environment » 2nd International Conference on Wireless Communications in Underground and Confined Areas ICWCUCA'08, 25-27 August 2008, Val-D'or, Quebec, Canada, pp. 49-53,
40. F. Elbahhar, M. Heddebaut, **C. Tatkeu**, A. Rivenq , J.M. Rouvaen, "Positioning System Based on the Ultra Wide Band Technique for Transport Application" 2nd International Conference on Wireless Communications in Underground and Confined Areas ICWCUCA'08, 25-27 August 2008, Val-D'or, Quebec, Canada, pp 39-42,
41. A. Zaouche, **C. Tatkeu**, I. Dayoub, J-M. Rouvaen : "New global blind equalization using two constant modulus asymmetrical modulations proposals " 67th international conference Vehicular Technology Conference: IEEE-VTC2008-Spring Marina Bay, Singapore, 11-14 May 2008, p 663-667, ISSN: 1550-2252, ISBN: 978-1-4244-1644-8.
42. A. Zaouche, **C. Tatkeu**, I. Dayoub, J-M. Rouvaen : « New global blind equalization with auto phase rotation correction », IEEE ISCCSP International Symposium on Communications, Control, and Signal Processing, St-Julians, Malta, 12-14 March 2008, p 53-57
43. L. Sakkila, Y. El Hillali, F. Elbahhar, **C. Tatkeu**, A. Rivenq, J-M. Rouvaen : "Multi-users UWB inter vehicles communication system based on modified Gegenbauer functions associated to DS-CDMA

- technique" 10th international conference AATT conference on Application of Advanced Technologies in Transportation, 27-31 Mai, 2008 Athens GREECE, 12p.
44. L. Sakkila, **C. Tatkeu**, F. Boukour, Y. El Hillali, A. Rivenq, J.M. Rouvaen, "UWB radar system for road anti-collision application" 6 p. In Proceedings of the 3rd International Conference on Information and Communication Technologies : from Theory to Applications, ICTTA'08, Damascus, Syria, april 7-11, 2008, ISBN: 978-1-4244-1751-3
 45. L. Sakkila, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, F. Boukour, J-M. Rouvaen: "Conception d'un radar UltraLargeBande multiutilisateurs pour la détection d'obstacles en environnement routier" dans les actes du 6ième colloque international TELECOM'2007&5ième JFMMA, 14-16 Mars 2007, Fès Maroc, pp113-117.
 46. L. Sakkila, Y. El Hillali, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, J-M. Rouvaen : "Short range automotive radar based on UWB pseudo-random coding", dans les actes du 7ième colloque international Intelligent Transportation Systems -Telecommunications ITST 2007, 6-8 juin 2007, Sophia-Antipolis France, pp 130-135.
 47. **C. Tatkeu**, E. M. El Koursi, N. Duquenne "Rolling Stock and GSM-R assessment approach of rail systems for Interoperability", workshop international sur le thème " Logistique & Transport " LT' 2007, a technically IEEE/SMC co-sponsored workshop, du 18-20 nov. 2007 à Sousse, Tunisie, p98-103
 48. **C. Tatkeu**, El Miloudi El Koursi : "A key challenge for cross acceptance and harmonisation procedures in the field of Rolling Stock and GSM-R/ERTMS", international workshop ITELMS'2007 -Intelligent Technologies in Logistics and Mechatronics Systems- 28-29 Septembre 2007, Jurmala-Riga, Latvia - Lettonie
 49. Y. Elhillali, **C. Tatkeu**, A. Rivenq, J-M. Rouvaen: "A novel multiplexing method for high data rate communication systems" 64th Vehicular Technology Conference IEEE VTC2006, 25-28September 2006, Montreal, Canada.
 50. **C. Tatkeu**, P. Deloof, Y. Elhillali, A. Rivenq, J.M. Rouvaen "A cooperative radar system for collision avoidance and communications between vehicles" 9th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems Society IEEE ITSC September 2006, 17-20, 2006 Toronto Marriott Downtown Eaton Centre Toronto, Canada.
 51. Y. Elhillali, **C. Tatkeu**, A. Rivenq, J-M. Rouvaen, "Enhancement and implementation of a localization and communication system dedicated to guided transports" IEEE ITS-T, 6th International Conference on Intelligent Transportation Systems -Telecommunications Proceedings, Chengdu, Chine 21-23 June 2006, p596-599.
 52. N. Duquenne, **C. Tatkeu** : "Cross acceptance under the interoperability and safety directives" 14th International Symposium "Towards the competitive rail systems in Europe" EURNEX - Zel 2006 30.- 31. May 2006 Zilina, Slovaquia.
 53. Y. Elhillali, A. Rivenq, **C. Tatkeu**, J-M. Rouvaen, « Implementation of a localisation and communication system dedicated to guided transports », paper n° 65-2445203603 in the 5th International Conference on ITS Telecommunications ITST 27-29 June 2005 Brest, , p101-104
 54. **C. Tatkeu**, Y. El Hillali, A. Rivenq, J-M Rouvaen : "Evaluation of coding's methods for the development of a Radar sensor for localization and communication dedicated to guided transport" International Conference on Vehicular Technology conference IEEE VTC 2004 26-29 September 2004, Los Angeles, USA.
 55. **C. Tatkeu**, M. Berbineau, S. Bernier « Analysis of Satellite and Terrestrial telecommunication link availability to improve security and attractivity in urban buses » in proceedings of international World Conference on Transport Research WCTR'04, 4-8 July 2004, Istanbul, Turkey.
 56. Y. Elhillali, **C. Tatkeu**, A. Rivenq, J-M Rouvaen « Etude et réalisation d'un système CDMA dédié à la communication et la localisation pour les rames de métro en panne ». Congrès international TELECOM'2003 & JFMMA marrakech 15-17 octobre 2003

57. **C. Tatkeu**, M. Berbineau, M. Heddebaut: « A new approach to improve mobile localisation based on angular deviation measurements in urban areas», dans les actes du colloque international Personnel Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'97, Helsinki, Finlande, 1-4 sept 1997.
58. **C. Tatkeu**, M. Berbineau, M. Heddebaut: "Localisation par GSM et par goniométrie Doppler : le concept et sa mise en œuvre", dans les actes de la Journée spécialisée détection d'obstacles et intrusion, localisation de mobiles terrestres par procédés électromagnétiques et optiques, 26 octobre 1995, Lille, France.

F) COMMUNICATIONS ORALES SANS ACTES DANS UN WORKSHOP OU CONGRES INTERNATIONAL OU NATIONAL

59. **C. Tatkeu** et al. Présentation des résultats scientifiques et d'échanges scientifiques du projet PRIMA-CARE, Séminaire de clôture finale, en présence d'académiques et d'industriels, 10 mai 2012
60. **C. Tatkeu** & al. « Présentation des avancées du projet PRIMA-CARE » PREDIT 4, session 1 « Systèmes de détection des systèmes à risques » du Séminaire de valorisation GO 2 « Sécurité et fiabilité des systèmes de sécurité routière » 22 mars 2010 –MEEDDN, Paris
61. **C. Tatkeu** et al. Présentation des résultats scientifiques lors du Séminaire à mi-parcours du projet PRIMA-CARE, ouvert aux académiques et industriels, 29 janvier 2010
62. **C. Tatkeu** : « Technical developments in radar positioning and communication systems for transport », Fiche d'actualité scientifique, DS-Direction Scientifique INRETS, 3 pages, sept. 2009
63. **C. Tatkeu** & al. « présentation du projet PRIMA-CARE » session 1 Quelques exemples de systèmes d'aides à la conduite du Séminaire de valorisation du GO 2 « Aides à la conduite et gestion du trafic », PARIS, 24/25 JUIN 2009
64. **C. Tatkeu** : « Avancées techniques sur les systèmes radar de localisation et de communication pour les transports » Fiche d'actualité scientifique, DS-INRETS, 3 pages, mai 2009.
65. **C. Tatkeu** & al. « Poster de présentation du projet PRIMA-CARE » Session Posters des projets du GO 9 PREDIT au colloque TIC dans les transports terrestres, Compiègne, le mardi 5 février 2008
66. **C. Tatkeu**, N. Duquenne : "Assessment approaches for certification- Inrets experiences", journée spécialisée du pôle 4 de certification d'EURNEX en présence d'industriels, d'universitaires et d'institutionnels du ferroviaire, le 25 novembre 2005, Prague, République Tchèque. www.eurnex.net
67. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : "Performances des moyens de communication satellite en zone urbaine et péri-urbaine : couverture et disponibilité du service Worldspace et Globalstar", journée spécialisée du pôle de positionnement par satellites PEPSAT, recherches télécoms du projet TESS, 22 Mars 2005, Lille, France.
68. **C. Tatkeu** : « Le radar coopératif à corrélation: un moyen de communication inter-trains pour les transports guidés » PFI – ITGUR Plateforme intégratrice Innovations dans les transports guidés urbains et régionaux, le 6 juillet 2007 à Arcueil, Paris

1. OUVRAGES DE VULGARISATION, REVUE, MEDIA

69. Le Magazine Trajectoire de l'IFSTTAR N° 3, « Une sonnerie pour alerter les conducteurs d'un danger », juillet 2012.
70. Autrement Dit, dans la rubrique High New Bio Tech de l'hebdo, « Au volant, Prima-Care détecte les dangers » Article paru semaine du Vendredi 11 au Jeudi 24 Mai 2012, suite à mon interview avec le journaliste Jonathan BLANCHET.
71. France Bleu : le rendez vous Eco de Nord du jeudi 10 mai 2012 à 6h55 par la journaliste Nicole Buyse, durée 1min 57 disponible en podcast : <http://sites.radiofrance.fr/chaines/francebleu/?nr=f6913b245b13df5bf76420239b550edb&639>

[bcf7b24b82a3740b668a12831843b_container_id=47643&639bcf7b24b82a3740b668a12831843b_container_mode=instances](https://www.researchgate.net/publication/312831843/container_id=47643&639bcf7b24b82a3740b668a12831843b_container_mode=instances)

72. La Voix Eco rubrique sécurité routière, rédigé par le journaliste Jean-Marc Petit « Prima-Care, le radar intelligent qui réveille l'attention du conducteur » du mardi 29 mai 2012
73. Le Magazine de l'Innovation, de la Recherche- j'innove en Nord Pas de calais, Développement en Nord Pas de Calais « Prima-Care : Le son 3D au service de la sécurité », N° 5, juin 2010
74. Patrick-Yves Badillo, Franck Tarrier & al. « Mobilité et Ubiquité : vers le nomadisme numérique » les cahiers de l'ANR – n° 1, , ANR communication, Juin 2009- 010901

J) RAPPORTS DE RECHERCHE SUR CONTRATS, LIVRABLES DE PROJETS EUROPEENS OU NATIONAUX

75. **C. Tatkeu**, R. Greff, A. Rivenq, S. Niar, 2012, Compte rendu final du projet Prima-Care référence ANR-07-TSFA-015-01, 20 p. accompagné de l'annexe scientifique du rapport final du projet PRIMA-CARE, IFSTTAR, 32 p, août 2012.
76. **C. Tatkeu**, P. Deloof, J.P. Ghys, J. Khan, Y. El Hillali, A. Rivenq, L. Sakkila, J.M. Rouvaen, S. Niar, 2011, Prima-Care Projet ANR-07-TSFA-015-01 Rapport intermédiaire à mi-parcours de l'état d'avancement technique du projet, IFSTTAR, V04, 74 pages, décembre 2010
77. IEMN-DOAE, **IFSTTAR** « Recherche et développement, perception longue et courte portées », Prima-Care Projet ANR-07-TSFA-015-01 Rapport intermédiaire D41 40 pages, juillet 2010
78. LAMIH-SIADE, A-VOLUTE, IEMN-DOAE, **IFSTTAR** « Analyse et choix des différentes solutions technologiques », Prima-Care Projet ANR-07-TSFA-015-01 Rapport D31, 43 pages, juillet 2009
79. IEMN-DOAE, **IFSTTAR**, LAMIH-SIADE, A-VOLUTE « Etat de l'art, analyse des besoins, capteurs et effecteurs existants », Prima-Care Projet ANR-07-TSFA-015-01 Rapport D21, 55 pages, janvier 2009
80. L. Missere, R. Patelli, **C. Tatkeu** and F. Boukour : "Ultra Wideband Application", report document reference no: IGR-D-WIF-007-04, Deliverable reference no: D3D.3.2, 6th FrameWork European Project INTEGRAIL no. PL 012526, 141 p.
81. **C. Tatkeu**, N. Duquenne, E.M. El Koursi : "Elaboration of pilot case studies for Interoperability in the Frame of e.g. ERTMS", contribution to Deliverable D43, WP 4.2 – 6th FrameWork Program European Network of Excellence EURNEX, March 2007, 17 p. confidential
82. G. Jacqmin & **al.** : "Data Communication System Fonctionnal Requirements", contribution to Deliverable D39 of WP9- MODCOMM of 6th FrameWork European Project MODURBAN, January 2006- confidential.
83. P. Moos & **al.** : "Product qualification methods : criteria for pole of excellence" contribution to Deliverable D31, WP 4.2 – 6th FrameWork Program European Network of Excellence EURNEX, March 2005, confidential
84. L. Lochman & **al.** : "Product qualification requirements Work Package 4.2 –D21", contribution to Deliverable D21, – 6th FrameWork Program European Network of Excellence EURNEX, December 2004, confidential.
85. **C. Tatkeu**, E.M. El-Koursi : "Product assessment and qualification requirements, Review of related studies: ACRuDA and CASCADE projects", contribution to Deliverable D21 – 6th FrameWork Program European Network of Excellence EURNEX, July 2004, confidential, 40 pages
86. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : "Etude de la couverture et de la disponibilité du service Worldspace et Globalstar ", contribution au rapport final sur les rech. en télécoms du projet de recherche national TESS, Octobre 2004
87. S. Bernier, M. Berbineau, **C. Tatkeu**: « Etat de l'art des systèmes satellitaires de télécommunication », Rapport d'étape sur les recherches en télécommunication du projet de recherche national TESS, Décembre 2002.

88. M. Berbineau, J. Marais, **C. Tatkeu**, S. Delcourt : "Prediction of GNSS availability in the field of transport", contribution to Deliverable of WP3 NWG -Navigation Working Group- of projet LOCOPROL,- IST-2000-28103 – August 2002– Confidential.
89. **C. Tatkeu**, O. Frimat, M. Berbineau : "STK Simulations Related To GPS Availability Along A Railway Line" – contribution to of WP3 NWG -Navigation Working Group- of projet LOCOPROL,- IST-2000-28103 –March 2002 – Confidential.

K) RAPPORTS D'EXPERTISES

90. **C. Tatkeu**, M. Berbineau: « Evaluation de la conformité : Rapport final» **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, références RE0050_1 du 21/02/2010 et RE0050_2 du 09/03/2010.
91. **C. Tatkeu**, M. Berbineau: « Evaluation de la conformité : Rapport d'évaluation -Plan et résultats d'essais sur les lignes L0, L26, L124, L161 » **confidentiel**, rapport remis à CERTIFER, référence RE0047 du 31/08/2009.
92. **C. Tatkeu**, M. Berbineau: « Evaluation de la conformité : Rapport d'évaluation -Plan et résultats d'essais sur la ligne L3 » **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, références RE0044_1, 55p, du 21/04/2008 et RE0044_2 du 26/03/2009.
93. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : « Evaluation de la conformité : Rapport d'évaluation -Plan et résultats d'essais sur les lignes L12 et L25», **confidentiel** rapports remis à CERTIFER, références RE0037_1 de janvier 2007 et RE0037_2, 8p du 20/08/2008
94. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : « Rapport d'évaluation : Plan et résultats d'essais sur la ligne L4 », **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, référence RE0036_1 de février 2007, RE0036_2, 15p, du 20/08/2008 et RE0036_3 du 26/11/2008.
95. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : "Contrôle de l'interopérabilité du GSM-R -Rapport de synthèse de la conception du système générique- conformité aux exigences fonctionnelles" **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, références RE0034_1 de janvier 2007 et RE0034_2 du 20/08/2008.
96. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : " Contrôle de l'interopérabilité du GSM-R - Rapport d'évaluation- plan et résultats d'essais sur la ligne L2", **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, références RE0030_1 de janvier 2007 et RE0030_2, 13p, du 20/08/2008.
97. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : "Contrôle de l'interopérabilité du GSM-R -Rapport procédures d'intégration et essais" **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, références RE0026_1 de janvier 2007, RE0026_2 du 20/08/2008.
98. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : "Contrôle de l'interopérabilité du GSM-R -Rapport d'évaluation de la conception du système générique- conformité aux exigences fonctionnelles" **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, références RE0015_1 de décembre 2004, RE0015_2 de juillet 2005, RE0015_3 de décembre 2006, RE0015_4 de mai 2008 et RE0015_5 du 20/08/2008.
99. **C. Tatkeu**, M. Berbineau : "Contrôle de l'interopérabilité du GSM-R -Rapport partie planning Radio" **confidentiel**, rapports remis à CERTIFER, références RE0014_1 de décembre 2004, RE0014_2 de mars 2005 et RE0015_3 du 20/08/2008.
100. P. Ozello, M. Berbineau, **C. Tatkeu**, S. Furlan : "Plan d'évaluation détaillé : contrôle de l'interopérabilité du GSM-R", **confidentiel**, plan d'action pour la certification du réseau ferroviaire de la SNCB, rapports remis à CERTIFER références RE0007_1 d'août 2004, RE0007_2 de décembre 2005, ECI_1132_RE0007_3, ECI_1132_RE0007_3_Annexes, 24p, 20/08/2008.

L) RAPPORTS DE THESES SOUTENUES OU EN COURS D'ENCADREMENT

101. N. Touati « Optimisation des formes d'ondes Radar d'aide à la conduite automobile, robustes vis-à-vis d'environnements électromagnétiques dégradés» **1ère année de thèse de Doctorat**, démarrage octobre 2012

102. D. Loum « Transmissions radio haut débit multiservices sur fibres optiques –Applications à l’optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises ferroviaire », **Thèse de doctorat**, spécialité électronique, présentée et soutenue publiquement le 23 février 2012 à l’UVHC Université de valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, n° d’ordre 12/04.
103. L. Sakkila « Etude et implémentation d’un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d’obstacles en milieu routier » **These de doctorat** n° 09-38 soutenue le 3 décembre 2009 à l’UVHC, IEMN-DOAE.
104. Y. Elhillali « Etude et réalisation d’un système de communication et de localisation, basé sur les techniques d’étalement de spectre, dédié aux transports guidés », **Thèse de doctorat**, spécialité électronique, soutenue publiquement le 14 déc. 2005 à l’université de valenciennes, n° d’ordre 05-27.

M) SUPERVISION DE RAPPORTS DE STAGES (CO-)ENCADRES

105. M. Willy-Aimable RUKUNDO, a effectué, **sous ma responsabilité**, un stage de **Master 2 Professionnelle** en Ingénierie des Systèmes de communication de 5 mois effectué du 1^{er} avril au 31 août 2011 sur le «Développement et Intégration multi-Capteurs d’algorithmes de traitement sur plateforme EFFIBOX pour la prévention des collisions routières»
106. M. El Ouali Hicham, a effectué, **sous ma responsabilité**, un stage de **Licence 3 Professionnelle** Réseaux et Télécoms de 4 mois du 22 avril au 31 août 2010, sur la «Migration et mise en œuvre des solutions sous plateforme libre au Labo-radar et refonte du site web www.primacare-project.com » ISRN : INRETS/RE-10-714-FR
107. M. Souleymane Magassa, stage **de Licence 3 Professionnelle** Réseaux et Télécommunication de 4 mois effectué du 15 avril au 6 août 2010 sur le « Traitement de signal en radar anticollision routier» ISRN : INRETS-RE-10-713-FR, Resp. P-G. Deloof, **C. Tatkeu**, INRETS-LEOST
108. M. Djessadoun FLANKLIN, stage **Master 2 recherche en Télécommunication** de 5 mois effectué du 1^{er} avril au 31 août 2010 sur le « traitement de signal sur un banc de radar anticollision routier» ISRN : INRETS-RE-10-712-FR, Resp. P-G. Deloof, **C. Tatkeu**, INRETS-LEOST
109. M. Saïd Ait El Houssain a effectué, **sous ma responsabilité**, un stage de **Master 2 Professionnel** Electronique Instrumentations et Télécommunications de 5 mois ½ du 16 mars au 1^{er} septembre 2009, sur l’«Implémentation et intégration des algorithmes de communication Emetteur/Récepteur, pour les transports guidés » ISRN INRETS/RE-09-728-FR
110. M. Saïd Atrougout a effectué, **sous ma responsabilité**, un stage de **Master 2 Professionnel** Electronique Instrumentations et Télécommunications de 5 mois ½ du 16 mars au 1^{er} septembre 2008, sur « transmissions radio mixte sur fibre optique»
111. M. Stephane Toule Ndong a effectué, **sous ma responsabilité**, un stage de **Master 2 Professionnel** Electronique Instrumentations et et Télécommunications de 6 mois du 27 mars au 15 septembre 2008, sur « L’amélioration du dispositif de réception CODIREP et l’implémentation d’une technique de codage » ISRN : INRETS/RE-08-720-FR
112. M. Jonathan Herinay ANDRIMIJOROSOA : « Développement logiciel d’un pilote d’interface USBMOD4 pour l’interconnexion radar et l’ordinateur PC» rapport de stage de **Licence 3 SPI EAII**, Juin 2007 référence ISRN : INRETS / RE – 07-709- FR Resp. Inrets-Leost **C. Tatkeu**, UVHC
113. M. Vincent Roussel : « Implémentation sur plate-forme STRATIX FPGA d’une technique d’accès multiple exploitant la rotation cyclique du code », CONFIDENTIEL, rapport **de stage de Master 2 GEII**, septembre 2006 référence ISRN INRETS / RE – 06 – 716 – FR, Resp. Inrets-Leost **C. Tatkeu**, UVHC A. Rivenq
114. M. Khalid Azgzaou : « Implémentation du transfert de données entre la carte FPGA et un PC via une liaison rapide USB » rapport de stage de **Master 2 GEII**, septembre 2006 référence ISRN : INRETS / RE – 06 – 717– FR Resp. Inrets-Leost **C. Tatkeu**, UVHC A. Rivenq

115. M. Christophe Beuraert- "Implémentation d'algorithmes de traitement de signal sur une plate-forme DSP, le TMS 320 VC 5510, d'un radar coopératif à corrélation » CONFIDENTIEL. **Stage de fin d'études Ingénieur ISEN5**, Septembre 2004 - ISRN INRETS/RE-04-717-FR, Resp. P-G. Deloof, **C. Tatkeu**, INRETS-LEOST
116. Mlle Madeleine Umlawski, "Le radar coopératif à corrélation et ses développements. Développement logiciel du composant FPGA de la partie répondeur du DIREP: insertion du code d'identification et de l'état de la rame". **DESS IMTS**, 49p, 30 Juillet 2004. INRETS/RE-04-710-FR, Resp. Inrets-Leost P-G. Deloof, **C. Tatkeu**, Ulco J-C Noyer
117. M. Simon Bernier, "Evaluation de la couverture radio pour le développement d'un système embarqué". Rapport de **stage de fin d'études Ingénieur ENIC Telecom Lille 1**, 63p, Juin 2003. INRETS/RE-03-705-FR, Resp. Inrets-Leost M. Berbineau, **C. Tatkeu**, ENIC C. Garnier. AS : Autres productions scientifiques
118. **C. Tatkeu** "Faisabilité de la localisation de mobiles terrestres par radiogoniométrie et à l'aide d'un réseau de radiotéléphonie GSM", thèse de Doctorat, spécialité électronique, présentée et soutenue publiquement le 29 Janvier 1999 à l'Université de lille I.
119. **C. Tatkeu** : "Etude et réalisation d'un dispositif de localisation de mobiles terrestres fondé sur l'utilisation des signaux de stations fixes d'un réseau de radiotéléphone pan européen GSM et d'émetteurs de radiodiffusion existants", rapports intermédiaires de thèse, références. INRETS : 1995_036 N et 96_018 N, octobre 1995 & décembre 1996.
120. **C. Tatkeu** : " Etude théorique et expérimentale d'une antenne hyperfréquence réalisée en guides d'ondes à fentes pour une application ferroviaire ", mémoire de DEA de sciences physiques, références INRETS : LI TEL 0093, octobre 1993.
121. **C. Tatkeu** : "Optimisation théorique et expérimentale d'un dispositif de communication sol-train par hyperfréquences", rapport de fin d'études Ingénieur EUDIL, juin 1993 n° 93.89/5 ref INRETS : LI Tel 0091.

O) AUTRES PRODUCTIONS : CONTRIBUTIONS AUX DOSSIERS DE REPONSES A APPELS A PROJETS NATIONAUX ET INTERNATIONAUX

122. CUB4 (VTT 2010) « Système de détection dédié à la protection des personnes vis à vis des engins roulants dans les chantiers, les usines et en milieu routier » (IEMN-DOAE, INRETS, TELECOM Lille, TELECOM Bretagne, A-Volute, LAMIH-SIADE, LAGIS, Effidence). Proposition déposée en mars 2010 en réponse à l'appel à projets de l'ANR-VTT
123. LETSGO (Interreg France/GB 2009) –« Leveraging advanced techniques such as models, verification, simulation and reconfigurable architectures to increase safety in location guided transport systems » Interreg IVa France/Grande Bretagne (INRIA, INRETS, UVHC, Universités de Kent et d'Essex et PMEs en France et GB)
124. Projet : « TRFO » : Transmissions radio sur fibres optiques appliquées aux transports » No dossier : PSR-SIIRI-255 - « Soutien à des initiatives internationales de recherche et d'innovation », déposé par Dr Walaa Hamouda de l'université Concordia, Montreal-Quebec, Canada, 20 avril 2009. Non retenu, projet pertinent, trop académique, manque industriel.
125. REMPART2 (FUI-8 - 2009) Réseaux Mesh Pour Amélioration des Réseaux de Transport (Siemens, RATP, Montimage, INRETS, TELECOM ParisTech, Telecom Management Sud Paris, Univ Paris Sud IEF, Luceor). Non retenu.
126. Projet « Transmissions radio sur fibre optique appliquées aux transports » 62ième commission permanente de coopération Franco-Québécoise, Biennium 2009-2010- Programme Samuel de Champlain, projet de recherche scientifique et technologique, déposé par Dr Walaa Hamouda de l'Université Concordia Montreal-Quebec, Canada septembre 2008. Non retenu.
127. REMPART (FUI-7 -2008) Réseaux Mesh Mobile Multiservice et Exploitation Ferroviaire Dégradé (RATP, Siemens, Montimage, INRETS, TELECOM ParisTech, Telecom Management Sud Paris, Univ Paris Sud IEF, Luceor). Non retenu.

128. SAFCORS, « Safer and cross-operable rolling stock » proposition soumise en 2007 en réponse à l'appel à projets européens (RTU, INRETS-LEOST et ESTAS, 20 partenaires académiques et industriels européens). Proposition d'harmonisation et d'acceptance mutuelle de procédures de qualification de produits ferroviaires sur le plan européen. Non retenu
129. SYMSIO (région Nord-Pas de Calais – 2007) - SYStèmes Multi-capteurs pour le Suivi et l'Identification des Obstacles, projet CISIT financé par le CPER/FEDER (2008-2012) (LAGIS, IEMN-DOAE, INRETS, LASL, LAMIH-SIADE). Retenu et financé.
130. **C. Tatkeu**- partenaires du projet : INRETS, PME-A-Volute, UVHC-IEMN-DOAE, UVHC-IEMN-LAMIH projet PRIMA-CARE «Prévention de la collision Routière par association Intelligente Multi-cApteurs - radar, avec gestion dynamique d'Alertes sonores, fonction du Risque Encouru. », synthèse du dossier de montage du projet soumis à l'ANR-PREDIT pour demande de financement, 23 Mars 2007.
131. Stéphane MAAG GET/INT, partenaires du projet : ARMINES, INRETS (**C. Tatkeu**), INRIA, LIP6, MONTIMAGE, RATP, THALES, projet VICS - « Vehicle-to-vehicle Infrastructure-less wireless Communications for Safety application», synthèse du dossier de montage du projet de recherche soumis à l'ANR-RNRT pour demande de financement, 26 Mars 2007.
132. **C. Tatkeu**- partenaires du projet : ALSTOM, UVHC-IEMN-DOAE, UVHC-IEMN-LAMIH, USTL-LAGIS, ULCO-LASL, ARMINES-GIP-EMD, INRETS-LEOST, INRETS-ESTAS, INRETS-ERT : « CARVAT : Couplage Automatique des rames en panne par Radar et Vision Artificielle pour les Transports guidés », reprise du projet non financé, reconfiguré et actualisé par les différents partenaires eu égard les avancées scientifiques dans chacune des thématiques développées, synthèse du dossier de montage du projet de recherche soumis à l'ANR-PREDIT 3- groupes 4&9 pour demande de financement, , soumis de nouveau en Juin 2005. Malgré la pertinence scientifique reconnue, non retenu, coûts jugés importants, budget insuffisant pour faire face aux projets ANR retenus. Non retenu.
133. **C. Tatkeu**- partenaires du projet : ALSTOM, UVHC-IEMN-DOAE, UVHC-IEMN-LAMIH, USTL-LAGIS, ULCO-LASL, ARMINES-GIP-EMD, INRETS-LEOST, INRETS-ESTAS, INRETS-ERT : « CARVAT : Couplage Automatique des rames en panne par Radar et Vision Artificielle pour les Transports guidés », synthèse du dossier de montage du projet de recherche soumis au PREDIT 3- groupe 9 pour demande de financement, novembre 2002, labellisé par I-Trans en Juin 2003 sous la référence 015-ISIC-CARVAT projet retenu. Non financé pour cause d'enveloppe budgétaire globale faible.

CHAPITRE 2 : SYNTHÈSE DE MES TRAVAUX DE RECHERCHE

INTRODUCTION

Mes activités de recherche « socle » concernent les problématiques liées à la couche physique des systèmes de communication sans fil. Il s'agit en particulier d'optimiser les performances de ces systèmes en termes de portée, de précision, de débit et de robustesse vis-à-vis du canal de propagation avec prise en compte de la mobilité et de l'aspect multi utilisateurs. Cette problématique scientifique est fondée en partie sur les besoins, de plus en plus nombreux, exprimés par les gestionnaires de transports en matière d'échanges d'information véhicules-véhicules ou véhicules-infrastructures notamment en cas de perturbation du trafic routier, d'incident d'exploitation sur des lignes de métro ou de train ou pour les applications d'anticollision. Pour répondre favorablement à ces exigences, il convient de proposer et de développer des solutions ou services innovants qui procurent en particulier une fiabilité et un débit de communication importants par rapport aux moyens actuels. Ces études vont jusqu'à l'étape d'implémentation des algorithmes sur des plateformes de développement et la réalisation concrète de prototypes pour des besoins de tests et d'évaluation des concepts proposés.

Ma problématique de recherche finalisée qui en découle donc, contribue à l'amélioration de la sécurité dans les transports terrestres et à l'aide à l'exploitation des réseaux de transports routiers ou guidés. Dans l'approche que je traite, trois fonctionnalités importantes pour la sécurité sont étudiées : la localisation, la détection d'obstacles et la communication robuste haut débit V2V-véhicules-véhicules et V2I-véhicules-infrastructures. Ces trois principaux axes de recherche représentent les trois thématiques développées dans mon mémoire d'HDR.

- Le premier thème concerne l'étude et le développement de systèmes de capteurs actifs de type radar pour la détection, la localisation d'obstacles et la communication longue et courte portées en environnement ouvert ou confiné, dans le domaine des transports routiers ou guidés. Deux voies technologiques sont explorées : l'une porte sur les radars ou capteurs fonctionnant en bande étroite et l'autre porte sur les radars basés sur la technologie ULB -Ultra Large Bande-. Il s'agit de l'étude et du développement de radars bande étroite et des radars basés sur la technologie ULB (Ultra Large Bande). L'objectif est l'amélioration de la précision de localisation des systèmes. Egalement, étudier différents types de formes d'ondes orthogonales les plus adaptées et évaluer le gain de leur association aux codes binaires orthogonaux, en tenant compte du contexte multiutilisateur et de l'environnement.
- Le deuxième thème concerne l'étude et le développement des techniques de multiplexage et de codage multiutilisateurs, pour l'optimisation de la transmission radio mixte au sein des fibres optiques. Une des applications potentielles des solutions proposées, est l'intégration d'un ou deux services supplémentaires, au sein d'une même fibre optique multimode, en mutualisant les informations transmises par les nombreux réseaux d'antennes distribués rencontrés dans les emprises ferroviaires. Ceci contribuerait à la réduction des coûts d'équipement, d'installation et de maintenance des gestionnaires d'infrastructures.
- Le troisième thème concerne, l'amélioration des récepteurs optimaux et CDMA multiutilisateurs sous-optimaux de communications pour les transports. Il s'agit

d'étudier des techniques performantes aptes à améliorer le pouvoir de réception dans des contextes multiutilisateurs, en environnement fortement contraints et bruités. Ceci, afin de contribuer à l'amélioration du débit des liens de communication sans fil.

Deux voies sont explorées : l'une porte sur les systèmes radio à bandes étroites et l'autre porte sur la technologie ULB (Ultra Large Bande). Les études théoriques que nous menons, sont très souvent poussées jusqu'aux expérimentations réelles et les performances obtenues en utilisant les maquettes laboratoire sont évaluées. Ainsi, les divers algorithmes de traitement de signaux issus de ces recherches sont implémentés sur les plateformes de développement flexibles souples et évolutives de type FPGA.

Je développe ces voies de recherche, en interne, au travers de la recherche prospective sur des problématiques de transmission radio sur fibre ou radio sans fil à haut débit, et au travers des actions de recherche dans les divers projets nationaux et européens dans lesquels je suis fortement impliqué en tant que participant actif ou coordinateur. Sans être exhaustif, il s'agit du projet SYMSIO du CPER-CISIT (2008-2013), du projet ANR PRIMACARE (2008-2012), des projets des réseaux d'excellence EURNEX (2004-2008) et NEARCTIS (2008-2013).

Mes activités de recherche m'ont permis de nouer et d'entretenir des collaborations dans la durée, avec des laboratoires de la région comme l'ITEMN-DOAE de l'UVHC, le LAMIH-SIADE de l'UVHC, le LAGIS de l'USTL, l'INRIA-Futurs de Lille, les laboratoires nationaux comme Télécom Bretagne au travers des actions de recherches dans les projets régionaux ou nationaux, des activités d'encadrement conjoint de stagiaires, de doctorants ou de post-doctorants. Sur le plan international, des collaborations avec l'université Concordia à Montréal au Canada, l'université Cadi Ayyad au Maroc au travers d'échanges de chercheurs, d'enseignements, de montages de projets internationaux. Et également, les industriels comme Alstom, Bombardier, Siemens, Thalès, Alcatel, la PME A-Volute, au travers des participations actives au montage de divers projets nationaux, européens, des actions de recherches dans les projets européens ou d'expertise.

Nous décrivons de manière synthétique dans les paragraphes qui suivent, les trois axes de recherche développés.

3.1. THEME 1 : SYSTEMES DE DETECTION D'OBSTACLES, DE LOCALISATION ET COMMUNICATION PAR RADAR COOPERATIFS POUR LES TRANSPORTS TERRESTRES

Dans ce premier thème de mon mémoire, seront développées les problématiques de localisation des mobiles par techniques radioélectriques, la localisation des véhicules ou rames de métro par guides d'ondes, la localisation/communication pour la sécurité dans les transports guidés et enfin des systèmes de détection par radar courte et longue distances, bande étroite et large bande pour des besoins d'anticollision.

3.1.1. AUTO-LOCALISATION DES MOBILES PAR GSM ET RADIOGONIOMETRIE

Durant la décennie écoulée, de nombreuses applications grand public d'auto-localisation ou « self-positioning » [6] se sont développées, en complément ou en alternative aux

solutions de localisation par satellites qui procuraient des précisions de l'ordre d'une **centaine de mètres**. Il s'agissait, en particulier, de satisfaire les besoins de navigation, de collecte de données par des véhicules " traceurs " dans les applications de guidage, de diffusion d'information à bord des véhicules, en fonction de la position, de gestion de flotte ou d'optimisation des systèmes d'alerte d'urgence.

Les systèmes de localisation des mobiles terrestres, utilisant des signaux issus de satellites voient leur **disponibilité réduite en milieu urbain** lorsque le canal de propagation entre émetteur et récepteur, est obstrué par la présence d'immeubles ou obstacles. Pour pallier cet inconvénient, ils sont généralement complétés par des systèmes de navigation à l'estime, des systèmes de balises au sol ou des systèmes dits systèmes d'augmentation qui diffusent des informations de correction, en temps réel. Ceci implique pour l'utilisateur d'être équipé d'un dispositif complexe et coûteux, exploitant ces différents capteurs (récepteur GPS-Global Positioning System-, gyromètres, tachymètres etc.....) et dotés de calculateurs sophistiqués coûteux. Et également de disposer d'un médium de communication (récepteur RDS-Radio Data System, téléphone GSM-Global System for Mobile communications-, etc..).

Pour répondre à cette problématique, une solution de localisation alternative offrant une **disponibilité accrue** en milieu urbain avec une précision comparable à celle des systèmes existants, a été proposée dans mes travaux de thèse. Dans ces travaux, nous avons étudié et montré la faisabilité technique d'un tel système avec le développement d'une maquette laboratoire fonctionnelle. La solution proposée et développée, utilise deux capteurs indépendants qui tirent leurs informations, d'une part, d'un réseau de radiotéléphonie cellulaire GSM et d'autre part, d'un réseau d'émetteurs de radiodiffusion dans la bande de fréquences 0,1 - 1 GHz.

A) BREF HISTORIQUE : PRINCIPAUX PROCÉDES D'AUTO-LOCALISATION DES MOBILES TERRESTRES

On distingue quatre grandes familles de techniques ou procédés qu'utilisent les systèmes pour effectuer l'auto-localisation des mobiles :

TOA -Time Of Arrival : les systèmes de localisation fondés sur la mesure des temps de propagation des signaux entre le mobile à localiser et au moins trois stations d'émission non synchronisées entre elles. Parmi les systèmes qui utilisent ce procédé, on peut citer les systèmes de localisation par satellites GPS, par réseau de balises ou par réseau cellulaire européen GSM.

TDOA- Time Differential Of Arrival : les systèmes hyperboliques fondés sur la mesure, à partir du mobile, des différences de temps de propagation des signaux radioélectriques issus d'émetteurs synchronisés pris deux à deux. Les systèmes DECCA et LORAN C font partie de cette famille de systèmes de localisation ainsi que le système IS95 de communications mobiles américain.

AOA-Angle Of Arrival : les systèmes de localisation par radiogoniométrie fondés sur la mesure des angles de gisement d'émetteurs fixes par rapport à une référence (Nord géographique par exemple). Parmi ces systèmes, on trouve les systèmes radiophares et les radioalignements et ils sont connus sous le nom de systèmes angulaires et directionnels. Les systèmes de localisation utilisant la comparaison de la phase du signal reçu par le récepteur avec la phase du signal généré par le récepteur qui est une réplique

du signal de l'émetteur. Cette méthode permet en théorie d'obtenir une erreur de positionnement inférieure à 1% de la longueur d'onde du signal mesuré. La localisation par mesure de phase est utilisée avec le système GPS pour des mesures de positionnement relatif, surtout en mode statique, destinées à l'établissement des réseaux en géodésie, topométrie, photogrammétrie ou géophysique [7].

RSSI- Received Signal Strength Indicator : les systèmes de localisation se fondent sur la puissance du signal reçu pour estimer la position du mobile avec l'aide d'une cartographie de l'espace qui donne la carte du champ. Ce procédé est essentiellement utilisé pour les localisations en espace libre ou confiné Indoor, à étendue limitée afin d'éviter d'avoir à gérer un nombre conséquent d'information de la base de données de la cartographie du champ.

Les techniques TOA et AOA ont été utilisées pour notre étude. Pour le premier capteur, le mobile est localisé par triangulation à partir de la mesure du temps de propagation des signaux entre le mobile et les stations fixes du réseau GSM. Pour le second capteur, le principe de la localisation par radiogoniométrie repose sur la mesure des angles de gisement d'au moins trois émetteurs de radiodiffusion par rapport à une direction de référence donnée, en l'occurrence le Nord géographique.

Avant de présenter les solutions proposées, nous donnons les performances typiques des systèmes de localisation par satellites obtenues dans la littérature.

B) LA LOCALISATION PAR SATELLITES

Jadis, appelé également **NAVSTAR (NAVigation System by Timing And Ranging)**, le **GPS -Global Positioning System-** ou système de navigation par satellites, est un programme américain de satellites de navigation, qui a atteint largement ses buts militaires initiaux depuis plusieurs années. Il est devenu un outil incontournable pour les applications civiles. C'est un système de positionnement à quatre dimensions qui fournit la longitude, la latitude, l'altitude et l'heure. Il est pourvu de deux processus qui permettent de limiter son utilisation civile et de protéger son utilisation militaire :

- ✓ l'accès sélectif ou **SA (Selective Availability)** qui consiste à dégrader la fréquence d'horloge des satellites et des éphémérides. Les dégradations n'affectent principalement **que des applications civiles** de navigation en temps réel,
- ✓ l'antibrouillage ou anti-leurrage ou **AS (Anti Spoofing)** qui consiste à éviter le brouillage volontaire des signaux GPS par des utilisateurs " ennemis ".

Le GPS-NAVSTAR offre donc deux types de service:

- ✓ **le SPS (Standard Positioning System)** ou service standard. Il est accessible à tout utilisateur muni d'un récepteur GPS et n'offre qu'une précision limitée (100 m dans 95% des cas dans le plan horizontal et 156 m dans le plan vertical) [6].
- ✓ **Le PPS (Precise Positioning System)** accessible uniquement aux utilisateurs autorisés par le Department Of Defense américain (DOD), offre une précision maximale (21 m à 95% dans le plan horizontal) [8].

Un autre système, le système **GLONASS (GLObal'naya Navigatsionaya Sputnikovaya Sistema)** constitue le programme de navigation russe. La constellation se fonde sur trois plans orbitaux. Chaque plan possède huit satellites soit au total 21 plus 3 de réserve. Il est similaire au système GPS à la différence que les données transmises par ses satellites

ne sont pas volontairement dégradées [10]. Néanmoins, la disponibilité de la constellation GLONASS pose aujourd'hui un problème car un nombre suffisant de satellites ne peut être simultanément opérationnels.

Après le succès rencontré par les utilisations civiles du GPS et l'arrivée de la constellation GLONASS, la décision de **supprimer l'accès sélectif sous 10 ans a été prise en 1996.**

C) LA LOCALISATION PAR RADIOTELEPHONE CELLULAIRE GSM

L'auto-localisation des mobiles par radiotéléphonie cellulaire GSM, est obtenue en exploitant les informations présentes sur la couche 3 des systèmes radio mobiles GSM. Ceci à l'aide d'un mobile GSM dit de "tests" de type Orbitel à partir duquel les informations de signalisation et de communication de la couche 3 peuvent être récupérées et analysées au travers d'une liaison série RS232. Parmi les paramètres ou informations de signalisation, qui transitent sur le réseau et qui peuvent être exploitées pour la localisation, on peut citer entre autres :

- ✓ les identificateurs des cellules ou stations de base (BCCH – Broadcast Control Channel, BSIC – Base Station Identification Code, TCH – Traffic Channel, LAI- Location Area Identity, PLMN – Public Land Mobile Network),
- ✓ la puissance émise par le mobile (TxPower – Transmit Power),
- ✓ le niveau du signal reçu sur la cellule courante et sur les cellules voisines (RxLev –Received signal Level),
- ✓ la qualité de la communication sur la cellule courante (RxQual Recieved signal Quality),
- ✓ le paramètre TA ou Timing Advance.

Nous avons exploité le paramètre TA pour la localisation du mobile. Cette valeur de TA est obtenue uniquement lorsqu'une communication est établie entre le mobile et la station de base appelée cellule courante dans ce cas. Cette valeur de TA varie lorsque le mobile s'éloigne ou se rapproche de la cellule courante. Et pour obtenir une seconde valeur de TA, il convient de provoquer un changement de cellule courante par le réseau. La première difficulté réside dans la capacité du mobile à forcer le réseau à effectuer un changement de station de base.

Pour localiser par triangulation, **un mobile en position fixe** lorsqu'une communication est établie, il convient de définir un réseau de cercles distincts et donc d'obtenir des valeurs de TA en provenance d'au moins trois stations de base différentes, de positions géographiques connues.

Sur la figure 1.1, nous montrons un exemple de la détermination de la position du mobile à partir de 2 valeurs de TA reçues de 2 stations de bases de positions connues.

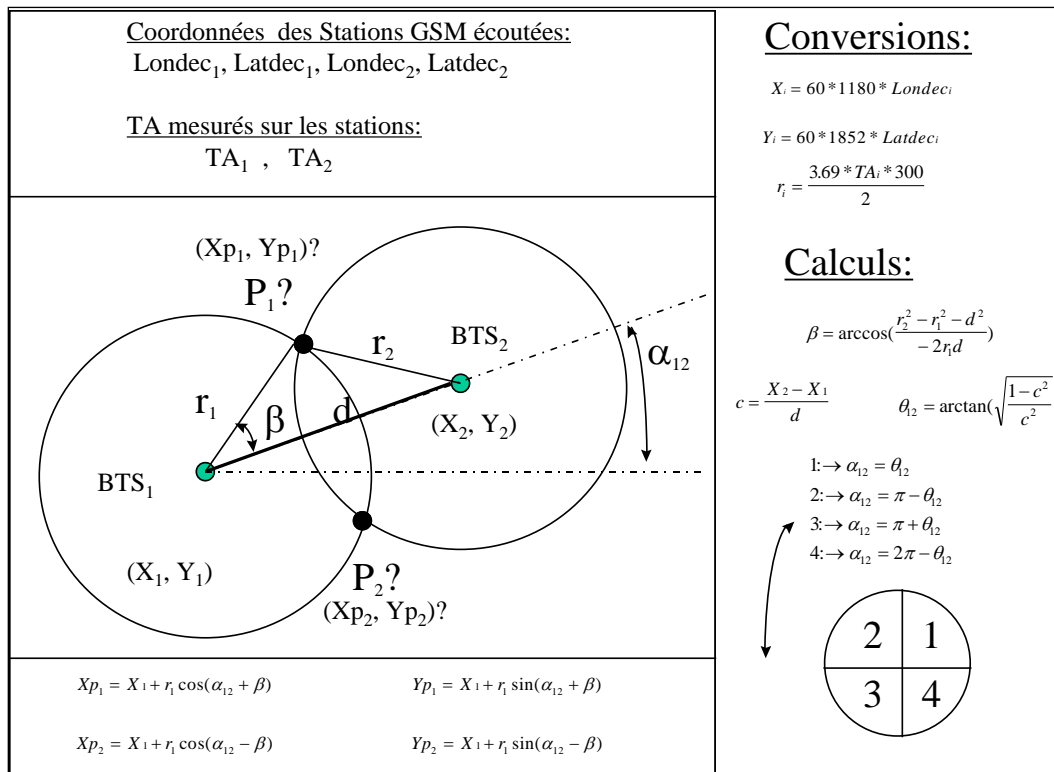


Figure 1.1. : Etapes de calcul de l'intersection de deux cercles

Où X_1, Y_1 et X_2, Y_2 sont respectivement les coordonnées géographiques connues des stations de base BTS_1 et BTS_2

Latdec_i et Londec_i représentent respectivement la latitude et la longitude en valeurs décimales de ces stations de base (i=1,2),

r_1 et r_2 sont les rayons des cercles centrés sur les stations respectives BTS_1 et BTS_2 ,

α_{12} est l'angle que fait l'axe horizontal du repère trigonométrique avec les stations BTS_1 et BTS_2 ,

β est l'angle que fait un des points communs des deux cercles avec les stations BTS_1 et BTS_2 ,

P_1 et P_2 sont les points d'intersections **recherchés** de coordonnées respectives X_{p_1}, Y_{p_1} et X_{p_2}, Y_{p_2} .

