UNIVERSITÉ
LAVAL

Faculté des Sciences et de Génie

Département de Génie Électrique
et de Génie Informatique

1999-2000

# Rapport Annuel d'Activités

**Laboratoire de Radiocommunications et de Traitement du Signal**
Université Laval
Sainte-Foy, Qc., Canada
G1K 7P4

Téléphone : (418) 656-2966 (*Directeur*)
(418) 656-2984 (*Secrétariat*)
Télécopie : (418) 656-3159

Courriel : `lrts@gel.ulaval.ca`
Site WWW : `http://www.gel.ulaval.ca/~telecom`

14 juillet 2000

(Rapport LRTS-00-01)

# Préambule

# Laboratoire de Radiocommunication et Traitement du Signal (L.R.T.S.)

Le LRTS ou Le Laboratoire de Radiocommunication et de Traitement du Signal a comme objectif de coordonner et d'intégrer les programmes de recherche réalisés dans le vaste domaine des radiocommunications et du traitement du signal au département de génie électriqueet de génie informatique de l'Université Laval. Ceci a mené au développement d'un important groupe de recherche, comptant une vingtaine d'étudiants gradués et chercheurs travaillant sous la direction d'un noyau de professeurs réputés (Michel Lecours, Denis Angers, Gilles -Y. Delisle, Paul Fortier, Dominic Grenier, et Huu Tue Huynh), dont deux Fellows de l'IEEE. Le Laboratoire compte cette année parmi ses membres trois associés de recherche les Dr. Anne-Laure Jousselme, Christophe Charrier et Zhor Sebbani. Le laboratoire bénéficie aussi de la collaboration comme Professeur Associé du Dr. Éloi Bossé du Centre de Recherches pour la Défense de Valcartier (CRDV) et du Professor Tet Hin Yeap de l'Université d'Ottawa. Des experts de l'industrie participent aussi à nos projets, en particulier cette année le Dr. Marcel Pelletier et Messieurs Martin Lefebvre and Claude Vergnolle.

Les thèmes de recherches actuels au laboratoire sont les Radiocommunications numériques mobiles et personnelles, la technologie des composants et circuits haute fréquence et en particulier des antennes-réseaux (Subvention du Programme de Partenariat Technologique du CRSNG avec Davicom Technologies, Inc.), les études et analyses en systèmes de communication et de traitement du signal, l'interface extérieur-intérieur dans les systèmes de communications personnelles (CITR), les systèmes radar (CRDV), et la fusion de données (Projet collaboratif du CRSNG avec Lockheed Martin Canada). Le laboratoire et/ou ses membres sont financés par le FCAR et le CRSNG, les agences de subventions des gouvernements du Québec et du Canada pour la recherche académique, et ils participent à l'Institut Canadien de Recherches en Télécommunications (CITR), un des réseaux de Centres d'excellence financés par le gouvernement fédéral.

Le programme de recherches en fusion de données vise spécifiquement la fusion multi-capteurs et multi-plateformes de données provenant de différents capteurs et types de capteurs. Le projet collaboratif avec Lockheed Martin Canada est relié aux problèmes de fusion des données provenant de senseurs avec et sans imagerie. Au cours de cette année, des progrès importants ont été réalisés sous plusieurs aspects : l'analyse de notre méthode d'identification basée sur la mesure de l'utilité des déclarations d'identité, des contributions fondamentales aux méthodes de mesures de performance, et la continuation des études à partir des progiciels que nous avons développés pour l'exploration conceptuelle des techniques de fusion.

Un autre projet en traitement de données radar, en collaboration avec le CRDV, est centré sur la détection et la reconnaissance de cibles et, spécifiquement, sur la caractérisation de cibles par la méthode des ondelettes. Le projet de recherche en réseaux d'antennes financé par le Programme

de Partenariat Technologique du CRSNG avec Davicom Technologies, Inc. vise à développer une antenne orientable électroniquement pour les communications mobiles par satellite. Un prototype final complet, avec contrôleur d'antenne sur micro-contrôleur, a été mis au point cette année et est en train d'être testé.

Une caractéristique du laboratoire est sa forte orientation vers les applications, orientation qui est accentuée grâce à des collaborations industrielles et gouvernementales, en particulier dans le cadre de contrats de recherche. Le laboratoire maintient une recherche fondamentale d'avant-garde, et ces recherches fondamentales ont souvent leur source dans des problèmes identifiés lors de projets d'applications. Ce type de projet exerce une grande force d'attraction chez les étudiants.

Le laboratoire recherche toujours activement l'établissement de nouvelles collaborations à l'externe comme à l'interne. Il est en bonne position pour interagir avec les experts en VLSI et en photonique à l'Université Laval, ou avec d'autres experts en hyperfréquence et en traitement du signal au Canada.

Pour information :

| | |
|---|---|
| *Contact* | Michel LECOURS |
| *Téléphone* | (418) 656 2966, 656 2984 |
| *Télécopie* | (418) 656 3159 |
| *Courriel* | `lrts@gel.ulaval.ca` |
| *WWW* | `http://www.gel.ulaval.ca/~telecom` |

# Radiocommunication and Signal Processing Laboratory

The LRTS or the Radiocommunication and Signal Processing Laboratory (LRTS) has for objective to coordinate efforts and to integrate research projects in the vast field of radiocommunications and signal processing. This has lead to the development of a successful research group, counting more than twenty graduate students and researchers supported by an able core of professors (M. Lecours, D. Angers, G.-Y. Delisle, P. Fortier, D. Grenier, T.H. Huynh), including two IEEE Fellows. The laboratory enjoys the benefit of collaborating with a number of external institutions. The laboratory counts this year three full time researchers, Dr. Anne-Laure Jousselme, Dr. Christophe Charrier and Dr. Zhor Sebbani, and two Adjunct Professor, Dr. Éloi Bossé, Defence Research Establishment, Valcartier (DREV) and Professor Tet Hin Yeap from the University of Ottawa. Experts from industry also participate in our projects, namely this year Dr. Marcel Pelletier, Mr. Martin Lefebvre and Claude Vergnolle.