Il convient de convertir au préalable les valeurs de longitude et de latitude en valeurs métriques USI, ce qui donne les relations suivantes:

$$X_1 = 60 * 1180 * Londec_1 \quad X_2 = 60 * 1180 * Londec_2 \quad (1.1)$$

$$Y_1 = 60 * 1852 * Latdec_1 \quad Y_2 = 60 * 1852 * Latdec_2 \quad (1.2)$$

La valeur de TA_i (l'unité valant 3,69 μs) reçue de la station i (i=1,2) est convertie en distance r_i correspondant au rayon du cercle qui s'exprime alors sous la forme :

$$r_i = (3,69 * TA_i * 300) / 2 \quad (1.3)$$

L'angle β est donné par la relation suivante :

$$\beta = \arccos\left(\frac{r_2^2 - r_1^2 - d^2}{-2r_1d}\right) \quad (1.4)$$

L'angle α_{12} est calculé en prenant en compte les quatre configurations correspondant aux 4 cadrans du repère trigonométrique comme illustré figure 1.1.

Enfin, les coordonnées des points d'intersection sont données par les relations :

$$Xp_1 = X_1 + r_1 \cos(\alpha_{12} + \beta) \quad Xp_2 = X_1 + r_1 \cos(\alpha_{12} - \beta) \quad (1.5)$$

$$Yp_1 = X_1 + r_1 \sin(\alpha_{12} + \beta) \quad Yp_2 = X_1 + r_1 \sin(\alpha_{12} - \beta) \quad (1.6)$$

La localisation ne sera possible que si nous disposons d'au moins 3 valeurs de TA. Or Ceci n'est possible que si l'on parvient à provoquer un "Handover" ou changement de station de base ou si on parvient de modifier intentionnellement les critères de déclenchement des "Handover". Or, les « Handovers » sont gérés par le réseau GSM et les critères de mise en oeuvre ne sont pas connus du mobile. Néanmoins, suite à une expérimentation sur des mesures et tests effectués, parmi les paramètres pris en compte pour le déclenchement des handovers par le réseau, nous notons : le niveau du signal RxLev reçu des cellules voisines et la qualité de communication RxQual reçue par le mobile sur la cellule courante.

De ce fait, nous avons exploré deux solutions techniques pour déclencher les "Handovers". Ceci, afin de développer une approche de laboratoire qui n'est pas transposable en l'état sur un réseau de télécommunications mais dont l'objectif est d'évaluer sur site la disponibilité et la précision susceptibles d'être obtenues.

La première solution consiste à brouiller la qualité du signal reçu de la station courante, avant l'étage d'entrée du mobile, par superposition d'un signal HF présentant les mêmes caractéristiques que le signal reçu. Ceci, afin que le mobile modifie et dégrade volontairement, la valeur de la qualité de communication RxQual qu'il renverra au réseau.

La seconde solution consiste à modifier le niveau de signal reçu sur la station courante par rotation d'une antenne directive du type Yagi-Uda qui, grâce à la forme particulière de son diagramme de rayonnement, va atténuer ou amplifier le signal dans des directions privilégiées. Par cet artifice, le mobile modifiera la valeur du niveau du signal RxLev qu'il renverra au réseau.

Ces deux solutions ont été mises en oeuvre. Néanmoins des difficultés majeures sont rencontrées pour obtenir le nombre de TA nécessaire à la localisation. En effet, d'après [11] ETSI {05.08} et {08.08}, lorsque le RxLev de la cellule courante reste relativement élevé par rapport aux cellules voisines et que la qualité de communication sur le canal de trafic est mauvaise (RxQual supérieur à 3), le réseau déclenchera si cela est possible un « handover » inter-cellule. De plus, des coupures de communication surviennent du fait de l'atténuation trop forte des signaux ou d'une perturbation trop forte engendrée par le dispositif de dégradation du RxQual.

Une amélioration est proposée avec une source agile en fréquences. Elle est donc composée d'oscillateurs verrouillés en phase (PLL) sur la fréquence désirée. Le dispositif est couplé à une antenne omnidirectionnelle ou à une antenne de grand gain

de type Yagi-Uda mise en rotation pour favoriser ou non l'écoute de la station courante et des stations voisines. Au travers d'une liaison parallèle de type I2C, on commande un relais ou commutateur connecté à un circulateur qui permet d'atténuer de 20 dB le niveau de signal émis TxPower vers la station de base.

L'automatisation du processus de mesures avec la source agile en fréquences est réalisée par un logiciel d'acquisition et de traitement développé en C sous l'environnement Windows NT.

Sur la photo de la figure 1.2, on peut voir le dispositif expérimental développé et un schéma synoptique du dispositif complet est présenté sur la figure 1.3.

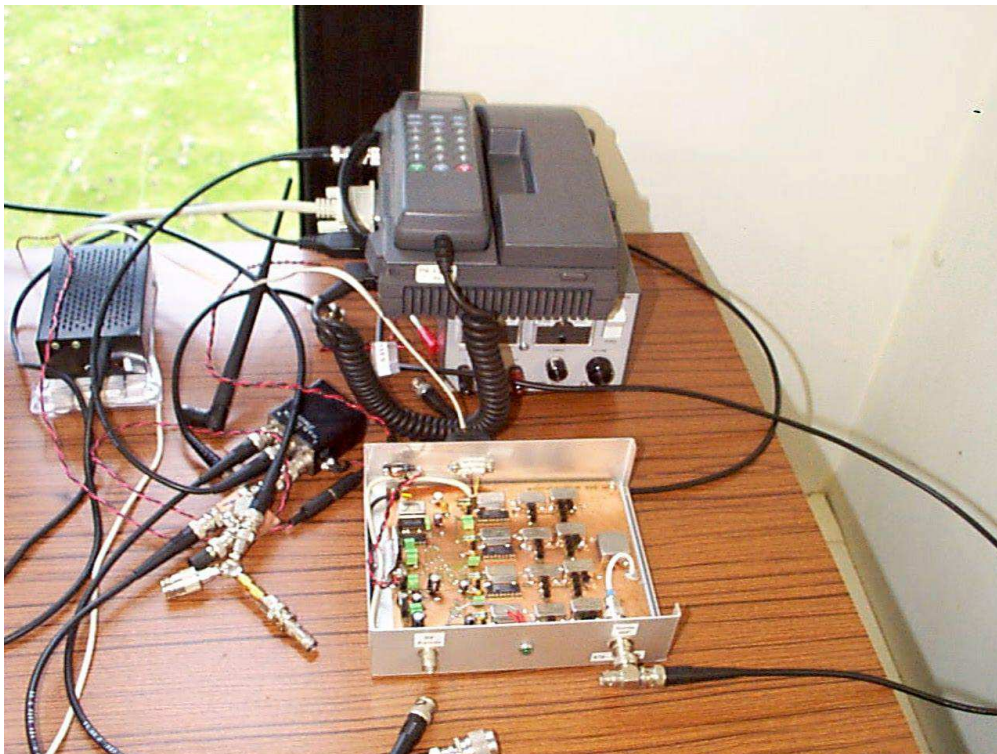


Figure 1.2 : Source agile en fréquence développée pour la localisation par GSM

A l'aide de la base de données des coordonnées géographiques des stations de base du réseau de radiotéléphonie GSM de l'agglomération Lilloise, nous effectuons une acquisition en temps réel des messages de signalisation lorsqu'une communication est établie au travers de la liaison série COM2 de l'ordinateur. A partir des différents messages recueillis, nous pilotons via la liaison parallèle de type I2C, la source agile en fréquences qui permet de perturber de manière successive, la qualité de la communication des trois premières stations courantes obtenues sur le lien montant (890-915 MHz) ou sur le lien descendant (935-960 MHz) tout en maintenant chaque perturbation ayant provoqué un « handover ».

De cette façon, on réussit à leurrer le réseau qui va commander les changements de stations de base désirées. On obtient alors un tableau de données semblable à celui présenté sur le schéma de la figure 1.3 où les $Cell_i$ représentent les différentes cellules avec lesquelles le mobile a communiqué, et les TA_{ij} sont les différentes valeurs de Timing Advance obtenues sur la cellule identifiée $Cell$.

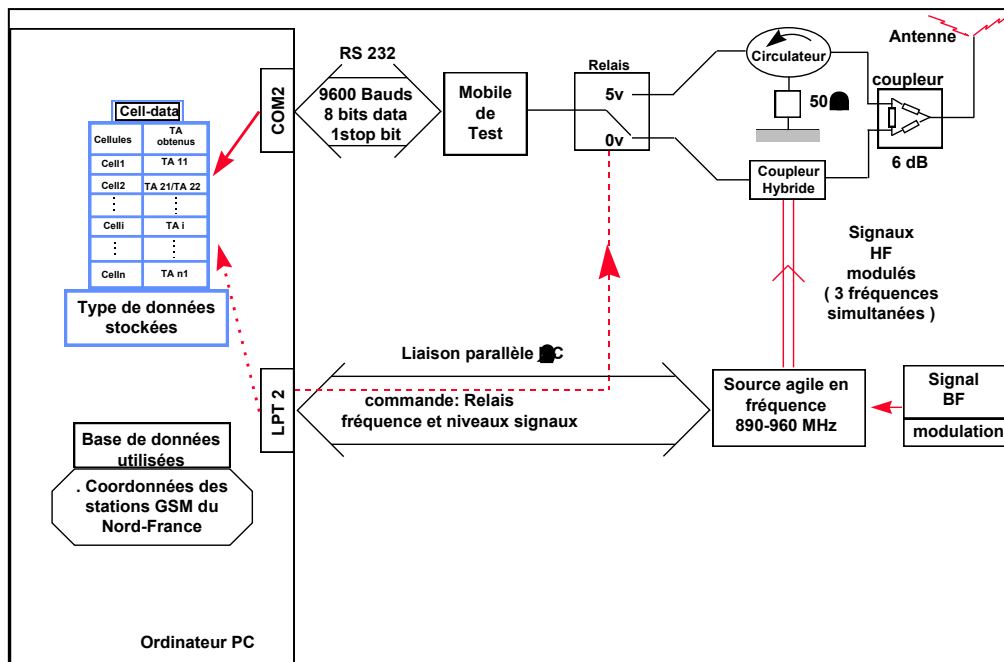


Figure 1.3 : Banc complet de la localisation des mobiles par GSM

Des nombreuses expérimentations ont été effectuées en milieu urbain et suburbain. Une synthèse des résultats obtenus sur une cinquantaine de cas expérimentaux, en zone rurale ou urbaine dense, en exploitant ces deux procédés, a permis d'obtenir :

- ✓ une précision, variant de 125 à 500 mètres, de l'ordre de celle des systèmes conventionnels de la même génération. Ces précisions dépendent essentiellement de la précision de la mesure des distances entre la station de base et le mobile (TA obtenu), et de la disposition relative des stations de base servant à la localisation autour du point de mesures (notion de GDOP ou dilution de précision d'origine géométrique).
- ✓ une disponibilité de localisation de l'ordre de 80% en milieu urbain, supérieure à celle des systèmes de localisation par GPS de la même génération

Quelques problèmes ont été rencontrés parmi lesquels on peut citer :

- ✓ des coupures de communication intervenues dans 10% des cas, au cours de l'expérimentation du fait d'un niveau trop élevé des perturbations apportées,
- ✓ une insuffisance du nombre de BTS pour localiser le mobile. Ces problèmes n'ont été rencontrés que dans 20% des cas des expérimentations effectuées.

D) LA LOCALISATION PAR RADIOGONIOMETRE

La radiogoniométrie est une technique qui permet de situer l'origine d'une émission hertzienne ou radioélectrique. Le principe de la localisation par radiogoniométrie, consiste à déterminer l'angle de gisement des émetteurs, de positions connues et de tracer les droites correspondantes, issues de l'émetteur, d'angle mesuré par rapport à une référence donnée (typiquement le Nord géographique). En considérant plusieurs sources d'émission, on peut donc calculer l'intersection d'au moins deux droites qui

correspondent aux directions des émetteurs, qui détermine la position du mobile. La précision de localisation dépend de plusieurs paramètres:

- ✓ l'erreur intrinsèque des mesures due aux imperfections des appareils de mesures,
- ✓ le GDOP (Geometric Dilution Of Precision), encore appelé dilution de la précision d'origine géométrique ou l'erreur due à la disposition relative des stations de base utilisées pour localiser le mobile
- ✓ les erreurs de propagation dues aux phénomènes de multichemins notamment en milieu urbain.

L'objectif visé ici est de proposer une méthode qui permet d'effectuer des mesures d'angles de gisement des émetteurs avec la plus grande précision possible tout en minimisant les erreurs ou écarts angulaires dus à l'influence des trajets multiples en milieu urbain ou suburbain. Les angles sont mesurés par rapport à une direction de référence, par exemple le Nord géographique. L'écart angulaire représente la différence entre l'angle mesuré par le dispositif et l'angle vrai existant entre l'émetteur et le récepteur sur une carte de type IGN.

Dans la première approche étudiée, les écarts angulaires obtenus entre la direction réelle de l'émetteur et la direction apparente du champ total vue du récepteur sont évalués en s'appuyant sur les expressions des champs diffractés et réfléchis, du vecteur d'onde et du vecteur de Poynting [12] qui servent pour le calcul de l'angle d'arrivée du signal prédominant.

Les résultats théoriques [12] montrent que la prise en compte de dix rayons ou champs réfléchis une ou deux fois sur les obstacles est suffisante pour les calculs. La distance entre l'émetteur et le récepteur étant bien souvent de quelques centaines de mètres en milieu urbain ou suburbain, l'erreur ou l'écart angulaire engendré devrait donc fortement diminuer et être inférieur à 10 degrés [12].

Pour le développement d'un prototype de localisation des mobiles, nous avons eu recours à un radiogoniomètre Doppler du commerce, standard grand public, présentant les mêmes performances que les antennes que nous avons développées (d'antennes cardioïdes ou Yagi-Uda). Sur le schéma de la figure 1.4, nous présentons le banc développé pour les mesures d'angles de gisement des émetteurs à l'aide du radiogoniomètre Doppler.

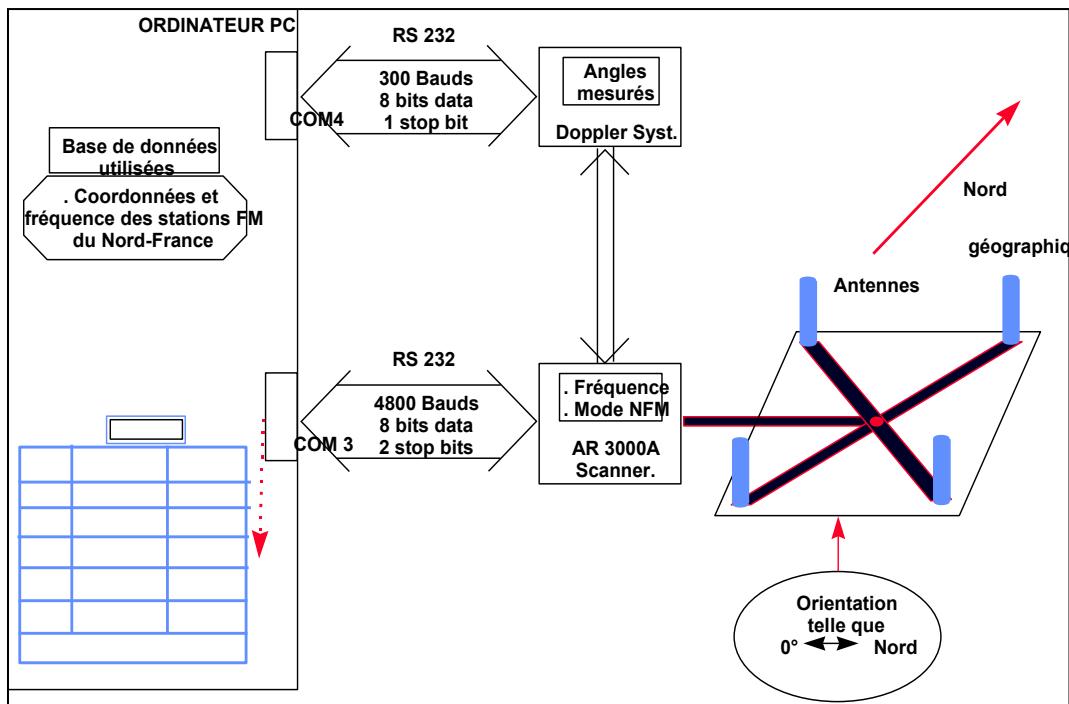


Figure 1.4 : Banc de mesures d'angle à l'aide d'un radiogoniomètre Doppler

Rappelons que le radiogoniomètre Doppler utilisé est un équipement bas de gamme. Il est à noter qu'il ne fournit pas toujours une valeur d'angle de gisement fixe et stable en un point de mesures donné. Compte tenu de la précision intrinsèque qui est de l'ordre d'une dizaine de degrés, les valeurs mesurées fluctuent autour de la valeur moyenne théorique et de ce fait, des écarts angulaires importants sont parfois obtenus et la précision intrinsèque est "moyenne".

C'est pour cette raison, qu'avant de valider un angle de gisement en un point donné, il convient d'effectuer plusieurs enregistrements des valeurs d'angle de gisement durant un certain temps fixé par l'algorithme. De ces valeurs ainsi enregistrées, plusieurs calculs statistiques peuvent être effectués afin d'extraire l'angle de gisement de l'émetteur. L'une des façons de procéder consiste à regrouper les angles mesurés en classes d'angles de 0 à 360° (la subdivision en classes dépend de la précision désirée). Puis à déterminer les effectifs de chaque classe pour enfin extraire la classe la plus représentée ou encore le mode de la série. Une autre méthode consiste à rechercher l'angle le plus souvent obtenu ou aussi la valeur médiane c'est à dire la valeur d'angle de gisement qui partage les angles mesurés en deux parties "égales" (50% des valeurs de part et d'autre de la médiane). Il n'est pas inutile de calculer l'écart type moyen des valeurs pour rendre compte du degré de dispersion des données.

Sur la figure 1.5, nous avons représenté un exemple d'effectif des données obtenues aux fréquences de 88,7 et 105,2 MHz en milieu urbain. Le récepteur se déplace successivement dans les deux sens d'un grand boulevard en milieu urbain dense de l'agglomération lilloise.

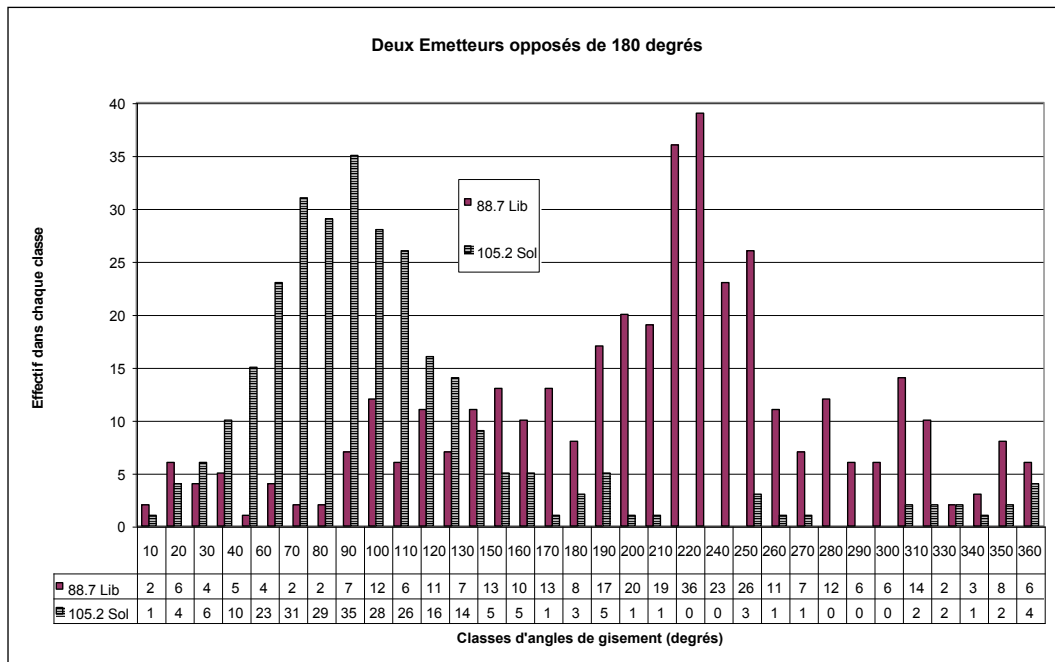


Figure 1.5 : Mesures en milieu urbain dense sur les fréquences 88,7 et 105,2 MHz

Par le procédé de mesures mis en place qui consiste à effectuer plusieurs relevés en plusieurs points sur plusieurs fréquences, on parvient à extraire le mode le plus représentatif qui est proche de manière générale à l'angle de gisement de l'émetteur. Par la même occasion, on réduit de manière significative les erreurs de mesures angulaires et on améliore la précision de localisation. Dans certains cas, l'écart entre le mode le plus représentatif et l'angle vrai est important à cause des multichemins. C'est pour cela qu'il convient de multiplier les mesures en des points proches et de calculer la moyenne glissante sur toutes les fréquences. Les valeurs ainsi obtenues sur plusieurs émetteurs permettent d'effectuer la localisation du mobile. On note que la précision de localisation est variable selon l'environnement du mobile et des erreurs de mesures effectuées sur les différentes valeurs de TA obtenues et les angles de gisement des émetteurs FM. La détermination de la position du mobile par la recherche de la médiane ou du mode (maille la plus représentative) donne des résultats similaires, proches de ceux obtenus par GSM (barycentre des points d'intersection des cercles).

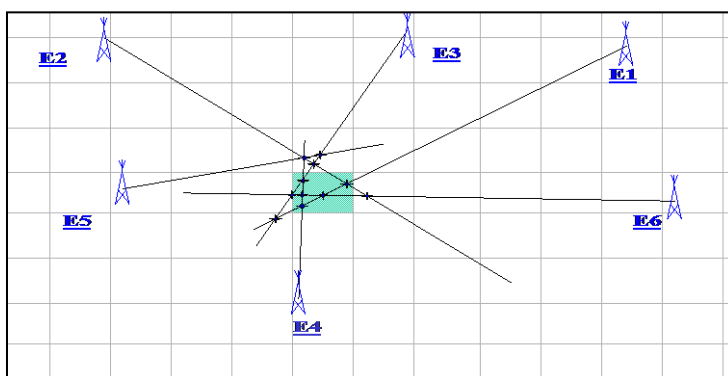


Figure 1.6 : Maillage du plan de la zone de localisation par radiogoniométrie

Etant donné qu'aucun des deux systèmes de localisation pris séparément ne répond aux exigences de disponibilité et de précision en milieu urbain ou suburbain, nous proposons d'associer les données issues des deux systèmes de localisation au sein d'une maquette prototype afin d'améliorer les performances globales du système de localisation. Ainsi, nous exploitons de façon complémentaire les données issues de ces deux sources d'information. En effet, sans la connaissance de la position géographique du lieu de mesures, il est difficile de déceler les valeurs d'angles erronées.

En conclusion, les performances obtenues en exploitant les données issues d'un capteur pour améliorer celui de l'autre capteur de façon croisée, dans 75% des cas des expérimentations effectuées :

- ✓ les écarts de distance entre la position estimée par GSM et le lieu d'essai varient entre 43 à 200 mètres. Ils atteignent 650 mètres dans les cas très défavorables.
- ✓ Les écarts de distance entre la position estimée par radiogoniomètre Doppler et le lieu d'essai varient entre 6 à 60 m si les erreurs de mesures d'angles de gisement ne dépassent pas 2 degrés. Ces écarts varient entre 90 et 300 mètres pour des erreurs de mesures d'angle de moins de 10 degrés.
- ✓ Les écarts entre la position estimée par GSM et celle estimée par radiogoniomètre Doppler varient de 67 à 200 mètres si l'erreur angulaire ne dépasse pas 2 degrés. Ces écarts se situent entre 400 et 600 mètres dans des cas très défavorables et pour des erreurs de mesure d'angle n'excédant pas 10 degrés.

Nous proposons quelques pistes d'amélioration de la disponibilité globale du système notamment en milieu urbain dense où les systèmes satellitaires de type GPS sont peu disponibles. Cette étape préliminaire d'association des données présentée pourra être reprise pour affiner le dispositif final. Une autre piste consiste à, définir des domaines décrits par les points d'intersection des cercles d'une part, et ceux décrits par les points d'intersection des droites d'autre part, et à rechercher le domaine commun des deux.

Après avoir étudié les systèmes de localisation des mobiles en milieu urbain dense, nous nous sommes intéressés à la localisation relative en milieu de transports guidés type métro ou train. Ceci constitue le deuxième volet de notre axe de recherche.

3.1.2 LOCALISATION/COMMUNICATION PAR RADAR COOPERATIF POUR LES TRANSPORTS GUIDES

Il s'agit d'une problématique scientifique fondée en partie sur les besoins récurrents, exprimés par les gestionnaires de transports en matière de localisation et d'échanges d'information véhicules-véhicules ou véhicules-infrastructures, notamment en cas de perturbations du trafic, d'accidents, ou d'incident d'exploitation sur une ligne de métro ou de train. En effet, la problématique de transmission en milieu confiné est un souci majeur pour les exploitants de transports et les systèmes de détection et de localisation d'obstacles, fondés uniquement sur le signal écho sont inappropriés. Il convient dans ce cas, de proposer des solutions innovantes qui procurent en particulier une précision accrue et un débit de communication important par rapport aux moyens actuels. Nous nous sommes intéressés à ce sujet à notre arrivée à l'IFSTTAR et nous avons proposé des solutions appropriées basées sur des Radar coopératifs pour les transports terrestres, en particulier, le métro. Ces propositions ont fait l'objet des travaux de M. Yassin El Hillali, placé sous la direction du Pr Jean-Michel Rouvaen et de mon encadrement avec Pr Atika Rivenq de l'IEMN-DOAE [13].

A) CONTEXTE ET VERROUS

Le premier système de transport automatisé sans conducteur a été mis en service en 1983 à Lille sous le nom de VAL (Véhicule Automatique Léger). D'abord réservée aux métros légers et économiques, l'automatisation a depuis été appliquée à des métros de gabarit plus important comme Maggaly - Lyon ou METEOR (MÉTro Est-Ouest Rapide à Paris) en 1998. Ils procurent un niveau de service supérieur à ceux proposés par les métros classiques. Cependant, malgré leurs atouts, ces métros présentent encore des perspectives d'évolution. Ces métros automatiques ont des modes de fonctionnement différents en termes de gestion du réseau, de système de pilotage et de sécurité du réseau. La gestion du réseau consistant à superviser, depuis un poste central de commandes, le trafic. Le système de pilotage consistant à appliquer aux voitures, entre chaque station et sans aide extérieure, les procédures de démarrage, d'accélération, stabilisation de vitesse, freinage, arrêt en face des portes de la station. Et la sécurité des réseaux consistant à assurer l'anticollision et la maîtrise de la vitesse.

Dans le contexte des transports guidés, l'incident d'exploitation dû entre autres à l'immobilisation, pour causes de « panne de matériel roulant » ou de perte de traction des rames de métro sans conducteur, sur les voies de trafic est un problème majeur pour les opérateurs. Actuellement, la structure du réseau, découpé en cantons, ne permet pas aux autres rames ou au poste de contrôle commandes de situer une rame immobilisée avec suffisamment de précision sur un canton dont la longueur peut atteindre 800 m. Ceci requiert l'envoi d'un agent sur les voies et d'un conducteur pour une procédure manuelle d'accostage de la rame en panne, à la vitesse lente de sécurité de 0,8 km/h afin de la pousser jusqu'à la station la plus proche pour faire descendre les passagers, puis de la pousser jusqu'aux ateliers de maintenance ou à une position de garage.

Or, avec la connaissance temps réel de la distance précise entre le train immobilisé et celui effectuant la manœuvre, le gain de temps d'accostage serait important. D'où l'intérêt de proposer une solution de localisation précise de la rame immobilisée dans le réseau de transports guidés d'autant plus qu'il apparaît vital pour les opérateurs en quête d'amélioration de la sécurité du personnel, des voyageurs évacués et de souci de retour rapide à une exploitation normale suite à un incident. L'idée de cette action de recherche consiste à fournir des briques technologiques fiables, qui permettront de réaliser la fonction d'accostage automatique d'une rame de métro ou de train en panne à l'aide d'une deuxième rame, à une vitesse supérieure à celle maximale généralement imposée en mode manuel et ce dans des conditions de sécurité imposées.

Nos efforts de recherche ont porté sur le développement de la solution de localisation précise en environnement de transports guidés, en particulier le métro.

B) ETUDE ET DEVELOPPEMENT DE LA SOLUTION TECHNIQUE PROPOSEE

B.1 CHOIX DU TYPE DU RADAR

L'utilisation du radar, dans sa version classique, détecte toutes les cibles qui se trouvent dans la zone de couverture de son diagramme de rayonnement. Il n'est pas approprié à une utilisation en milieu confiné. En effet, le capteur doit calculer la distance entre deux rames qui se suivent, sans accorder une grande importance à la détection d'autres obstacles. Pour ce faire, l'utilisation d'un transpondeur est une solution qui nous assure que le signal écho provient bien de la cible désirée. A réception, on en déduit la distance

entre rames. Avec le système proposé, fondé sur le principe d'un transpondeur, la cible reçoit le signal radar, l'amplifie et le renvoie en y ajoutant sa signature. Cette signature étant connue par l'émetteur, il devient alors possible, pour des raisons de sécurité comme pour les applications militaires, d'identifier sans ambiguïté la cible en tout milieu (espace libre ou milieu confiné). Ceci n'est rendu possible que si l'ensemble de la flotte de véhicules de l'exploitant est équipée et c'est envisageable pour les transports guidés ou ferroviaires, compte tenu du parc relativement limité, comparativement au transport routier.

C'est ainsi qu'un capteur Radar coopératif innovant, nommé DIREP pour «Détection et Identification des Rames En Panne» a été initié et réalisé au sein des laboratoires IFSTTAR-LEOST et IEMN-DOAE, dans le cadre du projet du PREDIT 2, STATUE [14]. Il a fait l'objet en 2003 des travaux de thèse de Bruno Frémont [15].

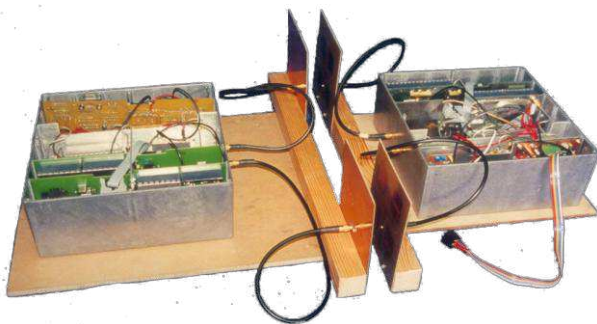


Figure 2.1 : Photo du prototype DIREP réalisé

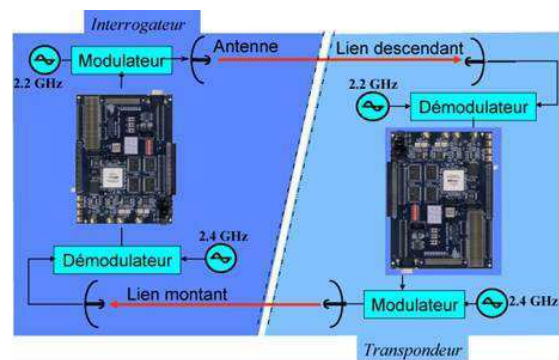


Figure 2.2 : Module FPGA de CODIREP

Les études ont montré la faisabilité d'un système pour une application dans les transports guidés urbains. Cependant, ce système fonctionnel n'exploitait pas la large bande passante disponible. A mon arrivée à l'IFSTTAR, j'ai proposé d'exploiter cette bande passante, afin d'ajouter à ce radar une fonctionnalité nouvelle et novatrice de communication haut débit. Cette nouvelle voie de recherche a permis d'élargir le champ d'applications des radars ainsi développés au-delà de la fonction localisation Radar, à une nouvelle génération. Ainsi, en disposant de ces nouveaux systèmes radar sur des véhicules, des communications directes véhicules-véhicules peuvent être envisagées.

L'idée d'une cible « active » équipée d'un radar coopératif à capacité de communication s'est imposée à l'instar des systèmes ADS-B - Automatic Dependent Surveillance Broadcast utilisés pour des communications directes entre avions, ou le système AIS - Automatic Identification System utilisé pour des communications directes entre grands navires. C'est ainsi que le radar CODIREP pour « Communication Détection et Identification des Rames En Panne » a vu le jour. Une maquette laboratoire fonctionnelle a été développée. Ceci a fait l'objet des travaux de thèse de Yassin El Hillali [16] que j'ai co-encadré avec Mme Atika Rivenq de l'IEMN-DOAE.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons développé des techniques de multiplexage de type DS-CDMA, pour des applications de détection d'obstacles, la localisation et la communication haut débit au sein du même module.

B.2. LES CONTRAINTES DE DETECTION

Dans la littérature, on trouve différents types de Radar qui se différencient par la forme de l'onde utilisée. On trouve le radar à impulsions, le radar à ondes continues et le Radar à corrélation. Ce dernier se distingue par une faible puissance crête émise, une grande portée et une robustesse vis-à-vis du bruit, ce qui le rend compatible avec les applications ferroviaires envisagées.

Le critère de décision : la dynamique

Dans cette partie, nous présentons les résultats des études portant sur la dynamique comme critère de décision. Elle correspond au rapport entre pic de corrélation (la valeur du signal utile) sur le maximum du signal corrélé en dehors de l'instant de décision [17] (le maximum de la corrélation entre le bruit et le signal).

La dynamique est un critère de détection car elle permet de conclure, ou non, à la présence du signal dans le bruit [18]. De plus, il est possible de relier, moyennant la connaissance de la distribution statistique du bruit, la dynamique au rapport signal à bruit avant et après la corrélation.

Cette variable est illustrée graphiquement dans les figures 2.3 et 2.4. Sur la figure 2.3, la dynamique est supérieure à 1, le signal sort clairement du bruit. Sur la figure 2.4, la dynamique est inférieure à 1, le signal reste noyé dans le bruit.

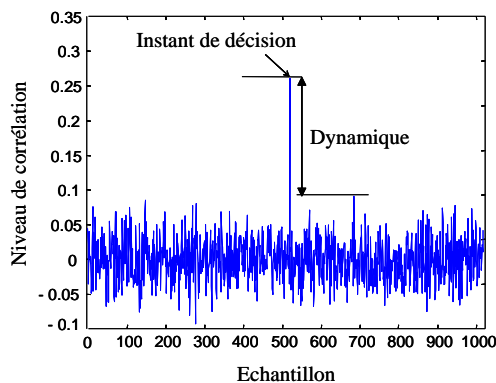


Figure 2.3 : Une courbe de corrélation avec un rapport signal à bruit de -10 dB

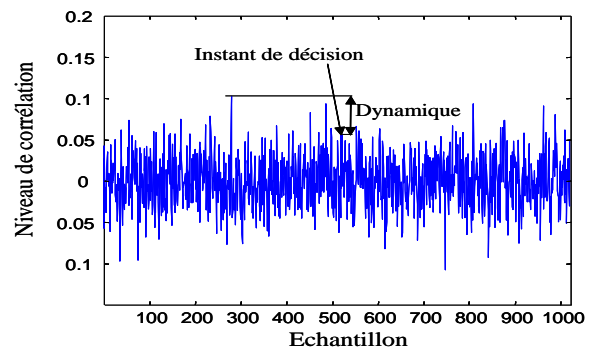


Figure 2.4 : Une courbe de corrélation avec un rapport signal à bruit de -30 dB

Les radars à signaux aléatoires sont apparus au début des années 1960 [19], [20]. Le principe est d'émettre un bruit blanc ou un signal modulé par un bruit blanc en continu. Ce signal large bande est généré par une source de bruit aléatoire. En réception, le signal émis est corrélé avec le signal reçu et on déduit ainsi la distance aller-retour parcourue par l'onde.

La difficulté à intercepter ces radars et leur efficacité pour les contre-mesures constituent les principaux avantages pour les applications militaires. Pour les applications civiles, l'intérêt est de pouvoir utiliser des puissances d'émission faibles pour atteindre de longues portées, ce qui suppose une faible consommation d'énergie. Les principaux inconvénients de ce type de radar sont :

- les limites en capacité de calcul de l'unité de traitement, mais les moyens de traitement modernes existants permettent de s'affranchir de cette contrainte ;
- la difficulté de générer du bruit, mais le signal utilisé peut être remplacé par un code pseudo-aléatoire, d'où la naissance des radars à corrélation utilisant les codes pseudo-aléatoires.

Des codes pseudo-aléatoires peuvent être employés comme signaux d'émission radar [19], [20], [17], [21]. Le signal radar modulé par le code est alors émis en continu. Il existe plusieurs familles de tels codes et nous allons les passer en revue.

Les codes pseudo-aléatoires

Les codes pseudo-aléatoires connus sous le nom de pseudo-bruit (ou en anglais Pseudo-Noise PN) sont constitués de N symboles appelés chips et existent en version bipolaire ou unipolaire. Les codes pseudo-aléatoires possèdent les propriétés suivantes.

- une autocorrélation avec un pic fin de largeur un chip, qui permet la synchronisation du système (ou une bonne précision dans le cas du radar à corrélation) et une répartition homogène de la puissance sur toute la bande ;
- des valeurs d'intercorrélation faibles entre codes de la même famille, qui permettent d'éviter la confusion entre le pic d'autocorrélation et un maximum du bruit d'intercorrélation ;
- une composante continue aussi faible que possible ; cette troisième propriété suppose d'avoir quasiment autant de 1 que de -1 , ce qui est possible si N est pair ; dans le cas où N est impair, on choisit d'avoir $(N+1)/2$ chips valant -1 et $(N-1)/2$ chips valant 1, ce qui induit une composante continue égale à $-1/N$.

Les familles que nous présentons ici ont été sélectionnées pour leurs performances, le nombre de leurs membres et la longueur des codes qui permet d'atteindre les portées les plus grandes possibles avec un faible rapport signal à bruit. Ces propriétés présentées par les PN vont être exploitées pour différencier les utilisateurs, par exemple en associant les PN à une technique d'accès multiple par répartition par code (AMRC ou en anglais CDMA pour Code Division Multiple Access). Les familles couramment utilisées en CDMA sont :

- ✓ les séquences binaires pseudo-aléatoires (SBPA) [22];
- ✓ les codes de Walsh et Hadamard [23];
- ✓ les codes de Gold [24];
- ✓ les codes de Kasami [25].

Hormis les codes de Walsh qui sont réellement orthogonaux entre eux, les codes pseudo-aléatoires des autres familles n'ont pas de propriétés d'orthogonalité stricte du fait de valeurs d'intercorrélation non nulles. Le produit scalaire d'un même code vaut 1 (la norme) et le produit scalaire de deux codes différents vaut $-1/N$ ou une valeur faible.

Les SBPA offrent de bonnes performances pour la détection des retards des échos et sont plus faciles à générer à l'émission que les codes des autres familles. De plus, les SBPA présentent un spectre en fréquence régulier et un niveau d'intercorrélation faible.

En somme, les SBPA sont bien adaptés à une application en environnement de transport guidé. Nous les avons donc utilisés pour le système CODIREP que nous avons développé.

Le système développé appelé CODIREP (pour Communication détection et identification des rames en panne) a été conçu pour effectuer, aussi bien en espace libre qu'en tunnel, la localisation et la communication entre véhicules de transport guidé urbain. Ce système est fondé sur le radar coopératif à corrélation fonctionnant suivant le principe d'un transpondeur. Les différents paramètres à prendre en compte dans le système sont :

- le type de modulation, qui détermine les performances de débit ;
- la fréquence porteuse, qui joue un rôle plus ou moins important selon le milieu, mais dont le choix est surtout dicté par les normes de télécommunication ;
- la fréquence en bande de base, qui définit la précision du radar.

La modulation utilisée : Trois options ont été envisagées et la 2 FSK a été retenue.

- La **modulation d'amplitude** (AM) est certes, simple à mettre en œuvre, utilise des composants courants, mais elle s'avère sensible au bruit et aux brouillages de toute nature qui s'ajoutent à l'amplitude du signal.
- La **modulation BPSK** (Binary Phase Shift Keying) est plus complexe à mettre en œuvre, utilise des composants largement répandus de nos jours et présente un gain d'environ 6 dB de rapport signal à bruit par rapport à la modulation AM.
- La **modulation 2 FSK** (Frequency Shift Keying) n'est certes pas simple à mettre en œuvre, procure un gain en rapport signal à bruit plus modeste, mais permet aussi de s'affranchir en partie des variations importantes du signal (modulation d'amplitude) dues aux signaux perturbateurs des équipements électriques, le plus souvent de nature impulsive et au déplacement d'au moins une des rames.

La fréquence porteuse utilisée, se situe dans la gamme de fréquences « ISM » (Industrielle Scientifique Médicale) libre de droit et donc d'autant plus intéressante pour ce genre d'applications qu'elle permet d'utiliser des composants facilement disponibles. Les fréquences porteuses choisies sont comprises entre 2 et 2,5 GHz. Elles ont été choisies sur la base d'études précédemment effectuées dans le tunnel du VAL [15]. Le choix s'est porté sur un système à deux fréquences, afin d'éviter les éblouissements du récepteur par les trains circulant en sens inverse

Le dispositif est composé de têtes hyperfréquences constituées :

- d'un interrogateur doté d'un émetteur à 2,2 GHz et un récepteur à 2,4 GHz
- d'un répondeur doté d'un récepteur autour de 2,2 GHz et d'un émetteur à 2,4 GHz.

L'angle d'ouverture du capteur doit permettre de détecter les objets au plus près de la rame. Le nombre de rames à identifier est estimé à une centaine et une dizaine de messages propriétaires est nécessaire par rame afin d'indiquer son état de fonctionnement. Le nombre de codes différents permettant d'identifier un message est donc d'environ un millier.

Choix de la fréquence en bande de base

La résolution « d » d'une mesure fournie par le capteur est directement liée à la fréquence d'horloge « f » du signal radar en bande de base par la formule $d = c/2f$ où

« c » représente la vitesse de la lumière [26]. Une bande passante en bande de base limitée à 50 MHz limite le débit qui peut être offert et impose une précision de localisation de 3 m. On vise pour l'application une bande passante de 100 MHz.

Le multiplexage et la technique d'accès multiple utilisée

Un des points clés de note étude était de trouver une solution de multiplexage capable de garantir un accès multiple de tous les métros au canal, et de combiner la communication et la localisation. Parmi les techniques de multiplexage envisagées :

La technique TDMA est une technique d'accès multiple qui s'avère très limitée et inadaptée aux exigences de notre système. En effet l'utilisation du service de localisation resterait tributaire de l'allocation d'un intervalle de temps, alors que la fonction de localisation doit être disponible à tout instant.

La technique FDMA semble convenir pour une disponibilité permanente de l'information de localisation à tout instant. Cependant, le découpage de la bande de fréquences entre les différents utilisateurs affecterait considérablement la résolution du radar, le débit de communication et rendrait inadapté le fonctionnement en moyenne portée.

La technique CDMA de répartition par code semble parfaitement adaptée au type de radar développé et semble la plus appropriée pour l'application visée dans la mesure où elle permettra à tous les utilisateurs d'assurer la procédure de localisation à tout instant. Nous avons développé plusieurs solutions de multiplexage, s'inspirant principalement de la technique CDMA, pour multiplexer les deux services de localisation et de communication. Les codes les plus communément utilisés en technique d'accès multiple CDMA sont les codes de Walsh, de Gold, de Kasami et les SBPA (Séquences Binaires Pseudo-Aléatoires).

La technique d'étalement de spectre (Spread Spectrum), initialement développée à l'usage de l'armée et des services de renseignements est une technique de transmission de plus en plus répandue, utilisée pour transmettre des données aussi bien analogiques que numériques, sous la forme d'un signal analogique. Elle consiste à «étalement» le signal contenant l'information sur une large bande passante afin de rendre plus difficiles son brouillage et son interception. Il existe plusieurs variantes dont les deux les plus mises en œuvre dans de nombreux produits et normes de transmission sans fil sont le saut de fréquences FH- Frequency Hopping et l'étalement par séquence directe DS- Direct Sequence. En particulier la technique DS-CDMA [27] semble appropriée pour notre système pour assurer l'accès multiple de tous les utilisateurs au canal.

Nous utilisons donc des codes de longueurs différentes issus de la même famille ; il s'agit de codes pseudo aléatoires. L'orthogonalité des codes sera exploitée pour minimiser les interférences entre utilisateurs. La longueur de ces codes est étudiée de telle façon que l'on puisse atteindre les portées les plus grandes possibles avec un faible rapport signal à bruit. On remarque qu'un code plus long engendrera un alourdissement du traitement et nécessitera donc une puissance de calcul accrue.

Les différentes familles de codes ont été étudiées. Les différents codes d'une même famille, associés à chaque utilisateur, permettent de les différencier en exploitant leurs propriétés d'orthogonalité.

Nous avons comparé leurs propriétés d'intercorrélation et d'auto-corrélation pour choisir la famille la plus adaptée à notre application.

Les simulations sur les codes ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab™. Afin d'évaluer la dynamique en fonction du rapport signal à bruit, les calculs ont concerné la corrélation et l'intercorrélation. Le but était, d'une part d'évaluer les performances des différentes familles de codes utilisées dans une corrélation, après passage dans un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise, bruit additif gaussien). D'autre part il s'agissait également d'évaluer la capacité de chaque famille de codes à pouvoir séparer les autocorrélations des intercorrélations des différents codes. Pour cela, le niveau moyen des maxima des autocorrélations a été comparé au niveau moyen des maxima du bruit des intercorrélations. Ces tests ont porté sur des rapports signal à bruit de -10 dB à 10 dB. Le bruit est gaussien et centré. Les résultats montrent la valeur moyenne de la dynamique. Les courbes théoriques et simulées sont données en figure 2.5 pour l'autocorrélation et 2.6 pour l'intercorrélation.

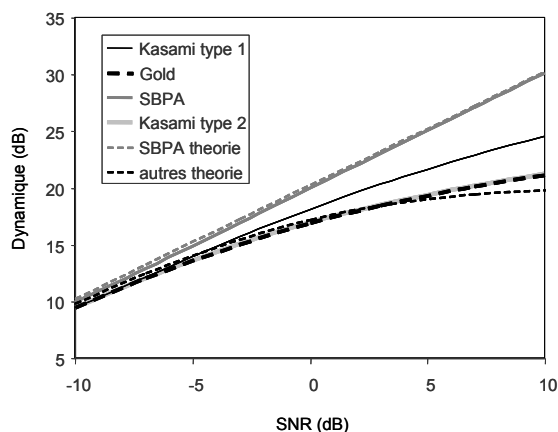


Figure 2.5 : Autocorrélation de codes pseudo-aléatoires dans un canal AWGN

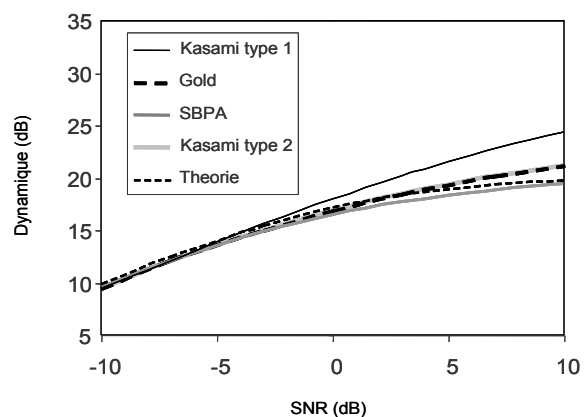


Figure 2.6 : Intercorrélation de codes pseudo-aléatoires dans un canal AWGN

Les courbes de simulation montrent que les SBPA ont le meilleur comportement pour l'autocorrélation. Leurs performances sont les moins bonnes dans le cas de l'intercorrélation. Les codes de Kasami du type 1 ont de bonnes performances dans les deux cas. Ils sont les meilleurs pour l'intercorrélation.

Cette étude a permis de conclure que l'utilisation des codes de la famille Walsh et Hadamard n'est pas adaptée à des fins de localisation et que les familles les plus adaptées sont : les SBPA, les codes de Gold et les codes de KASAMI.

- Les codes de Kasami sont caractérisés par un pic d'autocorrélation très fin et bien distingué, avec un niveau très bas d'intercorrélation. Ces deux caractéristiques nous permettent d'avoir une bonne précision de mesure ainsi que la possibilité de faire fonctionner plusieurs radars dans la même zone.
- Les SBPA sont caractérisés par une régularité de leur spectre,
- le spectre des codes de GOLD s'approche des SBPA avec de légères irrégularités, alors que le spectre des codes de KASAMI est très irrégulier.

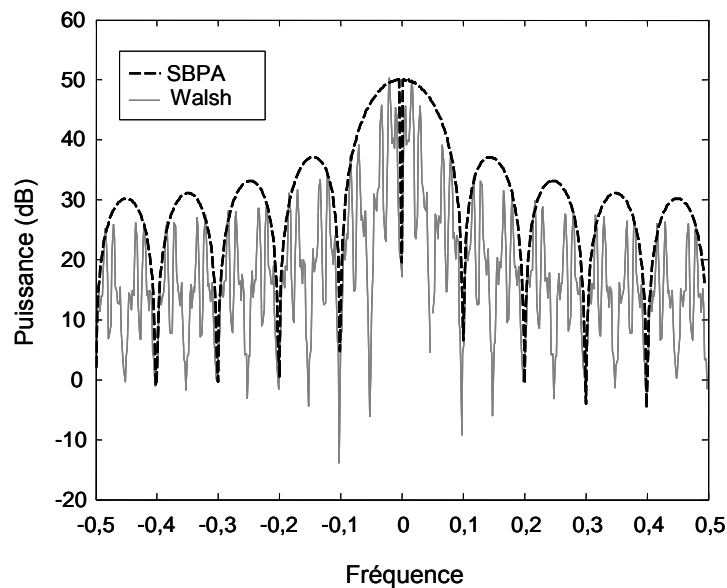


Figure 2.7 : Spectre d'un code de Walsh et celui d'une SBPA

Pour réaliser le prototype de notre système, nous avons opté pour les SBPA pour leur simplicité de génération. Dans une première phase de recherche, les SBPA ont été développées, testées et validées sur le radar. Les traitements ont été implémentés sur les plateformes flexibles de type FPGA (composants à logique programmable). Cette nouvelle architecture modulable permettant de paralléliser tous les calculs. Nous avons opté pour une carte de développement commerciale qui contient tous les éléments nécessaires au traitement numérique de signal à savoir :

- Le composant maître de cette carte est un FPGA de chez ALTERA de type STRATIX doté de 80k Éléments logiques.
- Deux convertisseurs analogiques numériques de chez «Analog Device» qui peuvent délivrer 125 millions d'échantillons par seconde quantifiée sur 12 bits.
- Deux convertisseurs numérique/analogique de chez «Analog Device» à 165 MSPs sur 14bits.
- Une horloge de 80MHz, une liaison série RS232, et une liaison JTAG.

Le cœur des traitements de détection et de communication se base sur des corrélateurs de tailles différentes. Nous avons commencé l'implémentation de notre système par le développement d'un corrélateur performant. Nous avons présenté deux architectures pour implémenter ce corrélateur, l'une d'elle a été implémentée et testée, elle est parfaitement fonctionnelle pour une fréquence pouvant atteindre 80MHz pour un composant de type STRATIX EP1S80B956C6 et peut atteindre 100MHz sur des composants de type STRATIX II EP2S60.

Après la conception du corrélateur, nous avons présenté l'implémentation des différents composants de l'interrogateur et du répondeur, illustré figure 2.8.

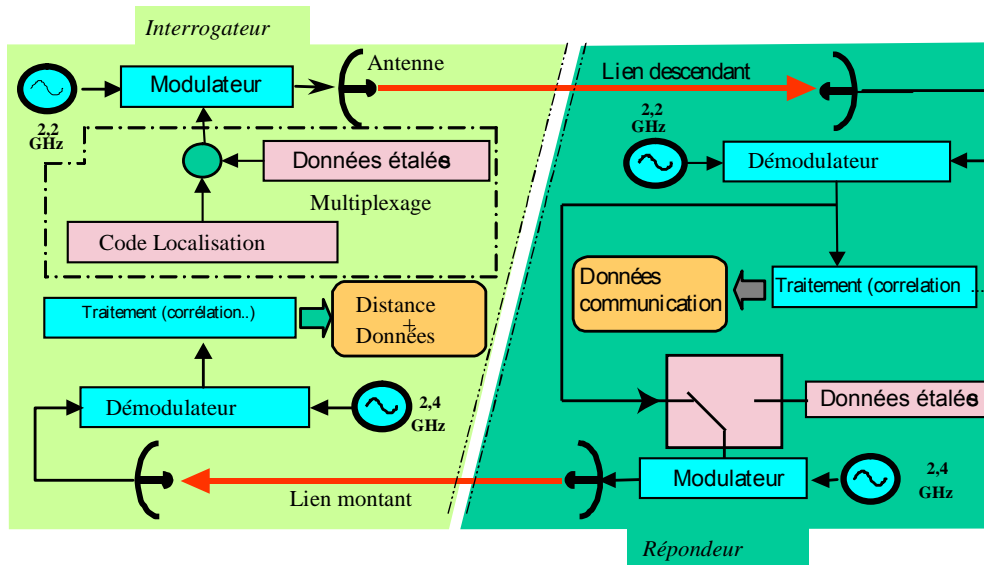


Figure 2.8 : Schéma synoptique du dispositif Emetteur/récepteur du système proposé

Les solutions techniques proposées, utilisent des familles de codes (SBPA) de longueurs différentes pour assurer chacune des fonctionnalités, prennent en compte plusieurs utilisateurs et sont fondées notamment sur le principe de l'étalement de spectre. Quatre techniques seront présentées en particulier la technique : de simple étalement, du ESS2, du CPM et du 2PIM. Et nous détaillerons des améliorations qu'on peut apporter à chacune de ces solutions pour augmenter le débit de communication.

C) LA TECHNIQUE DE SIMPLE ÉTALEMENT

La première solution qui vient à l'esprit pour combiner les fonctions de communication et de localisation est inspirée de la DS-SS. En effet, notre système est basé sur un radar coopératif à corrélation fonctionnant suivant le principe d'un transpondeur. Il consiste à envoyer par l'interrogateur, un code pseudo aléatoire qui sera reçu, puis retransmis après réception par la cible vers l'interrogateur. A réception, le temps de retard du pic de corrélation entre le signal reçu et le code référence permet d'estimer, par l'émetteur, la distance le séparant de la cible. Pour atteindre des cibles assez éloignées, nous utiliserons des familles de codes de grande longueur qui permettent une bonne détection même pour des rapports signal sur bruit assez faibles.

La technique dite de simple étalement consiste à étaler les données de communication par le code de localisation de sorte que le signal envoyé soit constitué d'une suite de codes de localisation modulée par les données à transmettre. Après réception du signal répété par la cible, on calcule la corrélation entre le code référence et le signal reçu. La position et le signe du pic permettent de déterminer respectivement, la distance à la cible et le bit de donnée de communication envoyé, comme illustré sur le schéma de la figure 2.9. Elle utilise uniquement une famille de codes pseudo aléatoires de même longueur pour la localisation et la communication.

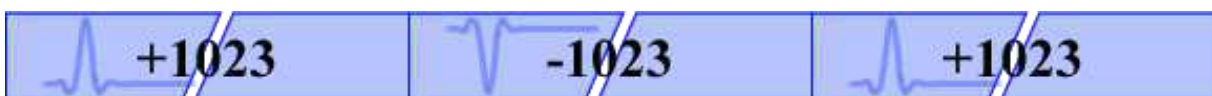


Figure 2.9 : Simple étalement des données

Il a été démontré qu'un code de longueur 1023 permet d'atteindre des portées avoisinant le kilomètre et est un bon compromis entre performances et puissance de calcul nécessaire. Ainsi, le débit maximal atteignable avec cette technique pour une fréquence d'horloge de 100 MHz, est donné par l'équation (2.1) suivante:

$$\text{Débit maximal} = \frac{\text{le nombre de bits envoyés}}{\text{la période de temps}} = \frac{1}{1023 * \frac{1}{100\text{MHz}}} = 97,75 \text{ kb/s} \quad (2.1)$$

Cette technique a l'avantage d'être robuste vis-à-vis du bruit et présente la particularité d'être simple à implémenter. En effet l'utilisation d'un code de grande longueur pour la localisation, permet d'obtenir un excellent rapport signal à bruit à la sortie du corrélateur. De plus, tous les utilisateurs envoient en même temps leurs données à communiquer et c'est au récepteur de choisir quel expéditeur va décoder. De ce fait aucun organe de synchronisation ou gestion de protocole n'est nécessaire. Néanmoins cette technique a le désavantage d'offrir un débit faible. Raison pour laquelle nous proposons d'autres techniques de multiplexage pour améliorer le débit de communication.

D) L'ETALEMENT SEQUENTIEL DE SPECTRE A 2 CODES (ESS2)

Cette technique de multiplexage nommée ESS2 pour Etalement Séquentiel de Spectre à 2 codes est largement inspirée de la DS-SS-SS. En effet nous allons assurer l'accès au canal physique par une répartition par codes (CDMA) et combiner les deux fonctions de communication et de localisation par une répartition dans le temps. Ainsi, le temps sera divisé en deux périodes, la première dédiée à la localisation et la seconde réservée pour étaler les données de communication.

En effet, le code de localisation est envoyé périodiquement, pour assurer un rafraîchissement constant de la mesure de distance (« trame ») et entre deux codes de localisation, un paquet de données associées aux codes de longueurs plus petites (« sous-trames »), est envoyé pour permettre la communication à débit variable entre l'émetteur et le récepteur, comme illustré figure 2.10.

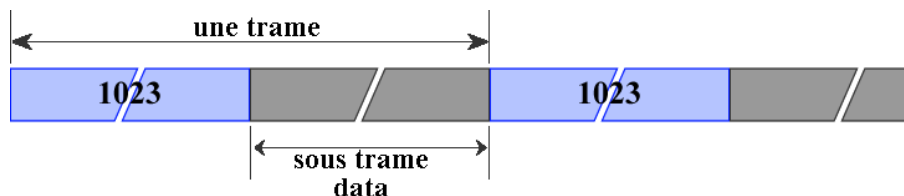


Figure 2.10: Structure générale du signal envoyé par l'interrogateur

Les deux fonctions localisation et communication sont amenées à fonctionner dans le même environnement, caractérisé par un rapport signal à bruit qui peut être très défavorable. La longueur du code de communication doit vérifier alors deux critères : assurer un débit plus important et une robustesse au bruit.

Pour assurer un rafraîchissement périodique de la mesure de la distance, la longueur totale de la trame de communication ne doit pas dépasser 1023 chips au total. Cette

période de 1023 coups d'horloge est aussi nécessaire pour calculer les résultats de corrélation et valider la position de la cible. Nous avons étudié la longueur du code de communication, et trouvé que le meilleur compromis est obtenu en utilisant les codes de longueur 31 bits pour les communications. La technique ESS2 consiste, comme illustré figure 2.11 ci-après, à étaler les bits de données par le code C31, si le bit de données est égal à 0, on envoie le code C31, sinon on envoie -C31 (ou le complémentaire à C31 en binaire). Cette technique permet d'envoyer 33 bits de données entre deux codes de localisation sans dégradation des performances de la localisation.



Figure 2.11 : L'allure du signal transmis par la ESS2

Le débit maximal de communication pouvant être obtenu par cette technique, est donné par :

$$\text{débit max} = \frac{\text{le nombre de bits envoyés}}{\text{la periode de temps}} = \frac{33}{2 * 1023 * \frac{1}{100\text{MHz}}} = 1,61 \text{ Mb/s} \quad (2.2)$$

Le débit offert par cette technique est plus important que celui obtenu avec la technique précédente. Nous passons de 97 kb/s à 1,6 Mb/s, pour une fréquence d'horloge de 100 MHz. Ce débit est satisfaisant pour des applications visant à établir par exemple une communication audio ou vidéo à basse résolution.

Evaluation par calcul et simulation de la robustesse de la technique ESS2

Nous évaluons la robustesse de cette technique, tout d'abord, d'un point théorique en calculant la probabilité d'erreur théorique de transmission, puis par simulation en évaluant le TEB - Taux d'Erreur par Bit ou BER (Bit Error Rate).

Nous prenons comme hypothèse que le canal ajoute un simple bruit blanc gaussien et que la probabilité d'apparition des bits est équiprobable c'est-à-dire que $P(0)=P(1)=1/2$.

Dans notre système les informations sont envoyées sous forme de paquets. Pour pouvoir décoder les données, nous devons au préalable détecter la présence d'un paquet, puis éviter les erreurs de décodage [28]. Alors nous avons deux sources d'erreurs potentielles liées soit à la perte d'un paquet entier ou alors à une erreur de décodage d'au moins un bit par paquet.

Soit X_p le nombre de paquets envoyés, X_e le nombre de paquets perdus et P_l la probabilité de perdre un code de localisation.

$$P_l = \frac{X_e}{X_p} \quad (2.3)$$

Soit P_{er} la probabilité d'erreur sur les bits des paquets reçus

$$P_{er} = \frac{N_{bre}}{N_{brt}} = \frac{N_{bre}}{(X - X_e) * 33} \quad (2.4)$$

$$N_{bre} = P_{er} (X - X_e) * 33 \quad (2.5)$$

Alors le nombre de bits erronés total est $N_{ret} = X_e * 33 + N_{bre}$ (2.6)

La probabilité d'erreur totale est

$$P_{et} = \frac{N_{ret}}{X_p * 33} = \frac{X_e * 33 + N_{bre}}{X_p * 33}$$

$$P_{et} = \frac{X_e}{X_p} + \frac{P_{er} (X_p - X_e) * 33}{X_p * 33} \quad (2.7)$$

$$P_{et} = P_l + P_{er} (1 - P_l)$$

P_{er} est le taux d'erreur d'une communication basée sur un étalement de spectre par séquence directe parfaitement synchrone. Pour calculer P_{er} , nous considérons le cas d'une communication parfaitement synchrone.

Soit la chaîne de communication représentée dans la Figure 2.12 suivante :

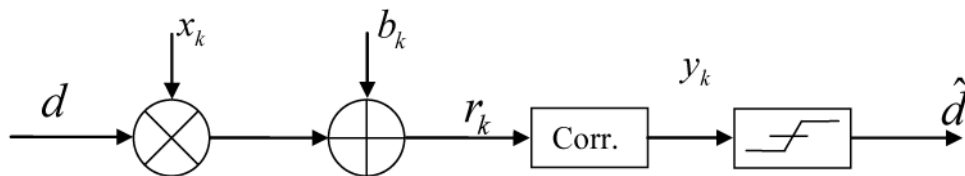


Figure 2.12 : Chaîne de transmission pour un système DS-SS

où :

- d représente les données émises,
- x_k la séquence d'étalement à l'instant k ,
- b_k un bruit blanc gaussien à l'instant k ,
- r_k le signal reçu à l'instant k , somme du signal émis et du bruit,
- y_k le résultat de l'étalement des données par corrélation du signal reçu r_k avec le code d'étalement x_k à l'instant k ,
- et \hat{d} représente les données estimées par rapport à un seuil fixé à zéro. Si y_k est supérieur à 0 nous décidons que nous avons reçu un 1 et 0 dans le cas contraire.

Dans cette chaîne, les données transmises et les codes d'étalement sont codés de façon bipolaire (1, -1), de sorte que l'étalement des données se résume à une simple multiplication.

Une erreur de réception additionnelle est possible quand nous décidons la réception d'un 1 alors que nous avons envoyé un 0 et vice versa. Ainsi :

$$P_{er} = \frac{1}{2} \text{prob}(y_k \leq 0 / d = 1) + \frac{1}{2} \text{prob}(y_k > 0 / d = -1) \quad (2.8)$$

Nous avons que l'espérance mathématique est nulle, $E[x_k] = 0$

$$s_k = d_1 x_k \quad (2.9)$$

$$y = \sum_{k=1}^{\beta} r_k x_k \quad (2.10)$$

Avec β qui représente la longueur du code.

Alors

$$y = \sum_{k=1}^{\beta} (s_k + b_k) x_k \quad (2.11)$$

$$y = d_1 \sum_{k=1}^{\beta} x_k x_k + \sum_{k=1}^{\beta} b_k x_k \quad (2.12)$$

$$y = d_1 \text{corr}(x, x) + \text{corr}(b, x) \quad (2.13)$$

Et au moment de la décision nous avons

$$\hat{d} = \text{sgn}(y) \quad (2.14)$$

$$y = d_1 \sum_{k=1}^{\beta} x_k^2 + \sum_{k=1}^{\beta} b_k x_k \quad (2.15)$$

On suppose que le bruit est un bruit blanc gaussien, alors :

$$\text{Prob}(y \leq 0 | d = 1) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{[y | d = 1]}{\sqrt{2 \text{var}(y | d = 1)}} \right) \quad (2.16)$$

$$\text{Prob}(y > 0 | d = -1) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{[y | d = -1]}{\sqrt{2 \text{var}(y | d = 0)}} \right) \quad (2.17)$$

$$E[y | d = 1] = \beta E_b \quad (2.18)$$

$$\text{var}[y | d = 1] = \beta \text{var}[x_k^2] + \frac{1}{2} \mu_0 P_s \quad (2.19)$$

$$\text{var}[x_k^2] = P_s^2 \left(1 - \frac{1}{\beta^2} \right) \quad (2.20)$$

$$\Omega = \frac{\text{var}[x_k^2]}{P_s^2} \quad (2.21)$$

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{2\Omega}{\beta} + \frac{N_0}{E_b}} \right) \quad (2.22)$$

Le calcul de P_i n'est pas immédiat car P_i correspond à l'erreur commise sur la détection ou non d'un code de localisation. En effet pour détecter un code de localisation nous considérons une série de résultats de corrélation, 1023 résultats en fait, et nous cherchons le maximum entre tous ces résultats. Dans ce cas, une erreur peut intervenir si la position du maximum est différente de la vraie position du code. Ceci peut apparaître si un résultat de corrélation $y(i)$ trouvé à un instant i est plus important que celui de corrélation au point i_0 .

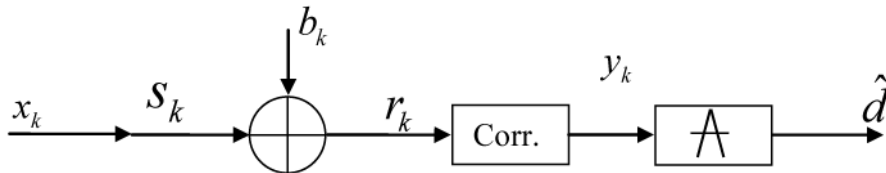


Figure 2.13 : Chaîne de transmission pour un système DS-CDMA

Pour simplifier le calcul tout en conservant une rigueur dans la démarche, nous supposons que $i_0 = 0$

Alors nous avons $P_i = \text{prob}(y_i \geq y_0)$ (2.23)

et nous avons $y = \sum_{k=1}^{\beta} (s_k + b_k) x_k$ (2.24)

$$y = \sum_{k=1}^{\beta} x_k x_k + \sum_{k=1}^{\beta} b_k x_k \quad (2.25)$$

$$y = \text{corr}(x, x) + \text{corr}(b, x) \quad (2.26)$$

Alors à l'instant n nous avons

$$y = \text{corr}(x, x)(n) + \text{corr}(b_n, x) \quad (2.27)$$

et puisque $\text{corr}(x, x)(n) = -1$ si $n \neq 0$

alors $y = P_s + \text{corr}(b_n, x)$ (2.28)

et à l'instant i_0 nous avons

$$\begin{aligned} y &= \text{corr}(x, x)(i_0) + \text{corr}(b_{i_0}, x) \\ y &= \beta E[x_x^2] + \text{corr}(b_{i_0}, x) \end{aligned} \quad (2.29)$$

alors $P_i = \text{prob}(\text{corr}(x, x)(n) + \text{corr}(b_n, x) \geq \beta E[x_x^2] + \text{corr}(b_{i_0}, x))$ (2.30)

$$P_l = \text{prob}\left(\text{corr}(x,x)(n) + \beta E[x_x^2] \geq \text{corr}(b_n, x) + \text{corr}(b_0, x)\right) \quad (2.31)$$

$$P_l = \text{prob}\left(\text{corr}(x,x)(n) + \beta E[x_x^2] \geq \text{corr}(b_n + b_0, x)\right)$$

Puisque b est un bruit blanc gaussien stationnaire, $z=b_n+b_0$ est un nouveau bruit blanc gaussien qui a la même moyenne et la même variance que b

$$P_l = \text{prob}\left(\text{corr}(x,x)(n) + \beta E[x_x^2] \geq \text{corr}(z, x)\right) \quad (2.32)$$

Le résultat de simulation de la chaîne de transmission de cette technique est présenté figure 2.17. Il caractérise ses performances et sa robustesse vis-à-vis du bruit.

On remarque que le BER décroît d'une manière exponentielle quand le SNR augmente. Ainsi, une communication d'une très bonne qualité peut être établie avec un BER supérieur à 10^{-4} pour tout SNR supérieur à -3 dB.

Dans le but d'améliorer davantage le débit, d'autres techniques ont été développées, la CPM ou $2\pi M$ qui ont particularité de changer le codage de données.

E) LA TECHNIQUE DITE CPM

La technique CPM ou Code Position Modulation, s'inspire de la technique originale PPM - Pulse Position Modulation utilisée en particulier dans les communications numériques basées sur la technologie ULB -Ultra Large Bande. Elle consiste à envoyer l'information sous forme de données codées pour contrôler la position du code pseudo aléatoire à l'intérieur d'une sous trame de communication. La trame de données est divisée en sous trames de longueur N . Chaque sous trame correspondant au codage de n bits à la fois en utilisant des codes C31. Ce codage se fera en trois étapes successives:

1. les bits de données sont regroupés par blocs de n bits.
2. le bit de poids fort détermine la polarité du code à envoyer pour chaque bloc
3. Les $(n-1)$ -bits de poids faibles restant, déterminent la position du code polarisé dans la sous trame. Ainsi, la valeur décimale X de ces $(n-1)$ -bits (variant entre 0 et $2^{(n-1)} - 1$) détermine le décalage à appliquer au code C31 par rapport au début de la sous trame. Soit un décalage de $X \cdot T_c$ avec T_c durée d'un chip.

Sur l'exemple de séquence de données 101011100010 du tableau 2.1, nous illustrons le codage de ces données par la technique CPM.

Si on choisit de regrouper les données dans des blocs de durée $n = 3$, alors N la largeur d'une sous trames sera: $N=31+2^{(3-1)}-1=34$;

1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1 0							
101		011		100		010	
1	01	0	11	1	00	0	10
-	01	+	11	-	00	+	10
-	1	+	3	-	0	+	2

Tableau 2.1 : Exemple de codage des données en utilisant la méthode CPM

Dans cet exemple, chaque sous trame contiendra le code C31 retardé respectivement par une période T_c , $3 T_c$, et $2 T_c$, comme illustré sur la Figure 2.14.

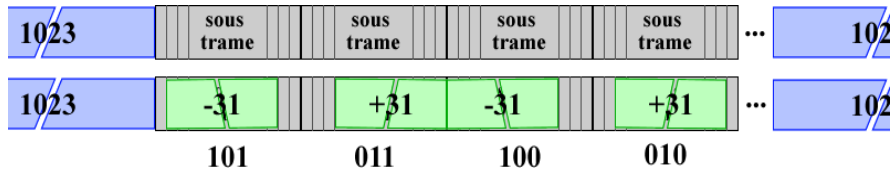


Figure 2.14: Allure du signal transmis par la deuxième méthode

A la réception, l'algorithme de récupération des données, décrite s'effectue par étapes successives de la manière suivante:

Le calcul de corrélation entre le signal reçu et le code C1023 est effectué, pour détecter le pic, déduire la distance et l'exploiter pour synchroniser la récupération des données et localiser le début de la trame communication. Ainsi, on peut récupérer les données envoyées.

Une fois le pic de cette corrélation détecté, on calcule l'intercorrélation entre le reste du signal et le code C31 correspondant.

Ensuite, on divise ce résultat en blocs de longueur N et on calcule la fonction de corrélation pour chaque bloc. La valeur du pic (positive ou négative) détecte le bit de poids fort. La position de ce pic par rapport au début du bloc permet de retrouver les bits du poids faible et donc extraire l'information codée envoyée.

Le nombre de bits, n , qu'on envoie par sous trame détermine le débit maximal qu'on peut obtenir et plus on regroupe les bits par sous trame, meilleur est le débit. Cependant, le nombre de sous trames qu'on envoie par trame de communication dépend de n et de la longueur maximale de la trame de communication qui est limitée à 1023. Ainsi, le débit maximal D fonction de n , atteignable est donc donnée par :

$$D(n) = \frac{\text{le nombre de bits envoyés}}{\text{la periode de temps}} = \frac{Nt * n}{(Ll + Lc) * \frac{1}{100MHz}} \quad (2.33)$$

$$D(n) = \frac{\left[\frac{1023}{2^{n-1} + 30} \right] * n}{\left(1023 + (2^{n-1} + 30) * \left[\frac{1023}{(2^{n-1} + 30)} \right] \right)} * 10^8$$

Cette fonction présente un maximum pour $n=5$ et permet d'atteindre un débit maximum de 5,4 Mbits/s.

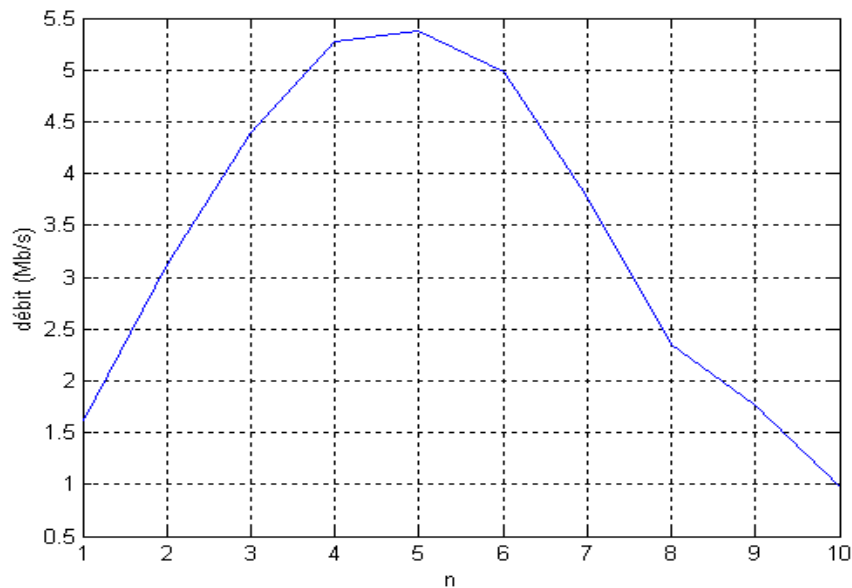


Figure 2.15 : Le débit de communication offert par la CPM en fonction du nombre de bits envoyés par sous trame

Le résultat de simulation de la chaîne de transmission est présenté figure 2.17.

Le BER décroît d'une manière exponentielle quand le SNR augmente. Une communication d'une très bonne qualité peut être établie avec un BER supérieur à 10^{-4} pour tout SNR supérieur à 0 dB.

Cependant cette technique présente l'inconvénient d'une légère complexité d'implémentation, soit pour la génération de la trame à envoyer ou pour le décodage des données à la réception. En effet, l'inconvénient de la technique CPM est liée à la longueur N de la sous trame. La longueur totale de la trame de communication est fixe et que l'on regroupe les bits par sous trames. Plus la sous trame est longue, plus le nombre de sous trames à envoyer est réduit. De ce fait, nous pensons qu'il serait opportun de rendre la longueur de la sous trame indépendante du nombre de bits qui code cette dernière.

Une autre technique a été étudiée. Il s'agit de la technique dite $2\pi M$ en référence à une rotation cyclique du code sur lui-même.

F) LA TECHNIQUE DITE $2\pi M$

Avec la technique $2\pi M$, nous proposons d'établir une communication avec un débit plus important que celui de la technique CPM et une complexité moindre. Le codage des informations s'effectue en faisant subir une rotation cyclique du code sur lui-même, au lieu de le décaler comme dans la CPM. De cette manière, la longueur d'une sous trame restera fixe, égale à la longueur du code : C31. Ceci permet d'envoyer 33 sous trames. Il convient alors de déterminer le nombre de sous trames à regrouper. En effet, un code de longueur C31 permet d'avoir 31 possibilités de rotation, ainsi on pourra envoyer 5 bits par sous trame et non 6 bits (car ceci nécessiterait 32 possibilités de rotation): un bit qui contrôle la polarité du code et 4 bits qui contrôlent la rotation. Ainsi, 16 positions sur les 31 disponibles permettent d'assurer une période de garde. Ce codage se fera en trois étapes :

1. les bits de données sont regroupés par blocs de 5 bits.

2. Le bit de poids fort détermine la polarité du code C31 à envoyer pour chaque bloc.
3. Les 4 bits de poids faibles du bloc détermineront le nombre de rotations élémentaires que subira le code polarisé. La valeur décimale X de ces 4 bits regroupés (variant de 0 à 15) déterminera le nombre de rotation élémentaire à effectuer sur le code.

La figure 2.16 présente un exemple de code $2\pi M$ dans lequel, on regroupe les données par blocs de 3, le premier bit polarise le code en + pour '0' et en - pour '1', les deux autres bits contrôlent le degré de rotation que le code va subir. La valeur décimale que représentent ces bits indique le nombre de rotations élémentaires que doit subir le code polarisé. Dans cet exemple le code subit une rotation.

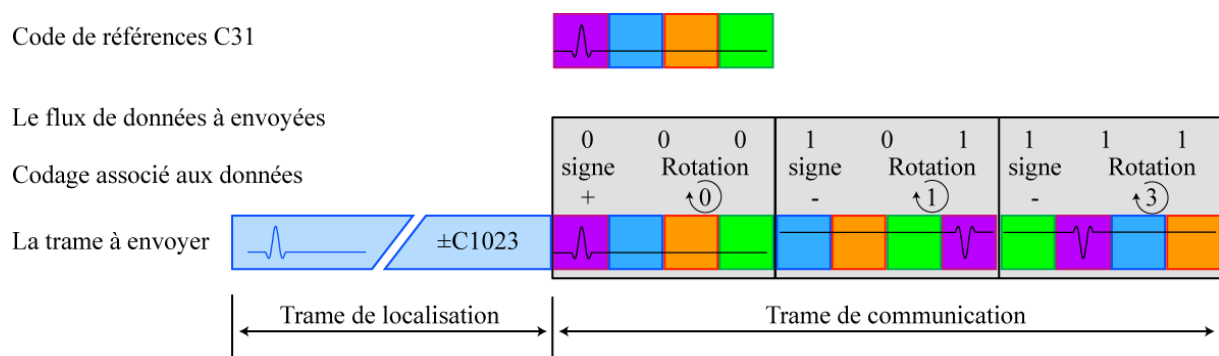


Figure 2.16 : Codage des données par la technique $2\pi M$

Pour décoder les données on procédera de la même façon que pour le ESS2 et la CPM. La première étape consiste à effectuer une corrélation entre le signal reçu et le code de localisation. Une fois le pic détecté, les trame suivantes sont découpées en sous trames de longueur 31. Pour chaque sous trame, on effectue une corrélation cyclique avec le code de communication. Le signe du pic retrouvé dans cette corrélation permet de déterminer le bit de poids fort et sa position nous permettra de déduire les 4 bits de poids faible. Avec cette technique on peut atteindre un débit maximal de 8 Mbit/s.

$$\frac{\text{le nombre de bits envoyés}}{\text{la periode de temps}} = \frac{5 * N}{\frac{2 * L_c}{f}} = \frac{5 * 33}{2 * 1023 * \frac{1}{100MHz}} = 8.05 \text{ Mb/s}$$

Où : L_c est la longueur du code de localisation

N est le nombre de code envoyé par sous trame de communication

f est la fréquence d'horloge du code

Cette technique a été simulée pour évaluer sa robustesse vis-à-vis du bruit. La figure 2.17 présente la courbe du BER en fonction du rapport signal à bruit pour les trois techniques présentées.

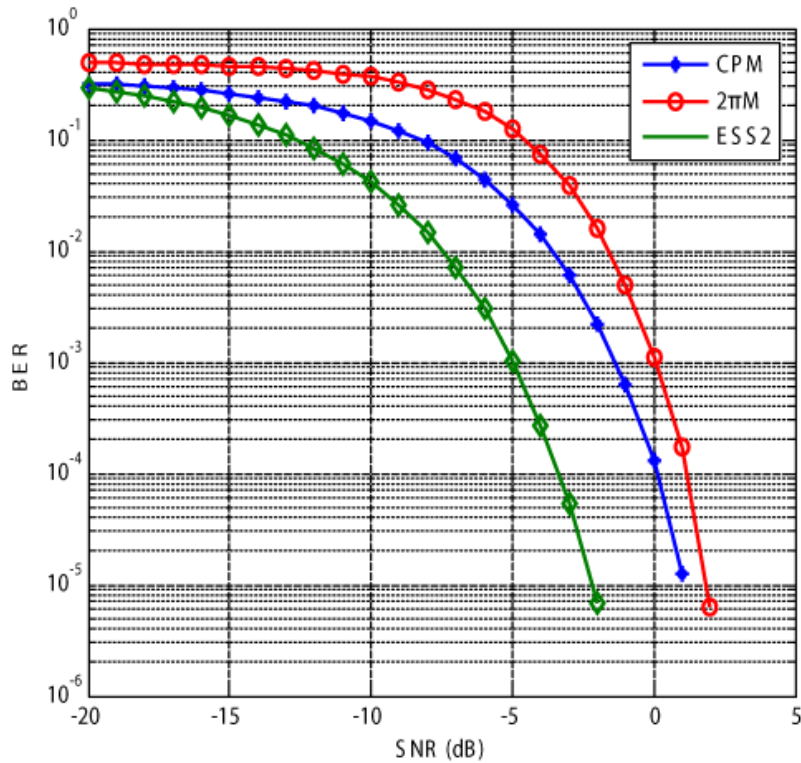


Figure 2.17 : Comparaison des courbes BER des différentes techniques de multiplexage proposées.

Cette technique permet d'assurer une communication de très bonne qualité avec un BER inférieur à 10^{-4} pour tout rapport signal à bruit supérieur à 0 dB. Cependant elle est assez complexe pour être implémentée. Aussi bien en génération de trames à envoyer qu'en décodage des données à la réception.

A l'aide du dispositif développé, qui inclut l'implémentation d'une des techniques de codage, les premiers tests ont été effectués sur un terrain vague de l'agglomération lilloise, puis sur un aérodrome militaire désaffecté à Cambrai afin d'évaluer notre système dans un espace libre dépourvu de nuisances.

Sur le schéma de la figure 2.18, nous présentons les résultats de corrélation issus des mesures expérimentales.

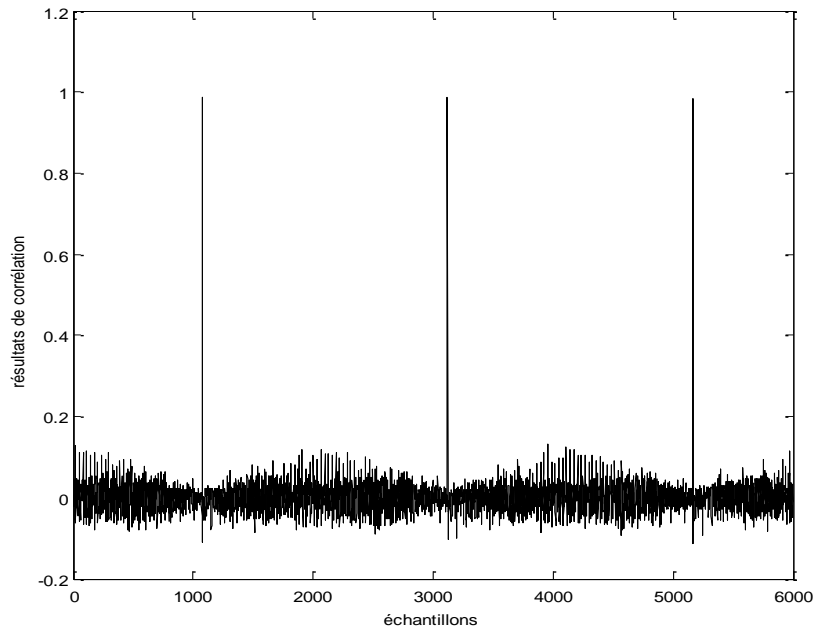


Figure 2.18 : Résultat de corrélation entre le signal reçu et la référence

Ainsi, la distance se déduit en calculant le décalage entre la crête présente dans le résultat de corrélation et la référence de temps incorporée Figure 2.19. Le décalage étant proportionnel à la distance mesurée.

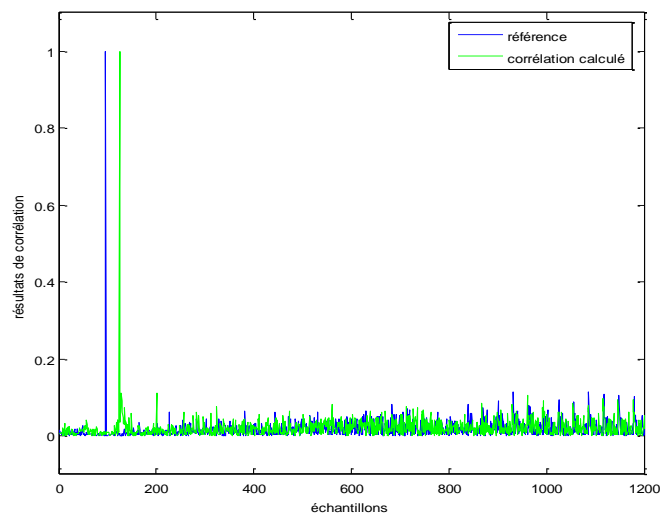


Figure 2.19 : Résultat de corrélation avec le code C1023 avec la référence de temps

La détection de la position de la crête est importante à double titre. Tout d'abord, elle permet de mesurer la distance, puis sert de synchronisation avec le début de la trame de données à décoder. Ainsi, dans une seconde phase, l'unité de traitement calcule une deuxième corrélation entre le signal reçu et le code C31. Ces deux résultats de corrélation avec C1023 et C31, normalisés à 1 pour chacun pour des besoins graphiques, sont présentés sur la figure 2.20. La série de pics dans le résultat de corrélation avec C31

signe de la présence d'un paquet de données, est bien visible à la suite de la crête présente dans la corrélation avec C1023.

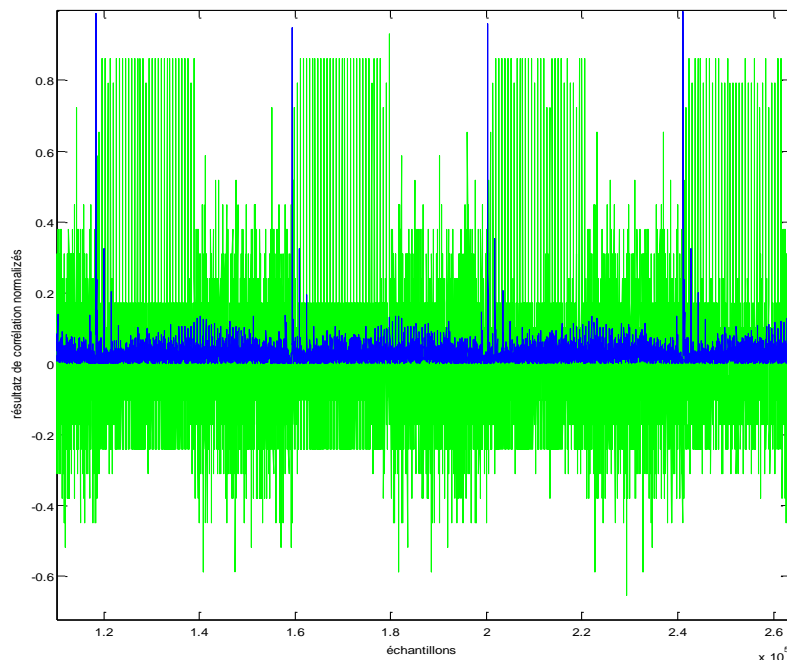


Figure 2.20 : Résultat de corrélation normalisé entre le signal reçu et les code C1023 et C31

La deuxième série de mesures a été menée à Cambrai dans le but d'évaluer la portée maximale de notre radar. Nous avons constaté que le Radar développé peut détecter une cible jusqu'à une distance maximale de 800 m.

Cependant, il s'est avéré difficile, voire impossible de récupérer une quantité suffisante de données pour évaluer le BER de communication en fonction de la distance afin de le comparer à la valeur théorique. De plus, la liaison série utilisée, entre la carte FPGA et le PC, a un débit très limité par rapport au débit de communication.

Des résultats satisfaisants ont été obtenus [29]. Ils ont permis de montrer qu'avec le radar coopératif à capacité de communication réalisé [30]:

- ✓ une portée de l'ordre du kilomètre peut être atteinte en tunnel, pour une puissance d'émission inférieure au Watt en utilisant des SBPA de longueur 1023 bits,
- ✓ une localisation de la rame peut être effectuée avec une précision de l'ordre de 3 mètres,
- ✓ l'utilisation d'un système de multiplexage combinant localisation avec codes SBPA de 1023 bits et des données de communication avec SBPA de 31 bits, a permis d'atteindre des débits variant de 48 kbits/s à 5,4 Mbits/s voire 8 Mbits/s, en mode coopératif.

Ces travaux ont donné lieu à des publications d'articles dans des revues [31] [32], [33] et à de nombreuses communications dans les congrès internationaux de grande renommée IEEE [34] [35], [36].

Perspectives

La solution proposée s'inscrit dans une démarche plus globale fondée sur la mise en œuvre d'un système multi-capteurs (radar, LIDAR, vision artificielle longue et courte distances) susceptible de fournir un éventail d'informations contribuant à l'accostage automatique des rames. Le radar coopératif à corrélation, qui fait l'objet de notre étude, permettra d'assurer entre autres l'identification de la rame, la mesure précise de la distance entre les rames en exploitant un récepteur idéal susceptible d'améliorer la détection d'obstacles en diminuant le taux de fausses alarmes à l'aide du signal de réponse venant du véhicule à accoster, en tunnel ou en espace libre.

Par ailleurs, le concept Radar CODIREP développé par le LEOST intéresse particulièrement l'industriel ALSTOM comme solution à court terme pour des applications ferroviaires. Etant donné que le radar à lui tout seul ne peut répondre à tout le cahier de charges, les perspectives de fusion et d'intégration de ce système avec d'autres capteurs de perception tels que **l'image ou le son**, dans le but d'exploiter leur complémentarité, sont explorées. Des propositions pour lesquelles j'ai assuré la coordination scientifique et technique du montage du projet, ont été déposées en réponse aux appels de l'ANR PREDIT en 2003 et en 2005 [4], ainsi qu'en 2007 [3][37] et 2008 [38] afin d'offrir un système complet fiable et plus sûr. Les deux premières propositions fédéraient un ensemble d'actions de recherche de l'unité LEOST, des partenaires universitaires habituels et concernaient un concept CARVAT de « Couplage Automatique des rames en panne par Radar et Vision Artificielle pour les Transports guidés ». Ces deux propositions n'ont pas été financées mais compte tenu de la pertinence scientifique, d'autres pistes de financement sont recherchées auprès du pôle de compétitivité **I-Trans**.

Une autre application immédiate de cette fonction d'accostage, qui correspond à un besoin réel du marché, consiste à pouvoir assurer la gestion d'unités multiples, en mode nominal d'exploitation et selon les conditions de trafic, afin de fournir un moyen souple de s'adapter à la demande en mettant à disposition des trains plus longs en heures de pointe qu'en heures creuses, comme par exemple sur la ligne 13 du métro de Paris qui utilise des tronçons communs et des dessertes de deux directions. L'optimisation de la distance entre les trains permettra d'augmenter la capacité du trafic.

Le système développé pourra trouver quelques applications potentielles correspondant aux besoins du marché telles que :

- ✓ l'accostage rapide sans conducteur, d'une rame en panne,
- ✓ la formation d'unités multiples en garage,
- ✓ la formation dynamique d'unités multiples avec voyageurs avec quelques avantages compétitifs tels que :
- ✓ l'optimisation de l'utilisation des tronçons communs (ligne 13 du métro de Paris),
- ✓ la procédure de garage des trains avec optimisation de l'utilisation des segments,
- ✓ la Formation d'unités multiples en entrée ou sortie de garages.