The present main themes of research at the laboratory are digital personnal and mobile communications, communications and signal processing, microwave circuit and antenna array technology (NSERC Tehnological Partnership Grant with Davicom Technologies Inc.), the outdoor-indoor channel interface in personal communication systems (PCS), radar signal processing and systems (DREV), data fusion (NSERC Collaborative Project with Lockheed Martin Canada). The laboratory and/or its members members are funded by FCAR and NSERC, the Quebec and Canadian Government granting agencies for academic research and participate in the Canadian Institute of Telecommunication Research (CITR), one of the federally funded National Centres of Excellence networks.

The research program in Data Fusion focuses on multi-sensor and multi-platform fusion of data coming from different sensors and different sensor types. The NSERC collaborative project with Lockheed Martin Canada focuses specifically on the Fusion of imaging and non-imaging sensors. Important progress has been made this year on a number of sujects : the analysis of our identification method using the utility measure of the identity declarations in the Dempster-Shafer algorithm, further fondamental contributions to methods of performance measurements, as well as the continuation of our on-going exploration of data fusion methods and algorithms.

An other project in radar signal processing, in collaboration with DREV, focuses on target detection and recognition and specifically on characterizing the Radar Coss Section of a target using Wavelet techniques. The research project in antenna arrays funded by the NSERC Technology Partnership Program with Davicom Technologies aims at developing a switched beam antenna for satellite mobile communication. A final prototype, complete with micro-controler based antenna array controler, has been implemented this year and is being tested.

The laboratory endeavours to maintain a strong experimental and/or application-oriented re-

search program while staying at the forefront in fundamental research, where the themes of research have often their root in problems encountered in the more practically-oriented projects. These activities are highly motivating for many graduate students. The laboratory has a successful history of industrial collaboration.

The laboratory is also in good position to collaborate with colleagues and fellow researchers in signal processing and microwave instrumentation, as well as in the neighbouring fields of photonics and VLSI.

For information : *Contact* Michel LECOURS
*Phone* (418) 656 2966, 656 2984
*Fax* (418) 656 3159
*Email* `lrts@gel.ulaval.ca`
*WWW* `http://www.gel.ulaval.ca/~telecom`

# Communications numériques

## Table des Matières

Laboratoire de Radiocommunication et Traitement du Signal (L.R.T.S.) . . . . . v
Radiocommunication and Signal Processing Laboratory . . . . . vii

# Étude d'un récepteur radionumérique

Yannick Ernou, *Maîtrise en Génie Électrique.*
Paul Fortier, *Directeur de recherche.*

**Résumé** – Dans le cadre d'une collaboration avec l'IFP (*Institut Français du Pétrole*) et le LRTS, un projet d'étude de récepteur radionumérique a été mis en place. L'objectif est de concevoir un prototype, alliant une technologie analogique et un traitement numérique sur DSP (*Digital Signal Processor*). L'étude de certains brevets en radionumérique a permis de déterminer les limites du traitement analogique aux fréquences RF (amplification, filtrage, démodulation). Les techniques de *software radio* s'avèrent indispensables dans les récepteurs radio, notamment lorsqu'il s'agit de réduire les tailles ainsi que les coûts de fabrication.

**Abstract** – Within the context of a collaboration between *Institut Français du Pétrole* and LRTS, a software radio receiver study was implemented. Its purpose is to conceive a prototype which combines analog processing techniques with DSP (*Digital Signal Processors*) techniques. The study of different patents in software radio has shown the limits of analog signal processing in RF frequencies (amplifier, filtering, demodulation). Software radio techniques are essential in radio receivers, particularly for costs and space reduction.

## Introduction

A l'occasion d'un projet de sismique, l'IFP a développé un système d'acquisition et d'enregistrement de données sismiques. Le but du projet est de remplacer un maximum de circuiterie analogique par des composants numériques dans le but de diminuer les coûts de fabrication. Le projet se focalise essentiellement sur la partie réception. Au sein du LRTS, grâce aux informations provenant d'un site d'IBM (*www.patent.ibm.com*), regroupant plusieurs brevets américains et européens, il a été possible de faire une étude globale sur les différentes possibilités de traitement de signaux dans un étage de réception.

## Généralités

L'une des idées fondamentales de la radionumérique est le développement d'un traitement numérique du signal le plus proche possible de l'antenne de réception. La motivation est grande car il s'agit de numériser un étage de traitement analogique, et donc de le reconfigurer de manière logicielle. L'un des blocs les plus complexes de l'étage de réception, appelé communément *digital-front-end*, réalise des traitements à hautes fréquences (filtrage, sous-échantillonnage).

## Le récepteur idéal

Avant d'évaluer les différents étages de traitement numérique, les traitements analogiques ainsi que l'étage de conversion doivent être étudiés avec attention. Pour cela, un signal avant son traitement subit une estimation. En effet, la plupart des problèmes de communications viennent des perturbations occasionnées par le bruit ambiant et les échos parasites causés notamment par la propagation de signaux RF . L'architecture d'un récepteur radionumérique est donnée en figure 1.1.

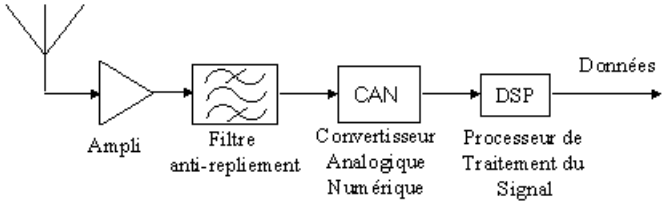



FIG. 1.1: Récepteur radionumérique idéal

D'autre part, beaucoup de récepteurs doivent traiter plusieurs canaux simultanément, ce que l'on pourrait appeler une réception *large bande* pour des signaux à *bande étroite*. Cela impose une très grande dynamique, à l'exemple d'un signal large bande de GSM (*Global System for Mobile Communication*), qui nécessite une dynamique de près de $100dB$. L'étage de conversion numérique reste l'élément clé d'un récepteur radionumérique. Il doit faire face à des signaux de bande large et de dynamique élevée, ce qui nécessite, a fortiori, un plus grand nombre de bits pour le convertisseur.

## Une architecture plus réaliste

Les conclusions précédentes nous amènent à concevoir des architectures plus proches de la réalité. En effet les fréquences porteuses que le convertisseur, ainsi que le DSP (*Digital Signal Processor)* doivent numériser sont trop élevées pour être réalisables. L'idée est de créer un pré-traitement, basé sur la numérisation partielle de la bande, soit un traitement sur une fréquence intermédiaire, et non complète. Cet étage se compose d'un passage en bande de base, d'une fonction de sous-échantillonnage, et d'un étage de filtrage.