Lorsque le nombre d'utilisateurs devient important (cas du domaine routier), les SBPA n'existent qu'en nombre limité (60 utilisateurs au maximum pour des longueurs de 1023 bits). En plus de la complexité de génération des codes, il faut trouver un bon compromis entre la longueur du code, les délais de traitement et le rapport signal à bruit exigé. Pour des applications transports ferroviaires, pour des utilisations dans une zone géographique limitée où le nombre d'utilisateurs est limité est ne dépasse par le nombre des codes générés, ces codes sont suffisants. Toutefois, pour le domaine routier, il convient de recourir à d'autres types de codes de type Kasami II. De plus, tous les obstacles ne pouvant être équipés du système transpondeur, il devient nécessaire d'envisager le rajout d'une fonctionnalité au dispositif. Le fonctionnement en mode autonome pour la détection d'obstacles. L'étude des possibilités de transposition au domaine routier du système radar coopératif CODIREP développé pour les transports guidés, est envisageable, en associant d'autres algorithmes de calcul du retard basés sur les statistiques d'ordres supérieurs. Ceci induit des nouvelles problématiques à savoir, la gestion du mode dégradé du capteur, la gestion d'absence de réponse de la cible, la gestion des cibles fixes et mobiles, la prise en compte de l'environnement routier (virages serrés, etc.). J'ai proposé ces idées dans le projet ANR-RNRT VICS [3], et dans le réseau d'excellence *NEARCTIS (A Network of Excellence for Advanced Road cooperative Traffic management in the Information Society)*, projet européen ICT du FP7.

3.1.3. SYSTEMES DE DETECTION PAR RADAR ULB COURTE ET LONGUE PORTEES

Cette problématique a fait l'objet des travaux de thèse de Laila Sakkila [39], placée sous la direction du Pr Jean-Michel Rouvaen, pour lesquels j'ai assuré l'encadrement avec Yassin El Hillali de l'IEMN DOAE.

Dans ce thème, nous proposons l'étude et développement de Radar basés sur la technologie ULB (Ultra Large Bande). Il s'agit, d'étudier différents types de formes d'ondes orthogonales les plus adaptées et d'évaluer le gain de leur association aux codes binaires orthogonaux, pour des besoins d'amélioration de l'efficacité et de la précision de localisation des systèmes. Ceci pour une application radar dans un contexte multiutilisateur en environnement ouvert ou confiné.

A) GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE

Bien que les fondements de la technologie soient connus depuis le milieu des années 60, le terme ULB a été introduit pour la première fois en 1990 par le DoD -Department of Defence- des Etats-Unis. Les signaux ULB ont été utilisés principalement pour des applications radar et non à des fins de radiocommunications [40].

Des études complètes et intéressantes furent menées principalement par Bennet et Ross [41] ainsi que Taylor [42]. Cette technique a été développée au milieu des années 80. C'est une technologie à étalement de spectre. Son mode de fonctionnement est tout à fait différent des autres technologies radio existantes

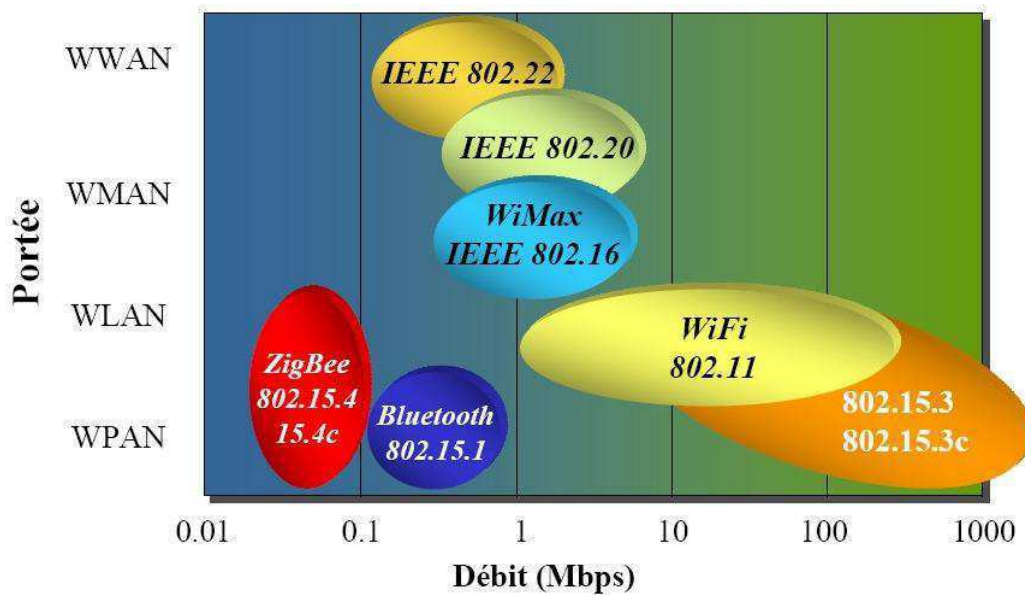


Figure 3.1 : Positionnement de l'ULB par rapport aux technologies sans fils existantes (portée, débit) {Source Zigbee alliance}

Selon Taylor : la première définition est donnée par Taylor [42]. Selon ce dernier, le terme ULB désigne les systèmes qui émettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative LB_r est supérieure ou égale à 25% de la fréquence centrale f_c . La largeur de bande est donnée par l'équation suivante :

$$LB_r = \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (3.1)$$

où f_c désigne la fréquence centrale et son expression est donnée par :

$$f_c = \left(\frac{f_h + f_l}{2} \right) \quad (3.2)$$

f_h et f_l présentent respectivement la borne supérieure et inférieure de la bande de fréquence du signal.

Selon la FCC (Federal Communication Commission) : la FCC ou commission fédérale de communication abonde dans le sens de Taylor pour son avis de proposition de réglementation, mais en apportant deux précisions à la définition donnée [43] :

- La largeur de bande relative doit être celle mesurée à -10 dB en dessous de la puissance maximale.
- Un signal qui occupe plus de 1,5 GHz de bande passante est aussi considéré comme un signal ULB.

Les puissances moyennes associées à ce type de signaux sont en général très faibles parce que le rapport cyclique, défini comme le rapport entre la durée de l'impulsion et la période de répétition des impulsions, est aussi très faible.

La technologie ULB consiste à émettre et à recevoir des signaux sans utilisation de fréquence porteuse [42], [44], à spectre extrêmement large (de l'ordre du GHz) et de puissance assez faible (avoisinant le seuil du bruit). Ainsi la densité spectrale de puissance rayonnée est extrêmement faible de sorte que les autres systèmes les perçoivent comme un bruit de fond.

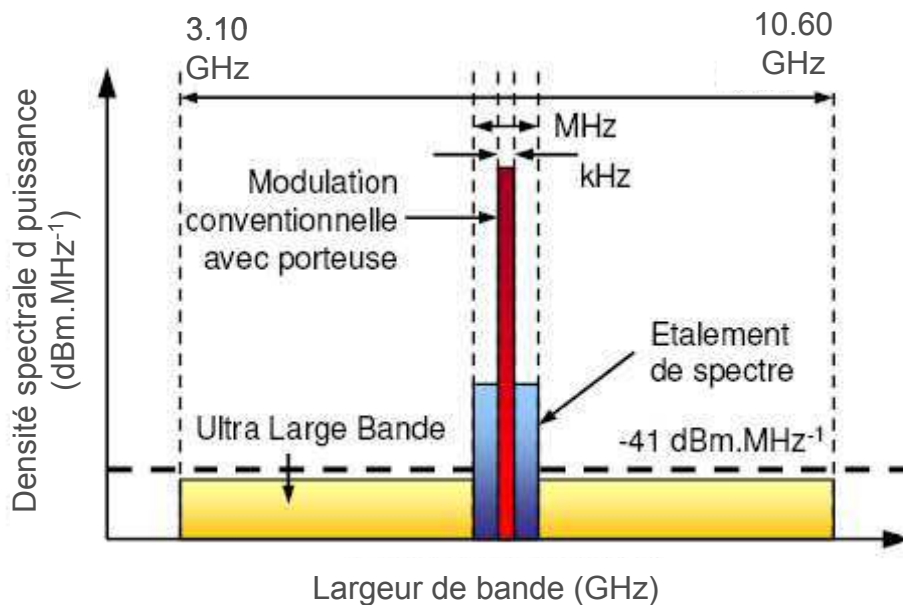


Figure 3.2 : Comparaison de l'occupation spectrale entre l'ULB et les autres systèmes radio

D'autre part, la FCC propose de limiter la puissance crête émise dans un signal à bande ultra large. Cette puissance ne devrait jamais dépasser un certain niveau P au-dessus de la limite moyenne d'émission permise par la « partie 15 » (perturbations non intentionnelles) des règles de la commission [43]. La formule adoptée pour calculer ce niveau P en dB sur toute la largeur de bande est la suivante :

$$P = 20 + 20 \log_{10} \left[\frac{(\text{La largeur de la bande à } -10 \text{ dB du signal en Hz})}{(\text{La largeur de la bande minimale à } -10 \text{ dB en Hz})} \right] \quad (3.3)$$

Plus généralement, on définit des masques de puissances à respecter. En l'exemple de celui utilisé en Europe.

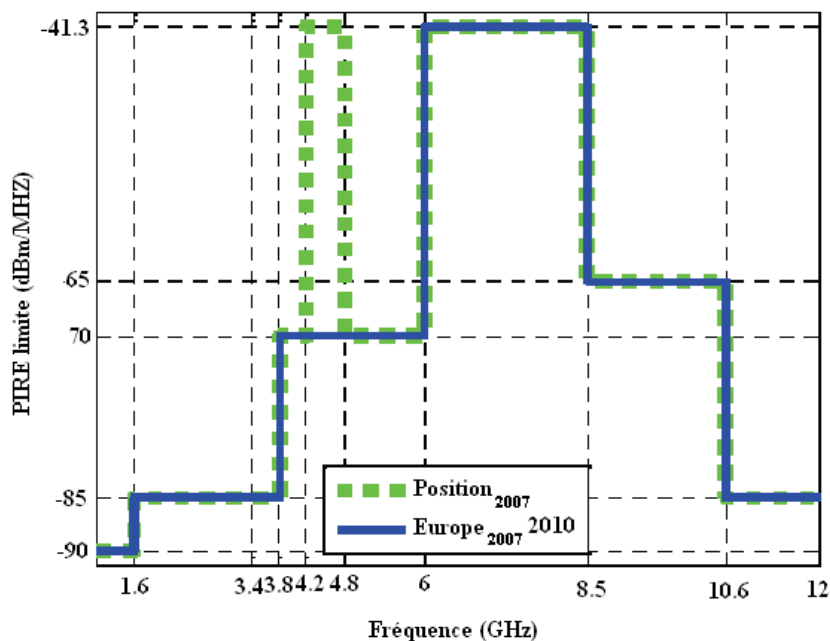


Figure 3.3 : Masques de puissances ULB selon la réglementation Européenne établie par l'ETSI en 2007.

B) AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ULB

Comme toutes les autres techniques de radiocommunication, l'ULB possède des avantages et inconvénients.

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, l'ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables.

- Les signaux ULB ont une faible densité spectrale de puissance, étant donné que la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande. Cette particularité confère aux systèmes utilisant l'ULB une faible probabilité de détection et d'interception [44].
- Les signaux ULB interfèrent peu ou pas avec d'autres signaux, tels les signaux à bande étroite, car leur puissance est très faible sur la petite partie du spectre concernée. Donc leur utilisation permet de garantir une plus grande sécurité [45].
- Les signaux ULB possèdent une bonne capacité de pénétration grâce à leur grande largeur de bande. Ils peuvent ainsi traverser des surfaces, telles que les murs, contrairement à d'autres technologies comme par exemple l'infrarouge [46].
- Les signaux ULB permettent d'obtenir une grande précision dans la mesure des distances, du fait que la résolution atteinte est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion. Il est ainsi possible d'obtenir des informations précises sur la position de l'émetteur. Les signaux ULB présentent donc un grand intérêt pour la fonctionnalité détection du radar [47].
- Les signaux ULB souffrent très peu de l'influence des trajets multiples, car, grâce à la brièveté des impulsions ULB, le signal direct arrive bien avant ceux correspondant aux chemins secondaires, sans qu'aucun recouvrement ne se produise [47].
- Les systèmes ULB présentent un bon compromis grâce à leur simplicité et au coût faible des composants [47].

- Les systèmes basés sur la technologie ULB ont une meilleure capacité. En effet, Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (3.4)$$

où B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit [48].

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement de manière logarithmique avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB.

Les systèmes de communication ULB se limitent à la résolution de quelques défis techniques:

- Les différentes composantes fréquentielles du signal ne se propagent pas à la même vitesse. Des phénomènes de dispersion en fréquence peuvent alors apparaître. Par exemple dans la bande de 0 à 3GHz, les ondes ne se propagent pas de la même vitesse surtout dans un environnement de propagation hétérogène [44].
- L'atténuation non uniforme des différentes composantes fréquentielles peut conduire à des phénomènes de distorsion en fréquence [49].
- Les signaux ULB sont filtrés par les antennes. Le défi est de concevoir des antennes de petite taille et efficaces sur toute la bande de fréquence utilisée (antenne ultra-large bande) [49].
- Le système ULB ne pourra probablement jamais dépasser les performances des systèmes optiques à grands débits (de l'ordre de plusieurs Gbits/s), mais ces derniers sont en général beaucoup plus onéreux [44].

Les types de modulations les plus fréquemment utilisés en ULB sont les suivants :

- Modulation d'impulsions position « Pulse Position Modulation » (PPM)
- Modulation d'Amplitude « Pulse Amplitude Modulation » (PAM)
- Modulation tout ou rien « On Off Keying » (OOK)
- Modulation de phase « Binary Phase Shift Keying» (BPSK)

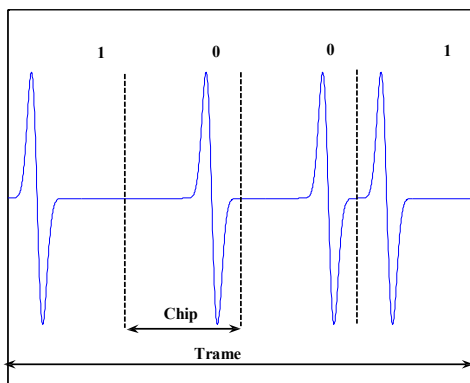


Figure 3.4: Modulation d'impulsion en position

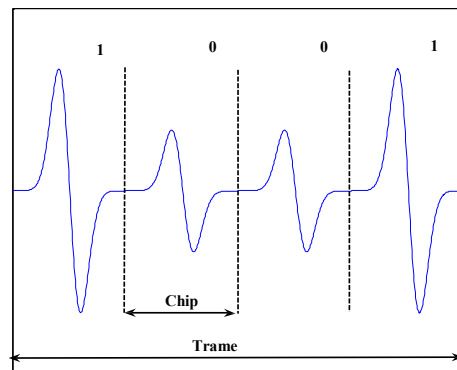


Figure 3.5: Modulation d'impulsion en amplitude

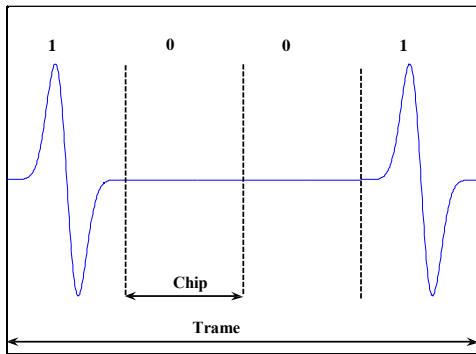


Fig.3.6 : Modulation d'impulsion - tout ou rien

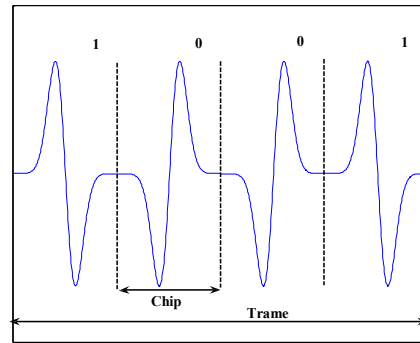


Figure 3.7 : Modulation de phase BPSK

Les techniques d'accès multiples utilisées en système ULB sont divisées selon les deux approches, classées comme montré dans le diagramme de la figure 3.8. Pour l'approche impulsionnelle, les techniques DS-ULB et TH-ULB sont les plus utilisées; pour l'approche multi-bande, on distingue la MB-OFDM et la MB Impulsionnelle.

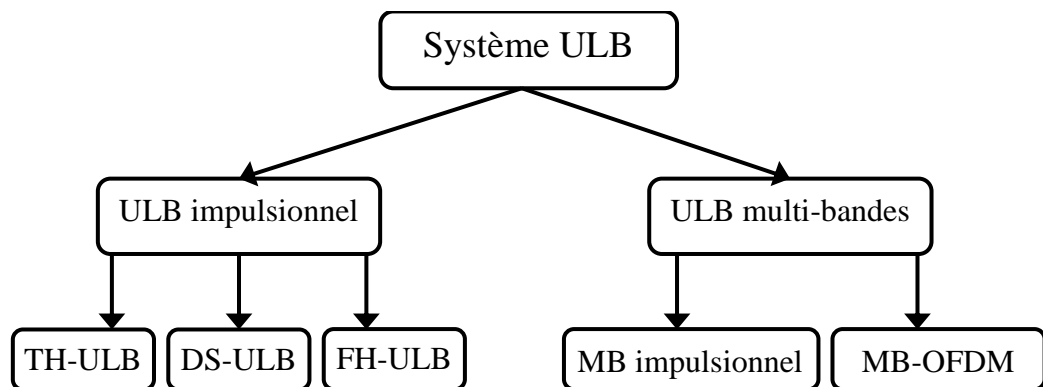


Figure 3.8 : Diagramme de différentes techniques d'accès multiple ULB

Les applications Radar ULB

Destinés à l'origine à des applications militaires, les dispositifs radar utilisant La technologie Ultra Large bande (Ultra Wide Band), fondés sur l'émission de trains d'impulsions courtes à très large bande, présentent aujourd'hui un moyen de détection d'obstacles formidable. Ils peuvent être utilisés pour mesurer les temps de parcours pour l'estimation des distances avec une plus grande résolution que les dispositifs radar existants. Ils servent également à la transmission haut débit des données par modulation (en position ou en polarité ou autres). Les signaux ULB pulsés présentent des propriétés de forte pénétration grâce aux spectres des impulsions. Ils peuvent pénétrer dans les sols et les écrans naturels ainsi que les murs, mais également les traverser pour permettre la détection et l'imagerie d'éléments présents à l'intérieur des bâtiments, des images d'objets enfouis sous la terre ou placés derrière des surfaces. La brièveté de ces signaux impulsionnels à fort contenu spectral permet d'une part, de mesurer une réponse transitoire de la cible extrêmement riche en information et d'autre part, de dissocier les

différents échos sur les signaux de la réception. Ce fort contenu spectral permet à ce type de signaux une mesure de distances avec précision. Les spectres larges des signaux ULB permettent, d'obtenir des résultats sur toute la bande de fréquences allouées (à partir d'une mesure unique avec un fort pouvoir de détection).

L'arrivée de la technologie Ultra Large Bande (ULB) pour l'application radar permet le développement de capteurs compacts et relativement bon marché.

C) RADAR ULB A COURTE PORTEE (SRR) POUR L'ANTICOLLISION A 24 GHZ

Le radar ULB à courte portée, SRR –Short Range Radar-, est un de système anticollision, développé principalement par les constructeurs automobiles européens, équipe déjà des voitures de série. Il s'agit d'une combinaison de radars ULB et de radars conventionnels Doppler permettant de détecter des obstacles avec une résolution de 10 cm à 30 m de distance et de mesurer leurs vitesses de déplacement. Ces systèmes sont à courte portée (SRR), pour Short Range Radar et fonctionnent dans la bande des 24 GHz. Ces systèmes sont placés dans les pare-chocs et sur les côtés du véhicule et avertissent le conducteur d'éventuels impacts avec d'autres véhicules ou des piétons. Les systèmes actuels sont pour le moment passifs et se contentent d'avertir le conducteur d'un danger potentiel sans pour autant intervenir sur le système de freinage (système actif). Ce système devrait permettre une réduction des accidents de circulation standards comme les collisions arrières bien souvent dues à l'inattention; on estime qu'ainsi 88 % de ces collisions pourraient être évitées. Il faut noter que des prototypes actifs existent avec intervention automatique sur le système de freinage; De plus, les systèmes de sécurité sont alors activés à l'avance au cas où une collision ne peut être évitée. Ainsi les ceintures de sécurité se tendent et les airbags sont déclenchés avant l'impact. Ces systèmes qui équipent pour le moment des véhicules haut de gamme devraient cependant, comme ce fut le cas pour l'ABS et les airbags, équiper bientôt de nombreux véhicules.

Le besoin en largeur de bande ULB est défini par le type d'application. Par exemple, La prévision d'une collision routière nécessite des capacités de suivi d'objet fiables. Ainsi, le SRR doit avoir une résolution suffisamment élevée de l'ordre du centimètre afin de détecter des petits objets et des usagers de la route comme les motocyclistes et les piétons.

D) PRESENTATION DU SYSTEME RADAR ULB PROPOSE

Le système radar proposé et étudié dans les travaux de thèse, est un radar à courte portée basé sur la technologie ULB. Il est destiné aux applications anticollisions dans les transports routiers. Dans nos travaux nous nous sommes intéressés à l'approche ULB impulsionnelle, donc en bande de base, utilisée dans le développement de plusieurs systèmes de positionnement comme le radar. Il est cependant possible de le transposer sur une fréquence porteuse plus intéressante (conforme aux régulations en vigueur concernant les allocations de fréquence par type d'application).

Ces systèmes impulsionnels reposent sur l'émission d'impulsions de durée très courte. Le signal émis utilise donc toute la bande de fréquences disponible. L'avantage de cette technique est sa résistance aux effets de superposition des trajets multiples grâce à la grande résolution temporelle, à la simplicité du modèle de transmission, et à l'absence de porteuse. Cette étude des radars ULB, basée sur des impulsions courtes, présente un

grand intérêt pour la détection électromagnétique et l'identification de cibles à courte et à moyenne portée [44].

Cependant, cette approche est très sensible aux interférences avec d'autres systèmes à bande étroite, et toute la bande est utilisée par les différents utilisateurs.

Le premier problème rencontré pour la réalisation du système est le choix de la forme d'onde à utiliser. Ce choix est une étape importante dans l'élaboration d'un système émetteur/récepteur Ultra Large Bande. En effet, le bon choix de ce paramètre permet une réception moins complexe, plus rapide et plus efficace. D'autant plus que, les antennes ULB commercialisées à ce jour, affectent leurs spectres des formes d'ondes rayonnées du signal. L'antenne agissant comme un filtre passe-bas ou dérivateur.

Dans un premier temps, les différentes formes d'ondes ULB seront présentées et comparées afin de choisir l'impulsion la plus adéquate pour l'application radar ULB.

Dans un second temps, nous exploiterons les propriétés particulières de ces formes d'ondes (fonctions orthogonales) pour le développement d'un système ULB multi utilisateurs. Ainsi, à chaque utilisateur nous attribuons un certain nombre d'impulsions, générées par ces fonctions orthogonales. De cette façon, nous avons une double orthogonalité d'une part, entre les différentes formes associées à chaque symbole de chaque utilisateur et d'autre part, entre les différents utilisateurs.

Avant de présenter ces systèmes, nous allons décrire les principaux polynômes orthogonaux étudiés.

Les différentes formes d'ondes

Les formes d'ondes qui peuvent être utilisées pour générer des impulsions Ultra Large Bande, de l'ordre de la nanoseconde, sont nombreuses. Ces impulsions ultra brèves peuvent être générées en utilisant des formes d'ondes classiques de type impulsion gaussienne et ses dérivées (impulsion monocycle, ...) ou des nouvelles formes d'ondes basées sur des polynômes orthogonaux tels que les polynômes de Gegenbauer ou encore d'Hermite. Celles-ci ont été développées aux laboratoires IEMN_DOAE et IFSTTAR-LEOST pour des applications de communication [44] [45]. Nous proposons l'adaptation de ces signaux à l'application de détection et la reconnaissance d'obstacles.

L'impulsion Gaussienne : Pour les essais expérimentaux, la forme d'onde la plus simple à générer, avant l'achat du générateur ULB, est l'impulsion gaussienne, représentée par l'équation suivante [50] :

$$g(t) = A \exp\left(-2\pi \left(\frac{t}{T_g}\right)^2\right) \quad (3.5)$$

avec : A : amplitude de l'impulsion gaussienne en volt.
 t : le temps en seconde.
 T_g : la largeur de l'impulsion en seconde.

L'impulsion monocycle: C'est une impulsion de très courte durée, de l'ordre de la nanoseconde (figure 3.10). Elle est généralement modélisée comme la première dérivée de la fonction Gaussienne [51] :

$$m(t) = -6A \sqrt{\frac{e\pi}{3}} \frac{t}{T_m} \exp\left(-6\pi \left(\frac{t}{T_m}\right)^2\right) \quad (3.6)$$

avec A : amplitude de l'impulsion monocycle en volts
 t : temps en seconde
 T_m : largeur de l'impulsion en seconde

La nième dérivée de l'impulsion Gaussienne peut être obtenue en utilisant l'expression suivante:

$$P^n(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} g^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} g^{(n-1)}(t) \quad (3.7)$$

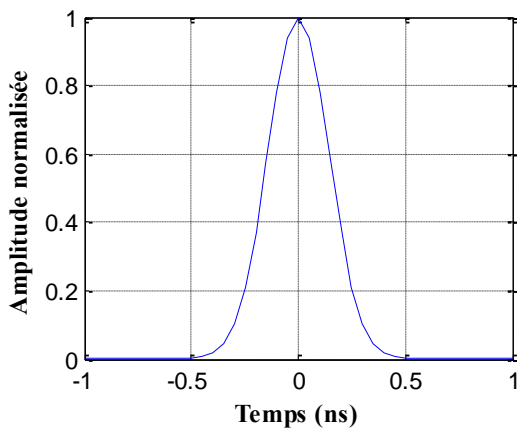


Figure 3.9 : Représentation temporelle de l'impulsion Gaussienne

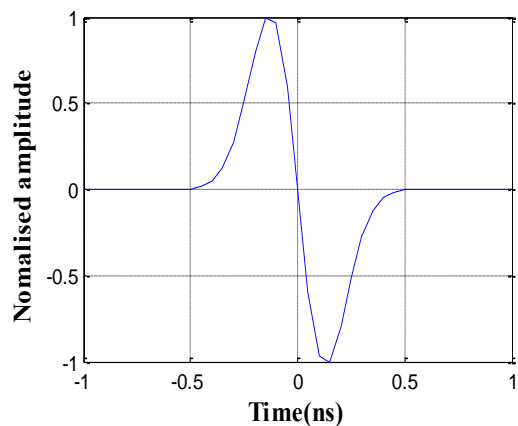


Figure 3.10 : Représentation temporelle de l'impulsion Monocycle

Les polynômes orthogonaux

En mathématiques, une suite de polynômes orthogonaux est une suite infinie de polynômes $p_0(x)$, $p_1(x)$, $p_2(x)$..., dans laquelle chaque $p_n(x)$ a un degré n et de telle sorte que les polynômes sont orthogonaux deux à deux, au sens où le produit scalaire généralisé de deux ordres différents de ces polynômes est égal à zéro :

$$\langle P_n, P_m \rangle = \int_a^b P_n(x) P_m(x) dx = 0 \quad (3.8)$$

avec $[a,b]$ l'intervalle de définition des polynômes orthogonaux.

Plus généralement, nous pouvons introduire une "fonction poids" $W(x)$ caractéristique de la famille de polynômes orthogonaux considérée (W doit être positive sur l'intervalle d'intégration).

$$\langle P_n, P_m \rangle = \int_a^b P_n(x) P_m(x) W(x) dx = 0 \quad (3.9)$$

L'intervalle d'intégration est appelé intervalle d'orthogonalité. Il peut être infini à une ou deux bornes.

Les polynômes orthogonaux classiques sont les suivants :

- Polynômes de Jacobi
- Polynômes de Legendre
- Polynômes de Tchebycheff
- Polynômes de Gegenbauer
- Polynômes d'Hermite
- Polynômes de Laguerre.

Les polynômes de Jacobi apparaissent surtout dans l'étude du groupe des rotations et plus particulièrement en mécanique quantique. Les polynômes de Legendre, Gegenbauer et Chebyshev peuvent être considérés comme des cas particuliers des polynômes de Jacobi.

Les polynômes de Legendre, issus de travaux de Legendre en théorie du potentiel, se rencontrent dans la recherche des solutions de l'équation de Laplace, dites fonctions harmoniques. Ils ont donc un rôle important pour modéliser des phénomènes physiques.

Les polynômes de Tchebychev : il s'agit de polynômes utilisés dans les approximations polynomiales de fonctions numériques définis sur l'intervalle $I = [-1,1]$, principalement pour une approximation optimale par un polynôme trigonométrique ou, inversement, pour une approximation rationnelle d'une fonction trigonométrique. Ils sont souvent utilisés dans des méthodes d'intégration approchée, de résolution d'équations différentielles, d'accélération de convergence ou d'interpolation polynomiale.

Les polynômes de Gegenbauer, connus sous le nom des polynômes Ultrasphériques, peuvent être considérés comme des généralisations des polynômes de Legendre. Ils sont définis sur l'intervalle $[-1,1]$ et satisfont l'équation différentielle du deuxième ordre définie comme suit [44] :

$$(1-x^2)\ddot{G}(n, \beta, x) - (2\beta+2)x\dot{G}_n(x) - n(n+2\beta+2)G_n(x) = 0 \quad \text{avec } \beta > -1 \quad (3.10)$$

Les différents ordres des polynômes de Gegenbauer sont reliés par l'équation (3.11).

$$G(n, \beta, x) = 2 \left(1 + \frac{n+\beta-1}{n} \right) x G(n-1, \beta, x) - \left(1 + \frac{n+2\beta-2}{n} \right) G(n-2, \beta, x) \quad \text{pour } n > 1 \quad (3.11)$$

La fonction poids de ces polynômes est $w(x, \beta) = (1-x^2)^{\beta-1/2}$ avec $\beta > -1/2$ (3.12)

Pour être utilisable dans des systèmes de communication ULB, le signal généré par ces polynômes doit être très court et demeurer borné aux extrémités de l'intervalle de définition. Pour cela, les ordres de ces polynômes $G(n, \beta, x)$ sont multipliés par un facteur qui correspond à la racine carrée de la fonction poids de cette famille de polynômes [44]. En général nous avons:

$$\int w(x, \beta) G(m, \beta, x) G(n, \beta, x) = 0 \quad (3.13)$$

Les fonctions modifiées de Gegenbauer (FMG) sont données par l'équation suivante:

$$G_u(n, \beta, x) = \sqrt{w(x, \beta)} * G(n, \beta, x) \quad (3.14)$$

Les quatre premiers ordres de ces fonctions sont donnés par :

$$\begin{aligned} G_u(0,1, x) &= 1 * (1 - x^2)^{1/4} \\ G_u(1,1, x) &= 2x * (1 - x^2)^{1/4} \\ G_u(2,1, x) &= (-1 + 4x^2) * (1 - x^2)^{1/4} \\ G_u(3,1, x) &= (-4x + 8x^3) * (1 - x^2)^{1/4} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Cas particulier où $\beta=1/2$, on retrouve les polynômes de Tchebychev. La figure 3.11 illustre une représentation temporelle des quatre premiers ordres des fonctions modifiées de Gegenbauer.

Les polynômes d'Hermite : Les polynômes d'Hermite sont décrits par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} h_{e_0}(t) &= 1 \\ h_{e_n}(t) &= (-1)^n e^{\frac{t^2}{2}} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2}) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Avec $n=1,2 \dots -\infty < t < \infty$

Ces polynômes sont non orthogonaux. Pour avoir une orthogonalité entre les différents ordres, il suffit de multiplier par un facteur $e^{-\frac{t^2}{2}}$ comme l'a proposé Lachlan [52] et [53]. Ces nouveaux polynômes sont donnés par l'équation (3.17).

$$h_n(t) = e^{-\frac{t^2}{2}} h_{e_n}(t) = (-1)^n e^{-t^2/4} \frac{d^n}{dt_n} (e^{\frac{-t^2}{2}}) \quad (3.17)$$

La figure 3.12 illustre une représentation temporelle des trois premiers ordres des polynômes d'Hermite modifiés -PHM. Nous remarquons que pour chaque ordre n nous obtenons un signal à $n+1$ arches.

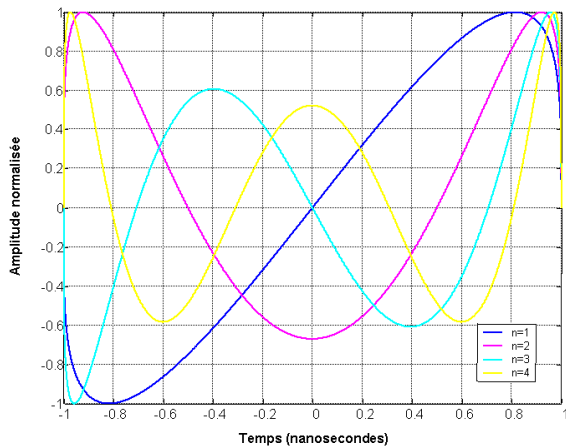


Figure 3.11 : Représentation temporelle des 4 premiers ordres des fonctions de Gegenbauer pour $n = 1, 2, 3, 4$ et $\beta = 1$

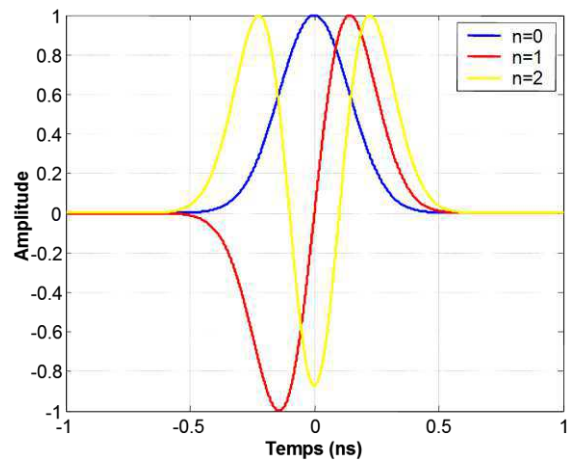


Figure 3.12 : Représentation temporelle des trois premiers ordres de PHM

Dans le but de choisir la forme d'onde la plus adéquate pour la fonctionnalité radar, un critère est défini. Il est lié au rapport entre la dynamique D qui représente la différence entre l'amplitude du pic de corrélation et l'amplitude maximale des lobes secondaires figure 3.13 et la largeur du pic L à -3dB .

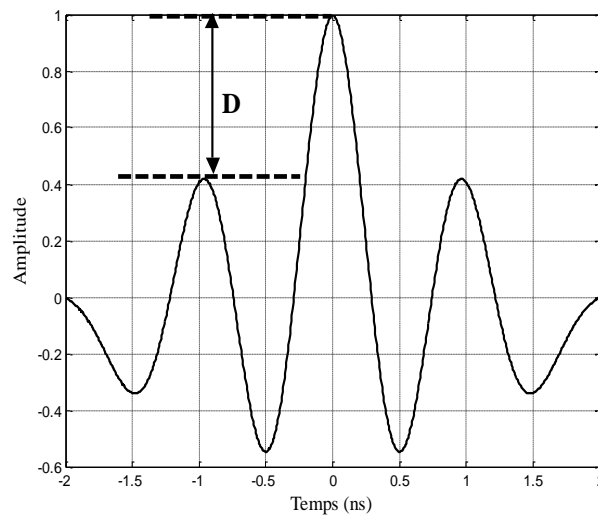


Figure 3.13 : Définition de la dynamique

Ceci a permis d'établir que, plus ce rapport est grand, meilleures seront les performances du radar. En effet ce rapport D/L traduit les performances exigées pour le radar à savoir une bonne dynamique (D maximal) et une bonne précision (une largeur de pic L minimale).

Les résultats d'autocorrélation obtenus en utilisant différentes formes d'onde, sont comparés en simulation dans un premier temps, puis en utilisant des signaux réels dans un second temps, en traitement différé.

Pour chaque étape, les fonctions d'autocorrélation des quatre premiers ordres des FHM -Fonctions d'Hermite Modifiées ou des FMG -Fonctions Modifiées de Gegenbauer, sont comparées en termes de dynamique et de largeur de pic.

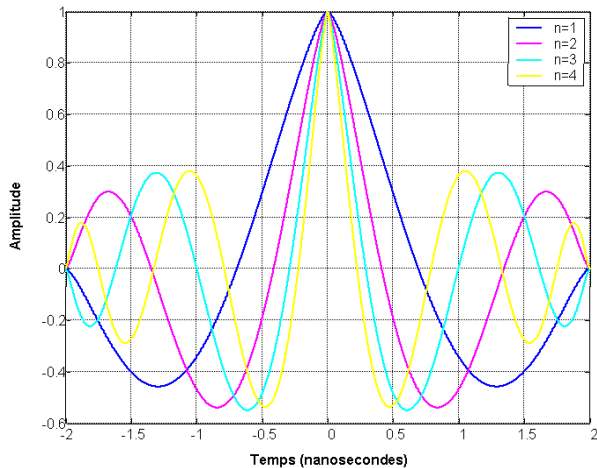


Figure 3.14 : Autocorrélations des FMG normalisées les ordres $n = 1,2,3,4$

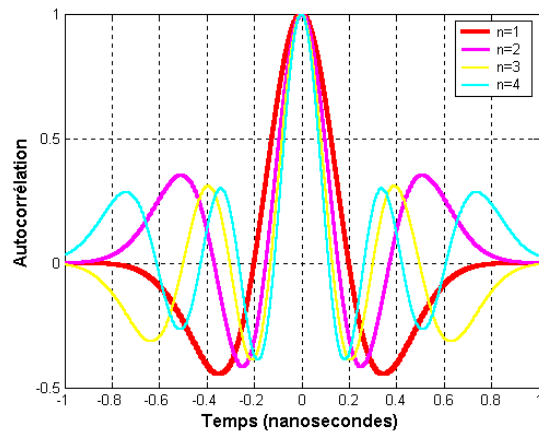


Figure 3.15 : Autocorrélation des FHM normalisée pour les ordres $n = 1, 2, 3, 4$.

Sur les figures 3.14 et 3.15, on peut constater que lorsque l'ordre de l'impulsion croît, l'autocorrélation devient de plus en plus étroite. Cette propriété est très importante pour l'accès multiple et sera un critère déterminant et discriminant pour le choix de la forme d'onde.

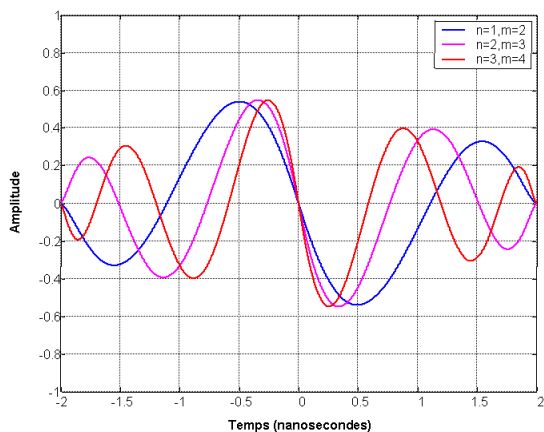


Figure 3.16 : Intercorrélation des FMG normalisée pour les ordres $n,m=1, 2, 3, 4$.

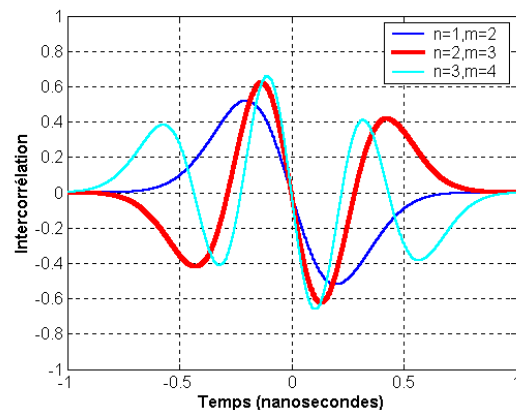


Figure 3.17: Intercorrélation des FHM normalisée pour les ordres $n,m=1, 2, 3, 4$.

À partir des résultats, d'autocorrélation des fonctions Hermite et Gegenbauer, présentés dans les figures 3.14 et 3.15, nous établissons une comparaison entre les paramètres de ces fonctions. On remarque que le rapport entre la dynamique et la largeur de pic de corrélation le plus élevé est obtenu avec l'ordre 3 de la fonction Gegenbauer et l'ordre 1 de la fonction Hermite. Nous avons ensuite comparé les fonctions d'autocorrélation de ces deux formes d'ondes avec celles des impulsions Gaussienne et Monocycle. Le résultat est présenté sur la figure 3.18.

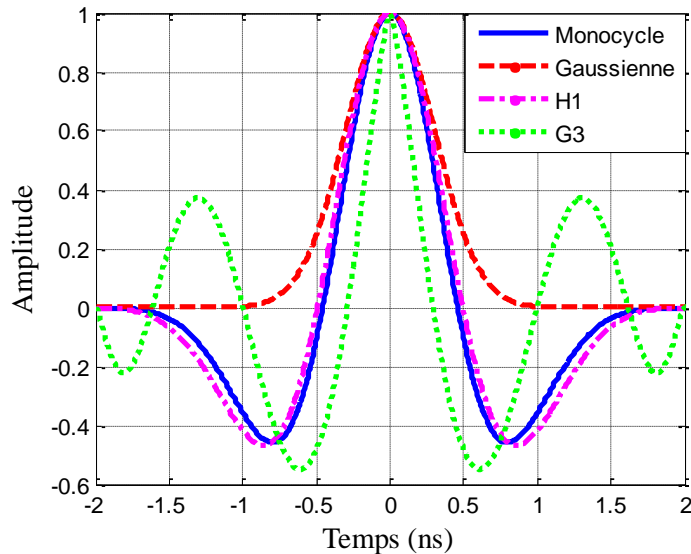


Figure 3.18: Comparaison entre les fonctions d'autocorrélation de G3, H1, l'impulsion Gaussienne et l'impulsion Monocycle.

En considérant uniquement le rapport entre la dynamique et la largeur du pic de corrélation, ces comparaisons montrent que l'impulsion G3 (l'ordre 3 de la fonction Gegenbauer) est la meilleure suivie de l'impulsion Monocycle et l'impulsion H1 (l'ordre 1 de la fonction Hermite). Elles offrent une meilleure précision pour l'application détection pour ce radar ULB.

Ces résultats de simulation sont confortés par des tests expérimentaux dans un environnement réel. Pour les besoins expérimentaux, les formes d'ondes ont été générées, à l'aide d'un générateur d'impulsions ULB avec une fréquence d'échantillonnage de 20 Géch/sec. Le récepteur comporte un oscilloscope à échantillonnage direct à 40 Géch/sec, 12 GHz de largeur de bande et 8 bits de précision. Une antenne chacune, de type « Vivaldi » (cf. photo de la figure 3.19) est utilisée pour ces mesures, en émission et en réception. Il s'agit d'antenne à motifs périodiques, où chaque motif possède une ouverture progressive qui permet un passage progressif de l'impédance de la ligne (ou du guide) à l'espace libre, comme pour une antenne cornet. Les antennes « Vivaldi » sont souvent large bande ou double bande. Elles fonctionnent dans la bande de fréquences allant de 700 MHz à 18 GHz.



Figure 3.19 : Antennes de type Vivaldi

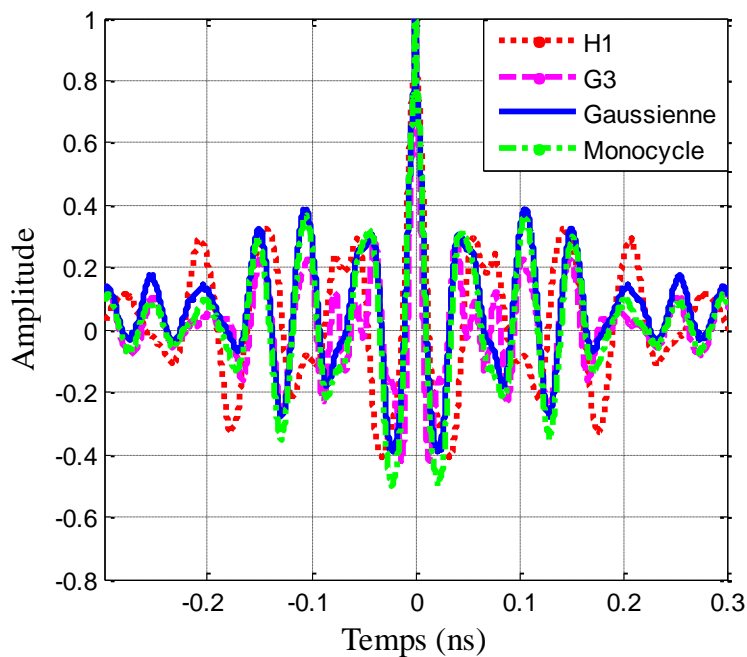


Figure 3.20: Comparaison expérimentale entre les fonctions d'autocorrélation de G3, H1 et les impulsions Gaussienne et Monocycle.

Les résultats expérimentaux confirment les conclusions obtenues par simulations. En effet, en considérant le rapport entre la dynamique et la largeur du pic de corrélation, l'ordre 3 de la fonction de Gegenbauer, l'impulsion monocycle et l'ordre 1 de la fonction d'Hermite semblent être les mieux adaptées pour cette application. En considérant la complexité de réalisation, l'impulsion monocycle se place en première position parmi les formes d'ondes les mieux adaptées pour ce système radar dans le cas d'un utilisateur unique ou d'un seul système radar.

Cependant, dans un environnement réel, si on tient compte de l'existence de plusieurs radars ULB dans le même environnement, l'utilisation d'une seule forme d'onde simple (impulsion monocycle ou Gaussienne) n'est pas appropriée dans un contexte multi-utilisateurs. Afin d'éviter les interférences entre utilisateurs, outre l'utilisation des polynômes orthogonaux ULB (Hermite et Gegenbauer), un autre moyen pour assurer l'accès multiple consiste à coder des impulsions émises par chaque utilisateur. En effet un code distinctif est attribué à chaque utilisateur, le codage est accompli en multipliant chaque bit de code par l'impulsion ULB comme ceci se fait dans la technique CDMA (Code Division Multiple Access). Parmi les différentes familles de codes candidates, les familles sélectionnées pour leur nombre, leur longueur ainsi que leurs propriétés de corrélation sont : les codes SBPA-Séquences Binaires Pseudo-aléatoires et des codes de Gold.