# Les anciennes architectures analogiques

Les équipements conventionnels de communications radio ont été tout d'abord implémentés avec des circuits analogiques. La plupart des récepteurs de communication RF etaient et sont encore du type superhétérodyne traditionnel. Ce type de récepteur utilise un ou plusieurs étages IF (*Intermediate Frequency*) pour le filtrage et l'amplification de signaux à une fréquence fixe.

### Le récepteur superhétérodyne

Un signal RF provenant de l'antenne de réception passe à travers un système de traitement analogique (filtrage, amplification, conversion basse fréquence, démodulation). Le traitement permet de créer un canal fréquentiel, de largeur suffisamment étroite pour l'isoler des autres canaux présents à l'intérieur de la bande RF initiale. La conception d'un récepteur superhétérodyne [1] demande un filtrage très serré, de très grande qualité (filtres à ondes acoustiques de surface), opérant à de très hautes fréquences. Cependant, la nécessité d'utiliser des oscillateurs locaux pour diminuer la fréquence (*down-converting frequency*) exige une consommation de puissance non négligeable, et contribue, de ce fait à la complexité des récepteurs. De plus, l'utilisation d'amplificateurs à haute fréquence crée de sévères distorsions dans le signal.

### La conversion directe

L'architecture est similaire aux précédentes à la différence que la fréquence de l'oscillateur est très exactement celle de la fréquence porteuse [1]. Le signal résultant est en bande de base, c'est à dire à la *fréquence zéro*! L'avantage est énorme puisqu'il permet un traitement affiné en analogique, avec un filtrage puis une démodulation en bande de base. Cette nouvelle conception reste très compétitive dans nos outils de communication d'aujourd'hui. Cependant, la notion de conversion directe possède de nombreuses contraintes. Le fait de travailler à la fréquence porteuse demande un étage de filtrage à bande étroite d'une part, d'autre part un oscillateur très précis, donc complexe, et consommant de la puissance. Une autre contrainte vient des interférences générées par le rayonnement d'antenne et de l'oscillateur, travaillant aux même fréquences.

## La technologie radionumérique (*software radio*)

Un diagramme bloc en figure 1.2 permet de visualiser l'architecture classique de réception radionumérique de signaux.

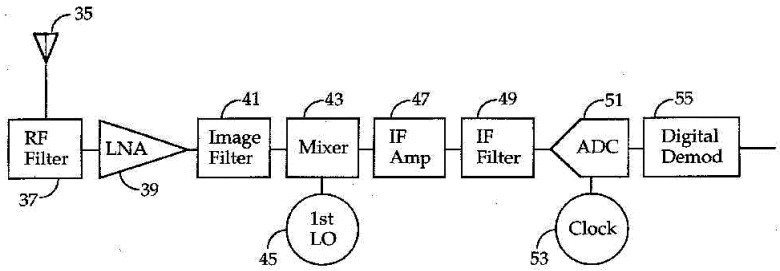



Fig. 1.2: Architecture classique d'un récepteur radionumérique

Le traitement numérique sur composant programmable permet un gain non négligeable en espace et en consommation de puissance. Cependant, pour que le convertisseur puisse travailler

à son maximum de résolution, il faut que la fréquence des signaux d'entrée soit considérablement diminuée, d'où la nécessité d'un ou plusieurs étages de mixage avant conversion. De plus, un convertisseur travaillant à haute fréquence consomme de la puissance, et crée certains phénomènes de distorsions (erreur d'*offset*, erreur de gain, erreur de non-linéarité différentielle). Ces nouvelles contraintes obligent les concepteurs à rivaliser d'ingéniosité pour constamment réduire les coûts et les consommations de puissance. L'objectif premier est de pouvoir convertir les signaux analogiques à la fréquence d'antenne. Cela nécessite une évolution constante dans la technologie des convertisseurs analogique/numérique avec des fréquences d'échantillonnage pouvant atteindre 100 Méch/s, pour une résolution de 10-12 bits.

## Architecture d'un récepteur radionumérique

Le récepteur actuel référé en [2] comprend un étage de préselection analogique, un convertisseur haute-fréquence et un étage de traitement numérique en bande de base sur DSP. Le présélecteur analogique comprend un système de filtrage large bande qui permettra d'éliminer les phénomènes de repliements spectraux, lors de l'échantillonnage à l'étage de conversion. L'étage de conversion analogique/numérique, comprend, d'une part un échantillonneur bloqueur, un ajout de bruit filtré, permettant d'atteindre la plage dynamique du convertisseur, et d'autre part, le bloc de numérisation du signal. Le signal numérique en bande de base est filtré, puis démodulé avant sa reconversion analogique. La structure d'un tel récepteur permet d'associer une technologie analogique, avec celle, plus fine, du numérique.

## Le récepteur à contrôle de gain numérique

Ce récepteur référé en [3] a été conçu dans le but de traiter numériquement des signaux RF à faible énergie en présence d'interférence. La technologie DSP y est optimisée, notamment dans la démodulation en présence de bruit d'interférence. Le système comprend un récepteur classique superhétérodyne (filtres, mixeurs, amplificateurs). Un contrôle numérique automatique du gain (atténuation ou amplification) permet d'optimiser la plage dynamique du convertisseur (élimination de la saturation). Ce contrôle se fait via un convertisseur flash et le DSP. Un étage d'échantillonnage-blocage puis de conversion numérique à la fréquence de Nyquist, permet la numérisation du signal. Le traitement numérique (passage en bande de base, filtre FIR, ré-échantillonnage, démodulation) se fait dans un DSP.

## Le récepteur à temps discret

Cette architecture référée en [1], utilise, d'une part, une partie analogique mettant en oeuvre une technique analogique de sous-échantillonnage associée à un traitement à temps discret du signal. Le traitement numérique du signal reste classique. Le but est de créer un récepteur consommant le moins de puissance possible, avec un traitement analogique sur circuit intégré. Le signal RF est filtré puis bruité afin d'optimiser la plage dynamique du convertisseur. Le signal est ensuite discrétisé dans un échantillonneur/bloqueur, avant d'être traité à temps discret. Le signal est ensuite numérisé, filtré puis démodulé avant de sortir sous forme analogique. Le

bloc de traitement à temps discret est composé de modules en cascade permettant un sous-échantillonnnage et un filtrage anti-repliement. Tous ces composants sont intégrés sur une puce silicium.