Les SBPA –Séquences Binaires Pseudo-Aléatoires : l'amplitude de l'intercorrélation entre deux codes différents de même longueur N est comprise entre $-2\frac{\sqrt{N}}{N}$ et $2\frac{\sqrt{N}}{N}$.

Alors que l'autocorrélation possède un pic égal à 1 et le reste étant égal à $\frac{-1}{N}$. Ils sont dits optimaux pour cette propriété d'où leurs meilleures performances pour le radar à corrélation.

Les codes de Gold : certaines paires de SBPA présentent des intercorrélations à 3 valeurs :

$$\frac{-1}{N}, \frac{-t(n)}{N} \text{ et } \frac{t(n)-2}{N} \quad (3.18)$$

avec n le nombre de registres à décalage et $t(n) = 2^{\frac{n}{2}+1} + 1$.

Ces codes sont appelés paires préférentielles. La somme modulo 2 de ces codes donne une famille, appelée codes de Gold [24]. Ces codes comportent $N+2$ codes de longueur N , dont la paire préférentielle de SBPA. La liste des paires préférentielles de SBPA se trouve dans la littérature [25].

Famille	Longueur du code (N)	Longueur du registre (n)	Nombre de codes	Maximum intercorrélation	Maximum Autocorrélation
SBPA	2^n-1	$2^m, 2^m+1$	Fonction de la longueur	$\approx 2\sqrt{2^n-1}/N$	1
Code de Gold	2^n-1	$4^m+2, 2^m+1$	2^n+1	$(2^{n/2+1}-1)/N$	1

Tableau 3.1 : Propriétés des codes pseudo-aléatoires

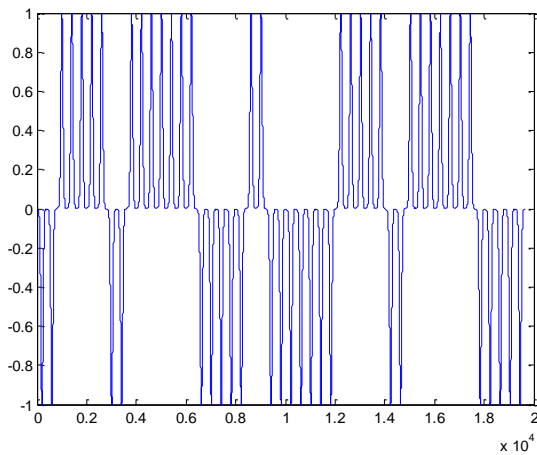


Figure 3.21 : Données codées modulées par code de Gold

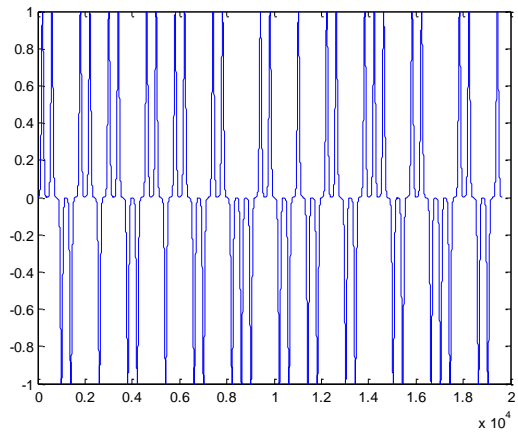


Figure 3.22 : Données codées modulées par codes SBPA

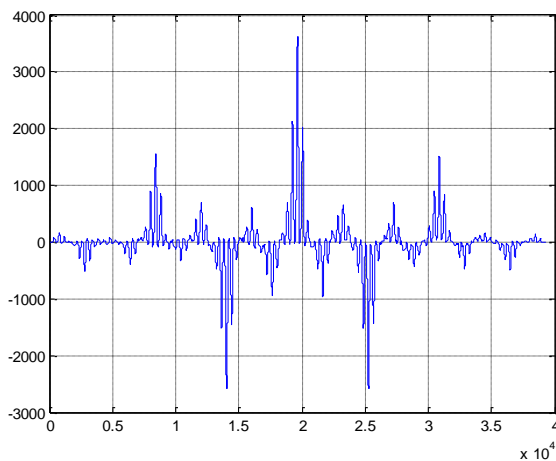


Figure 3.23 : Fonction de corrélation entre les signaux reçus et les signaux de référence : codé Gold

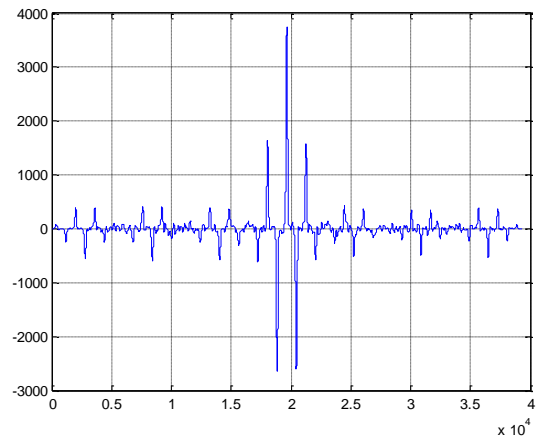


Figure 3.24 : Fonction de corrélation entre les signaux reçus et les signaux de référence : codé SBPA

De nombreuses mesures ont été effectuées et les résultats présentés dans [39] ont permis de conclure que les SBPA donnent des meilleurs résultats que les codes de Gold, d'une part. D'autre part, on voit que les performances augmentent avec la longueur du code (sauf pour la longueur 255), et qu'entre 511 et 1023 bits cette augmentation reste faible.

Conclusion et perspectives

L'utilisation de la technique DS-CDMA ULB utilisant les séquences pseudo-aléatoires de longueur 511 est la mieux adaptée à ce type de radar. Cette technique permet d'assurer d'une part, la coexistence entre les différents utilisateurs et d'autre part, le multiplexage entre la fonctionnalité radar et communication. Dans cette configuration, le système permettrait d'allouer plus de bits pour la communication.

L'accès multiple dans le cas d'un nombre d'utilisateurs faible (<7) pourrait être assuré par l'utilisation des fonctions orthogonales de Gegenbauer ou Hermite. Ces fonctions sont aussi compétitives en termes de performances en communication.

L'association de ces deux techniques (DS-CDMA et fonctions orthogonales) permet d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en tirant profit des performances assurées par les fonctions orthogonales (moins d'interférences, bon taux d'erreurs/bit, ...).

En ce qui concerne la fonction radar, nous avons étudié le développement des algorithmes de calcul de retard basés sur les statistiques d'ordres supérieurs. En effet, les traitements de signaux que nous avons développés pour la détection sont basés sur le principe de corrélation. C'est un système qui se fonde sur l'utilisation d'un radar à récepteur idéal susceptible d'améliorer la détection d'obstacles en diminuant le taux de fausses alarmes par l'exploitation du signal de réponse. Or, cette corrélation a des performances limitées notamment lorsque le signal reçu est corrélé avec le bruit ou bien lorsque les deux capteurs sont influencés par les bruits corrélés entre eux.

Les travaux, utilisant les formes d'ondes ULB (Gaussienne, Monopulse, Gegenbauer, Hermite etc.) ont donné lieu à des publications et communications dans les congrès internationaux [54], [55], [56], [57]. Les résultats issus de ces travaux sont intéressants et ont contribué à l'avancement de cette problématique dans le projet ANR PRIMA-CARE. J'ai proposé d'aller plus loin dans l'étude la signature radar par une méthode empirique dans le cadre de la proposition CUB4.

Des pistes de recherche concernant les techniques d'accès multiple et les techniques Ultra-Large Bande (ULB) sont prometteuses et seront poursuivies afin de satisfaire les exigences de précision centimétrique compte tenu de la largeur des impulsions utilisées (nanoseconde). Ces perspectives font l'objet des suites des travaux de Mlle Sakkila, dans le cadre de la collaboration avec l'IEMN-DOAE et le démarrage en octobre 2012, de la thèse de Mlle Nadjah Touati, en collaboration avec TELECOM Bretagne. Pour des applications ferroviaires ou routières exigeant un nombre élevé d'utilisateurs, nous projetons d'étudier, le développement et l'implémentation des codes de Kasami type 2 (plus de 11000 utilisateurs possibles pour les codes de Kasami de longueur 511 bits). Par ailleurs, des modulations de phase QPSK, très en vogue dans les systèmes de télécoms de 3^{ième} génération, sont envisagées dans le but d'augmenter le nombre de symboles pouvant être émis et donc d'accroître le débit de communication.

3.2. THEME 2 : SYSTEMES DE COMMUNICATION FILAIRE HAUT DEBIT, TRANSMISSION MIXTE RADIO SUR FIBRE

La problématique de communication filaire haut débit, en particulier la transmission mixte radio sur fibre a fait l'objet des travaux de thèse de Mlle Dafa Loum [58] placée sous la direction du Pr Jean-Michel Rouvaen, pour lesquels j'ai assuré l'encadrement avec Iyad Dayoub de l'IEMN-DOAE.

En effet, malgré les performances avérées des fibres optiques, les signaux qui les traversent subissent des atténuations lors de la propagation. Les différents types de

perdes sont liés à la diffusion de Rayleigh, l'absorption, la dispersion modale, l'imperfection des connexions, la présence des courbures et micro-courbures à l'intérieur de la fibre. L'atténuation du signal dépend essentiellement de la nature de la fibre (monomode ou multimode). La figure 4.1 suivante donne un exemple de l'évolution des atténuations de la fibre optique en fonction de la fréquence.

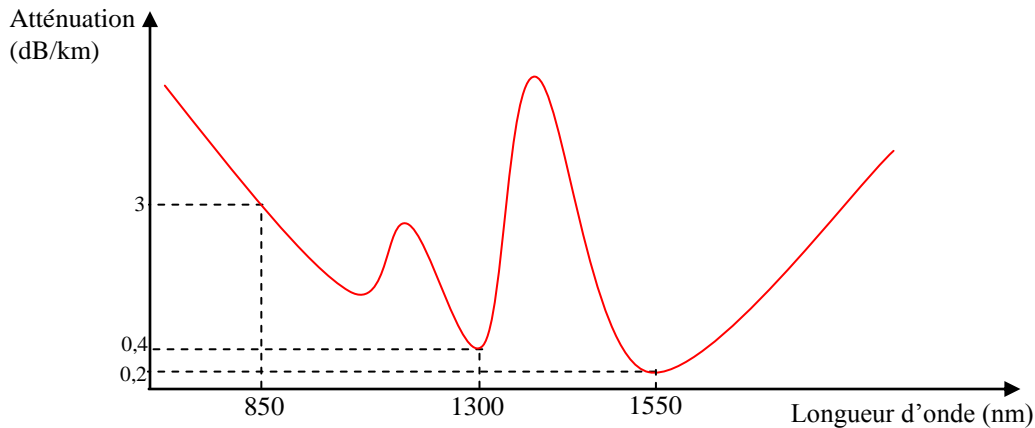


Figure 4.1 : Atténuation de la fibre optique en fonction de la longueur d'onde [59].

Les fibres monomodes SMF –Single Mode Fiber- exploitées à la longueur d'onde de 1550 nm présentent des atténuations très faibles de l'ordre de 0,2 dB/km. Par contre les fibres multimodes MMF –Multi Mode Fiber- exploitées à une longueur d'onde égale à 850 nm présentent des atténuations plus importantes de l'ordre de 3 dB/km. Ces valeurs d'atténuation restent toutefois faibles comparées à celles obtenues avec les câbles coaxiaux.

Nous nous intéressons aux différentes techniques de multiplexage utilisables, en transmission mixte radio sur optique, pour l'accès multiple et la gestion multi-utilisateurs. Les travaux concernent le développement des codes en émission et l'optimisation des récepteurs appropriés à la réception. En effet, dans la littérature, de nombreux travaux de recherche de ces dernières années ont montré que les récepteurs multi-utilisateurs peuvent augmenter d'une manière substantielle la capacité des systèmes CDMA. Les performances de ces systèmes dépendent des paramètres du code et varient en fonction des propriétés d'inter et d'autocorrélation des codes choisis.

Leurs performances sont évaluées en utilisant des codes optiques orthogonaux à une dimension 1D et à deux dimensions 2D et divers récepteurs mono-utilisateur (avec ou sans limiteur optique communément appelé CCR -Conventional Correlation Receiver- et CCR+HL -Hard limiter-) et des récepteurs multi-utilisateurs à annulation d'interférences série SIC –Serial Interference Cancellation- et parallèle PIC –Parallel Interference Cancellation-.

3.2.1. GENERATION DES CODES OPTIQUES ORTHOGONAUX

Il existe plusieurs codes optiques orthogonaux répartis en deux principaux groupes : Les codes bipolaires associant des états « 1 » et « -1 » et les codes unipolaires qui comportent uniquement des « 0 » et des « 1 ». Ces derniers sont, le plus souvent utilisés pour la détection en optique.

Parmi les codes 1D, deux grandes familles se dégagent à savoir les codes OOC pour Optical Orthogonal Code et les codes PC pour Prime Code.

Les codes 1D OOC–Optical Orthogonal Code

Les codes optiques orthogonaux OOC (Optical Orthogonal Codes) ont été développés en premier par Salehi en 1989 [60][61][62]. Ces codes sont généralement notés OOC (F, W, ha, hc) composés de suites unipolaires $c = \{c_j\}$ caractérisées par quatre paramètres (F, W, ha, hc) où F, est la longueur de la séquence, W est le poids du code correspondant au nombre de chips à « 1 », ha et hc sont respectivement les contraintes d'autocorrélation et d'intercorrélacion [60].

Les codes 1D PC–Prime Code

Les codes premiers PC (Prime Codes) [63][64][65][66], conçus par Cooper et Nettleton [63] en 1978 pour les communications cellulaires [63], ont été adaptés en 1983, par Shaar et Davies aux systèmes de communications optiques [64]. Les codes PC sont définis par une seule grandeur, le poids p, qui doit obligatoirement être un nombre premier. Pour p fixé, la longueur d'étalement est égale à $F = p^2$, le poids est donné par $W = p$ et le nombre d'utilisateurs est $NPC = p$. Les codes premiers sont généralement représentés sous la forme : PC (p^2, p). Contrairement aux codes OOC, la génération des codes PC ou codes premiers, s'effectue très simplement à partir du corps de Galois GF(p) d'un nombre premier p [65].

Les codes 1D EPC–Extended Prime Code

Les codes premiers étendus ou EPC sont des codes dérivés des codes PC [67]. Ils sont construits à partir des séquences premières $S_1^p(j)$ utilisées précédemment avec les codes PC. La loi de construction du code se fait de manière à augmenter la longueur du code F sans changer son poids W.

Nous notons que contrairement aux codes PC, les codes OOC généralement notés OOC (F, W, ha, hc) ont la possibilité de générer des familles de codes quelles que soient les valeurs d'autocorrélation et d'intercorrélacion désirées. De plus, le choix des paramètres F et W, du code OOC est beaucoup plus flexible que celui du code PC.

Les codes optiques à deux dimensions 2D

Plusieurs études ont été menées sur le codage 2D, nous noterons le cas des codes 2D espace-temps, espace-longueur d'onde, et temps- fréquence.

- Codage 2 D espace – temps

Plusieurs études ont considéré l'utilisation de codes en 2D en exploitant l'espace et le temps [68]. Il s'agit du même principe que la méthode temps-fréquence en remplaçant l'utilisation de plusieurs longueurs d'ondes par plusieurs fibres optiques.

Cette solution simplifie la structure d'émission puisque les données à émettre sont toutes sur la même longueur d'onde. Par contre le système est plus complexe puisqu'il

nécessite l'utilisation simultanée de W fibres optiques. De plus, l'utilisation d'une unique longueur d'onde par fibre diminue l'efficacité spectrale de la méthode.

- Codage 2 D espace – longueur d'onde

L'approche espace-longueur d'onde a également été étudiée [69]. Dans ce cas, comme il n'y a plus d'étalement temporel, les débits proposés sont nettement supérieurs à ceux des autres techniques. Cependant, l'émission des codes sur différentes fibres optiques et sur différentes longueurs d'ondes nécessite une infrastructure très complexe. De plus, chaque longueur d'onde est émise sur une fibre différente, de ce fait, l'efficacité spectrale de la méthode est faible par rapport aux potentialités des fibres optiques.

- Codage 2 D temps – fréquence (ou longueur d'onde)

Le codage en deux dimensions (2D) fonctionne de telle sorte que, chaque utilisateur émet sur plusieurs longueurs d'onde, à des instants différents spécifiques à chaque longueur d'onde. L'intérêt de ce codage en 2D est qu'il utilise l'étalement des données dans deux domaines simultanément, à la fois un étalement temporel et un étalement spectral (ou en longueur d'onde) [70]. Ce qui permet d'augmenter le nombre d'utilisateurs possible dans la famille de code, et permet également de diminuer les contraintes sur la longueur des codes (L, F), sur le nombre de codes disponibles N ainsi que sur les performances du système en termes de Taux d'Erreur Binaire (TEB) pour un nombre d'utilisateurs actifs donné. La figure 4.2 suivante présente un exemple de système 2D en temps et fréquence.

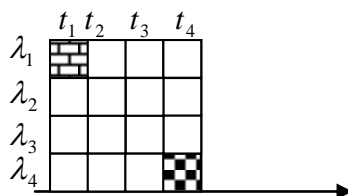


Figure 4.2 : Représentation d'un code 2D-OCDMA, temps et longueur d'ondes

Le codage en 2D permet de réduire les contraintes sur l'étalement temporel et l'étalement spectral. En effet, les différentes approches de codage en une dimension, 1D ont chacune leurs propres limitations. La technique spectrale peut être limitée par le nombre de longueurs d'onde disponible et, le codage temporel est limité par la longueur des codes d'étalement. Il peut être intéressant de combiner les avantages des deux techniques en utilisant deux degrés de liberté.

Contrairement au code spectral ou temporel, la difficulté consiste à réaliser la détection à la fois en temps et en longueur d'onde. La principale méthode utilisée est la détection des chips à « 1 » sur chaque longueur d'onde, de façon synchronisée afin de pouvoir sommer la puissance reçue sur chaque longueur d'onde. La donnée est finalement estimée en fonction de la valeur de la puissance cumulée.

Comme les codes 1D, les codes 2D sont généralement représentés par une matrice de dimension (L, F) , où L et F sont respectivement le nombre de longueurs d'ondes utilisées et le nombre de chips divisant la durée du temps bit T_b .

Dans la partie qui suit, nous étudions les familles de codes qui utilisent la technique du double étalement temporel-spectral. Une famille de code 2D dont l'étalement se fait simultanément dans les domaines temporel et spectral est caractérisée par les paramètres $(L \times F, W, h_a, h_c)$, où W est le poids des matrices de code, h_a et h_c sont les valeurs d'auto et d'intercorrélacion définies par :

$$h_a = \max_{\tau} \left(\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{F-1} c_{i*}^j c_i^{j \oplus \tau} \right) \quad (4.1)$$

$$h_c = \max_{\tau} \left(\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{F-1} c_{i*}^j d_i^{j \oplus \tau} \right) \quad (4.2)$$

avec c et d deux matrices d'une famille de code, c_i^j et $d_i^j \in [0,1]$, $i \in [0, L - 1]$, $j \in [0, F - 1]$ τ représente le décalage asynchrone entre deux codes, $\tau \in [0, F - 1]$ et \oplus est une addition modulo- F . L et F sont respectivement les longueurs fréquentielle et temporelle du code.

L'objectif est de générer des familles de codes qui permettent d'obtenir un grand nombre de séquences avec des propriétés d'autocorrélacion et d'intercorrélacion minimales ($h_a = h_c = 1$) afin de limiter l'impact de l'Interférence d'Accès Multiples - IAM [68].

Nous allons construire ces codes 2D à l'aide de code 1D OOC et de code 1D PC. Ces codes sont connus sous les noms respectifs de Multi-Wavelength OOC - MWOOC [71] et Wavelength Hopping Prime Codes - WHPC ou 2D- PC/PC [68].

Les codes MWOOC

Trois façons de construire des codes MWOOC ont été analysées [72]. Dans ce mémoire, nous décrivons une construction optimale basée sur l'utilisation des codes conventionnels 1D OOC [68]. Cette méthode permet d'avoir une cardinalité du code MWOOC réaliste. Les deux autres constructions sont basées sur la construction de la séquence de sauts de fréquence. L'une est basée sur les séquences premières et l'autre est fondée sur des codes de Reed-Solomon. Il a été démontré dans [68], que ces codes sont asymptotiquement optimaux.

La construction du code MWOOC se fait à l'aide de deux codes 1D OOC [72], l'un en étalement temporel et l'autre en étalement fréquentiel. Pour cela, nous générons deux familles de code 1D, l'une utilisée pour l'étalement spectral (longueur d'onde), OOC $(L, W, 1, 1)$ et l'autre pour l'étalement temporel OOC $(F, W, 1, 1)$ [70].

Les codes 2D OOC/OOC ou MWOOC sont des matrices de 0 et 1 avec un chip à « 1 » par longueur d'onde. Il existe deux méthodes principales pour la construction:

- ✓ le cas où $F=L$, MWOOC $((L=F) \times F, W, h_a=1, h_c = 1)$
- ✓ le cas où $F \neq L$, MWOOC $(L \times F, W=l+2, h_a=1, h_c = l)$

F étant la longueur temporelle et L la longueur spectrale.

Pour la construction nous générons un nombre N_{OOC} de séquences de codes 1D OOC décrites dans les paragraphes précédents. Les positions des chips sont données par :

$$\left[(p_{i,0} \oplus_F j, kp_{i,0}), (p_{i,1} \oplus_F j, kp_{i,1}), \dots, (p_{i,W-1} \oplus_F j, kp_{i,W-1}) \right] \quad (4.3)$$

avec : $i \in [0, N_{OOC}]$, $j \in [0, F - 1]$, $k \in [0, F - 1]$ et \oplus_F addition modulo F

De même,

$$N_{MWOOC} = N_{OOC}F^2 + N_{OOC}F = N_{OOC}F(F + 1) \quad (4.4)$$

Les détails de la construction de ces codes est donnée dans [73].

Les codes PC/PC

Les codes 2D-PC/PC sont obtenus avec l'utilisation de deux codes premiers PC (prime code). L'un utilise un saut de longueurs d'onde, l'autre un étalement temporel [68].

Les paramètres du code 2D PC/PC sont :

- ✓ La longueur du code, c'est à dire le nombre de chips, qui est $F = p^2$
- ✓ le nombre de longueurs d'onde disponibles $L = p$
- ✓ le poids du code $W = p$
- ✓ les contraintes d'autocorrélation et d'intercorrélation sont respectivement $h_a = 0$ et $h_c = 1$
- ✓ la cardinalité ou encore le nombre d'utilisateurs est $N = p(p-1)$.

Le code 2D-PC/PC peut ainsi s'écrire PC/PC ($L \times F, W, h_a, h_c$) = ($p \times p^2, p, 0, 1$).

Pour la construction des codes 2D PC/PC (longueur d'onde/ temps), si nous considérons un nombre premier $p = 5$, nous obtenons dans le tableau 4.1 les séquences premières et le code premier (détaillés dans les paragraphes précédents).

Les séquences de code sont respectivement :

$$S_0 = (0 0 0 0 0), S_1 = (0 1 2 3 4), S_2 = (0 2 4 1 3), S_3 = (0 3 1 4 2) \text{ et } S_4 = (0 4 3 2 1).$$

$$\text{Par ailleurs soit } H_1 = (0 1 2 3 4), H_2 = (0 2 4 1 3), H_3 = (0 3 1 4 2) \text{ et } H_4 = (0 4 3 2 1).$$

Si ($i = 0, 1, \dots, p-1$) est utilisé comme étalement temporel et H_i ($i = 1, \dots, p-1$) détermine le saut de longueur d'onde. Le saut de longueur d'onde obtenu pour $i=0$, n'ayant pas d'effet, ce qui fait que H_0 n'est pas considéré.

i \ j	0 1 2 3 4	Code premier correspondant à S_i
0	(S_0) 0 0 0 0 0	10000 10000 10000 10000 10000
1	(S_1) 0 1 2 3 4 (H_1)	10000 01000 00100 00010 00001
2	(S_2) 0 2 4 1 3 (H_2)	10000 00100 00001 01000 00010
3	(S_3) 0 3 1 4 2 (H_3)	10000 00010 01000 00001 00100
4	(S_4) 0 4 3 2 1 (H_4)	10000 00001 00010 00100 01000

Tableau 4.1 : Code premier obtenu pour $p=5$.

Chaque bit à « 1 » de chacun des mots de code correspond à une longueur d'onde différente pour le code premier (tableau 4.1). Le choix des longueurs d'onde est déterminé par H_i . Ainsi, pour le code 2D PC/PC (longueur d'onde/temps), les mots de code obtenus, sont présentés dans le tableau 4.2 suivant.

<i>Mots Code 2D-PC/PC (25x5, 5)</i>					
S₀H₁	λ_0 0000	λ_1 0000	λ_2 0000	λ_3 0000	λ_4 0000
S₀H₂	λ_0 0000	λ_2 0000	λ_4 0000	λ_1 0000	λ_3 0000
S₀H₃	λ_0 0000	λ_3 0000	λ_1 0000	λ_4 0000	λ_2 0000
S₀H₄	λ_0 0000	λ_4 0000	λ_3 0000	λ_2 0000	λ_1 0000
S₁H₁	λ_0 0000	0 λ_1 000	00 λ_2 00	000 λ_3 0	0000 λ_4
S₁H₂	λ_0 0000	0 λ_2 000	00 λ_4 00	000 λ_1 0	0000 λ_3
S₁H₃	λ_0 0000	0 λ_3 000	00 λ_1 00	000 λ_4 0	0000 λ_2
S₁H₄	λ_0 0000	0 λ_4 000	00 λ_3 00	000 λ_2 0	0000 λ_1
S₂H₁	λ_0 0000	00 λ_1 00	0000 λ_2	0 λ_3 000	000 λ_4 0
S₂H₂	λ_0 0000	00 λ_2 00	0000 λ_4	0 λ_1 000	000 λ_3 0
S₂H₃	λ_0 0000	00 λ_3 00	0000 λ_1	0 λ_4 000	000 λ_2 0
S₂H₄	λ_0 0000	00 λ_4 00	0000 λ_3	0 λ_2 000	000 λ_1 0
S₃H₁	λ_0 0000	000 λ_1 0	0 λ_2 000	0000 λ_3	00 λ_4 00
S₃H₂	λ_0 0000	000 λ_2 0	0 λ_4 000	0000 λ_1	00 λ_3 00
S₃H₃	λ_0 0000	000 λ_3 0	0 λ_1 000	0000 λ_4	00 λ_2 00
S₃H₄	λ_0 0000	000 λ_4 0	0 λ_3 000	0000 λ_2	00 λ_1 00
S₄H₁	λ_0 0000	0000 λ_1	000 λ_2 0	00 λ_3 00	0 λ_4 000
S₄H₂	λ_0 0000	0000 λ_2	000 λ_4 0	00 λ_1 00	0 λ_3 000
S₄H₃	λ_0 0000	0000 λ_3	000 λ_1 0	00 λ_4 00	0 λ_2 000
S₄H₄	λ_0 0000	0000 λ_4	000 λ_3 0	00 λ_2 00	0 λ_1 000

Tableau 4.2 : Code 2D-PC/PC obtenu pour $p=5$.

Dans le tableau 4.2, nous pouvons constater que deux mots codes peuvent se différencier soit par rapport au saut de longueurs d'onde ou sur le temps d'étalement.

Par exemple, les mots codes S_0H_1 et S_0H_2 ont le même temps d'étalement mais les sauts de longueurs d'onde sont différents. Par contre S_0H_1 et S_1H_1 ont les mêmes sauts de longueurs d'onde mais leur temps d'étalement est différent, comme illustré figure 4.3.

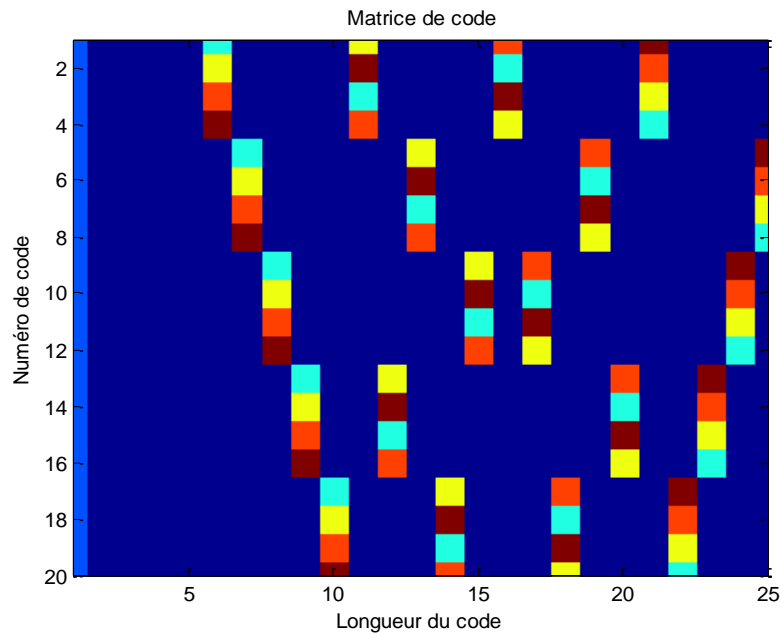


Figure 4.3 : Positions des chips du code 2D-PC/PC pour $p=5$.

Les codes optiques à trois dimensions 3D

Les codes 3D sont obtenus en ajoutant une autre dimension d'encodage à la base de codes 2D [74][75][76]. Ils sont adaptés aux systèmes OCDMA incohérents. Actuellement ces codes sont très peu développés et leur utilisation reste faible de nos jours car le système se complexifie très vite. Les codes 3D permettent d'augmenter de manière significative les potentialités de l'utilisation de la technique OCDMA. Pour ce type de code, l'étalement se fait simultanément dans trois domaines, selon l'une des combinaisons suivantes :

- ✓ spatial, spectral (ou longueur d'onde) et temporel ou
- ✓ polarisation, spectral, et temporel

En principe, le système peut augmenter la cardinalité des codes par rapport aux codes 2D, diminuer les longueurs de code et améliorer la performance du code. Ceci est prévisible car le fait d'ajouter une troisième dimension au système, permet de produire avec la technique de codage de polarisation, des codes qui supportent beaucoup plus d'utilisateurs de telle sorte que chaque code soit suffisamment orthogonal [77][78][79][80][81][82]. Toutefois, sa mise en œuvre est complexe et nécessite de contrôler de nombreux paramètres de la fibre et du dispositif. Sur la figure 4.4, un exemple de code 3D temps, longueur d'onde, polarisation [83] est présenté.

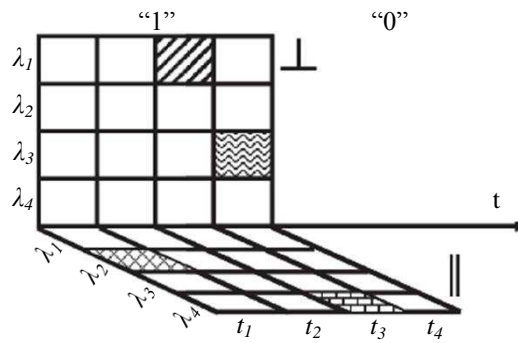


Figure 4.4 : Représentation des bits de données d'un code 3D -OCDMA : temps, longueur d'ondes et polarisation [83].

3.2.2. PARTIE RECEPTION: LES RECEPTEURS SOUS-OPTIMAUX OPTIQUES

Nous considérons comme hypothèse dans cette étude que les éléments du domaine optique sont idéaux. Le signal reçu à l'entrée du récepteur est alors uniquement composé des signaux issus de chacun des utilisateurs actifs. Nous obtenons l'expression (2.12) suivante.

$$r(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - \tau_k) \quad (4.5)$$

$r(t)$ représente le signal reçu, la somme de l'ensemble des données des N utilisateurs actifs.

$s_k(t - \tau_k)$ représente le signal émis par l'utilisateur # k .

Nous considérons le cas synchrone ($\tau_k = 0$), ceci permet d'évaluer la borne supérieure des performances du système, c'est-à-dire le pire des cas. En effet, la seule limitation dans le cas sans bruit, est l'Interférence d'Accès Multiple. Cette dernière est maximale lorsque tous les utilisateurs du réseau sont synchronisés en temps chip. En effet, lorsque les chips sont synchrones, si un utilisateur non désiré interfère avec l'utilisateur désiré, toute la puissance optique comprise dans le chip de l'utilisateur non-désiré est prise en compte dans la détection de l'utilisateur désiré. Par contre, lorsque les chips ne sont pas synchrones, seule une partie de la puissance liée aux autres utilisateurs est prise en compte dans la détection, l'interférence engendrée est inférieure à 1, donc moins importante que dans le cas synchrone.

Le signal émis par l'utilisateur # k est donné par l'expression (4.6) suivante.

$$s_k(t) = b_k(t) \cdot c_k(t) \quad (4.6)$$

$b_k(t)$ représente l'ensemble des données envoyées au cours du temps.

$c_k(t)$ représente le code de l'utilisateur désiré # k .

$$r(t) = \sum_{k=1}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \quad (4.7)$$

Les récepteurs mono-utilisateur

Un récepteur mono-utilisateur est un récepteur qui ne détecte que les données émises par l'utilisateur désiré. Dans ce cas, seule la connaissance des données de l'utilisateur désiré est nécessaire, les données des autres utilisateurs non désirés ne sont pas prises en compte. Dans cette partie, nous avons développé récepteur conventionnel par corrélation CCR, -Conventional Correlation Receiver et le récepteur CCR avec l'ajout d'un limiteur optique HL pour Hard Limiter [84][85][86].

Le récepteur conventionnel par corrélation, CCR, estime la puissance présente dans les chips à « 1 » du code pour la comparer au seuil de décision. Avec ce type de récepteur, seule la connaissance du code de l'utilisateur désiré est nécessaire. L'interférence générée par les autres utilisateurs est considérée comme du bruit et n'est pas prise en compte. Cette interférence augmente de façon significative avec le nombre d'utilisateurs actifs.

La probabilité d'erreur [58] devient :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} P(I \geq S) \quad (4.8)$$

Après développement et simplification (voir annexe A) nous obtenons au final :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \quad (4.9)$$

N est le nombre d'utilisateurs actifs.

S est le seuil de décision tel que $0 < S \leq W$.

i est le $i^{\text{ème}}$ bit de l'utilisateur.

R est la probabilité de recombinaison, c'est-à-dire la probabilité d'avoir un chip en commun entre 2 codes.

Cependant, même avec un seuil optimal $S=W$, le récepteur CCR conduit à des erreurs sur les données « 0 » envoyées. Pour améliorer ces performances, c'est-à-dire réduire le nombre d'erreurs, nous avons recours au récepteur CCR avec limiteur optique [58], CCR+HL [85][86]. La particularité de ce type de récepteur réside dans la présence d'un limiteur optique en amont du CCR.

La probabilité d'erreur issue du CCR+HL est donnée par l'expression suivante :

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{N-1-i}\right) \quad (4.10)$$

- W est le poids du code
- S est le seuil de détection
- $\left(1 - \frac{R_c}{2}\right)$ est la probabilité qu'un utilisateur n'interfère pas avec le chip de l'utilisateur désiré.
- N est le nombre d'utilisateurs actifs.

Les expressions des probabilités d'erreur du CCR et du CCR+HL tenant compte du bruit sont respectivement détaillées dans l'annexe A de ce mémoire.

Nous obtenons au final l'expression suivante de la probabilité d'erreur du CCR.

$$P_{eCCR} = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \cdot \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{S-i}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{W-S+i}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \right] \quad (4.11)$$

L'expression de la probabilité d'erreur du récepteur CCR avec limiteur optique est la suivante :

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{W-S}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^W C_W^i \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{(N-1-i) \cdot (W-i)} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S-i}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{N-m}\right) \quad (4.12)$$

où σ_n^2 représente la variance du bruit blanc gaussien AWGN.

Les récepteurs multi-utilisateurs

Ces récepteurs sont plus complexes que les récepteurs mono-utilisateur et utilisent la connaissance de codes des utilisateurs non-désirés pour estimer de façon plus fiable les données de l'utilisateur désiré. L'idée est de régénérer les interférences entre les signaux et de les soustraire du signal reçu, pour la détection de chaque utilisateur.

En effet, ce type de détection, déjà utilisé pour le CDMA hertzien a prouvé son efficacité à réduire l'impact négatif de l'interférence sur les performances [87]. En conséquence, ils permettent l'obtention de meilleures performances [85][88][89]. Il existe deux types de récepteurs, les récepteurs soustractifs non linéaires et les récepteurs soustractifs linéaires [90][91]. Les deux types de récepteurs multi-utilisateurs à annulation d'interférences, sont les récepteurs à annulation d'interférences parallèle, PIC pour Parallel Interference Cancellation receiver et les récepteurs à annulation d'interférences série, SIC pour Serial Interference Cancellation receiver.

Le principe du récepteur PIC, Parallel Interference Cancellation receiver, se fait en plusieurs étapes. Nous considérons que le système possède N utilisateurs actifs et l'utilisateur # 1 constitue l'utilisateur désiré. Le récepteur PIC a été développé au sein du laboratoire IEMN-DOAE pour les codes 1D à une dimension [90].

Le principe du récepteur à annulation d'interférences série SIC pour Serial Interference Cancellation est d'estimer les données de l'utilisateur désiré en éliminant étape par étape les interférences issues des N-1 utilisateurs non désirés. Cette technique d'annulation est facile à implémenter et très efficace afin d'éliminer les interférences [92].

Les performances du code OOC, en utilisant divers récepteurs : CCR, CCR-HL, SIC, PIC [58]

Pour les codes 1D OOC, les probabilités de recombinaison, ou encore probabilité d'avoir un chip en commun entre 2 codes, sont détaillées en annexe A de ce manuscrit. Les expressions obtenues sont les suivantes :

$$R = \frac{W^2}{F} \quad \text{et} \quad R_c = \frac{W}{F} \quad (4.13)$$

Après calculs, nous obtenons respectivement les nouvelles expressions de probabilité d'erreur des récepteurs CCR, CCR+HL et PIC suivantes :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2F}\right)^{N-1-i} \quad (4.14)$$

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \left(1 - \frac{W}{2F}\right)^{N-1-i}\right) \quad (4.15)$$

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2}\right)^N \sum_{u_1=S_1-1}^{N-1} \sum_{u_2=W-S_2+1}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2}$$

Avec
$$P_I = \frac{W^2}{F} \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1} \left(\frac{W^2}{F}\right)^{m_1} \left(1 - \frac{W^2}{F}\right)^{u_1-m_1} \quad (4.16)$$

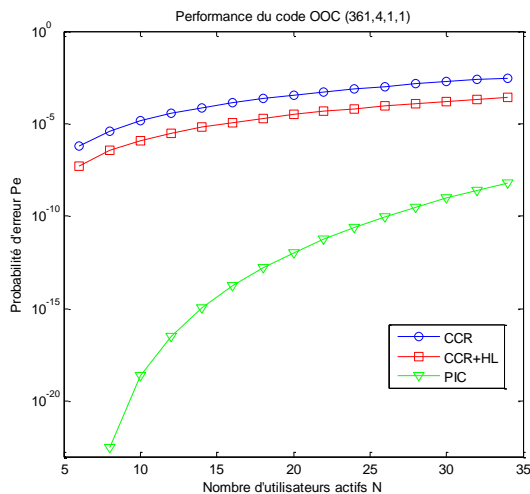


Figure 4.5 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction du nombre d'utilisateurs actifs

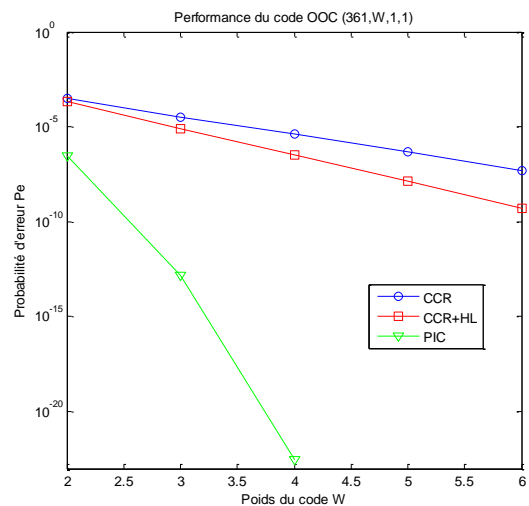


Figure 4.6 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction du poids du code.

Pour les codes 2D MWOOC ($L \times F, W, 1, 1$), nous donnons en annexe A de ce mémoire, la manière de retrouver les expressions des probabilités de recouvrement dans le cas où les codes portés par une seule longueur d'onde ne sont pas pris en compte. Nous obtenons les expressions suivantes :

$$R = \frac{W}{F} \quad \text{et} \quad R_c = \frac{1}{F} \quad (4.17)$$

Après simplifications, nous obtenons les nouvelles expressions suivantes des probabilités d'erreur des récepteurs CCR, CCR+HL et PIC respectivement :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{W}{2F}\right)^{N-1-i} \quad (4.18)$$

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1-i}\right) \quad (4.19)$$

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2}\right)^N \sum_{u_1=S_1-1}^{N-1} \sum_{u_2=W-S_2+1}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2}$$

$$\text{Avec} \quad P_I = \frac{W}{F} \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1} \left(\frac{W}{F}\right)^{m_1} \left(1 - \frac{W}{F}\right)^{u_1-m_1} \quad (4.20)$$

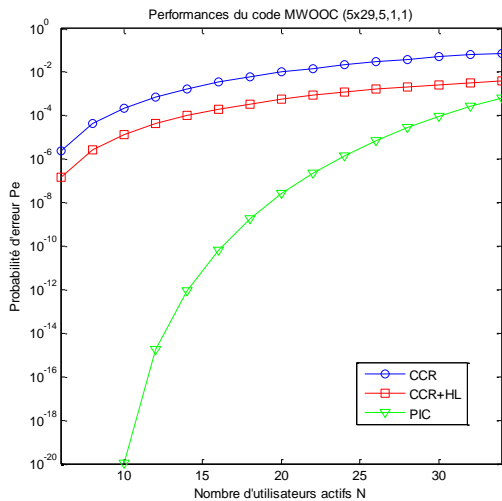


Figure 4.7 : Performances du code MWOOC en fonction du nombre d'utilisateurs avec récepteurs CCR et PIC

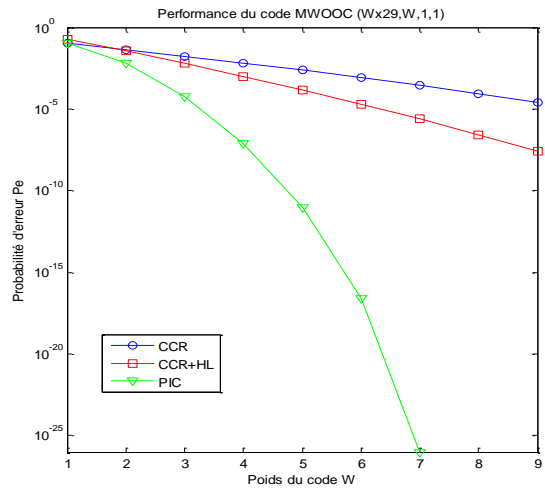


Figure 4.8 : Performances du code MWOOC en fonction du poids avec récepteurs CCR/PIC

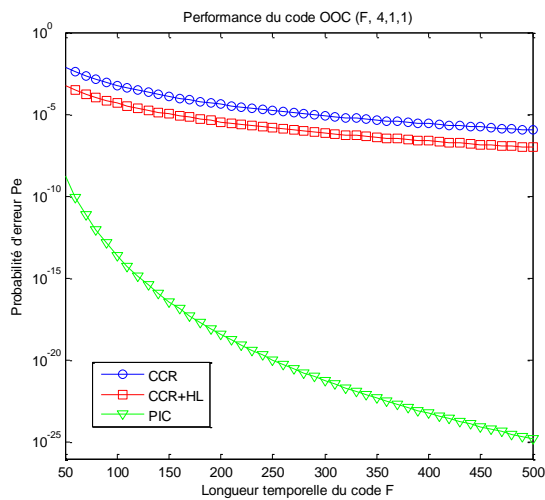


Figure 4.9 : Performances du code OOC en fonction de la longueur temporelle du code, pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC

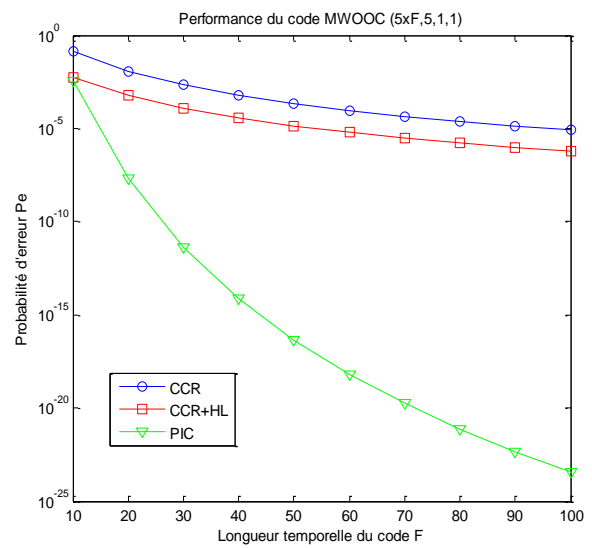


Figure 4.10 : Performances du code MWOOC en fonction de la longueur temporelle du code pour les récepteurs CCR et PIC

Afin de comparer les performances des codes 1D OOC et 2D MWOOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC, nous reprenons de mêmes conditions de simulation.

C'est-à-dire que pour un même poids de code $W=5$ et un même nombre d'utilisateurs actifs $N=15$, nous évaluons l'évolution de la probabilité d'erreur P_e en fonction de la longueur temporelle du code F variant entre 50 et 200 par pas de 30

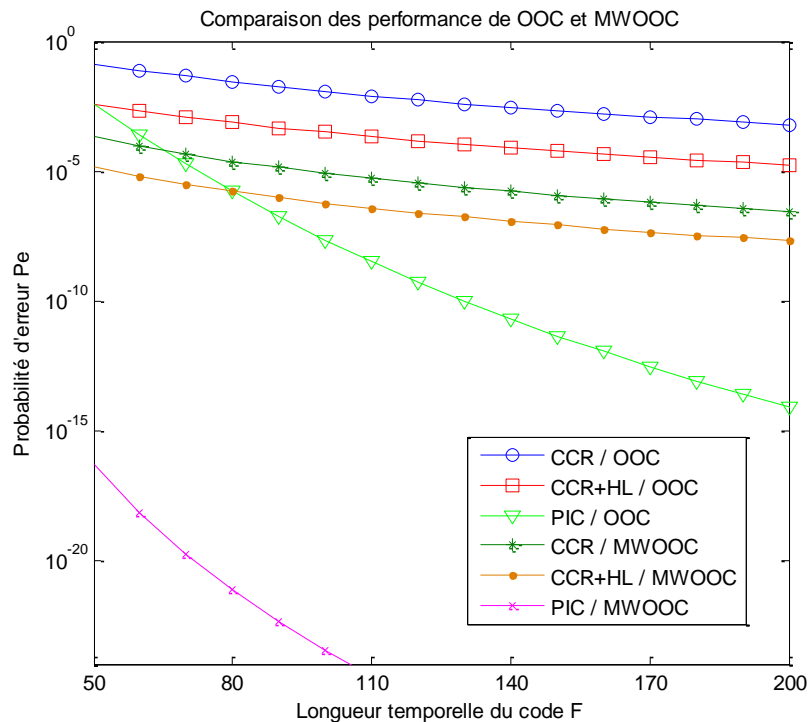


Figure 4.11 : Performances des codes OOC/MWOOC, avec récepteurs CCR/CCR+HL/ PIC

Dans les deux cas utilisant les codes 1D et 2D, les performances obtenues avec le récepteur PIC sont meilleures par rapport à celles obtenues avec les récepteurs CCR et CCR+HR. Le récepteur PIC présente en effet une meilleure annulation d'interférences, ce qui permet de diminuer au maximum les erreurs de détection

Nous étudions les performances des codes optiques orthogonaux 2D PC/PC en comparaison aux codes 1D PC.

Détermination de la probabilité d'erreur

L'évaluation des performances d'un récepteur peut se faire selon deux méthodes : la méthode gaussienne et la méthode combinatoire ou probabiliste. Nous détaillons dans les paragraphes qui suivent ces deux méthodes et établissons par la suite les expressions mathématiques correspondantes.

Méthode gaussienne

La méthode gaussienne est le plus souvent utilisée notamment dans le cas où un grand nombre d'utilisateurs actifs est considéré. En effet, lorsque le nombre d'utilisateurs actifs est important, le terme d'interférence d'accès multiple IAM prend une forme gaussienne. Ceci s'explique par le fait que pour un système de N utilisateurs actifs, l'interférence globale obtenue au niveau d'un récepteur est le résultat de la superposition des interférences provenant des $N-1$ utilisateurs non-désirés. Ces $N-1$ utilisateurs non-désirés, considérés non corrélés, ont une variance σ^2 identique.

Ainsi, l'expression de la probabilité d'erreur pour la méthode gaussienne est donnée par :

$$P_{eG} = \Phi\left(-\frac{\sqrt{SNR}}{2}\right) \quad (4.21)$$

$$\text{avec} \quad SNR = \frac{W^2}{2\sigma^2(N-1)} \quad (4.22)$$

où SNR -Signal to Noise Ratio- représente le rapport signal sur bruit.

W , le poids du code.

N , le nombre d'utilisateurs actifs.

σ^2 , la variance entre les mots code.

Et la fonction de répartition $\Phi(z)$ est donnée par l'expression suivante :

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{z}{\sqrt{2}} \right) \right) \quad (4.23)$$

L'expression de la fonction d'erreur « erf » étant la suivante :

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt \quad (4.24)$$

La probabilité d'erreur avec la méthode gaussienne devient alors :

$$P_{eG} = \Phi \left(-\frac{\sqrt{SNR}}{2} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{-\sqrt{SNR}}{2\sqrt{2}} \right) \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{SNR}}{2\sqrt{2}} \right) \right) \quad (4.25)$$

Nous obtenons l'expression finale de la probabilité d'erreur avec la méthode gaussienne qui est donnée par :

$$P_{eG} = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \frac{\sqrt{\frac{W^2}{2\sigma^2(N-1)}}}{2\sqrt{2}} \right) \quad (4.26)$$

Les variances des codes PC et PC/PC sont respectivement données par les expressions suivantes [93] :

$$\sigma_{PC}^2 = \frac{5p^2 - 2p - 4}{12p^2} \quad (4.27)$$

$$\sigma_{PC/PC}^2 = \frac{1}{2(p-1)} \left(1 - \frac{1}{2(p-1)} \right) \quad (4.28)$$

p étant le poids du code.

Après l'étude de la méthode gaussienne, nous poursuivons avec la méthode combinatoire ou probabiliste qui, comme son nom l'indique, fait intervenir les probabilités. Il s'agit dans ce cas d'une somme équiprobable d'erreurs faites sur l'envoi des données « 0 » et « 1 ».

Méthode combinatoire ou probabiliste

La méthode combinatoire a été développée dans le chapitre précédent avec la détermination des expressions de probabilité d'erreur des codes OOC et MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC. Avec les codes PC et PC/PC nous obtenons les mêmes

expressions de probabilité d'erreur, seules les expressions de probabilité de recombinaison changent selon le code considéré.

Si nous prenons l'exemple du code PC/PC, l'expression de la probabilité de recombinaison est donnée par [93] :

$$R = \frac{1}{p-1} \quad (4.29)$$

En remplaçant l'expression (3.9) dans (2.28), l'expression de la probabilité d'erreur devient alors :

$$Pe = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{1}{2(p-1)} \right)^i \left(1 - \frac{1}{2(p-1)} \right)^{N-1-i} \quad (4.30)$$

avec

S, le seuil de détection.

N, représente le nombre d'utilisateurs actifs.

i, le ième bit de l'utilisateur.

p, le poids du code, qui doit obligatoirement être un nombre premier.

Performances des codes 1D PC et 2D PC/PC

Les performances en termes de probabilité d'erreur des codes PC et PC/PC obtenues d'une part, avec les récepteurs CCR et d'autre part, avec les récepteurs PIC en utilisant les méthodes gaussienne et probabiliste.

Nous avons vu précédemment, que pour les codes 1D PC et 2D PC/PC, le poids p détermine les autres paramètres du code c'est-à-dire que tous les paramètres du code dépendent du poids. En effet pour le code PC/PC, le nombre d'utilisateurs actifs $N = p(p-1)$, la longueur temporelle du code $F = p^2$ et la longueur fréquentielle $L = p$. De même, les paramètres du code PC sont $N = p$ et $F = p^2$.

En complément de l'évaluation des performances, nous considérons dans cette étude trois valeurs de poids représentatives, $p = 17$ et $p = 31$.

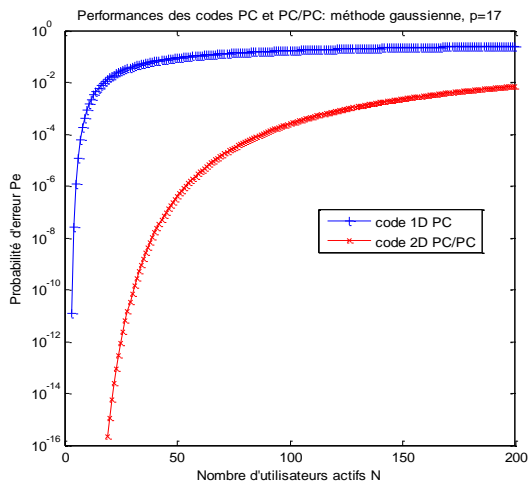


Figure 4.12 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 17, méthode gaussienne

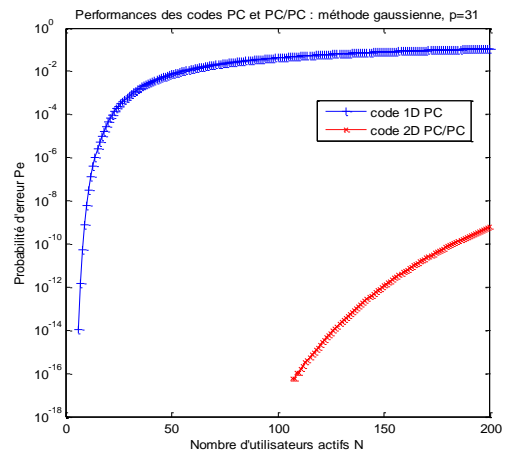


Figure 4.13 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 31, méthode gaussienne

La probabilité d'erreur augmente également avec le nombre d'utilisateurs actifs. Les performances obtenues avec un code PC/PC sont nettement meilleures que celles obtenues avec un code PC. Nous notons qu'en deçà de 100 utilisateurs actifs pour les codes PC/PC, les probabilités d'erreur sont tellement faibles qu'il est difficile de les mettre en évidence par simulation.

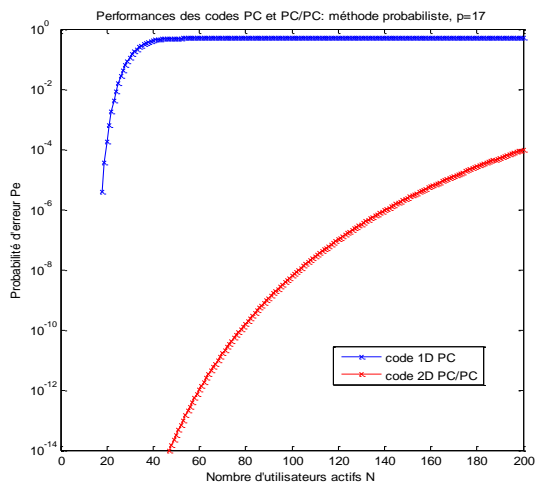


Figure 4.14 : Performances des codes PC et PC/PC, poids 17, méthode probabiliste

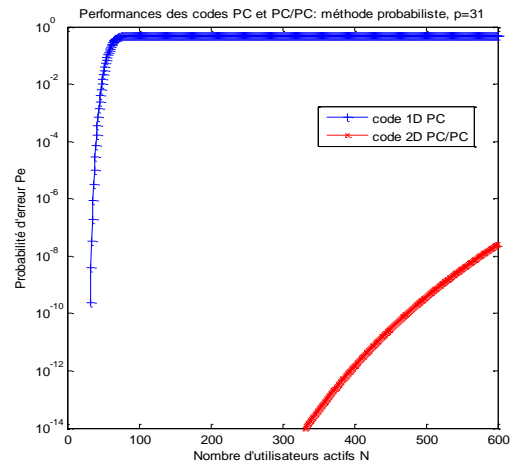


Figure 4.15 : Performances des codes PC et PC/PC, poids 31, méthode probabiliste

si nous fixons une probabilité d'erreur égale à 10^{-9} , celle-ci n'est atteinte qu'à partir de 600 utilisateurs pour le code PC/PC contre 30 utilisateurs seulement pour le code PC.

Il n'est pas possible de chiffrer par simulation les très faibles valeurs de probabilité d'erreur obtenues, en dessous de 300 utilisateurs pour le code PC/PC et 30 utilisateurs pour le code PC.

Afin de comparer les performances obtenues avec les récepteurs CCR et PIC, nous considérons les codes PC et PC/PC de poids égal à 7 et les seuils $S_1 = p$ et $S_2 = 1$.

Nous représentons l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs actifs. Les résultats obtenus sont présents sur la figure 4.16 ci-après.

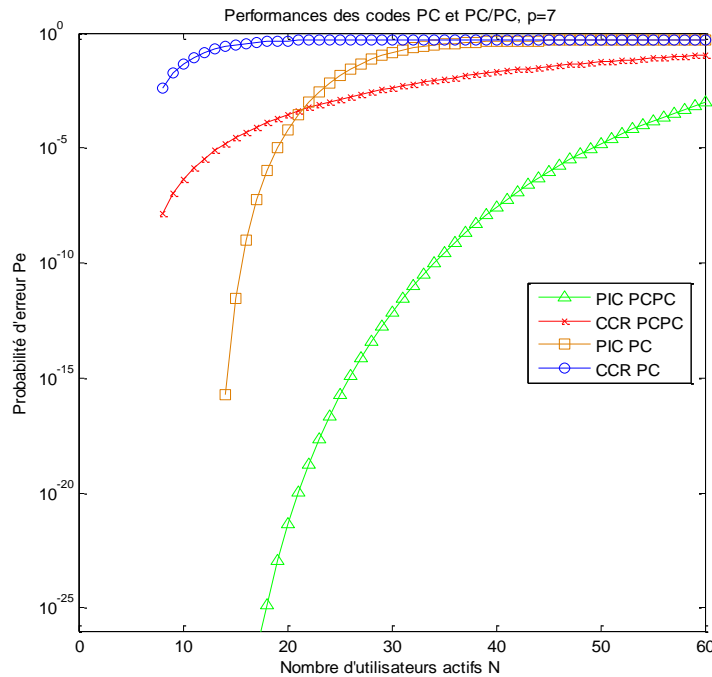


Figure 4.16 : Performances des codes PC et PC/PC obtenues avec les récepteurs CCR et PIC

Nous avons, dans ce thème, tenté de résoudre les phénomènes d'interférence d'Accès Multiple ou IAM qui sont les principales causes de dégradation des performances d'un système de réception. Nous avons étudié les récepteurs permettant de diminuer ou d'annuler ces interférences d'accès multiples. L'étude s'est limitée à l'utilisation des codes optiques à une dimension 1D sur divers récepteurs ou 2D sur un récepteur particulier PIC. Les performances obtenues ont été encourageants mais limitées, à cause du choix du nombre d'utilisateurs et de la longueur temporelle du code.

Ces travaux ont donné lieu à des publications dans des revues et à des communications dans les congrès internationaux.

3.3. THEME 3 : LES RECEPTIONS CDMA MULTIUTILISATEURS DE COMMUNICATIONS POUR LES TRANSPORTS

3.3.1. AMELIORATION DES RECEPTIONS SOUS-OPTIMALES OPTIQUES

Dans ce troisième thème, notre étude s'intéresse à l'optimisation de divers récepteurs fondés sur les signaux radio ou optiques, qui peuvent être exploités dans le domaine des transports.

Nous utilisons les codes optiques à deux dimensions 2D-PC/PC pour évaluer les performances du récepteur multi-utilisateurs à annulation d'interférences parallèle PIC modifié par l'ajout d'un facteur de compensation. Nous comparons les performances de ce nouveau système avec celles effectuées, en utilisant les codes optiques à une dimension 1D OOC, 1D PC et 2D- MWOOC. Nous verrons que l'ajout du facteur de compensation permet d'améliorer les performances du système.

Le récepteur PIC modifié : ajout du facteur de compensation

Dans le but d'améliorer encore les performances obtenues avec le récepteur PIC, nous proposons dans cette partie d'agir au niveau du récepteur en introduisant un facteur de compensation α [94][95], qui permettra de réduire de manière significative les erreurs de détection engendrées par les interférences d'accès multiples (IAM) pour une meilleure détection.

Nous présentons sur la figure 5.1, le principe du récepteur PIC modifié en introduisant un facteur de compensation α avant le processus d'estimation de l'utilisateur désiré. Puis, nous évaluons l'influence de la modification sur les performances obtenues avec les codes 2D PC/PC.

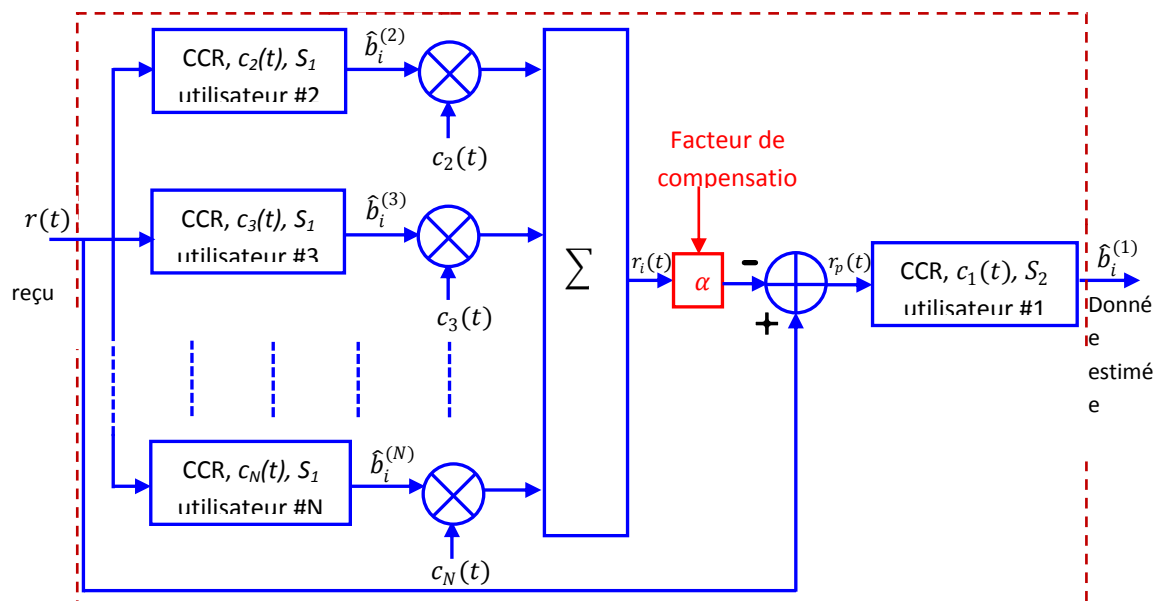


Figure 5.1 : Représentation d'un récepteur PIC modifié avec ajout d'un facteur de compensation

L'expression de $r_p(t)$ obtenue avant l'estimation de l'utilisateur désiré est alors donnée, dans ce cas par :

$$r_p(t) = r(t) - \alpha \sum_{k=2}^N \hat{b}_i^{(k)} \cdot c_k(t) \quad (5.1)$$

$$= \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_k(t) - \alpha \sum_{k=2}^N \hat{b}_i^{(k)} \cdot c_k(t)$$

$$r_p(t) = b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \cdot c_k(t) \quad (5.2)$$

L'expression de la variable décisionnelle $Z_i^{(1)}$ qui permet d'estimer les données de l'utilisateur désiré est alors donnée par :

$$\begin{aligned} Z_i^{(1)} &= \int_0^{T_b} r_p(t) c_1(t) dt \quad (5.3) \\ &= \int_0^{T_b} \left(b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) c_k(t) \right) c_1(t) dt \\ &= b_i^{(1)} \int_0^{T_b} c_1^2(t) dt + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t) c_1(t) dt \end{aligned}$$

$$Z_i^{(1)} = b_i^{(1)} W + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t) c_1(t) dt \quad (5.4)$$

Nous notons que l'expression de la variable décisionnelle s'écrit sous la forme d'une somme A+B :

- où $A = b_i^{(1)} W$ représente le signal utile, il s'agit de la contribution de l'utilisateur désiré en l'occurrence l'utilisateur # 1,

- et $B = \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t) c_1(t) dt$ représente le terme des interférences d'accès multiples (IAM) source des erreurs dans le récepteur PIC.

Nous obtenons l'expression de la moyenne suivante :

$$E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}] = E[b_i^{(1)} W] + E \left[\sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t) c_1(t) dt \right] \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}] &= b_i^{(1)} W + \frac{R}{2} (1 - \alpha W)(N - 1) - \alpha b_i^{(1)} R(N - 1) \\ &\quad - \alpha \frac{R^2}{2} (N - 1)(N - 2) \quad (5.6) \end{aligned}$$

avec $b_i^{(1)}$, bit de l'utilisateur désiré

W, poids du code

R, probabilité de recombinaison

α , facteur de compensation

N, nombre d'utilisateurs actifs

En considérant la moyenne des interférences d'accès multiples nulle c'est-à-dire $E[IAM] = 0$, nous déterminons l'expression du facteur de compensation α .

$$E[IAM] = 0 = \frac{R}{2}(1 - \alpha W)(N - 1) - \alpha b_i^{(1)}R(N - 1) - \alpha \frac{R^2}{2} (N - 1)(N - 2) \quad (5.7)$$

$$\alpha \left(\frac{R}{2}W(N - 1) + b_i^{(1)}R(N - 1) + \frac{R^2}{2} (N - 1)(N - 2) \right) = \frac{R}{2}(N - 1)$$

$$\alpha = \frac{1}{W + 2b_i^{(1)} + R(N - 2)} \quad (5.8)$$

En considérant un exemple de code PC/PC de poids égal à 7. Nous obtenons les résultats de la figure 5.2 suivante :

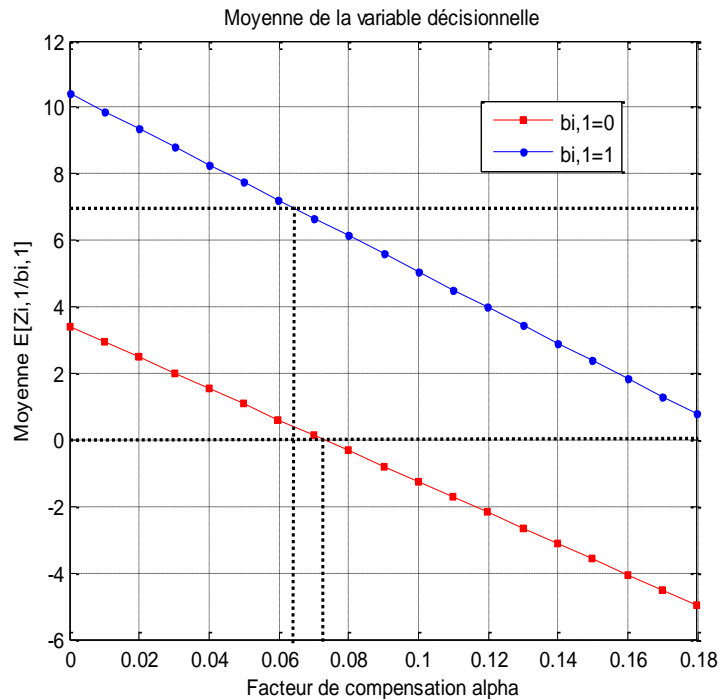


Figure 5.2 : Moyenne de la variable décisionnelle $E\left[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}\right]$ en fonction de α .

L'annulation correspond à l'intersection entre la droite issue de l'expression de la moyenne de la variable décisionnelle et la droite horizontale de moyenne

$$E\left[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}\right] = W = 7, \text{ le poids du code pour une donnée « 1 » envoyée}$$

$$\text{et } E\left[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}\right] = 0 \text{ pour une donnée « 0 » envoyée.}$$

Afin d'évaluer les performances du PIC compensé, nous étudions l'évolution de l'écart type, racine carrée de la variance, en fonction du facteur de compensation pour différentes données envoyées « 0 » ou « 1 ».

Pour cela nous commençons par déterminer l'expression de la variance de la variable décisionnelle développée [90]. Nous obtenons l'expression suivante :

$$V\left[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}\right] = h_1(1 - \alpha W)^2 + \alpha^2 h_{2,i} - \alpha(1 - \alpha W)h_{3,i} + \sigma_n^2 (1 - 2\alpha h_4 + \alpha^2 h_4(1 + h_5)) \quad (5.9)$$

Où

$$h_5 = R(N - 2)$$

$$h_4 = R + h_5$$

$$h_{3,i} = (1 - R) \left(b_i^{(1)} h_4 + \frac{h_4 h_5}{2} \right)$$

$$h_{2,i} = (1 - R) \left(b_i^{(1)2} h_4 + b_i^{(1)} h_4 h_5 + \frac{h_4 h_5}{2} (1 + R) \right) + \frac{h_4 h_5^2}{4}$$

$$h_1 = \frac{1}{2} h_4 \left(1 - \frac{R}{2} \right)$$

avec α , facteur de compensation

σ_n^2 , variance du bruit blanc gaussien

$b_i^{(1)}$, donnée de l'utilisateur désiré

W , poids du code

R , probabilité de recombinaison

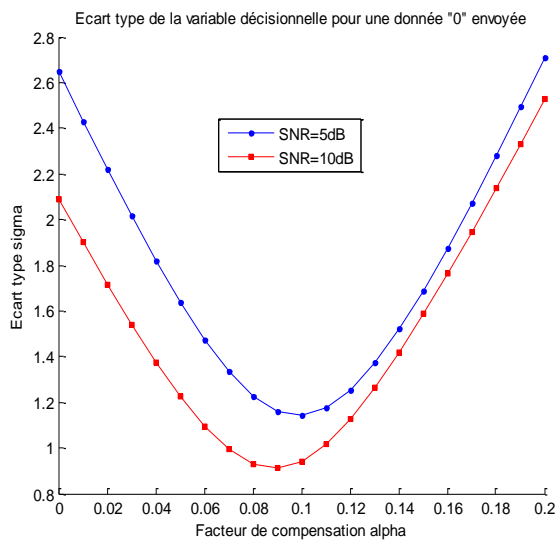


Figure 5.3 : Ecart type de la variable décisionnelle pour une donnée « 0 » envoyée

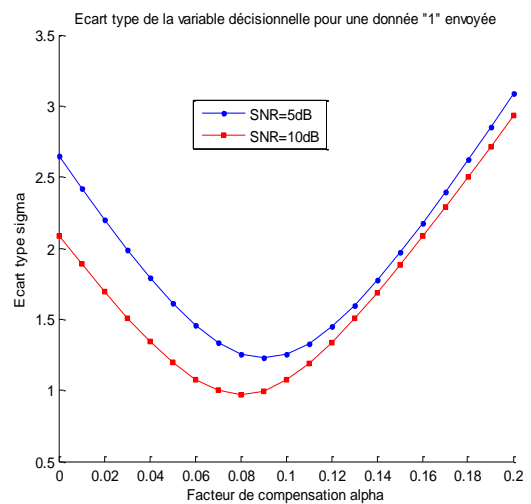


Figure 5.4 : Ecart type de la variable décisionnelle pour une donnée « 1 » envoyée

Les résultats obtenus mettent en évidence un couple facteur de compensation optimal associé à un seuil optimal.

Le facteur de compensation optimal est $\alpha_{opt} = 0.08$ et le seuil correspondant est environ $S_{opt} = 2.5$. Le couple (α_{opt}, S_{opt}) permet d'obtenir la probabilité d'erreur la plus faible.

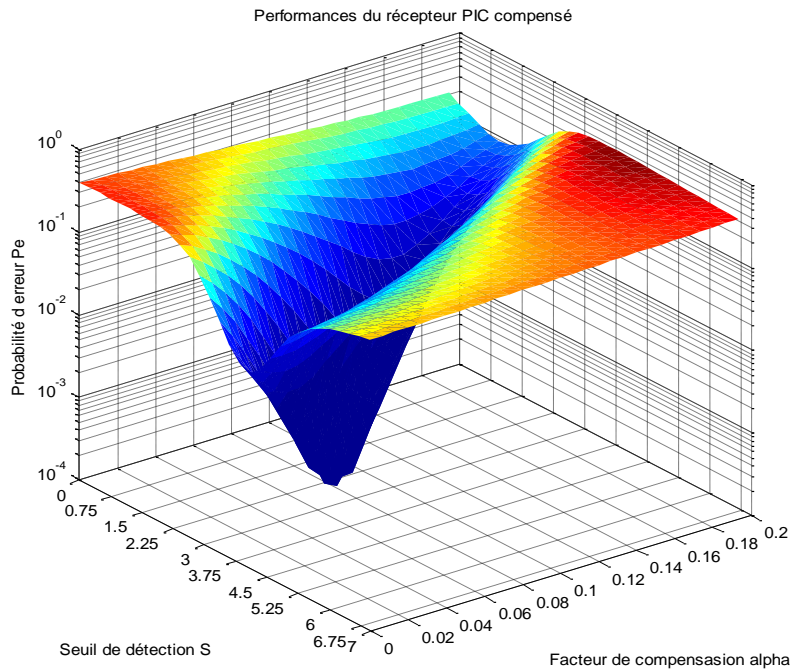


Figure 5.5 : représentation en 3D des performances du récepteur PIC compensé en fonction du seuil de détection et du facteur de compensation α .

Les Performances des codes 2D PC/PC

Les performances des codes 2D PC/PC obtenues avec les récepteurs PIC modifiés par l'ajout du facteur de compensation sont évaluées. Pour ce faire, nous étudions l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du SNR ainsi que les paramètres du code.

Etant donné que tous les paramètres des codes PC/PC dépendent du poids de celui-ci, il suffit d'étudier l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction d'un des paramètres du code pour pouvoir déduire la tendance avec les autres paramètres. Ainsi, pour étudier l'influence du bruit sur les performances du système, nous évaluons l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du SNR sur les récepteurs CCR, PIC classique et compensé.

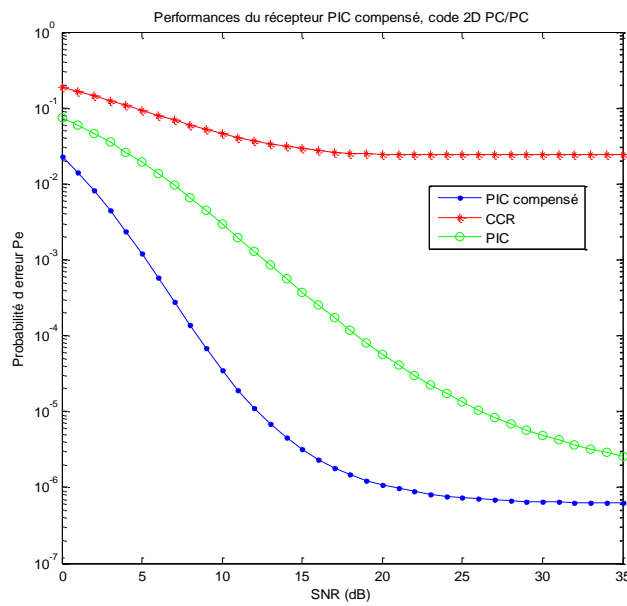


Figure 5.6 : Performances des récepteurs CCR, PIC classique/PIC compensé, fonction du SNR.

Pour étudier l'influence des paramètres du code sur les performances du récepteur PIC compensé, nous évaluons l'évolution de la probabilité d'erreur pour différentes valeurs de poids. Nous considérons, à titre d'exemple, trois valeurs de poids distinctes : $p=3$, $p=7$ et $p=13$ pour lesquelles les performances obtenues sont illustrées figure 5.7.

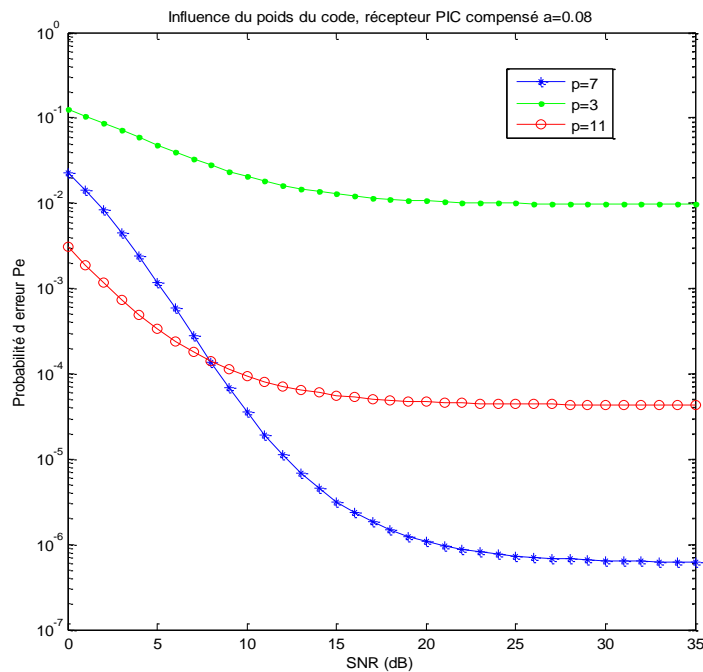


Figure 5.7 : Influence du poids du code PC/PC sur les performances du récepteur PIC compensé

Le tableau 5.1 donne une synthèse des résultats obtenus, en considérant différents utilisateurs.

Nombre d'utilisateurs actifs N	PIC classique	PIC compensé
60	$1 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-5}$
50	$1,8 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^{-6}$
40	$3 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-9}$
30	$6,3 \cdot 10^{-7}$	$5,1 \cdot 10^{-8}$

Tableau 5.1 : Comparaison des performances des récepteurs PIC classique et compensé.

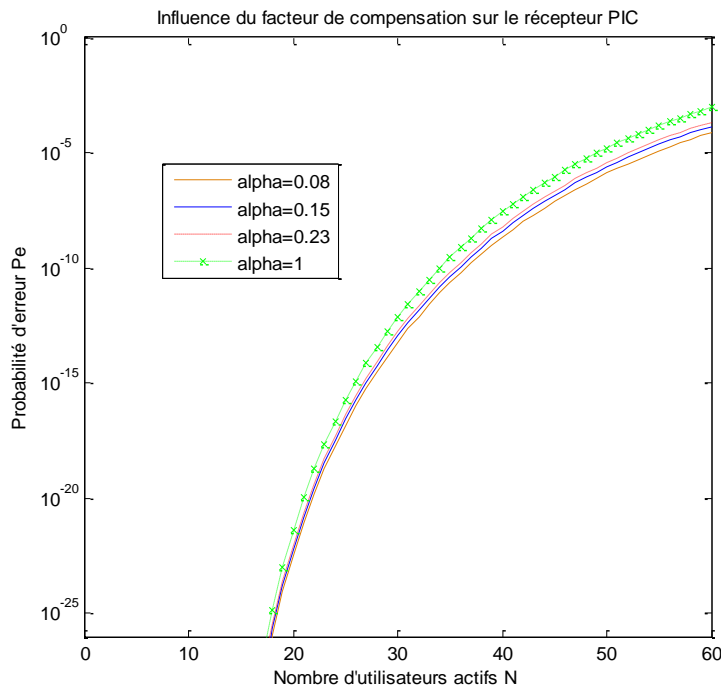


Figure 5.8 : Influence du facteur de compensation sur les performances du récepteur PIC compensé.

Conclusion

L'étude des performances menée à travers les simulations a montré un gain appréciable en termes de probabilité d'erreur par rapport au récepteur PIC classique. Nous retenons au final l'obtention de performances intéressantes des codes 2D PC/PC.

La contribution majeure dans cette partie est d'avoir proposé une structure permettant d'améliorer les performances des codes 2D PC/PC obtenues avec les récepteurs à annulation d'interférences parallèle PIC.

Perspectives

Afin de prétendre à de meilleures performances, nous proposons l'ajout d'un degré de liberté supplémentaire, la polarisation, avec l'utilisation des codes à trois dimensions 3D. L'utilisation des codes à trois dimensions 3D (temps, fréquence, polarisation) serait de nature à poursuivre la diminution de la probabilité de recouvrement entre les chips du code de l'utilisateur désiré et ceux des utilisateurs non désirés. Ceci diminuerait fortement la probabilité d'erreur de détection, donc améliorerait la performance en réception.

3.3.2. RECEPTEURS ASSOCIES AU RADAR ULB

Etant donné la rareté des études traitant des radars ULB, des récepteurs ULB en général et des récepteurs à corrélation en particulier, en termes de probabilité de détection, probabilité de fausse alarme ainsi que les réseaux COR (Caractéristiques opérationnelles des récepteurs), les développements des récepteurs radar ULB de ce chapitre font l'originalité de nos travaux, effectués dans le cadre de la thèse de Mlle Laila Sakkila. Nous déterminerons les probabilités de détection et de fausse alarme afin de discuter du choix du seuil de détection à partir duquel on décide ou non de la présence d'une cible. Puis nous tracerons les Caractéristiques Opérationnelles du Récepteur COR. À partir de ces résultats, nous procéderons au choix du seuil qui correspond à une « mauvaise » fausse alarme et à une bonne détection.

Les outils Statistiques d'Ordres Supérieurs seront introduits et les différents algorithmes les utilisant seront présentés et testés afin d'améliorer la détection et l'automatisation de notre système. Nous proposerons une solution pour répondre à la problématique de reconnaissance d'obstacles.

Les différents récepteurs ULB

Dans le cas des signaux ULB, l'impact des trajets multiples devient très faible, grâce à la durée très brève des impulsions ULB. En effet, le trajet direct arrive bien avant que la somme avec les autres trajets ne soit effectuée, ce qui limite l'interférence entre les différentes versions retardées du signal. Donc, les évanouissements de puissance sont moins importants. Différentes techniques de réception peuvent être appliquées, comme l'égalisation de canal, le récepteur RAKE ou tout simplement un filtre adapté. Le récepteur optimal est celui qui fournit les meilleures performances vis-à-vis de la probabilité d'erreur, sous certaines conditions. Pour la réception ULB, on peut distinguer deux grandes catégories de récepteurs utilisés dans l'ULB : les récepteurs non cohérents et les récepteurs cohérents.

Pour la réception non cohérente, plusieurs architectures de récepteurs existent. Ils sont tous basés sur une détection différentielle comportant des intégrateurs. Cette méthode de réception est la moins complexe, en effet cette solution permet de s'affranchir de la phase corrélation, le récepteur utilise uniquement des filtres. Les traitements mis en place varient et ouvrent la voie à des applications différentes, principalement la localisation par mesure du temps du vol du trajet direct.

La réception cohérente se fonde sur le principe de la reconnaissance du retard du signal à l'aide d'une corrélation avec un signal de référence qui permet d'obtenir de bonnes performances, mais dont la complexité est un inconvénient majeur. Parmi ceux-ci, on peut citer, le récepteur Rake et le récepteur à corrélation qui correspond au filtre adapté. Généralement, un système ULB impulsionnel utilise des récepteurs Rake pour combiner l'énergie de différentes composantes de trajets multiples. On peut distinguer trois types de récepteur Rake (ARake, SRake et PRake), Un récepteur ARake combinant tous les trajets du signal est difficile à mettre en pratique puisqu'un signal ULB est caractérisé par une très large bande et un nombre habituellement très grand de trajets multiples. Cependant, une application faisable peut être obtenue par un récepteur Rake sélectif (SRake), qui combine par sélection les composantes de trajets multiples les plus puissantes. Le filtre adapté optimise le rapport entre le signal et le bruit pour la détection du signal déterministe en présence d'un bruit blanc gaussien additif et en

l'absence d'interférences d'accès multiples. Il est le plus attractif au point de vue implémentation, mais ses performances sont limitées dans un contexte multi utilisateurs.

Nous détaillerons l'étude théorique qui permet d'évaluer les performances du récepteur ULB à corrélation en termes de probabilité de détection et de fausse alarme. Puis une étude des courbes donnant les caractéristiques opérationnelles (réseau COR) d'un récepteur à seuil, basé sur la corrélation et destiné à un système radar ultra-large bande (ULB) sera présentée.

Théorie de détection en ULB (P_D -Probabilité de détection - P_{FA} -Probabilité de fausse alarme)

Le modèle du signal reçu $r(t)$ est celui d'un bruit blanc gaussien $n(t)$ ajouté au signal (si celui-ci est présent à l'entrée du récepteur, hypothèse I) et seul dans le cas contraire (hypothèse II) :

$$r(t) = \begin{cases} s(t) + n(t) & \text{pour hypothèse I} \\ n(t) & \text{pour hypothèse II} \end{cases} \quad (6.1)$$

Le bruit est de moyenne nulle et de variance σ^2 . Le rapport signal sur bruit RSB est donné par :

$$RSB(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{E_s}{\sigma^2} \right) \quad (6.2)$$

Ceci implique donc :

$$\sigma = 10^{-RSB/20} \sqrt{E_s} \quad (6.3)$$

L'énergie E_s du signal, en sortie du filtre adapté, peut être normalisée à l'unité afin de simplifier les expressions dans ce qui suit :

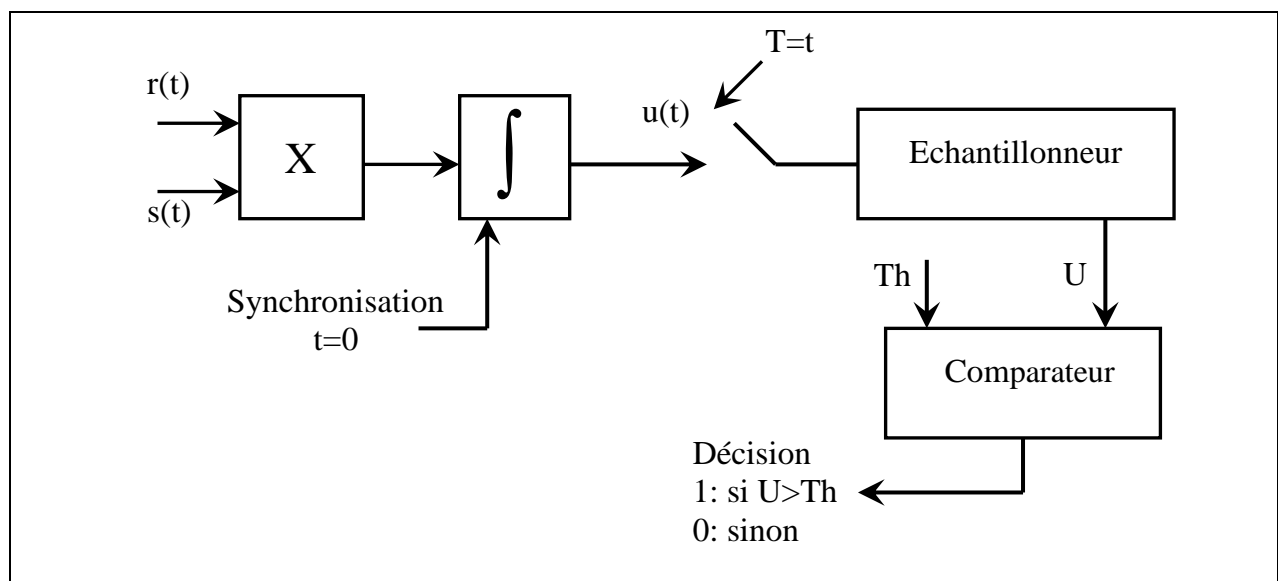


Figure 6.1: Implémentation du corrélateur à seuil

Le corrélateur est implémenté à l'aide d'un multiplicateur, d'un intégrateur, d'un échantillonneur et d'un comparateur (voir figure 6.1) On multiplie tout d'abord le signal reçu $r(t)$ par le signal attendu $s(t)$, le produit étant appliqué à l'entrée de l'intégrateur, dont la sortie est alors :

$$u(t) = \int_{t_1=0}^t r(t_1)s(t_1) dt_1 \quad (6.4)$$

Notons que ceci implique implicitement la synchronisation du récepteur au début de l'impulsion si elle est présente ($t = 0$).

L'échantillonneur numérise alors la sortie de l'intégrateur en fin d'impulsion ($t = T$), pour fournir :

$$U = u(T) = \int_{t_1=0}^T r(t_1)s(t_1) dt_1 \quad (6.5)$$

Expression dans laquelle on reconnaît l'inter-corrélation à retard nul ($\tau = 0$) de $r(t)$ et $s(t)$. Si une erreur de synchronisation se produit, on obtient en fait l'inter-corrélation à retard non nul $c(\tau)$ ($\tau \neq 0$) de $r(t)$ et $s(t)$.

Enfin, le comparateur permet la comparaison de U avec un seuil Th : si $U > Th$, on décide que le signal attendu est bien présent à l'entrée du récepteur et qu'il est absent dans le cas contraire. Ce seuil peut être ajusté à volonté et peut prendre une valeur aussi bien positive que nul ou négative.

P_D - Probabilité de détection

Supposons l'hypothèse I vraie. Le signal additionné de bruit est présent à l'entrée du récepteur. Si nous admettons la présence d'une erreur de synchronisation (τ), il vient alors :

$$U = \int_{t_1=0}^T s(t_1)s(t_1 + \tau) dt_1 + \int_{t_1=0}^T s(t_1)n(t_1 + \tau) dt_1 \quad (6.6)$$

Le premier terme est égal à l'auto-corrélation du signal $c(\tau)$ qui est maximale pour $\tau=0$

(et égale à l'unité selon l'hypothèse précédemment effectuée $Es = \int s^2(t)dt_1 = 1$). Cette

auto-corrélation peut prendre des valeurs négatives. Le second est un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 . U est donc un bruit blanc gaussien, de moyenne $c(\tau)$ et de variance σ^2 , et donc de densité de probabilité :

$$p_{U(x)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{[x - c(\tau)]^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6.7)$$

La probabilité de détection P_D est celle pour laquelle $U > Th$: le signal est présent et la décision prise par le récepteur est bien en faveur de la présence du signal. Ceci s'écrit :

$$P_D = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{Th}^{+\infty} \exp\left(-\frac{[x - c(\tau)]^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad (6.8)$$

En utilisant la fonction :

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-t^2) dt \quad (6.9)$$

et en posant

$$t = \frac{[x - c(\tau)]}{(\sigma\sqrt{2})} \quad (6.10)$$

il vient :

$$P_D = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Th - c(\tau)}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (6.11)$$

P_{FA} - Probabilité de fausse alarme

Supposons l'hypothèse H vraie. Seul le bruit est présent à l'entrée du récepteur. Si nous admettons la présence d'une erreur de synchronisation (τ), Il vient alors :

$$U = \int_{t_1=0}^T s(t_1)n(t_1 + \tau) dt_1 \quad (6.12)$$

Il s'agit d'un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 , donc de densité de probabilité :

$$p_U(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6.13)$$

La probabilité de fausse alarme P_{FA} est celle pour laquelle le signal est absent mais la décision prise par le récepteur est cependant en faveur de la présence du signal. Ceci s'écrit :

$$P_{FA} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{Th}^{+\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad (6.14)$$

En utilisant de nouveau la fonction $\text{erfc}(x)$ et en posant $t = x/(\sigma/\sqrt{2})$, il vient :

$$P_{FA} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Th}{\sigma\sqrt{2}} \right) \quad (6.15)$$

L'outil essentiel de la théorie de la détection en radar est la fonction d'ambiguïté [96]. Cette fonction caractérise les propriétés du signal comme instrument de mesure. Après émission d'un signal connu et la réception d'un écho, la fonction d'ambiguïté mesure la ressemblance de ce signal avec ses translatées en temps et en fréquence. C'est essentiellement une mesure de corrélation en fonction d'un retard et d'un décalage fréquentiel. Le radar présenté dans ces travaux est un radar utilisant des signaux ULB. Ces signaux ULB, n'ayant pas de fréquence porteuse, ne nécessite pas d'étude de la fonction d'ambiguïté.

Les caractéristiques opérationnelles d'un récepteur (Réseau COR)

Les courbes COR représentent la probabilité de détection PD en fonction de la probabilité de fausse alarme PFA. Les paramètres contrôlant les courbes sont le rapport signal sur bruit RSB (ou l'écart-type σ), l'erreur de synchronisation τ et la position du seuil Th .

Classiquement une courbe est obtenue pour τ et Th fixés, en faisant varier σ . Le réseau des courbes est ensuite obtenu en faisant varier Th (et plusieurs réseaux en faisant enfin varier τ).

En fait, toutes les représentations possibles peuvent être explorées en faisant d'abord varier l'un des trois paramètres, les deux autres étant fixes (courbe), puis un second paramètre en ne maintenant plus que le troisième fixe (réseau), et enfin en faisant varier aussi ce dernier (ensemble de réseaux).

Les courbes COR de référence ont été établies à l'aide du logiciel Matlab.