### Une technologie plus récente

L'une des architectures les plus récentes [4] et s'appliquant plus directement au projet en cours est le récepteur radionumérique, à sélection numérique de canal. L'objectif est de concevoir un récepteur à faible coût, utilisant la technologie analogique et numérique proche de la figure 1.2, et permettant la sélection de la bande de fréquence. Le récepteur comprend, de manière classique, un étage de présélection analogique, associé à une conversion basse fréquence, permettant le traitement à une fréquence intermédiaire (IF), avant la conversion analogique/numérique. Le traitement numérique sur DSP comprend d'une part le passage en bande de base, avant la sélection d'une bande large ou étroite suivant le type de signaux reçus. Cette architecture fera l'objet, par la suite, d'une étude plus approfondie, accompagnée d'une simulation sous Simulink, de manière à évaluer précisemment les performances de chacun des étages de traitement

## Conclusion

Avec l'apparition des composants numériques (DSP, FPGA), les architectures de réception RF ont fortement progressé ces dernières années. Les récepteurs classiques, proposant une chaîne de traitement analogique (filtre, mixeur, amplification), ont peu à peu laissé la place à des configurations radionumérique, judicieux mélange d'une technologie analogique parfaitement maîtrisée, même à hautes fréquences (sous-échantillonnage, conversion basse fréquence, mixage, amplification), et une technologie numérique qui évolue sans cesse, permettant des traitements de plus en plus fin et complexes. Certaines architectures analogiques restent encore compétitives (traitement a temps discret, cellulaire bi-bande), mais les distorsions occasionnées à très hautes fréquences (900 MHz), nécessitent des étages de mixage fastidieux, qui consomment de la puissance. D'autre part le numérique reste encore cher, d'où l'intérêt du *software radio* et des techniques de sous-échantillonnage.

## Références

[1] D. H. Shen, C. Hwang, B. B. Lusignan, and B. B. Wooley, "Radio frequency signal reception using frequency by discrete-time sub-sampling down-conversion," Brevet 5,640,698, Stanford University, Juin 1997.

[2] R. V. Janc and S. C. Jasper, "Digital radio frequency receiver," Brevet 4,893,316, Motorola, Inc., janvier 1990.

[3] A. M. Degges, "Digital rf receiver," Brevet 5,396,520, Mars 1995.

[4] A. Sunminen and C. J. Voboril, "Receiver with analog and digital channel selectivity," brevet 5,926,513, Alcatel Alsthom, Juillet 1999.

©LRTS 2000

# Effets de l'égalisation adaptative sur les systèmes de communications à large bande

Assia Semmar, *Stagiaire Post-doctorale*
Michel Lecours, *Directeur de Recherche*
Huu Tuê Huynh, *Co-Directeur de Recherche*

**Résumé** – Ce travail concerne l'étude de l'effet des techniques d'égalisation adaptative sur la performance des systèmes de communications à large bande en modulation CQPSK dans des canaux à évanouissements sélectifs de Rice. Les résultats de notre étude sont basés sur des simulations Monte Carlo en prenant les modèles semi-exponentiel et uniforme comme modèles de profil de délai. Les résultats de simulation montrent que la performance du système égalisé dépend fortement des caractéristiques du profil de délai

**Abstract** – This work is concerned with the study of the effects of adaptative equalization techniques on the performance of broadband wireless communications with CQPSK modulation over Rician selectifs fading channels. The performance results are based on Monte-Carlo simulations with one sided exponential and a uniform power delay profiles. Simulations results show that the relative performance of linear and non-linear equalization techniques strongly depends on the delay profile characteristics.

## Modèle du système

Le modèle du canal considéré est similaire au modèle proposé par Turin [1] pour décrire les canaux à évanouissements multiparcours et utilisé avec succès dans plusieurs travaux d'analyse des systèmes de communications numériques. C'est un canal à trajets multiples dont chaque trajet est caractérisé par son amplitude $r_n$, son délai de propagation $\tau_n$ et sa phase $\phi_n$, où $n$ ($n$=0, 1, .., $N$) est l'indice du parcours en question. Le signal reçu s'écrit [2] :

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i} r_{n,i}(\tau_{n,i}) v(t - iT_s - \tau_{n,i}) \cos(2\pi f_c t + \theta_i + \phi_{n,i}) + n(t) \tag{2.1}$$

où $E_s$ est l'énergie du signal par symbole, $T_s$ est la durée de symbole, $v(t)$ est l'impulsion des données de durée $T_s$ et d'amplitude unitaire, $f_c$ représente la fréquence porteuse et $\theta_i$ est la phase qui contient l'information. $n(t)$ est le terme du bruit blanc additif Gaussien (AWGN) de moyenne nulle et de densité spectrale $N_0/2$, supposé être statistiquement indépendant des autres composantes.

Pour le canal à évanouissements de Rice, le signal reçu comprend une composante en ligne

de vue "LOS", on suppose que le récepteur se synchronise sur cette composante. On suppose aussi que les interférences intersymboles affectent uniquement les symboles adjacents du symbole désiré, cette condition est satisfaite si la puissance du profil de délai, définie par :$E(r^2(\tau)/\tau)$, $p(\tau) = 0$ pour $\tau > aT_s$ ou "a" est un nombre entier. Sous cette hypothèse, si a = 4, les statistiques de $r(t)$ dépendent de 4 symboles consécutifs$(S_{i-3}, S_{i-2}, S_{i-1}, S_i)$. Le signal reçu se trouve affécté par ses propres interférences et par des interférences générées par les 3 symboles antérieurs. Les expressions des interférences dues au même symbole et au symbole antérieur $(i-1, i)$, selon la composante en phase du signal reçu s'écrivent comme suit[2] :

$$I_i^x(i) = \sum_{n=1}^{N-1} \sqrt{E_s} r_n^i(\tau_n)(1 - \frac{\tau_n}{T_s})(\cos(\theta_i + \phi_n)) \tag{2.2}$$

$$I_{i-1}^x(i) = \sum_{n=1}^{N-1} \sqrt{E_s} r_n^{i-1}(\tau_n)(1 + \frac{\tau_n}{T_s})(\cos(\theta_{i-1} + \phi_n)) \tag{2.3}$$

Les expressions des interférences générées par les deux autres symboles se déduisent de $I_{i-1}^x$ en tenant compte de la phase et du temps de délai du symbole interférant.

## Modèles de profil de délai

Les modèles du profil de délai exponentiel et uniforme sont donnés par :

$$p_e(\tau) = \alpha \exp(-\tau/D_e) \quad \text{si} \quad \tau \geq 0 \tag{2.4}$$

$$p_r(\tau) = \alpha/T_s \quad \text{si} \quad 0 \leq \tau \leq \alpha/T_s \tag{2.5}$$

$D_e$ et $D_r = T_s/2\sqrt{3}$ sont les valeurs quadratiques moyennes du délai et $\alpha$ est le rapport de la puissance moyenne du premier parcours à celle de la composante principale.

## Egalisation

Les techniques d'égalisation consistent en un filtrage du signal reçu de façon à réduire l'effet des interférences intersymboles. Ce filtrage peut être linéaire ou non linéaire. Les égaliseurs peuvent être synchrones ou fractionnés selon qu'ils utilisent un échantillonnage du signal reçu à une fréquence égale ou supérieure à la fréquence du rythme. Les deux types d'égaliseurs retenus sont les égaliseurs linéaire et non linéaire dont l'optimalisation des coefficients est faite selon l'algorithme du gradient de l'erreur quadratique moyenne [3].

## Technique de simulation

Soit $\beta$ la précision relative obtenue après $M$ simulations pour estimer la probabilité d'erreur moyenne $P_e$. Pour un intervalle de confiance de 95%, on a $M \geq (3.83/\beta^2).(1/P_e - 1)$ [2]. En considérant une simulation Monte Carlo avec un nombre d'échantillons de $M = 10^6$, la précision serait de 6% pour une probabilité d'erreur de l'ordre de $10^{-3}$ et de 27% pour $P_e = 5.10^{-5}$. Ces précisions sont acceptables considérant l'ordre des probabilités d'erreur à estimer.

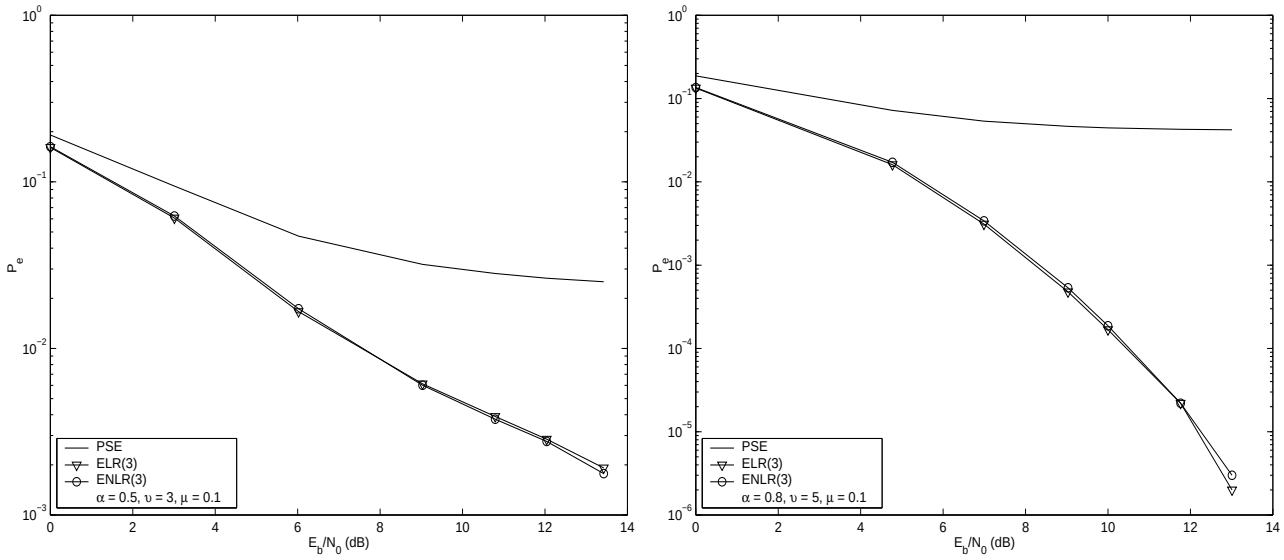
Dans nos simulations, on suppose que les caractéristiques du canal $(N, \tau_n, r_n, \phi_n)$ sont stationnaires sur une séquence de $10^4$ bits, ce qui est physiquement raisonnable comme supposition pour

les systèmes de communications numériques à des taux de transmission élevés. La technique de simulation consiste à générer les deux composantes en phase et en quadrature du signal reçu. Pour ce faire, nous avons à générer [2] :

- $\theta_i$ comme étant une variable aléatoire qui peut prendre l'une des valeurs ($\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$).
- $r_n$ comme une variable aléatoire qui suit une distribution de Rayleigh.
- $\phi_n$ comme une variable aléatoire uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$.
- $\tau_n$ comme une variable aléatoire uniformément répartie sur $[0, T_s]$.
- $N$ comme une variable aléatoire de poisson de moyenne $\upsilon$ .