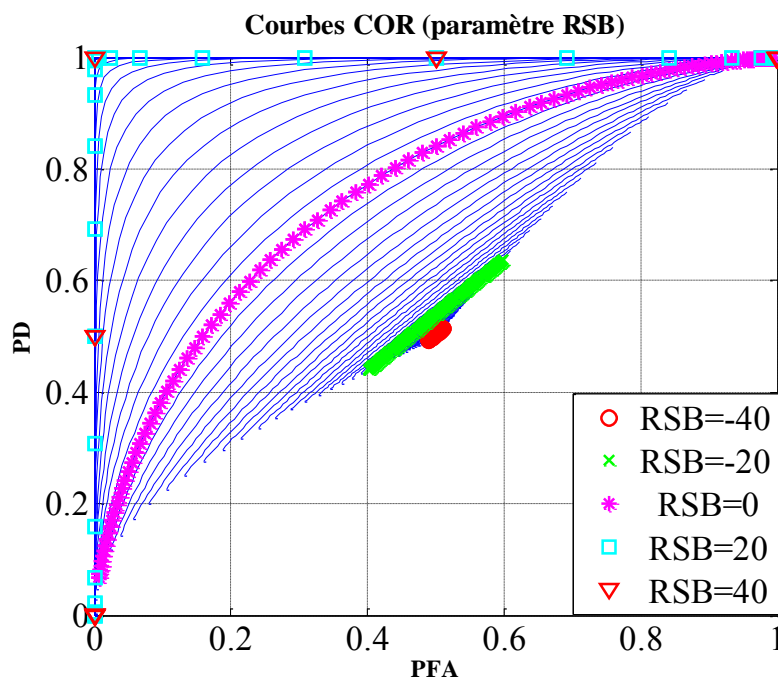


Figure 6.2: Courbes COR pour $c(\tau) = 1$ – Paramètre RSB- Rapport Signal à Bruit.

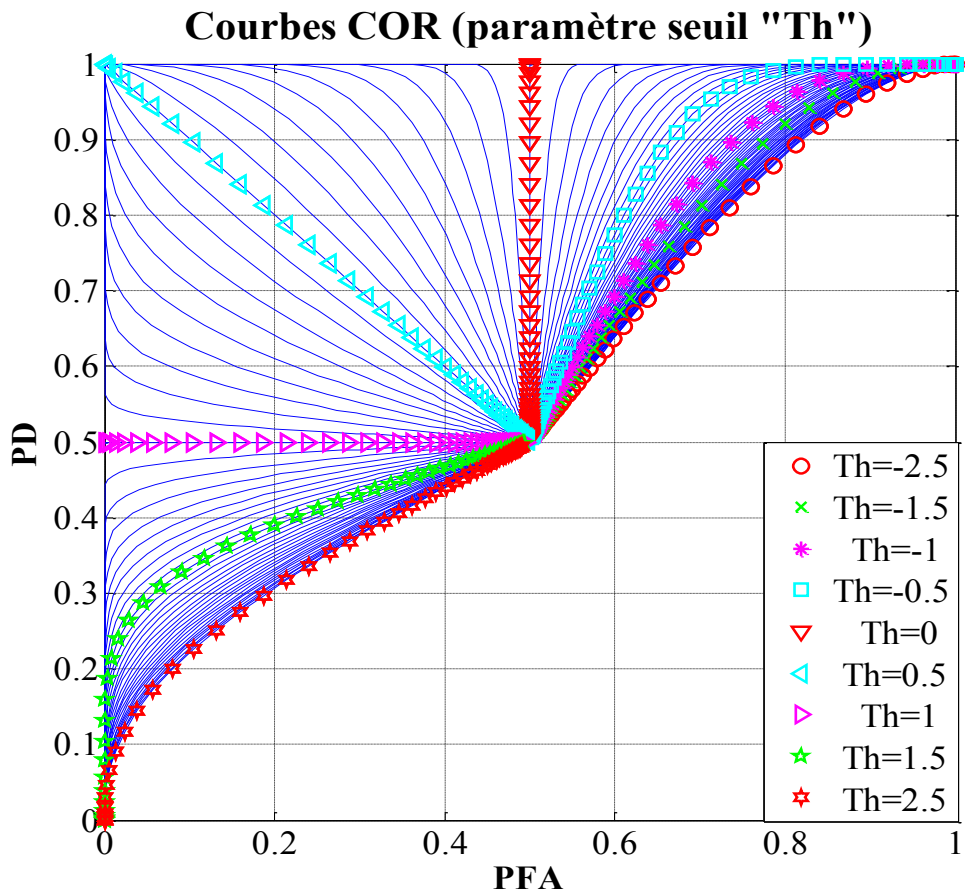


Figure 6.3: Courbes COR pour $c(\tau) = 1$ – Paramètre seuil Th.

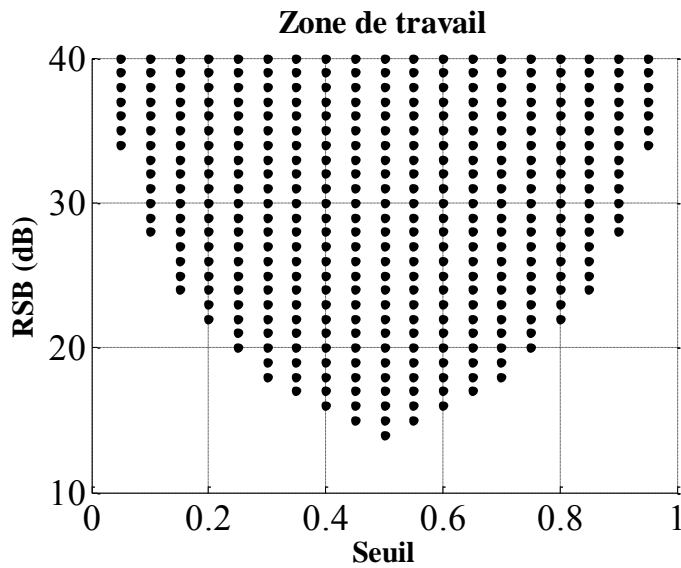


Figure 6.4: Région exploitable pour $P_D > 99\%$ et $P_{FA} < 1\%$.

Afin d'améliorer les performances de détection du système radar proposé dans ces travaux, une étude de nouveaux algorithmes d'estimation du retard a été menée. Les algorithmes visés sont basés sur les Statistiques d'Ordres Supérieurs (SOS) (en anglais Higher Order Statistics : HOS) qui sont présentées en **annexe B** de ce mémoire. Ceci est motivé par le fait que les SOS (Ordres supérieurs ou égaux à 3) ont la capacité de supprimer le bruit gaussien reçu attaché au signal utile. En effet, l'utilisation des cumulants d'ordres supérieurs à 2 supprime le bruit gaussien et garde le signal utile ce qui améliore la détection. Nous nous limitons aux ordres 3 et 4.



Figure 6.5: Mesures sur une glissière d'autoroute

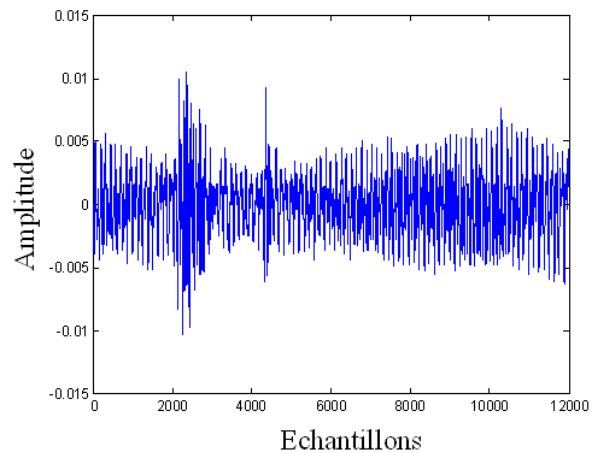


Figure 6.6 : Echo reçu de la glissière d'autoroute placée à 2,70 m

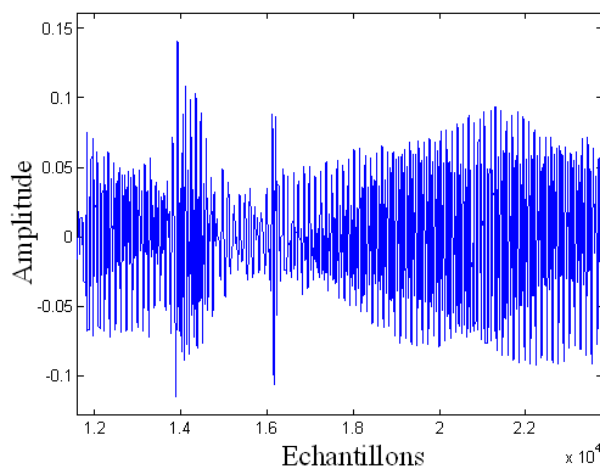


Figure 6.7 : Signal corrélé dans le cas de la glissière

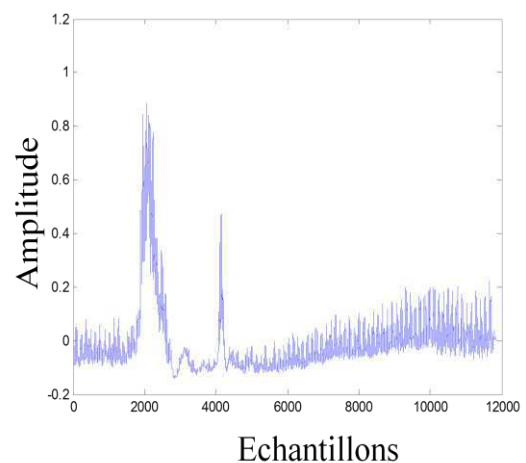


Figure 6.8 : Algorithme « Tugnait » d'ordre 4, glissière d'autoroute placée à 2,70 m

Dans les cas de la combinaison de plusieurs obstacles : une voiture placée à 5 m, une plaque métallique à 3 m et un piéton situé à 1,70 m. Le signal reçu est montré sur la figure 6.10 suivante.



Figure 6.9 : quelques configurations de mesures expérimentales

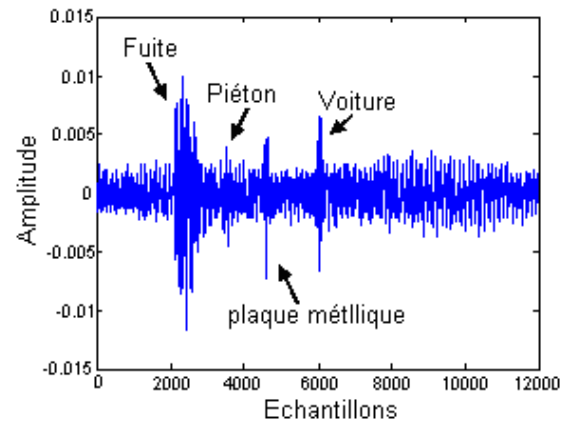


Figure 6.10: Corrélation du signal reçu de plusieurs obstacles

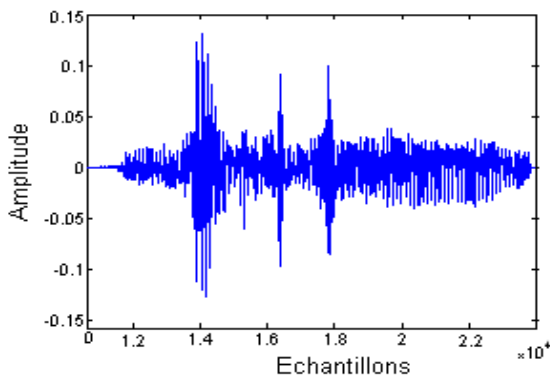


Figure 6.11 : Résultat de corrélation dans le cas de plusieurs cibles

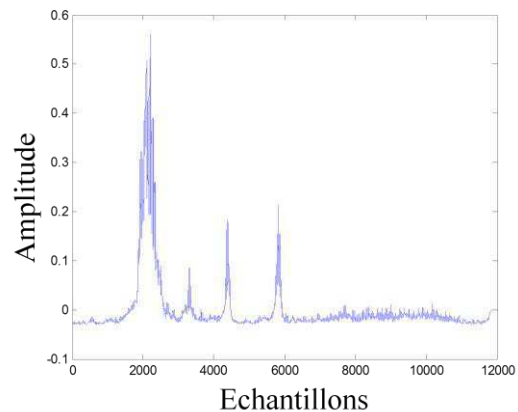


Figure 6.12 : Algorithme « Tugnait » d'ordre 4 dans le cas de plusieurs cibles

D'après ces résultats et ces comparaisons entre les résultats de corrélations et ceux des statistiques d'ordre supérieurs appliqués sur les mêmes signaux, on remarque une nette amélioration de détection sans pour autant dégrader la précision de calcul de distance.

3.3.3. NOUVELLES APPROCHES DES RECEPTEURS MUTI-UTILISATEURS POUR UN SYSTEME ULB

Ce thème a fait l'objet des travaux de recherche post-doctoraux de M. Anicet Okassa M'Foubat, que j'ai co-encadré avec ma collègue Fouzia Boukour. Nous présentons quelques résultats obtenus avec un récepteur Conventionnel à corrélation modifiée CCR et un récepteur RAKE pour des applications MISO –Multiple Input Single Output-en utilisant les signaux Ultra Large Bande.

Nous considérons une communication multiutilisateur telle que chaque utilisateur est associé à un ordre de la fonction Modifiée de Gegenbauer FMG.

Le récepteur à corrélation consiste à utiliser un filtre adapté avec une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur. On suppose que les FMG sont parfaitement orthogonales et que les bits envoyés sont équiprobables.

Des simulations ont été effectuées et les résultats obtenus sont présentés figure 7.1 où l'impact de FMG sur le Taux d'erreur Binaire est présenté.

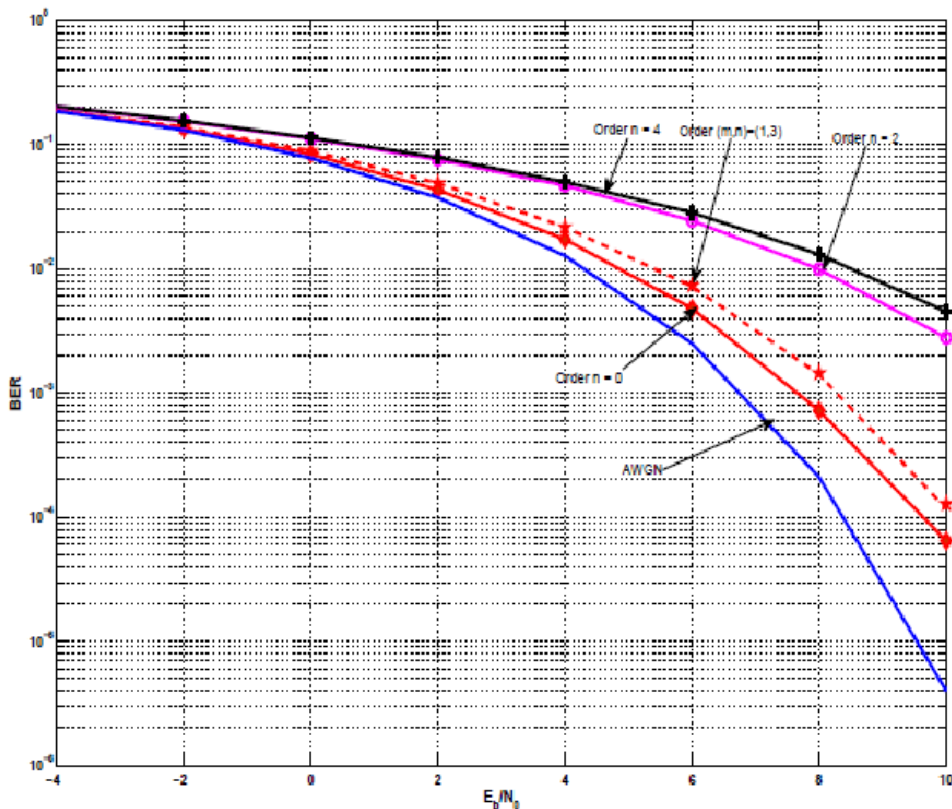


Figure 7.1 : Performances en termes de BER pour 5 utilisateurs actifs utilisant les fonctions de Gegenbauer modifiées d'ordre 0, 1, 2, 3, 4.

Nous remarquons que les performances se dégradent pour les utilisateurs associés aux ordres élevés de FMG. Ceci à cause des interférences engendrées du fait du manque d'orthogonalité parfaite entre certains ordres. Ainsi, dans la démarche, nous concluons à la nécessité de privilégier les ordres FMG faibles pour les associations à des fins de communication. Pour améliorer les performances, un décodeur conventionnel à corrélation a été proposé, par application d'un filtre adapté modifié.

Etant difficile de synchroniser les émetteurs de plusieurs utilisateurs indépendants entre eux, nous avons étudié le cas asynchrone pour lequel un retard aléatoire est ajouté à chaque utilisateur. Ce problème se traduit par un décalage temporel au niveau du corrélateur entre l'impulsion de référence de l'utilisateur désiré et celle des autres utilisateurs.

Pour l'analyse des résultats, nous étudions le cas des triplets en les associant selon diverses combinaisons : 3 parmi 5.

NB: **dans le cas synchrone** où les retards sont identiques, pour un facteur d'échantillonnage $F= 10$, les valeurs théoriques du terme d'interférence $E[I_k^{(i)}]^2$ et de la détection des données $E[d_{\text{mod}}]^2$ sont identiques aux valeurs numériques.

Dans le cas asynchrone, en fixant les retards t_0 , t_1 et t_2 assignés à chaque utilisateur, nous présentons dans le tableau 7.1 les résultats de l'étude comparative des valeurs d'interférence et de détection des combinaisons réalisées en utilisant 3 parmi 5.

Triplet des formes d'ondes	$E[I_k^{(i)}]^2_{\text{max}}$	$E[d_{\text{mod}}]^2_{\text{max}}$
(0,1,2)	0.47	7.71
(0,1,3)	0.44	11.13
(0,1,4)	0.43	10.21
(0,2,3)	0.09	1.77
(0,2,4)	0.07	1.34
(0,3,4)	0.05	1.28
(1,2,3)	0.55	6
(1,2,4)	0.46	7.97
(1,3,4)	0.27	2.34
(2,3,4)	0.58	4.52

Tableau 7.1 : Valeurs d'interférences et détections maximales obtenus pour les différents triplets, avec un facteur d'échantillonnage $F= 10$.

On remarque que les meilleures performances sont obtenues pour la combinaison (0, 3, 4) et la moins bonne est obtenue avec la combinaison (0, 1, 3).

Le récepteur modifié proposé, améliore considérablement les performances sans pour autant privilégier la manière d'associer les différentes formes d'ondes aux utilisateurs.

Nous nous sommes intéressés enfin, aux récepteurs RAKE mono utilisateur que nous avons tenté d'adapter à un système multiutilisateur ULB. Dans notre approche, pour un système bas coût, nous proposons un récepteur Rake multiutilisateurs basé sur la représentation matricielle pour améliorer les performances du système.

L'idée consiste à mutualiser les différentes interférences pour ne constituer qu'un seul type d'interférence du système. Ainsi, la suppression des interférences combinées peut s'effectuer plus facilement. Ce nouveau récepteur a une complexité de charge de calcul de l'ordre du produit du nombre d'utilisateurs M avec le nombre de symbole Q transmis dans un paquet d'une trame de données, moindre que les autres récepteurs.

Dans un premier temps, nous avons exploité le RAKE-LS (Least Squares). Cependant, la solution optimale dans ce cas est obtenue en négligeant le bruit gaussien. Le fait de forcer les interférences mutualisées à zéro amplifie sensiblement le bruit. Or l'approche LMMSE permet de tenir compte du bruit et du facteur de corrélation pour le calcul de la variable de décision.

Les simulations ont été réalisées pour les deux configurations d’antennes MISO et SISO pour le cas des canaux IEEE 802.13a notés CM1, CM2, CM3 et CM4. Les résultats de simulation en utilisant les canaux CM1, sont présentés figure 7.2 où la fréquence d’échantillonnage considérée est $T_e = T_s/7$, les trames de données comportent 4 symboles, chaque forme d’onde a une durée temporelle de 2ns

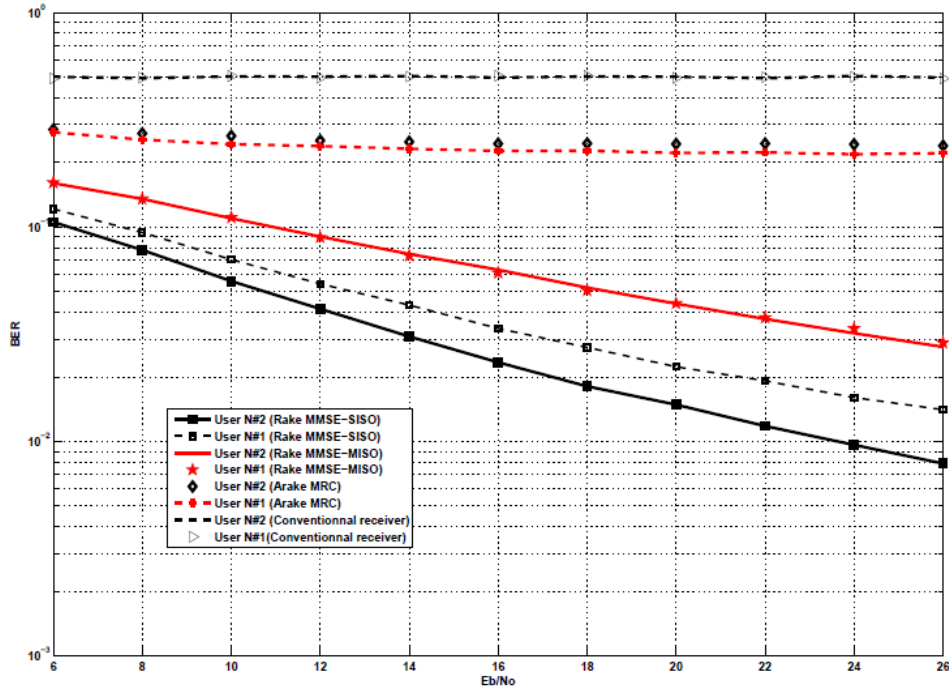


Figure 7.2 : Les performances en termes de BER en fonction du SNR, pour les configurations MISO/ SISO en environnement CM1

Sur cette figure 7.2, on note que les FMG d’ordre 2 donnent les meilleures performances que les FMG d’ordre 1, quel que soit le type de récepteur considéré.

La configuration des antennes a un impact significatif sur les performances des récepteurs. Le récepteur proposé RAKE-LMMSE donne des performances meilleures que le CCR ou RAKE, RAKE-LS.

D’autres simulations réalisées dans le cadre de ces études post-doctorales ont permis de mettre en évidence la nécessité trouver un bon compromis entre performances en termes de Taux d’erreur Binaire et complexité algorithmique.

Somme toute, l’approche proposée est très intéressante et prometteuse pour les systèmes Ultra Large Bande qui opèrent à des débits importants et dont les impulsions sont très courtes.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans la première partie de ce mémoire, je retrace l'essentiel de ma carrière et présente une synthèse de mes travaux de recherche et d'enseignement depuis ma thèse de doctorat soutenue en janvier 1999. Après ma thèse, j'ai travaillé pendant 3 ans dans l'industrie des télécommunications où j'ai renforcé mes compétences en développement d'applications logicielles client/serveur pour la téléphonie mobile de 2^{ème} génération GSM. Depuis mon arrivée à l'IFSTTAR en janvier 2002, qui marque mon retour à des activités de recherche, je suis en charge de la problématique de perception de l'environnement par capteurs actifs. L'ensemble de mes travaux de recherche et l'essentiel de ma production scientifique couvrent une période d'un peu plus de dix ans (2002-2013). J'ai pu développer mes compétences et capitaliser mes expériences acquises en conservant comme ligne directrice, l'innovation. J'ai développé des projets de recherche « socle » et « finalisé » en adéquation avec mes compétences, dans un contexte de recherche dédié aux transports terrestres.

Mes travaux de recherche s'insèrent dans l'axe 1 « Analyser et innover pour une mobilité durable et responsable », qui est l'un des quatre axes stratégiques de notre institut IFSTTAR. Il concerne le domaine des systèmes électroniques embarqués visant à l'amélioration de la sécurité dans les transports terrestres. Mes travaux sont axés sur trois opérations différentes qui constituent les trois axes de mes activités scientifiques.

La première action, qui constitue la majeure partie de mes activités, concerne l'étude et le développement de systèmes de détection d'obstacles, de localisation et de communication longue et courte portées V2V, V2I, en environnement ouvert ou confiné. Ceci en exploitant aussi bien les techniques bandes étroites que les technologies émergentes ULB -Ultra Large Bande-. Dans cette action, des techniques d'auto-localisation en milieu urbain, de localisation des obstacles en milieux routiers et guidés, ont été développées. Pour des besoins de communication, les techniques de codage et de multiplexage fondées sur l'étalement du spectre DS-CDMA ont été développées. Des résultats satisfaisants ont été obtenus en utilisant la famille de codes SBPA de différentes longueurs pour la détection en bande étroite en environnement confiné. Pour les besoins de détection en milieu routier, en utilisant la technologie ultra large bande ULB, les différentes fonctions modifiées de Gegenbauer, d'Hermite et l'impulsion monocycle ont montré leur efficacité aussi bien pour la localisation que pour les communications dans le cas d'un nombre limité d'utilisateurs, en exploitant leur propriétés d'orthogonalité. Dans un contexte multiutilisateurs, les séquences pseudo-aléatoires de longueur 511 semblent plus appropriées ainsi que les codes de Kasami type II pour l'utilisation de la technique DS-CDMA ULB avec ce type de radar routier. Ainsi, en associant chaque ordre à un utilisateur, on réalise les deux fonctionnalités localisation et communication en assurant d'une part, la coexistence entre les différents utilisateurs et d'autre part, le multiplexage entre la fonctionnalité radar et communication. L'une des applications visées, concerne les communications entre véhicules sur route avec des extensions envisageables, notamment au domaine ferroviaire où des besoins de localisation et de communication sont fortement demandés. Ceci a abouti à la conception, au développement et à la réalisation de divers capteurs actifs de type Radar, à capacité de communication, fondés pour certains sur le

principe d'un transpondeur, fonctionnant de manière coopérative dans les domaines de transports guidés.

La seconde action, qui a été essentiellement développée au cours de la thèse de Mlle Dafa Loum, concerne l'optimisation des systèmes de transmission haut débit radio mixte sur fibre pour les transports ferroviaires. Dans cette action, nous avons tenté de résoudre les phénomènes d'interférence d'Accès Multiple ou IAM qui sont les principales causes de dégradation des performances d'un système de réception. Nous avons étudié les récepteurs permettant de diminuer ou d'annuler ces interférences d'accès multiples. L'étude s'est limitée aux codes optiques à une dimension 1D sur divers récepteurs ou 2D sur un récepteur particulier PIC. Les résultats obtenus sont encourageants mais limités, à cause du faible nombre d'utilisateurs possibles et de la longueur temporelle du code. Ainsi, ce travail ouvre à des nombreuses perspectives, notamment l'ajout d'un degré de liberté supplémentaire aux codes 2D, en l'occurrence la polarisation par exemple, pour avoir des codes à trois dimensions 3D et prétendre à de meilleures performances. Ceci contribuerait à la diminution de la probabilité d'erreur de détection et de la probabilité de recouvrement entre les chips du code des utilisateurs désirés ou non. Et de ce fait, améliorerait les performances en réception. Des collaborations déjà entamées dans ce sens avec l'Université Concordia de Montréal au Canada, seront poursuivies.

La troisième action concerne l'amélioration des récepteurs sous-optimaux pour les besoins de transports terrestres. Nous nous sommes intéressés aussi bien aux récepteurs optiques qu'aux récepteurs radio sans fil bande étroite ou ULB Ultra Large Bande. En ce qui concerne les récepteurs optiques, la contribution majeure a consisté à proposer une structure permettant d'améliorer les performances des codes 2D de type PC/PC appliqués aux récepteurs à annulation d'interférences parallèle PIC avec ajout d'un facteur de compensation. Pour le Radar ULB, le traitement en réception, par corrélation ayant montré ses limites, nous avons eu recours aux HOS -statistiques d'ordres supérieurs pour améliorer le pouvoir de réception. Les HOS ayant la capacité de supprimer le bruit gaussien reçu attaché au signal utile, tout en conservant le signal utile, améliorant de ce fait, la détection. Nous avons montré que les HOS d'ordres 3 et 4 sont suffisants pour notre application. Et enfin pour les récepteurs ULB/optiques, l'approche RAKE-LMMSE proposée a permis d'obtenir des performances meilleures que le récepteur conventionnel CCR ou RAKE, RAKE-LS. Elle met en évidence la nécessité de trouver un bon compromis entre performances, en termes de Taux d'erreur Binaire et complexité algorithmique. Toutefois, elle est très intéressante et prometteuse pour les systèmes Ultra Large Bande qui opèrent à des débits importants et dont les impulsions sont très courtes.

En résumé, tous ces travaux ont donné lieu à l'encadrement ou co-encadrement de trois post-doctorants, quatre doctorants dont un en cours (trois thèses de doctorat soutenues), de deux stages de fin d'études d'ingénieurs, de huit stages de Master 2 recherche ou professionnelle, et de trois stages de Licence 3 Professionnelle. En termes de production scientifique, ces travaux se sont concrétisés par un brevet international, treize publications dans des revues internationales avec comité de lecture, quatre contributions significatives dans les ouvrages scientifiques ou revues spécialisées, une quarantaine de communications dans des congrès internationaux avec publication d'actes, quinze rapports de recherche nationaux et européens, une trentaine de rapports

d'expertises collectives pour le compte de CERTIFER, douze contributions aux dossiers de réponses aux appels à projets nationaux, européens et internationaux.

Perspectives

Ces travaux ouvrent de nombreux champs, en termes de perspectives, qui restent à explorer.

A court terme, sur la thématique Radar, je compte repositionner ma contribution sur les capteurs Radar bas coût, bande étroite ou ULB sur lesquels les nouveaux types de codage sont étudiés. Ceci est poursuivi dans le cadre des travaux de Mlle Nadjah Touati, qui a démarré sa thèse en octobre 2012 à l'IFSTTAR, en collaboration avec l'IEMN-DOAE et TELECOM Bretagne. Dans ces travaux, nous proposons de développer des nouveaux types de codage (Barker, Costas, Golay etc..) ou des codes spécifiques, d'étudier leurs fonctions d'ambiguïté et leurs associations aux signaux Ultra Large Bande. Ceci dans le but de (re)-construire de nouveaux signaux ou nouvelles formes d'ondes appropriées et plus robustes quel que soit l'environnement. Ceci contribuerait à l'amélioration des dispositifs de détection et de localisation, dans des environnements transports dégradés, fortement perturbés notamment en cas de forte mobilité (trains à grande vitesse) où les effets Doppler sont prépondérants.

Ces idées de développement radar associé aux capteurs passifs de vision pour la perception de l'environnement, notamment en situations extérieures dégradées, sont proposées dans le projet SYMSIO - Système Multi-capteurs pour le Suivi et l'Identification des Obstacles. Il s'agit d'un projet du programme -CISIT Campus International sur la Sécurité et l'Intermodalité dans les Transports, financé par le CPER de la région Nord Pas de Calais.

Par ailleurs, nous avons proposé dans le cadre du nouvel Institut de Recherche Technologique -IRT- Railenium, des idées de recherche d'étude de Radar à technologie ULB pour la surveillance des voies, la détection de la flore le long des voies et la détection des gabarits des trains.

Je compte poursuivre l'activité radio mixte sur fibre. En l'occurrence, notamment l'ajout d'un degré de liberté supplémentaire aux codes 2D, la polarisation par exemple, pour avoir des codes à trois dimensions 3D et prétendre à de meilleures performances sur les récepteurs PIC.

A moyen terme, nous comptons améliorer et optimiser les algorithmes de traitement pour un fonctionnement en temps réel avec un souci de faible consommation d'énergie, notamment pour les applications automobiles. Il s'agit de prendre en compte les contraintes temps réel du système de détection et d'assurer un suivi d'obstacles, par filtres de Kalman ou filtres particulaires, dans le but d'offrir un haut niveau de performance en termes de temps de calcul. En effet, nous comptons porter l'ensemble des algorithmes de traitements sur plateformes à architectures matérielle et logicielle, souples, dynamiques de type FPGA, reconfigurable en fonction des besoins et adaptable à l'application.

Nous avons proposé des actions dans ce sens dans la plateforme SYFRA - - pour laquelle, nous avons obtenu avec nos collègues de l'IEMN-DOAE et du LAMIH, le financement par le CPER CISIT. Cette plateforme de test et d'expérimentation a pour vocation, de capitaliser l'expérience acquise sur les divers développements de capteurs, d'automatiser les processus de tests et validations. Nous proposons d'équiper progressivement un véhicule laboratoire de divers capteurs développés ou hybridés, pour des essais grandeur nature sur un espace réservé à cet effet. Ce véhicule instrumenté pourrait devenir un outil de recherche mutualisé entre divers laboratoires de la région, dans le cadre de la plateforme SYFRA citée supra.

Par ailleurs, nous préparons le dossier de dépôt d'un projet dans le cadre du FUI -Fonds Unique Interministériel avec l'industriel ANSALDO et les partenaires académiques, sur l'étude de nouvelles solutions de localisation de trains en remplacement du dispositif Eurobalise actuel.

Je compte poursuivre l'ancrage de mes thématiques également au niveau régional. En effet, ceci contribue au renforcement de la collaboration académique fort établie de longue date avec les laboratoires de la région tels que l'IEMN-DOAE, le LAMIH et les PME de la région en l'occurrence A-Volute. Cette collaboration industrielle s'est concrétisée au travers du projet ANR PREDIT, PRIMA-CARE labélisé I-Trans, dont j'ai assuré la coordination scientifique et technique.

D'autres idées sont proposées pour les dépôts futurs de projets nationaux ou européens sur la détection de personnes vulnérables dans les usines ou sur les chantiers, avec restitution d'alertes sonores spatialisées aux caristes ou conducteurs d'engins de chantiers.

A long terme, nous envisageons d'optimiser et de dimensionner toute la chaîne complète Radar. Les parties traitements de signaux sont bien avancées mais nous nous heurtons de façon récurrente à la non maîtrise des parties antennes et têtes hyperfréquences. Nous envisageons de recourir à des modèles d'antennes et de têtes hyperfréquences, associés à nos algorithmes de traitement, pour simuler et « maîtriser » la chaîne complète. En cela, nous comptons sur la synergie de nos collaborations. En effet, grâce à notre longue expérience (IFSTTAR, IEMN-DOAE) dans le domaine des Radar et à celle de Télécom Bretagne qui a travaillé durant de longues années avec la société Autocruise qui commercialise des radar automobiles, nous étudions la possibilité de développer « from scratch » de nouveaux Radar.

Sur les aspects radio sur fibre, il y a un besoin croissant de retransmission à longue portée des signaux des différents systèmes radio présents dans les aéroports, gares etc., de nombreux réseaux d'antennes distribuées (DAS) à alimentation optique qui procurent une solution à bas coût au déploiement de réseaux intérieurs voire extérieurs à faible dimension de cellule et la présence de plus en plus accrue des fibres optiques MMF dans les bâtiments et ou emprises ferroviaires ou aériens. Nous pourrions à cet effet exploiter au mieux le multiservices en utilisant les fibres multimodes présentes le long des lignes ferroviaires, des quais ou gares, pour assurer la transmission radio sur fibre (service multimédia d'information aux passagers, téléphone cellulaire, transmission par Wi-Fi, etc ...). Un lien radio terminal, disposé de loin en loin aux extrémités de la fibre permet de porter les services jusqu'à l'utilisateur nomade. Ainsi, tout usager ou exploitant, muni d'un système radio standardisé peut effectuer, des

transmissions à haut débit sur fibre pour des applications diverses entre bâtiments - réseau domestique - ou plateformes multimodales. Une des applications qui peuvent en résulter dans le domaine des transports:

- ✓ L'interfaçage de différents types de radio avec la fibre sur les lieux disposant de point d'accès fibre en milieux ouverts ou confinés (aéroports, stations de bus/métro/train).
- ✓ La contribution à l'accroissement de l'attractivité dans les transports par la diffusion et le téléchargement d'informations multimédia ou services aux passagers à bord des bus sur les lignes équipées de réseaux d'antennes distribuées, aux lieux d'information ou plateformes multimodale, PMV - Panneaux à Messages Variables.
- ✓ l'internet à bord des trains
- ✓ La contribution à l'amélioration de gestion d'information fournie aux agents de l'exploitant ou aux équipes de maintenance afin de mettre à disposition à tous le même degré d'information de télédiagnostic de la flotte ou du matériel pour des actions de maintenance préventive ou corrective.

Des contacts sont en cours d'établissement avec des laboratoires italiens (**université la Sapienza à Rome**) et anglais (**London South Bank à Londres**), sur les problématiques de communication et de **localisation en fonction du service** pour les usagers, à bord des trains. Ceci afin de tirer de la complémentarité des compétences des partenaires et d'être toujours force de propositions d'idées nouvelles et novatrices de recherche dans les appels à projets nationaux, européens et internationaux. Un projet européen est en cours de soumission et d'autres sont en gestation.

J'ai participé et participerai encore à l'avenir au développement d'autres actions de communications filaires et sans fils des systèmes de 3^{ème} et 4^{ième} génération, voire plus.

Je compte poursuivre et renforcer les liens de collaborations établies avec les partenaires académiques sur les plans national, européen et international. Des collaborations industrielles sont envisagées également au travers de la poursuite des actions d'expertises, qui offrent des opportunités de veille technologique sur les problématiques actuelles et nourrissent les idées de recherche.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] C. Tatkeu, M. Berbineau « Communiquer, Naviguer, Surveiller dans les transports maritimes, portuaires et fluviaux - Etat de l'art et analyse des transferts technologiques possibles entre modes de transports », Rapport final de commande CETMEF – publié dans les collections de l'INRETS synthèse n° 50, ISSN 0769-0274 ISBN 2-85782-635-4, ISSN 0769-0274, 88p, publication Novembre 2006, Dépôt légal juin 2007.
- [2] M. Berbineau, J. Marais, C. Tatkeu, S. Delcourt : "Prediction of GNSS availability in the field of transport", contribution to Deliverable of WP3 NWG -Navigation Working Group- of projet LOCOPROL,- IST-2000-28103 – August 2002– Confidential.
- [3] Stéphane MAAG GET/INT, partenaires du projet : ARMINES, INRETS (C. Tatkeu), INRIA, LIP6, MONTIMAGE, RATP, THALES, projet VICS - « Vehicle-to-vehicle Infrastructure-less wireless Communications for Safety application», synthèse du dossier de montage du projet de recherche soumis à l'ANR-RNRT pour demande de financement, 26 Mars 2007.
- [4] C. Tatkeu- partenaires du projet : ALSTOM, UVHC-IEMN-DOAE, UVHC-IEMN-LAMIH, USTL-LAGIS, ULCO-LASL, ARMINES-GIP-EMD, INRETS-LEOST, INRETS-ESTAS, INRETS-ERT : « CARVAT : Couplage Automatique des rames en panne par Radar et Vision Artificielle pour les Transports guidés », reprise du projet non financé, reconfiguré et actualisé par les différents partenaires eu égard les avancées scientifiques dans chacune des thématiques développées, synthèse du dossier de montage du projet de recherche soumis à l'ANR-PREDIT 3- groupes 4&9 pour demande de financement, , soumis de nouveau en Juin 2005. Malgré la pertinence scientifique reconnue, non retenu, coûts jugés importants, budget insuffisant pour faire face aux projets ANR retenus. Non retenu.
- [5] G. Jacqmin &AI : "Data Communication System Fonctionnal Requirements", contribution aux Drafts 1 à 7 et au livrable D39 du WP9- sous projet télécom MODCOMM de MODURBAN, janvier 2006- restreinte.
- [6] DRANE C., RIZOS C. - " Positioning Systems in Intelligent Transportation Systems " - Artech House - Boston - 1997
- [7] BOTTON S., DUQUENNE F., EGELS Y., EVEN M. et WILLIS P. - " GPS Localisation et Navigation " - Editions Hermes
- [8] MUNIER D., CEPE - " Le système NAVSTAR-GPS " - article publié dans le n° 511 de Toute l'électronique traitant des systèmes de navigation et de positionnement par satellite, TLE - Février 1986.
- [9] WICKMAN J. et HAKANSON A. - " Localisation associée au GSM " - Swedish Telecom Radio, Malmö SUEDE, rubrique "la chronique du naviguant" du n°153 de NAVIGATION Janvier 1991. Article présenté au colloque NAV 90 "Land and Information System" du Royal Institute of Navigation, Warwick, 18-20 septembre 1990.
- [10] ABRIAT E. - " Satellite-based Radiodetermination Techniques & Systems Assessment " - Final Report Work Package 3.1 Direction de la recherche SNCF Deutsche Bahn AG
- [11] ETSI (European Technical Standardization Institute) : Spécifications et recommandations du GSM :
 - {03.09} Handover Procedures
 - {03.22} Functions related to mobile station (MS) in Idle Mode
 - {04.06} MS -BS system interface data link (DL) Layer Specification
 - {04.08} Mobile Radio interface layer 3 specification
 - {05.01} Physical layer on the radio path : General description
 - {05.02} Multiplexing and multiple access on the radio path
 - {05.05} Radio transmission and reception
 - {05.08} Radio Sub-System link control

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- {05.10} Radio Sub-System synchronization
- {08.08} MSC - BSS interface layer 3 specification
- {08.58} MSC - BTS interface layer 3 specification
- [12] VANDAMME J. - " Modélisation des perturbations engendrées par la présence d'obstacles sur la propagation des ondes hyperfréquences en milieu urbain ; application à la localisation de véhicules et aux télécommunications en tunnel " - Thèse de Doctorat soutenue à l'Université de Lille I, 7 Mai 1996.
- [13] Y. Elhillali « Etude et réalisation d'un système de communication et de localisation, basé sur les techniques d'étalement de spectre, dédié aux transports guidés », Thèse de doctorat, spécialité électronique, soutenue publiquement le 14 déc. 2005 à l'université de valenciennes, n° d'ordre 05-27.
- [14] Projet STATUE Système Télématique destiné à l'Accroissement de la sûreté des Transports guidés Urbains et à l'Émergence de nouvelles aides à l'exploitation.
- [15] B. Fremont , « Etude et réalisation d'un système radar coopératif destiné aux systèmes de transport guidés ». Thèse UVHC novembre 2003
- [16] Y. Elhillali « Etude et réalisation d'un système de communication et de localisation, basé sur les techniques d'étalement de spectre, dédié aux transports guidés », Thèse de doctorat, spécialité électronique, soutenue publiquement le 14 déc. 2005 à l'université de valenciennes, n° d'ordre 05-27.
- [17] B. Frémont, A. Menhaj, P. Deloof, M. Heddebaut, « A cooperative collision avoidance and communication system for railway transports », MP4-6, 3rd IEEE Conference on intelligent transportation systems, Dearborn, 1-3 octobre 2000.
- [18] A. B. Lapierre, B. Picinbono, « Propriétés statistiques du bruit de fond », Masson, Paris, 1961.
- [19] M. Carpentier, « Radars : bases modernes », ed. : Masson Paris, 1990.
- [20] Liu Guosui, Gu Hong, Su Weimin, « Development of random signal radars », IEEE Transactions on aerospace and electronics systems, vol. 35, n°3, juillet 1999.
- [21] M. Saint-Venant, « Radar anticollision à corrélation : Etude et réalisation », thèse de doctorat de l'UVHC, décembre 2001.
- [22] D. V. Sarwate, M. B. Pursley, « Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences », Proceedings of the IEEE, Vol. 68, N°5, pages 563-619, mai 1980.
- [23] M. Y. Rhee, « CDMA cellular mobile communications network security », Prentice Hall PTR, 1998.
- [24] R. Gold, « Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing », IEEE transaction Information theory, vol. 13, n°4, pages 619-621, octobre 1967.
- [25] M. B. Pursley, H. F. A. Roefs, « Numerical evaluation of Correlation parametters for optimal phases of binary shift-register sequences », IEEE Transaction on communication, vol. 27, n°10, pages 1597-1604, octobre 1979.
- [26] A. MENHAJ, « Études de systèmes anti-collision basés sur les techniques radar pour véhicules routiers », thèse de doctorat de l'UVHC, 158 pages, décembre 1996.
- [27] W. Stallings, « Réseaux et communication sans fil 2e éd.» edition Paris : Pearson education France, impr. 2005 traduction Freenet Sofor Ltd;
- [28] W. Peterson, E. Weldon, « Error-correcting codes », The MIT Press, Cambridge, Massachussets, USA, 560 pages, 1972.
- [29] [Elhillali 03 1-ACT] Y. Elhillali, C. Tatkeu, A. Rivenq, J-M Rouvaen : "Etude et réalisation d'un système CDMA dédié à la communication et la localisation pour les rames de métro en panne" dans les actes du congrès international TELECOM'2003 & JFMMA 15-17 octobre 2003, Marrakech, Maroc.
- [30] C.Tatkeu,Y. Elhillali, A. Rivenq, JM Rouvaen : «Evaluation of coding's methods for the development of a Radar sensor for localization and communication dedicated to guided transport »,IEEE VTC'2004 , Los Angeles 26-29 Septembre 2004.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [31] Y. El Hillali, A. Rivenq, C. Tatkeu, J-M Rouvaen, and J-P Ghys : "Embedded Localization and communication system designed for intelligent guided transports", EURASIP JES Journal of Embedded System, Article ID 79095, received October 2006; accepted February 2007, Vol. 2007, 8 pages, doi: 10.1155/2007/79095, published by Hindawi Publishing Corporation. <http://www.hindaw>
- [32] Y. Elhillali, C. Tatkeu, A. Rivenq, J-M. Rouvaen, J-P. Ghys: "Location and communication using cooperative radar system dedicated to guided transports", Received 2 October 2006; revised 4 July 2007; accepted 9 July 2007. Available online 29 October 2007. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, Volume 16, Issue 2, April 2008, Pages 141-152, 13 pages Elsevier Editorial, manuscript number TRC-D-06-00075R2, doi:10.1016/j.trc.2007.07.008
- [33] C. Tatkeu, Y. El Hillali, P.-G Deloof, Atika Rivenq, « Système de communication et de localisation basé sur un radar coopératif à corrélation pour les transports guidés urbains » Article publié dans RTS, la Revue sur les Transports et leur Sécurité, Reçu le 3 juillet 2006; accepté le 13 mars 2007, Spécial Innovations en matière de transport guidé urbain et régional Tome 2 N° 95 avril-juin 2007, ISSN 0761-8980 Lavoisier, p97-113.
- [34] Y. Elhillali, C. Tatkeu, A. Rivenq, J-M. Rouvaen: "A novel multiplexing method for high data rate communication systems" 64th Vehicular Technology Conference IEEE VTC2006, September 2006 25-28, Montreal, Canada.
- [35] C. Tatkeu, P. Deloof, Y. Elhillali, A. Rivenq, J.M. Rouvaen "A cooperative radar system for collision avoidance and communications between vehicles" 9th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems Society IEEE ITSC September 2006, 17-20, 2006 Toronto Marriott Downtown Eaton Centre Toronto, Canada.
- [36] Y. Elhillali, C. Tatkeu, A. Rivenq, J-M. Rouvaen, "Enhancement and implementation of a localization and communication system dedicated to guided transports" IEEE ITS-T, 6th International Conference on Intelligent Transportation Systems -Telecommunications Proceedings, Chengdu, Chine 21-23 juin 2006, p596-599.
- [37] C. Tatkeu- partenaires du projet : PME-A-Volute, UVHC-IEMN-DOAE, UVHC-IEMN-LAMIH projet PRIMACARE « Prévention de la collision Routière par association Intelligente Multi-cApteurs - radar, avec gestion dynamique d'Alertes sonores, fonction du Risque Encouru. », synthèse du dossier de montage du projet de recherche soumis à l'ANR-PREDIT pour demande de financement, 23 Mars 2007.
- [38] REMPART (FUI-7 -2008) Réseaux Mesh Mobile Multiservice et Exploitation Ferroviaire Dégradé (RATP, Siemens, Montimage, INRETS, TELECOM ParisTech, Telecom Management Sud Paris, Univ Paris Sud IEF, Luceor). Non retenu.
- [39] L. Sakkila « Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu routier » These de doctorat n° 09-38 soutenue le 3 décembre 2009 à l'UVHC, IEMN-DOAE.
- [40] C. Fowler, J. Entzminger, et J. O. Corum -« Assessment of ultra wideband (UWB) technology » - IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 5, n° 11, pages 45-49, novembre 1990.
- [41]: C. L. Bennett et G. F. Ross, « Time-domain electromagnetics and its application », IEEE Proceedings, vol. 66, no 3, pages 299-318, mars 1978.
- [42]: Taylor, James D. t al « Introduction to Ultra Wideband radar system », James D. Taylor Editor, CRC Press, Boca Raton, 1995, 670 p.
- [43] FCC - « First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems » - Document technique Et Docket 98-153, FCC, Avril 2002.
- [44] F.Elbahhar. « Conception d'un system de communication ultra large band appliqué aux transports » thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, November 2003.
- [45] Lamari A. « Conception et modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande » thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, janvier 2007.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [46] L. Pecastaing, "Conception et réalistaion d'un système de génération d'impulsions haute tension ultra brèves, application aux radars large bande », thèse de doctorat de l'université de Pau et des pays de l'Adour, Décembre 2001
- [47] L. Sakkila « Détection du type de modulation et synchronisation », Mémoire de DEA Juillet 2005.
- [48] L. Babour « Etude et conception d'antenne Ultra Large Bande miniaturisées en impulsionnel » thèse de doctorat de l'institut polytechnique de Grenoble, mai 2009
- [49] P. Lombard, « Etude de l'impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les front-end radio-fréquence et les réseaux hybride optique-radio », thèse de doctorat de l'université Joseph Fourier de Grenoble, décembre 2007
- [50] T. W., « History of Ultra Wide Band (UWB) radar & communications: pioneers and inventors », Progress in Electromagnetics Symposium 2000, Cambridge, MA, July 2000
- [51] Torbjorn Carlberg, "Analysis of UWB (Ultra Wideband) for indoor Geolocation", rapport de master de these de Chalmers university of technology, 2000.
- [52] Lachlan B. Michael, M.Ghavami and R.Kohno, "Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses". IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technology, 2002.
- [53] Lachlan B. Michael, Mohammad Ghavami and Ryuji Kohno "Effect of Timing Jitter on Hermite Function Based Orthogonal Pulses for Ultra Wideband Communication", 4th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications - Aalborg, Denmark. Pages 441-444, September 2001.
- [54] L. Sakkila, F. Elbahhar, C. Tatkeu, A. Rivenq, J-M. Rouvaen : "Multi-users UWB inter vehicles communication system based on modified Gegenbauer functions associated to DS-CDMA technique" dans les actes du 10ième colloque international AATT conference on Application of Advanced Technologies in Transportation, 27-31 Mai, 2008 Athens GREECE, 12p.
- [55] L. Sakkila, A. Rivenq, C. Tatkeu, F. Boukour, J-M. Rouvaen: "Conception d'un radar UltraLargeBande multiutilisateurs pour la détection d'obstacles en environnement routier" dans les actes du 6ième colloque international TELECOM'2007&5ième JFMMA, 14-16 Mars 2007, Fès Maroc, pp113-117.
- [56] L. Sakkila, C. Tatkeu, F. Boukour, Y. El Hillali, A. Rivenq, J-M. Rouvaen : « UWB Radar system for road anti-collision application » dans les actes de l'International Conference on Information and Communication Technologies : From theory to applications ICTTA, 7-11 avril 2008 Damascus, Syria, 6p
- [57] L. Sakkila , Y. El Hillali, A. Rivenq, C. Tatkeu , J-M. Rouvaen : "Short range automotive radar based on UWB pseudo-random coding", 7ième colloque international Intelligent Transportation Systems - Telecommunications ITST 2007, 6-8 juin 2007, Sophia-Antipolis France, pp 113-117.
- [58] D. Loum « Transmissions radio haut débit multiservices sur fibres optiques –Applications à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises ferroviaire », Thèse de doctorat, spécialité électronique, présentée et soutenue publiquement le 23 février 2012 à l'UVHC Université de valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, n° d'ordre 12/04.
- [59] CNAM 2009, www.cnam.fr/elau/publi/autres/images/Transmission_fibre_optique.pdf
- [60] Salehi J.A. and Brackett C.A.: "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-part I : Fundamental principles". IEEE Trans. on Comm., 8(37) :824– 833, Aug. 1989.
- [61] Salehi J.A. and Brackett C.A.: "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-part II: Systems performance analysis". IEEE Trans. on Comm., 8(37) :834–842, March 1989.
- [62] Azizoglu M., Salehi J.A., and Li Y.: "Optical CDMA via temporal codes". IEEE Trans. on Comm., 40(7): 1162–1170, July 1992.
- [63] Cooper G. and Nettleton R.: "A spread-spectrum technique for high capacity mobile communications". IEEE Trans. on Vehicular Technol., 27(4):264–275, Apr. 1978.
- [64] Shaar A.A. and Davies P.A.: "Prime sequence : quasi-optimal sequences for or channel code division multiplexing". Electronics Letters, volume 19, issue 21, p.888–890, Oct. 1983.