## Résultats de simulation

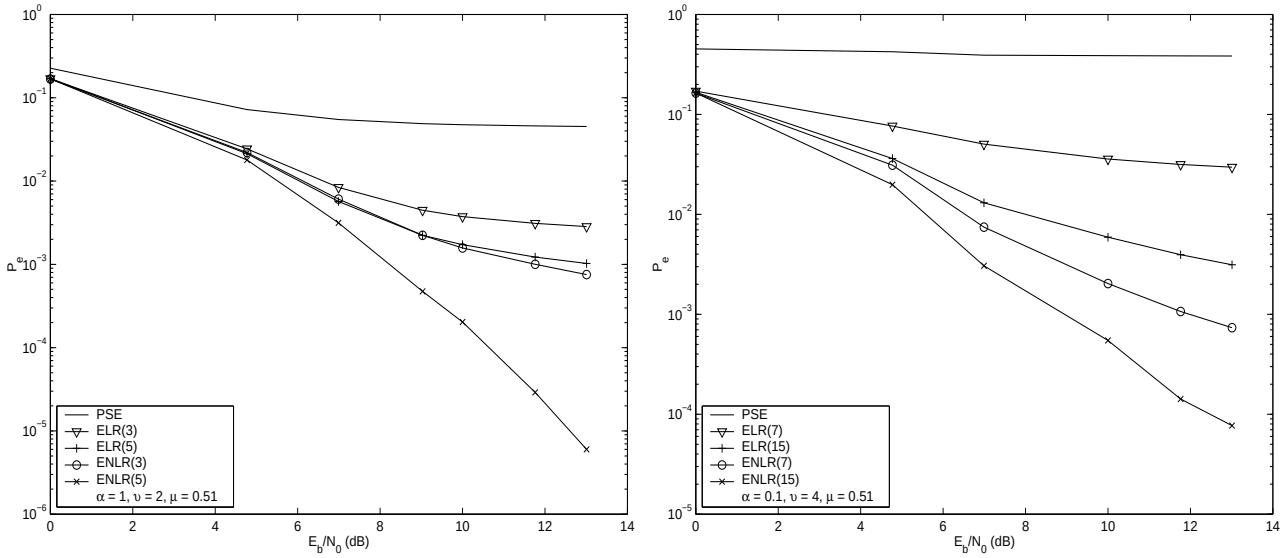
Les figures (Fig. 2.1(a)) et (Fig. 2.1(b)) donnent la probablité d'erreur avec et sans égalisation en fonction du rapport signal à bruit pour le cas où les interférences intersymboles sont générées par le symbole désiré et le symbole antérieur (a = 2) et en considérant le modèle exponentiel comme modèle de profil de délai. $\mu = D/T_s$ étant la valeur quadratique moyenne normalisée du délai. Les paramètres du canal sont fixés arbitrairement à ($\alpha = 0.5, \upsilon = 3, \mu = 0.1$) et ($\alpha = 0.8, \upsilon = 5, \mu = 0.1$). La figure (Fig. 2.1(b)) représente un cas où la puissance moyenne des interférences est assez élevée comparativement au cas représenté par la figure (Fig. 2.1(a)).




(a) (b)

FIG. 2.1: Probabilité d'erreur moyenne par bit avec et sans égalisation pour le cas de deux symboles interférant avec le symbole désiré ($\mu = 0.1$). Modèle exponentiel.

Les figures (Fig. 2.2(a)) et (Fig. 2.2(b)) donnent également les performances obtenues en prenant le modèle exponentiel et rectangulaire comme modèles de profil de délai. Les interférences intersymboles sont générées par 3 symboles antérieurs et par le symbole désiré (a = 4). Les paramètres du canal considérés sont : ($\alpha = 1, \upsilon = 2, \mu = 0.51$) et ($\alpha = 0.1, \upsilon = 4, \mu = 0.51$).




(a) (b)

FIG. 2.2: Probabilité d'erreur moyenne par bit avec et sans égalisation pour le cas de quatres symboles interférant avec le symbole désiré ($\mu = 0.51$). Modèles exponentiel (a) et uniforme (b).

Les résultats de simulation montrent que l'égalisation améliorent considérablement la performance du système. En se basant sur les tracés des 4 figures (ainsi que sur d'autres résultats qu'on a examinés), certains commentaires peuvent être faits :

**Pour le modèle exponentiel ($\mu = 0.1$)** :
- On peut se contenter uniquement d'un égaliseur linéaire à trois coefficients pour corriger les erreurs dues aux trajets multiples. Cette correction est nettement meilleure si les interférents sont élevés en nombre et en puissance (Fig. 2.1(b)).

**Pour le modèle exponentiel ($\mu = 0.51$) et le modèle uniforme ($\mu = 0.1$ et $\mu = 0.51$)** :
- On remarque que la structure non linéaire donne une performance meilleure à celle observée pour la structure linéaire.
- L'égaliseur atteint le maximum de sa performance pour le cas où la puissance totale des échos est importante comparativement à celle de la composante principale.
- L'augmentation de la longueur de l'égaliseur linéaire ou non linéaire, jusqu'à une certaine limite, donne de meilleures performances.

# Références

[1] G. L. Turin, "Communications through noisy random multipaths channels," *IRE Convention Rec., Part 4*, pp. 154–166, 1956.

[2] A. Semmar, *L'effet du profil de d lai sur la performance des syst mes QPSK large bande*. PhD thesis, Université Laval, May 2000.

[3] J. G. Proakis, "Digital communications," *New York, McGraw-Hill*, 1995.

©LRTS 2000

# Effects of the delay profile in a DS-CDMA system

Wei Li, *Etudiante* $2^e$ *cycle.*

Paul Fortier, *Directeur de recherche.*

Huu Tuê Huynh, *Co-Directeur de recherche.*

**Résumé** – Le canal que nous discutons dans notre projet est un canal sélectif en fréquences causé par le temps de délai des multi-voies. Trois modèles de profil de délai, Gaussien, exponentiel et deux trajets de même amplidude, sont proposés par Chuang [1]. On utilise le premier modèle. À la fin du document, quelque résultats sur le performance d'un systèm de DS-CDMA sont montrés par deux méthodes, analytique et simulée.

**Abstract** – In this paper, the communication channel being discussed is a frequency-selective fading channel led by multipath time delay spread. We show the effects of the delay profile on the error performance of a DS-CDMA system. The paper of Chuang [1] gives three models for delay profile, one-side exponential profile, Gaussian profile and equal amplitude two-ray profile. We use the first model. Numerical results will be given by both analytical and simulation methods.

## Introduction

DS-CDMA technology was introduced into wireless personnel communications in 1993. It can be considered a "narrowband" CDMA system, such as the IS-95 system. In the IS-95 system and actual literature, the multipath components are considered just when their propagation delay exceed the chip rate. In "wideband" CDMA that is being considered for future systems, the data transmission rate can reach up to 50 Mb/s or more, therefore the frequency-selective fading channel which is caused by multipath time delay degrades considerably the performance of a communication system by producing inter-symbol interference (ISI). In our studies, we evaluate the probability of bit error by using both the characteristic function and Monte-Carlo simulations in the environment where multi-user interference and ISI are not assumed to be Gaussian.