REFERENCES BIBIOGRAPHIQUES

- [65] Chao-Chin Y.: "Optical CDMA passive optical network using prime code with interference elimination". IEEE Photonics Technology Letters, 19(7) :516–518, April 2007.
- [66] Yang G.C. and Kwong W.C.: "Prime Codes with Applications to CDMA Optical and Wireless Networks". Artech House, 2002. ISBN : 1580530737.
- [67] Yin H. and Richardson D. J.: "Optical Code Division Multiple Access Communication Networks: Theory and Applications", 2007, ISBN : 354068445X, Tsinghua University Press, Beijing and Springer-Verlag GmbH Berlin Heidelberg.
- [68] Park E., Mendez A.J., and Garmire E.M.: "Temporal/Spatial optical CDMA network design, demonstration, and comparison with temporal networks". IEEE Photonics Technology Letters, 1992, 4(10) :1160–1162, October.
- [69] Yang G-C., Huang J-F., and Chiu I-M.: "Performance analysis on hybrid MQC/Msequence coding over Frequency/Spatial optical CDMA system". IEEE Trans. on communication, 2007, 55(1):40–43, January.
- [70] Tancevski L. and Andonovic I.: "Wavelength hopping/time spreading code division multiple access system". Electronic Letters, 1994, 30(17):1388–1390, August.
- [71] Lee S-S. and Seo S-W.: "New construction of multiwavelength optical orthogonal codes". IEEE Trans. on Comm., 50(12):2003–2008, Dec. 2002.
- [72] Yang G.-C. and Kwong W.C.: "Performance Comparison of Multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for Fiber-Optic Networks". IEEE Trans. on Communications, Vol.45, No.11, 1997, pp1426-1434.
- [73] Morelle M., « Construction et génération de codes d'étalement CDMA optique en 2 dimensions (Temps-Longueur d'onde) », rapport de DEA, Université de Limoges, 2005.
- [74] Nogueira R.N., Teixeira A.L.J., Pinto J.L., Rocha J.F.: "Polarization- Assisted OCDMA Using Fiber Bragg Gratings Written in Highly Birefringent Fibers". IEEE Photonics Technology Letters, Vol.18, No.7, 2006, pp841- 843.
- [75] Frignac Y., Charlet G., Idler W., Dischler R., Tran P., Lanne S., Borne S., Martinelli C., Veith G., Jourdan A., Hamaide J.-P., and Bigo S.: "Transmission of 256 wavelength- division and polarization-division multiplexed channels at 42.7 Gb/s (10.2 Tb/s capacity) over 3x100 km of TeraLight fiber". OFC'2002, pp FC5-1-FC5-3.
- [76] Kumar M.R., Pathak S.S., and Chakrabarti N.B.. "A new multi wavelength – optical code division multiple access code design based on balanced incomplete block design". Proc. of Int. Conf. on Industrial and Information Systems, 2007.
- [77] Maric S.V., Moreno O., Corrada C.J.: "Multimedia Transmission in Fiber- optic LAN's Using Optical CDMA". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 10, 1996, pp2149- 2153.
- [78] Wing C.K., and Yang G.-C: "Multiple-Length Extended Carrier-Hopping Prime Codes for Optical CDMA Systems Supporting Multirate Multimedia Services". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.23, No.11, 2005, pp3653- 3662.
- [79] Naser G.T., Timo O.K.: "Edward Mutafungwa, Mohammed S. Elmusrati: Multiclass Optical Orthogonal Codes for Multiservice Optical CDMA Networks". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.24, No.2, 2006, pp694- 704.
- [80] Leaird D.E., Jiang Z. and Weiner A.M.: "Experimental investigation of security issues in OCDMA: a code-switching scheme". IEEE Electronics Letters, Vol.41 No.14, 2005, pp817-819.
- [81] Shake T.H.: Security: "Performance of Optical CDMA against Eavesdropping". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol. 23, No. 2, 2005, pp655- 670.
- [82] Shake T.H.: "Confidentiality Performance of Spectral-Phase-Encoded Optical CDMA". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.23, No.4, April 2005, pp1652- 1663.
- [83] Mcgeehan J.E., Motaghian Nezam S.M.R., Saghari P., Willner A.E., Omrani R., and Vijay Kumar P.: "Experimental Demonstration of OCDMA Transmission using a Three-Dimensional (Time–Wavelength–Polarization) codeset". Journal of lightwave technology, vol. 23, no. 10, October 2005.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [84] Chen J.-J. and Yang G.-C : "CDMA fiber-optic systems with optical hard limiters". IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 19, pp. 950-958, July 2001.
- [85] Saad N.M. : « Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique ». Thèse de doctorat, 2005, Université de Limoges.
- [86] Zahedi S. and Salehi J.A. : "Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structures". IEEE J. Lightwave Technol., 18(12), pp. 1718-1727, Dec. 2000.
- [87] Moshavi S. : "Multi-user detection for DS-CDMA communications". IEEE Communication Magazine, pp 124-136, October 1996.
- [88] Gourseaud-Brugeaud C., and Aupetit-Barthelemy C. : "Parallel Multiple Interference Cancellation in Optical DS-CDMA systems". Annals of Telecommunications, Vol. 59, pp. 1053-1068, Oct. 2004.
- [89] Morelle. M. «Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA(OCDMA) – Application aux transmissions multimédia –». Thèse de doctorat, 2008, Université de Limoges, 12 septembre.
- [90] Okassa A. : "DéTECTEURS multi-utilisateurs pour télécommunications optiques". Thèse de doctorat, 2008, Université de Valenciennes, IEMN-DOAE, 8 octobre.
- [91] Motahari A.S., and Kenari N. : "Multi user detections for Optical CDMA Networks based on expectations Maximization Algorithm". IEEE Transactions on Communications, vol. 52, no. 4, pp. 652-660, Apr. 2004.
- [92] Buehrer R.M. and Woerner B. D. : "Analysis of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA using an Improved Gaussian Approximation". IEEE Trans. Commun., Vol. 44, pp. 1308-1321, 1996.
- [93] Mrabet H. : " Etude et amélioration des techniques CDMA optique : encodage et réception ". Thèse de doctorat, 2010, Université de Tunis El Manar, 19 mai.
- [94] Kapany N.S.: "Fiber Optics: Principles and Applications", New York, Academic Press, 429 pages, 1967.
- [95] Katzir, A.: "Lasers and Optical Fibers in Medicine", San Diego, Academic Press, 317 pages, 1993.
- [96] P. Woodward, « Probability and Information Theory with Applications to Radar », Artech House, 1980
- [97] Nérou J-P. : "Les fibres optiques : introduction aux télécommunications par fibre optique", Sainte-Foy, Éditions le Griffon d'argile, 262 pages, 1983.
- [98] T. Kasami, « Weight distribution of Bose-Chaudhuri-Hocquenghem codes », in Combinatorial Mathematics and Its Applications. Chapel Hill, NC : Univ. Of North Carolina Press, 1969.
- [99] C. L. Nikias, R. Pan, « Time delay estimation in unknow Gaussian spatially correlated noise », IEEE transaction on acoustic, speech and signal processing, vol. 36, n°11, pages 1706-1714, novembre1988.
- [100] J. K. Tugnait, « On time delay estimation with unknow spatially correlated Gaussian noise using fourth-order cumulants and cross cumulants », IEEE transaction on signal processing, vol. 39, n°6, pages 1258-1267, juin 1991.
- [101] J. Tugnait, « Time delay estimation with unknow spatially correlated gaussian noise », IEEE, Transaction on signal processing, vol. 42, n° 2, pages 549-558, février 1993.
- [102] Giuseppe Durisi, Sergio Benedetto., - "Performance Evaluation and Comparison of Different Modulation Schemes for UWB Multiaccess Systems.", presented at ICC 2003, Anorage USA.
- [103] J.-S. No, P.V. Kumar, « A new family of binary pseudorandom sequences having optimal periodic correlation properties and large linear span », IEEE Transaction on information theory, vol. 35, n°2, pages 371-379, mars 1989.
- [104] A G. Stove, « Linear FMCW radar techniques », IEE proceedings F. : radars and signal processing, vol. 139, n°5, octobre 1992.
- [105] Ross, G.F., « A Time Domain criterion for the design of wideband radiating elements ». IEEE Trans. on Antennas & Propagation, 16, 355, 1968.
- [106] R. A. Scholtz et M. Z. Win, ((Impulse Radio)). Invited Paper, IEEE PIMRC 97, Helsinki, 1997

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [107] R. A. Scholtz, ((Multiple Accesses with Time-Hopping Impulse Radio)). Proc. of the IEEE Milcom Conference, Boston, pages 447–450, 1993.
- [108] W. Zhang, M. Raghuvver, « Nonparametric bispectrum-based time-delay estimators for multiple sensor data », IEEE transaction on signal processing, vol.39, n°3, pages 770-774, mars 1991.
- [109] S.-H. Chen, S.-K. Jeng, « SBR image approach for radio wave propagation in tunnels with and without traffic », IEEE trans. on vehicular technology, vol. 45, n°3, pages 570-578, aout 1996.
- [110] H. Chiang, C. L. Nikias, « A new method for adaptative time delay estimation for non-gaussian signals », IEEE trans. on acoustics speech and signal processing, vol. 38, n° 2, pp. 209-219, fevrier 1990.
- [111] N. Touati « Optimisation des formes d’ondes Radar d’aide à la conduite automobile, robustes vis-à-vis d’environnements électromagnétiques dégradés» 1ère année de thèse de Doctorat, démarrage octobre 2012

PAGES ANNEXES

ANNEXE A

Les démonstrations faites dans cet annexe A sont issues de la thèse de Mlle Dafa Loum [58]

A- Récepteur mono-utilisateur: Probabilité d'erreur du récepteur CCR

Détection des données « 1 » avec un récepteur CCR

Nous avons montré dans le chapitre 2 que la variable décisionnelle du récepteur CCR dans le cas idéal, c'est à dire sans bruit, est donnée par :

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt \quad (A.1)$$

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + I$$

W est le poids du code et I représente le terme d'interférence dû aux utilisateurs non désirés.

$$I = \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$$

$b_i^{(k)}$ ne peut prendre que la valeur 0 ou 1

$\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ représente le nombre de chips en commun entre les codes des utilisateurs non désirés # k et celui de l'utilisateur désiré #1. Comme nous travaillons avec des codes dont l'intercorrélacion maximale est 1, donc $\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ ne peut prendre que les valeurs 0 et 1.

En conséquence, le terme d'intercorrélacion est une somme de 0 et 1.

Or d'après la règle de décodage,

$$\begin{cases} Z_i^{(1)} \geq S & \text{alors } \hat{b}_i^{(1)} = 1 \\ Z_i^{(1)} < S & \text{alors } \hat{b}_i^{(1)} = 0 \end{cases} \quad (A.2)$$

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + I$$

- Si la donnée envoyée par l'utilisateur désiré est $b_i^{(1)} = 1 \Rightarrow Z_i^{(1)} = W + I$

1) - Si $b_i^{(k)} = 0 \Rightarrow I = 0$, l'utilisateur # k n'interfère pas avec l'utilisateur désiré #1 !

$Z_i^{(1)} = W > 0$ or $0 < S \leq W \Rightarrow Z_i^{(1)} \geq S$ d'après la règle de détection la donnée estimée est $\hat{b}_i^{(1)} = 1$, il n'y a pas d'erreur de détection !

2) - Si $b_i^{(k)} = 1 \Rightarrow I = \sum_{k=2}^N \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt > 0$ donc $Z_i^{(1)} = W + I \geq S$

D'après la règle de détection, si la donnée estimée est $\hat{b}_i^{(1)} = 1$, alors il n'y a pas d'erreur de détection !

En conclusion, avec un récepteur CCR sans bruit, une donnée « 1 » envoyée est toujours bien détectée. Il ne peut y avoir d'erreur sur une donnée « 1 » envoyée.

L'expression générale de la probabilité d'erreur du CCR est donnée par :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (A.3)$$

Nous venons de montrer qu'avec un récepteur CCR sans bruit, une donnée « 1 » est toujours correctement détectée.

$$\Leftrightarrow P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) = 0 \quad (A.4)$$

Donc l'expression de la probabilité d'erreur se résume à :

$$\begin{aligned} P_{eCCR} &= \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0) \end{aligned} \quad (A.5)$$

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(I \geq S)$$

Pour que $I \geq S$, il faut que les utilisateurs non désirés génèrent des codes avec une quantité d'interférences i supérieure au seuil de décision S . Comme nous considérons des codes avec une intercorrélacion maximale $h_c = 1$, donc nous aurons i utilisateurs parmi les $N-1$ non désirés à avoir un chip en commun avec le code de l'utilisateur désiré. Il restera $N-1-i$ utilisateurs qui n'interfèrent pas.

$$\begin{aligned} P(I = i) &= C_{N-1}^i \left(\frac{1}{2}P\left(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1\right) \right)^i \left(1 - \frac{1}{2}P\left(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1\right) \right)^{N-1-i} \\ P\left(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1\right) &= R \end{aligned} \quad (A.6)$$

R est la probabilité de recouvrement, c'est-à-dire la probabilité qu'un chip d'un utilisateur non désiré soit au même emplacement qu'un chip de l'utilisateur désiré.

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(I \geq S)$$

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}(P(I = S) + P(I = S + 1) + \dots + P(I = N - 1))$$

$$\boxed{P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i}} \quad (A.7)$$

B- Récepteur mono utilisateur avec limiteur : Probabilité d'erreur du récepteur CCR+HL

La seule différence entre le CCR et le CCR+HL est l'ajout du limiteur optique HL pour hard limiter qui a pour objectif d'écrêter le signal reçu. L'expression générale de la probabilité d'erreur du CCR+HL est la même que celle du CCR, elle est donnée par :

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (B.1)$$

Comme pour le CCR, la probabilité d'erreur sur une donnée « 1 » envoyée est nulle.

$$\Leftrightarrow P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) = 0 \quad (B.2)$$

Donc l'expression de la probabilité d'erreur se résume à :

$$\begin{aligned} P_{eCCR+HL} &= \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0) \end{aligned} \quad (B.3)$$

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2}P(I \geq S)$$

On ne fait une erreur sur la prise de décision que si le terme d'interférence est supérieur au seuil de décision. Comme avec le hard limiter le signal reçu est échantillonné, chaque chip du code de l'utilisateur désiré est au maximum limité à 1.

Pour avoir I supérieur ou égale au seuil S, il faut avoir au moins S chips recouverts par les utilisateurs interférents.

La probabilité qu'un utilisateur désiré subisse une interférence sur au moins S de ses chips est

$$\frac{R_c}{2}$$

R_c est la probabilité qu'un utilisateur non désiré ait un chip en commun avec un chip donné de l'utilisateur désiré.

$(1 - \frac{R_c}{2})$ est la probabilité qu'un utilisateur n'interfère pas sur le chip de l'utilisateur désiré.

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{N-1-i} \quad (B.4)$$

C- Récepteur mono utilisateur avec bruits : Probabilité d'erreur du récepteur CCR et CCR+HL avec bruits

Si nous tenons compte du bruit provenant des composants électroniques et optoélectroniques, la variable décisionnelle du récepteur CCR s'écrit comme suit :

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt + \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt \quad (C.1)$$

Nous pouvons écrire la variable décisionnelle sous la forme

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + I + n$$

W est le poids du code, I représente le terme d'interférence dû aux utilisateurs non désirés et N_o représente la contribution du bruit de variance σ^2 sur le signal transmis.

$n = \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt$ est la contribution globale du bruit de variance $\sigma_n^2 = W\sigma^2$.

La probabilité d'erreur peut alors s'écrire comme suit :

$$P_{eCCRbruit} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} < S/b_i^{(1)} = 1) \\
 &= \frac{1}{2}P(I + n \geq S) + \frac{1}{2}P(W + I + n < S)
 \end{aligned} \tag{C.2}$$

Comme dans le cas synchrone en temps chips, le terme d'interférence I ne peut prendre que les valeurs entières, l'expression de la probabilité d'erreur peut alors s'écrire en fonction de la valeur i que peut prendre le terme d'interférence I. Nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 P_{eCCRbruit} &= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} P(I = i) P(n \geq S - i) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} P(I = i) P(n < S - i - W) \\
 P_{eCCRbruit} &= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} P(I = i) \cdot P(n \geq S - i) + P(n < S - i - W)
 \end{aligned} \tag{C.3}$$

La probabilité qu'il ait i utilisateurs interférents parmi les N-1 utilisateurs non désirés est une distribution binomiale. Nous obtenons l'expression suivante :

$$P(I = i) = C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \tag{C.4}$$

Comme n est une variable aléatoire gaussienne de variance σ_n^2 pour déterminer les termes $P(n \geq S - i)$ et $P(n < S - i - W)$ il est nécessaire de déterminer l'expression générale de la probabilité qu'une variable aléatoire gaussienne soit supérieure ou inférieure à un seuil s. Nous considérons une variable aléatoire gaussienne x de variance σ^2 . La densité de probabilité s'écrit :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \tag{C.5}$$

⇒ La probabilité que x soit supérieure à un seuil s, est donnée par :

$$\begin{aligned}
 P(x \geq s) &= \int_s^{+\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) dx \\
 &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \sigma\sqrt{2} \int_s^{+\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \frac{dx}{\sigma\sqrt{2}} \\
 P(x \geq s) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_s^{+\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \frac{dx}{\sigma\sqrt{2}}
 \end{aligned} \tag{C.6}$$

En faisant un changement de variable $u = \frac{x}{\sigma\sqrt{2}}$, la probabilité d'erreur devient :

$$\begin{aligned}
 P(x \geq s) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp(u^2) du \\
 \text{Or } \operatorname{erfc}(y) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{+\infty} \exp(-u^2) du
 \end{aligned} \tag{C.7}$$

$$P(x \geq s) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}\right) \tag{C.8}$$

⇒ La probabilité que x soit inférieure à un seuil s, est donnée par :

$$P(x < s) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^s \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) dx$$

$$= -\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\sigma\sqrt{2}\int_{-\infty}^s \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right)\frac{-dx}{\sigma\sqrt{2}}$$

$$P(x < s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{-\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right)\frac{-dx}{\sigma\sqrt{2}} \quad (C.9)$$

En faisant un changement de variable $u = -\frac{x}{\sigma\sqrt{2}}$, la probabilité d'erreur devient :

$$P(x < s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{-\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp(-u^2) du$$

$$P(x < s) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (C.10)$$

Les termes $P(n \geq S - j)$ et $P(n < S - j - W)$ peuvent alors s'écrire :

$$P(n \geq S - j) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S - j}{\sigma_n\sqrt{2}}\right) \quad (C.11)$$

$$P(n < S - j - W) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{W - S + j}{\sigma_n\sqrt{2}}\right) \quad (C.12)$$

L'expression de la **probabilité d'erreur du récepteur CCR** est alors donnée par :

$$P_{eCCRbruit} = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \cdot \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{S - i}{\sigma_n\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{W - S + i}{\sigma_n\sqrt{2}}\right) \right] \quad (C.13)$$

Probabilité d'erreur du récepteur CCR+HL avec bruits

Nous développons dans cette partie l'expression de la probabilité d'erreur du récepteur CCR+HL lorsque le signal contient du bruit de type AWGN. Pour cela, nous considérons que le bruit est une variable aléatoire qui s'ajoute au signal après la fonction HL. La fonction HL ne s'applique donc que sur le signal et pas sur le signal perturbé aléatoirement par le bruit. Cette considération nous permet d'obtenir une borne supérieure de la probabilité d'erreur. Le signal obtenu à la sortie du hard limiter est donnée par l'expression suivante :

$$s(t) = g\left(\sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) + N_o \quad (C.14)$$

g est la fonction qui écrête l'amplitude du signal à 1,

N est la contribution du bruit de variance σ^2

La variable décisionnelle du récepteur CCR+HL est donnée par l'expression suivante :

$$Z_i^{(1)} = \int_0^{T_b} \left(g\left(\sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) + N_o \right) c_1(t) dt$$

$$= \int_0^{T_b} g\left(\sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) c_1(t) dt + \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt$$

$$Z_i^{(1)} = \int_0^{T_b} \left(b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t) \right) c_1(t) dt + n \quad (C.15)$$

$n = \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt$ est la contribution globale du bruit de variance $\sigma_n^2 = W\sigma^2$.

La probabilité d'erreur du CCR+HL peut alors s'écrire :

$$P_{eCCR+HLbruit} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (C.16)$$

Nous commençons par évaluer le cas où la donnée « 0 » est envoyée.

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0)$$

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = P\left(\int_0^{T_b} g\left(\sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) c_1(t) dt + n \geq S\right) \quad (C.17)$$

En décomposant l'expression (C.17), nous obtenons l'expression suivante :

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = \sum_{i=0}^W P\left(\int_0^{T_b} g\left(\sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) c_1(t) dt = i\right) P(i + n \geq S) \quad (C.18)$$

Nous avons i chips de l'utilisateur désiré qui subissent une interférence et $W-i$ chips qui n'en subissent pas.

$$P\left(\int_0^{T_b} g\left(\sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) c_1(t) dt = i\right) = C_W^i P(i \text{ chips à } 1)(W - i \text{ chips à } 0) \quad (C.19)$$

Nous avons i utilisateurs parmi les $N-1$ non désirés qui interfèrent et donc $N-1-i$ qui n'interfèrent pas. La probabilité qu'aucun des $N-1-i$ utilisateurs non désirés n'interfèrent sur un chip de l'utilisateur désiré est :

$$P = \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1-i} \quad (C.20)$$

La probabilité que les $N-1-i$ utilisateurs non désirés n'interfèrent sur aucun des $W-i$ chips est alors donnée par :

$$P(W - i \text{ chips à } 0) = \left(\left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1-i}\right)^{W-i} \quad (C.21)$$

La probabilité d'avoir au moins un chip d'utilisateur non désiré qui interfèrent sur un chip de l'utilisateur désiré est :

$$P_1 = 1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1} \quad (C.22)$$

La probabilité que deux chips de l'utilisateur désiré soit recouverts :

$$P_2 = 1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-2} \quad (C.23)$$

La probabilité que ces deux chips subissent une interférence est alors donnée par :

$$P_3 = \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1}\right) \cdot \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-2}\right) \quad (C.24)$$

En continuant nous obtenons ainsi P_i qui est la probabilité que i chips de l'utilisateur désiré subissent une interférence.

$$P_i = \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F} \right)^{N-m} \right) \quad (C.25)$$

En remplaçant les expressions (C.21) et (C.25) dans (C.16), l'expression (C.18) peut s'écrire de la façon suivante :

$$P \left(\hat{b}_i^{(1)} = \frac{1}{b_i^{(1)}} = 0 \right) = \sum_{i=0}^W C_W^i \left(1 - \frac{1}{2F} \right)^{(N-1-i)(W-i)} \cdot \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F} \right)^{N-m} \right) P(n \geq S - i) \quad (C.26)$$

Nous allons maintenant évaluer le cas où la donnée « 1 » est envoyée.

$$\begin{aligned} P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) &= P(Z < S/b_i^{(1)} = 1) \\ &= P \left(\int_0^{T_b} g \left(c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t) \right) c_1(t) dt + n < S \right) \end{aligned} \quad (C.27)$$

Comme la donnée « 1 » est envoyé par l'utilisateur désiré, quelles que soient les données émises par les utilisateurs non désirés la fonction « hard limiter » va écrêter toute la contribution supplémentaire. De ce fait tous les chips du signal reçu qui coïncident avec les W chips à « 1 » du code de l'utilisateur désiré seront à 1. Nous pouvons alors écrire la probabilité d'erreur comme suit :

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) = P(W + n < S)$$

D'après les expressions (3.11) et (3.16), nous obtenons :

$$\begin{aligned} P(n \geq S - i) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S - i}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \\ P(n < S - W) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{W - S}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (C.28)$$

L'expression de la probabilité d'erreur du CCR+HL en présence de bruit est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} P_{eCCR+HLbruit} &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{W - S}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^W C_W^i \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{(N-1-i)(W-i)} \cdot \\ &\quad \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S - i}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{N-m} \right) \end{aligned} \quad (C.29)$$

D- Récepteurs multiutilisateurs : Probabilité d'erreur du récepteur PIC

L'expression générale de la probabilité d'erreur du récepteur PIC est la suivante :

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (D.1)$$

Nous avons montré dans le chapitre 2 que l'expression de la variable décisionnelle de l'utilisateur désiré est donnée par :

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt \quad (D.2)$$

$\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ représente le nombre de chips en commun entre deux codes associés aux utilisateurs désiré #1 et non désiré #k.

Comme nous considérons des codes dont l'intercorrélation maximale est $h_c = 1$ donc $\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ ne peut prendre que les valeurs 0 et 1.

- Si $b_i^{(k)} = 1$, la donnée est correctement détectée puisque le CCR ne fait jamais d'erreur sur une donnée « 1 » envoyée.

- Si $b_i^{(k)} = 0$, nous avons deux cas :

- Si $\hat{b}_i^{(k)} = 0$, il n'y a pas d'erreur, l'utilisateur #k n'interfère pas.

- Si $\hat{b}_i^{(k)} = 1$, la donnée est mal détectée. L'utilisateur #k apporte une contribution de valeur « -1 » sur la variable décisionnelle de l'utilisateur désiré.

Dans le cas où la donnée envoyée par l'utilisateur désiré #1 est $b_i^{(1)} = 0$, la variable décisionnelle est donnée par :

$$Z_i^{(1)} = \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt \leq 0$$

Or d'après la règle de la détection si $Z < S \Rightarrow$ la donnée estimée est $\hat{b}_i^{(1)} = 0$

Donc il n'y a pas d'erreur de détection sur une donnée « 0 » envoyée.

$$\Leftrightarrow P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = 0$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} < S_2/b_i^{(1)} = 1)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2} P \left(W + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt < S_2 / b_i^{(1)} = 1 \right)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2} P \left(\sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt \geq W - S_2 + 1 / b_i^{(1)} = 1 \right) \quad (D.3)$$

Si $\hat{b}_i^{(1)} = 0$, il n'y a une erreur de détection. Il y'a au moins $W - S_2 + 1$ utilisateurs non désirés dont le code à un chip en commun avec celui de l'utilisateur désiré #1 $(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1)$. De plus si $b_i^{(k)} = 0$ sachant que $\hat{b}_i^{(k)} = 1$ la donnée est mal détectée.

- Nous notons u_1 le nombre d'utilisateurs qui émet une donnée $b_i^{(k)} = 1$ parmi les $N-1$ utilisateurs non désirés. Les données de ces utilisateurs sont alors bien détectées. La probabilité d'erreur est donnée par :

$$P_1 = \left(\frac{1}{2} \right)^{u_1} C_{N-1}^{u_1} \quad (D.4)$$

- u_2 le nombre d'utilisateurs qui émet une donnée $b_i^{(k)} = 0$ mal détectée parmi les $N-1-u_1$ utilisateurs non désirés. La probabilité d'erreur obtenue est donnée par :

$$P_2 = \left(\frac{1}{2} \right)^{u_2} C_{N-1-u_1}^{u_2} \quad (D.5)$$

- Les $N-1-u_1-u_2$ utilisateurs non désirés restant émettent une donnée $b_i^{(k)} = 0$ bien détectée non désirés. La probabilité d'erreur obtenue est donnée par :

$$P_3 = \left(\frac{1}{2} \right)^{N-1-u_1-u_2} \quad (D.6)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2} \sum_{u_1=0}^{N-1} \sum_{u_2=0}^{N-1-u_1} P_1 P_2 P_3 P \left(\sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt \geq W - S_2 + 1 / b_i^{(1)} = 1 \cap u_1 \cap u_2 \right) \quad (D.7)$$

P_I est la probabilité qu'un utilisateur non désiré, parmi les u_2 ayant émis une donnée $b_i^{(k)} = 0$ mal détectée, ait un chip en commun avec l'utilisateur désiré #1.

$$P_I = P \left(\hat{b}_i^{(k)} = 1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt / b_i^{(1)} = 1 \cap b_i^{(k)} = 0 \cap u_1 \right) \quad (D.8)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2} \sum_{u_1=0}^{N-1} \sum_{u_2=0}^{N-1-u_1} P_1 P_2 P_3 (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2} \quad (D.9)$$

En remplaçant les expressions (D.4), (D.5) et (D.6) dans (D.9) nous obtenons l'expression suivante :

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2} \right)^n \sum_{u_1=0}^{N-1} \sum_{u_2=0}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2} \quad (D.10)$$

Nous allons maintenant déterminer l'expression de la probabilité de recouvrement.

$$Z_i^{(k)} = W b_i^{(k)} + b_i^{(1)} \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt + \sum_{j=2}^N b_i^{(j)} \int_0^{T_b} c_k(t) c_j(t) dt$$

$$I = \sum_{j=2}^N b_i^{(j)} \int_0^{T_b} c_k(t) c_j(t) dt$$

Comme il peut y avoir d'erreur que si $b_i^{(k)} = 0$, l'utilisateur #k est interférent que si $b_i^{(1)} = 1$

$$Z_i^{(k)} = W b_i^{(k)} + b_i^{(1)} \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt + I$$

$$= 0 + 1 + I$$

$$Z_i^{(k)} = 1 + I \quad (D.11)$$

La probabilité P_I qu'un utilisateur non désiré soit interférent est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} P_I &= P \left(\hat{b}_i^{(k)} = 1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1 / b_i^{(1)} = 1 \cap b_i^{(k)} = 0 \cap u_1 \right) \\ &= P \left(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1 \right) P \left(\hat{b}_i^{(k)} = 1 / b_i^{(1)} = 1 \cap b_i^{(k)} = 0 \cap u_1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1 \right) \end{aligned} \quad (D.12)$$

$$P_I = R P \left(Z_i^{(k)} \geq S_1 / b_i^{(k)} = 0 \cap b_i^{(1)} = 1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1 \right)$$

$$P_I = R P(I \geq S_1 - 1)$$

$$P_I = R \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1} (R)^{m_1} (1-R)^{u_1-m_1} \quad (D.13)$$

Au final l'expression de la probabilité d'erreur du récepteur PIC est donnée par :

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2} \right)^N \sum_{u_1=S_1-1}^{N-1} \sum_{u_2=W-S_2+1}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1-P_I)^{N-1-u_1-u_2} \quad (D.14)$$

$$\text{avec } P_I = R \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1} (R)^{m_1} (1-R)^{u_1-m_1}$$

E- Probabilité de recouvrement R

La probabilité de recouvrement est la probabilité que deux codes aient un chip en commun.

Nous déterminons dans cette annexe les probabilités de recouvrement des codes 1D-OOC, 1D-PC, 2D-MWOOC et 2D-PC/PC.

Cas des codes 1D OOC

Chaque chip du code du premier utilisateur peut être recouvert par chacun des W chips du code du deuxième utilisateur. W est le poids du code et F la longueur temporelle.

Le nombre de cas possibles de recouvrement est alors $W \times W = W^2$ et il y'a F décalages possibles. Donc la probabilité de recouvrement est :

$$\boxed{R = \frac{W^2}{F}} \quad (E.1)$$

Cas des codes PC

Pour déterminer la probabilité de recombinaison du code PC il est nécessaire de connaître les paramètres du code qui sont :

$W = p$: le poids du code

$F = p^2$: la longueur temporelle

Si n_i est le nombre moyen de fois où il y'a exactement i chips en commun entre deux codes, nous auront :

$$n_2 = \frac{(p-2)(p+1)}{6} \quad (E.2)$$

$$n_1 + 2n_2 = p^2 \quad (E.3)$$

$$n_0 + n_1 + n_2 = p^2 \quad (E.4)$$

$$\Rightarrow n_2 = n_0 = \frac{(p-2)(p+1)}{6}$$

$$\Rightarrow n_1 = \frac{2p^2+p+2}{3}$$

La probabilité de recouvrement est alors donnée par :

$$R = \frac{W^2}{F} = \frac{n_i}{p^2} = \frac{p^2}{p^2} = 1 \quad \boxed{R = 1} \quad (E.5)$$

Cas des codes 2D MWOOC

La probabilité de recouvrement du code MWOOC est donnée par :

$$R = \frac{W^2}{L \times F}$$

où W est le poids du code, L est la longueur fréquentielle du code et F la longueur temporelle.

Nous considérons deux cas pour la détermination de la probabilité de recouvrement :

- La probabilité que deux codes aient un chip sur la même longueur d'onde : elle est donnée par $P_1 = \frac{W^2}{L}$
- La probabilité pour que deux codes ayant un chip sur la même longueur d'onde coïncident temporellement : elle est donnée par $P_2 = \frac{1}{F}$

Nous obtenons l'expression de la probabilité suivante :

$$R = P_1 P_2 = \frac{W^2}{L \times F} \quad \boxed{R = \frac{W^2}{L \times F}} \quad (E.6)$$

Cas des codes 2D PC/PC

Pour le cas du code PC/PC le principe est le même que celui du code 2D-MWOOC.

La probabilité que deux codes aient un chip en commun sur la même longueur d'onde c'est-à-dire la probabilité d'avoir les mêmes sauts de fréquence est :

$$P_1 = \frac{1}{p-1}$$

La probabilité qu'ils coïncident temporellement est:

$$P_2 = 1$$

La probabilité de recombinaison est alors donnée par :

$$R = \frac{W^2}{L \times F} = P_1 \times P_2 = \frac{1}{p-1}$$

$$\boxed{R = \frac{1}{p-1}} \quad (E.7)$$

ANNEXE B

Des algorithmes basés sur les statistiques d'ordres supérieurs

Plusieurs méthodes [99], [100], [101], [108], [110] ont été mises au point afin de calculer le retard entre les signaux reçus par deux capteurs distincts dans deux situations où la corrélation est peu performante. Ces situations sont :

- lorsque le signal reçu est corrélé avec le bruit,
- lorsque l'on utilise deux capteurs bruités par des bruits inter-corrélés [99], [110].

De nombreuses méthodes se caractérisent par une charge de calcul importante. Cependant, aucune n'est basée sur une approche traditionnelle comme la corrélation. Dans [101], les statistiques d'ordres supérieurs sont utilisées d'une façon proche de la corrélation, ce qui mène à des méthodes qui se caractérisent par leur facilité d'implémentation et leur rapidité. Un rapport de 1 à 10 peut exister au niveau de la rapidité et au niveau de l'utilisation de mémoire. Ces méthodes (algorithmes de Tugnait à l'ordre 3 et 4) vont être présentées, ainsi qu'une méthode basée sur le cumulatif d'ordre 3 (algorithme de Nikias et Pan à l'ordre 3) présentée dans [99] qui a été réutilisée depuis [110] et a servi de référence pour des études [15][16] réalisées au sein de notre laboratoire pour une étude comparative. Dans la suite de cette section nous allons donner un résumé de ces études ainsi que leurs conclusions.

L'algorithme de Tugnait à l'ordre 4 (Tug-4) [101]

Cet algorithme nécessite, pour être performant, des signaux ayant les propriétés suivantes :

- **Assertion 1** : Le signal utile $c(i)$ est généré par un système linéaire stable commandé par une séquence non gaussienne $e(i)$.

$$c(i) = \sum_{k=-\infty}^{i+\infty} f(k)e(i-k) \quad (\text{F.1})$$

- **Assertion 2** : La séquence $e(i)$ a une moyenne nulle. Elle est non gaussienne, de cumulatif d'ordre 4 non nul.
- **Assertion 3** : Le bruit est stationnaire, de moyenne nulle et gaussien.

Le signal reçu est : $y(i) = A.c(i-k) + n(i) = x(i) + n(i)$

Signal de référence : $c(i)$.

L'estimateur à l'ordre 4 est :

$$j_4(i_0) = \frac{|cum_4(c(i-i_0), c(i-i_0), y(i), y(i))|}{\sqrt{|cum_4(c(i), c(i))| \cdot |cum_4(y(i), y(i))|}} \quad (\text{F.2})$$

Où :

$$cum_4(c(i-i_0), c(i-i_0), y(i), y(i)) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} c^2(i-k) \cdot y^2(i) - 2 \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} c(i-i_0) \cdot y(i) \right]^2 - \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} c^2(i-i_0) \right] \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} y^2(i) \right] \quad (\text{F.3})$$

$J_4(i_0)$ est maximum lorsque $i_0=k$.

Cet algorithme est basé sur l'assertion selon laquelle le bruit étant gaussien, son cumulant d'ordre 4 est nul. Et donc nous avons d'après la multilinéarité et après simplification :

$$\begin{aligned} \text{cum}_4(c(i-i_0), c(i-i_0), y(i), y(i)) &= \text{cum}_4(c(i-i_0), c(i-i_0), A.c(i-k), A.c(i-k)) \\ &= A^2 \cdot \text{cum}_4(c(i-i_0), c(i-i_0), c(i-k), c(i-k)) \end{aligned} \quad (\text{F.4})$$

Cum₄ est maximum si $i_0=k$.

L'algorithme de Tugnait à l'ordre 3 (Tug-3) [101]

L'algorithme de Tugnait à l'ordre 3 est performant pour des signaux présentant les caractéristiques suivantes :

- **Assertion 1 :** Le signal est de moyenne nulle, stationnaire et non gaussien, et de ce fait son bispectre, ou son trispectre est non strictement nul.
- **Assertion 2 :** Le bruit est stationnaire, de moyenne nulle et gaussien.

Le signal reçu est : $y(i) = A.c(i-k) + n(i)$

Le signal de référence est : $c(i)$.

L'estimateur à l'ordre 3 est :

$$J_3(i_0) = \frac{\left| \sum_{j=1}^{j=N} \hat{C}_{ccc}(j) \cdot \hat{C}_{ccy}(j+i_0) \right|}{\sqrt{\left[\sum_{j=1}^{j=N} \hat{C}_{ccc}^2(j) \right] \left[\sum_{j=1}^{j=N} \hat{C}_{yyy}^2(j) \right]}} \quad (\text{F.4})$$

où $\hat{C}_{ccy}(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^{i=N} c(i)c(i+n)y(i+j)$, avec n tel que $\text{cum}_3(c(i), c(i+n), c(i+j))$ ne soit pas strictement nul, quel que soit p .

Cet algorithme est basé sur l'assertion selon laquelle le bruit étant gaussien, son cumulant d'ordre 3 est nul. Et donc nous avons d'après la multilinéarité et après simplification :

$$\begin{aligned} \hat{C}_{ccy}(j+i_0) &= \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^{i=N} c(i)c(i+n)y(i+j+i_0) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^{i=N} c(i)c(i+n) \left(A.c(i+j+i_0-k) + n(i+j+i_0) \right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^{i=N} c(i)c(i+n) \left(A.c(i+j+i_0-k) + n(i+j+i_0) \right) \\ &= \frac{A}{N} \sum_{i=-N}^{i=N} c(i)c(i+n)c(i+j+i_0-k) \\ &= \hat{C}_{ccc}(j+i_0-k) \end{aligned} \quad (\text{F.5})$$

$\hat{C}_{ccc}(j)$ et $\hat{C}_{ccy}(j+i_0)$ sont donc égales au décalage de i_0-k près. La corrélation entre $\hat{C}_{ccc}(j)$ et $\hat{C}_{ccy}(j+i_0)$ est donc maximum quand $i_0=k$.

L'algorithme de Nikias et Pan à l'ordre 3 [99]

Les conditions d'application de cet algorithme sont :

- **Assertion 1** : le signal a une moyenne nulle et n'est pas gaussien,
- **Assertion 2** : le bruit est gaussien.

Le signal de référence est $c(i)$.

Le signal reçu est $y(i)=A.c(i-k)+n(i)$, ou encore $y(i) = A \cdot \sum_{k=1}^N \delta_{ik} c(i-k) + n(i)$ avec $\delta_{ik} = 0$ sauf pour $i=k$.

Pour estimer le temps de vol, nous allons calculer :

$$cum_3(c(i), y(i+i_0), c(i+i_1)) = A \cdot \sum_{i=1}^N \delta_{ik} cum_3(c(i), c(i-k+i_0), c(i+i_1)) + cum_3(c(i), n(i+i_0), c(i+i_1))$$

(F.6)

Le bruit étant considéré gaussien, il vient :

$$\begin{aligned} cum_3(x(i), y(i+i_0), x(i+i_1)) &= R_{xyx}(i_0, i_1) \\ &= A \cdot \sum_{i=1}^N \delta_{ik} cum_3(c(i), c(i-k+i_0), c(i+i_1)) \\ &= \sum_{i=1}^N \delta_{ik} R_{ccc}(i_0-k, i_1) \end{aligned}$$

(F.7)

ou encore :

$$R_{cyc}(i_0, i_1) = R_{ccc}(i_0-k, i_1) \Delta$$

(F.8)

où R_{ccc} et R_{cyc} sont des matrices, et Δ un vecteur. On écrit un système d'équations en sélectionnant des valeurs de i_0 et i_1 .

La résolution de ce système linéaire s'obtient en calculant :

$$A = (R_{ccc}^T \cdot R_{ccc})^{-1} \cdot R_{ccc}^T \cdot R_{cyc}$$

(F.9)

Le retard est $i_0=k$ maximisant A .