## Description of the System

In a multi-user communication system based on DS-CDMA technology, each user has a unique pseudonoise (PN) sequence, which is a deterministic code known to the desired receiver and at the same time has sufficient randomness to be unrecognizable to unintended receivers. The

transmitted signal of an asynchronous DS-CDMA with BPSK modulation is given by

$$s_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{ki}(t)c_k(t)\sqrt{P_k}\cos(2\pi f_c t) \tag{3.1}$$

where the data and code waveform are rectangular and the relationship between data duration and chip duration is $T_s = NT_c$ (we use $N = 31$ and $N = 127$ $m$-sequence [2]).
The baseband complex channel impulse response is modeled as

$$h_k(t) = \sum_{m=0}^{M} \alpha_{ki}(\tau_{km})\exp(j\psi_{km})\delta(t-\tau_{km}) \tag{3.2}$$

so the received signal is given by

$$r(t) = s_1(t) + \sum_{k=2}^{K} s_k(t-t_k) + \sum_{k=1}^{K}\sum_{d=-D}^{0}\sum_{m=1}^{M} \alpha_{ki}(\tau_{km}^d)s_{km}(t-t_{km})\exp(j\psi_{km}) + n(t) \tag{3.3}$$

where

- $t_k$ is the asynchronous time for the $k^{th}$ user.
- $\tau_{km}^d$ is the delay time of the $m^{th}$ multipath of the $d^{th}$ bit previous of the $k^{th}$ user ; $\tau_{max}$ decides the value of $D$.
- The final phase shift $\theta_{km}$ is equal to $\psi_{km} + 2\pi f_c t_{km}$ . All three variable, $t_k$, $\tau_{km}^d$ and $\theta_{km}$ are i.i.d. random variables uniformly distributed over $[0, T_s]$, $[0, \tau_{max}]$ and $[0, 2\pi]$, respectively, and $t_{km} = t_k + \tau_{km}^d$ is also a random variables less than $\tau_{max}$. $\tau_{max} = 7rT_s$ where $0 < r \leq 1$.
- $M$ is a random variable with Poisson distribution having parameter $\nu$.
- $\alpha(\tau)$ is a real positive path gain, modeled as a random variable with Rayleigh distribution $f(\alpha(\tau)) = \frac{\alpha(\tau)}{\sigma^2(\tau)}\exp(-\frac{\alpha(\tau)}{2\sigma^2(\tau)})$ and $\sigma^2(\tau) = \frac{p(\tau)}{2}$ [1], where $p(\tau)$ is the multiple path power delay profile. We use the exponential model such as $p(\tau) = P_o\exp(-\frac{\tau}{\tau_{rms}})$.

We suppose that the receiver can recover perfectly the carrier phase and synchronize at chip rate. Without loss of generality, we assume that $k = 1$ is our intended user with $t_1 = 0$. The matched filter output is written as

$$Y = \left(\int_0^{T_s} r(t)c_1(t)\cos(2\pi f_c t)dt\right)_{lowpass} \tag{3.4}$$

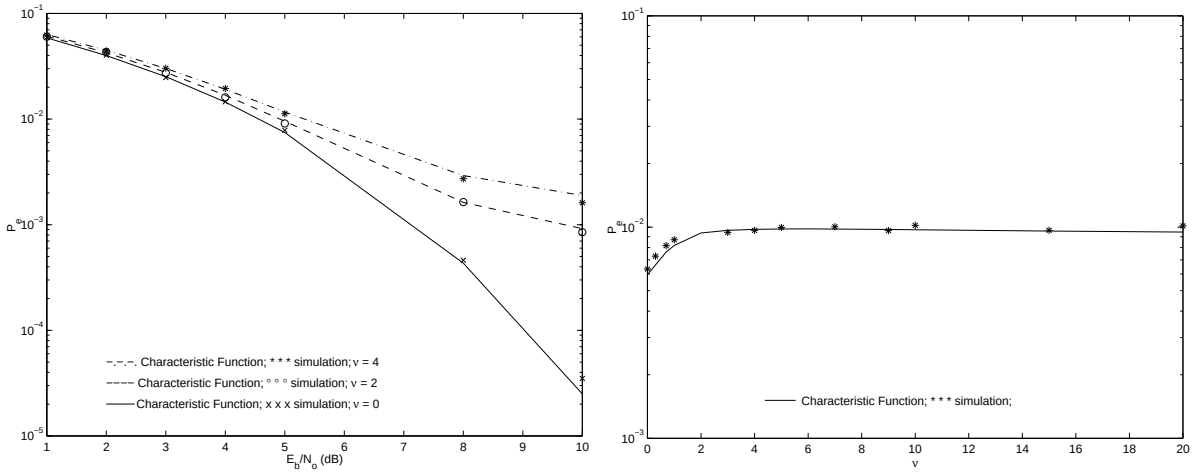
$$= Y_{desired} + Y_{MUI} + Y_{ISI} + AWGN \tag{3.5}$$

$$P_e = P_r(Y \leq 0 \mid b_0^1 = +1) \tag{3.6}$$

where $b_0^1$ represents the current bit for the first user. With the characteristic function method, the probability of bit error can thus be expressed as follows :

$$P_e = \Delta[\frac{1}{2}F(s_0) + \sum_{u=1}^{U} F(s_0 + ju\Delta)] \tag{3.7}$$

where $F(s) = \frac{1}{\pi}R_e[s^{-1}f(s)]$, in which $f(s)$ is the moment-generating function of the decision statistic $Y$, and $U$ is large enough so that $F(s_0 + ju\Delta)$ is negligible for $u > U$, $s_0$ is the single positive saddlepoint [3].




(a) (b)

Fig. 3.1: (a) Probability of bit error with respect to the signal-to-noise ratio Eb/No. (b) Probability of bit error versus the parameter of Poisson distribution $\nu$.

# Results

We present two figures about the performance results for the BPSK DS-CDMA system using characteristic function and Monte-Carlo simulations. In Fig. 3.1(a), the number of users $K$ is 2, the processing gain $N$ is 31, the maximum delay time $\tau_{max}$ is $1.75T_s$, and three curves present the probability of bit error with respect to the signal-to-noise ratio $E_b/N_o$ for Poisson distribution parameter $\nu = 0, 2, 4$, respectively. It indicates that the effects of multipath fading on the system performance are considerable. Fig. 3.1(b) shows the probability of bit error versus $\nu$ under the following conditions : $K = 1$, $N = 31$, $\tau_{max} = 1.75T_s$ and the energy of the signal echoes is fixed. We can find that the results from the characteristic function method and our simulator are very close. The analytical method is at least 3 times more efficient than simulations, and we will use it for future research.

# Références

[1] J. C. Chuang, "The effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-5, pp. 879–889, June 1987.

[2] M. B. Pursley and H. F. Roefs, "Numerical evaluation of correlation parameters for optimal phases of binary shift-register sequences," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-27, pp. 1597–1604, Oct. 1979.

[3] D. D. Liu and C. L. Despins, "Low-complexity performance evalution of deterministic signature sequence DS-SSMA system via the characteristic function method," *IEEE GLOBE-*

*COM'95 conf.*, Nov. 1995.

# Contrôle de puissance en MC-CDMA

Mustapha Hamza, *Étudiant Doctorat.*
Paul Fortier, *Directeur de Recherche.*
Huu Tuê Huynh, *Co-Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Dans les systèmes CDMA, un des problèmes majeurs est le contrôle de puissance. En effet, le niveau de puissance reçu doit être constant pour chaque utilisateur pour garantir une qualité de service constante pour chacun. Le MC-CDMA, héritant des propriétés du CDMA n'échappe pas à ce problème. Pour le résoudre, trois techniques, de niveaux de complexité différentes, se pésentent, du fait que les signaux de données sont transmisent sur un éventail de porteuses.

**Abstract** – In CDMA systems, power control is one of the main problems. In fact, the received power must be constant for every user to keep a certain level of quality of service for each one. The MC-CDMA system, as a variant of CDMA, has the same problem. To solve this problem, three different ways with different complexity levels are proposed.

## Système MC-CDMA

L'émetteur et le récepteur [1] du MC-CDMA sont illustrés à la figure 4.1. A l'émission, le flot de données, dont la durée de bit est $T_b$, est converti en $M$ flots. La durée d'un bit d'information dans un sous flot est alors $T = MT_b$. Chacun des $M$ flots alimente $S$ branches parallèles. La même information est donc véhiculée par $S$ sous porteuses. Tous les sous canaux sont étalés par l'intermédiaire de la même séquence pseudo aléatoire de longueur $S$. La durée d'un chip est $T_c = T/N = MT_b/N$. Dans le cas d'une modulation BPSK, la largeur de bande occupée par chacune des $MS$ sous bandes est $B_s = 2/T_c = 2N/MT_b$. Le signal transmis par chaque

Le signal transmis par chaque utilisateur $k$ est reparti sur $MS$ :

$$S_k(t) = \sum_{m=0}^{MS} \sqrt{2P_{k,m}} b_{k,p}(t) a_k(t) \cos\left(\omega_m(t) + \theta_{k,m}\right), \tag{4.1}$$

$$p = 1 + [(m-1)\mathrm{mod}M]$$

$$b_{k,p} = \pm 1; a_k = \pm 1; \omega_m = \omega_1 + \frac{(m-1)2\pi}{T_c}$$

où $P_{k,m}$ est la puissance transmise sur chaque porteuse $m$ de l'usager $k$.

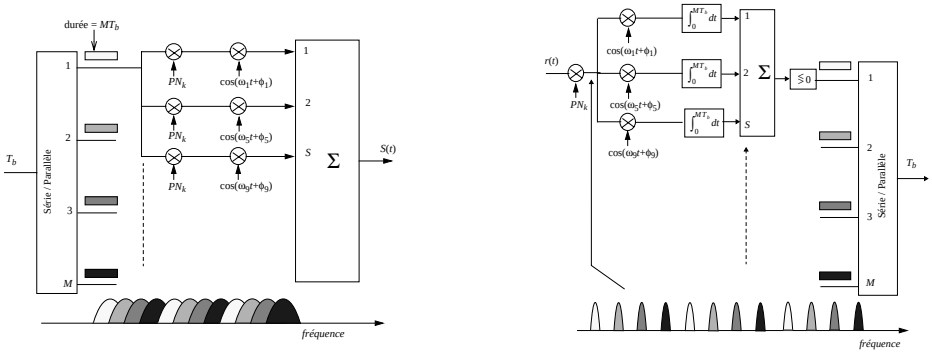



FIG. 4.1: Émetteur et récepteur MC-CDMA

# Modèle du canal et réception

Pour un système avec $K$ utilisateurs asynchrones simultanés, le signal reçu est donné par

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} y_k(t - t_k) + \eta(t) \tag{4.2}$$

où $y_k(t)$ le signal reçu pour un utilsateur à travers le canal, $t_k$ est le délai et $\eta(t)$ un bruit Gaussien blanc avec deux bandes spectrales $N0/2$. Le canal de transmission, perçu par la porteuse $m$ relative à l'utilisateur $k$, est de la forme suivante :

$$h_{km}(t) = \sum_{l=1}^{L} \beta_{kml} \delta(t - \tau_{kl}) e^{j\phi_{kml}} \tag{4.3}$$

avec $L$ le nombre de trajets, $\beta_{kml}$ la puissance relative du $l^{\text{ème}}$ trajet de l'utilisateur $k$ (dépend du milieu de propagation), $\phi_{kml}$ le déphasage du $l^{\text{ème}}$ trajet de l'utilisateur $k$, uniformément réparti entre $[0, 2\pi]$ et $\tau_{kl}$ le retard du $l^{\text{ème}}$ trajet de l'utilisateur $k$, uniformément réparti entre $[0, T]$.

$$y_k(t) = \sum_{l=1}^{L} \sum_{m=0}^{MS} \beta_{kml} \sqrt{2P_{k,m}} b_{k,p}(t - \tau_{kl}) a_k(t - \tau_{kl}) \cos\left(\omega_m(t - \tau_{kl}) + \theta_{k,m} + \phi_{kml}\right) \tag{4.4}$$

$$r(t) = \eta(t) + \sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{L}\sum_{m=0}^{MS} \beta_{kml}\sqrt{2P_{k,m}}b_{k,p}(t - t_k - \tau_{kl})a_k(t - t_k - \tau_{kl})\cos\left(\omega_m(t) + \rho_{kml}\right) \quad (4.5)$$

$$\rho_{kml} = \theta_{k,m} + \phi_{kml} - \omega_m\tau_{kl} - \omega_m t_k$$

La variable de décision à la sortie adapté à la $q^{\text{ème}}$ porteuse et au $n^{\text{ème}}$ trajet du $k_0^{\text{ème}}$ usager est :

$$Z_{q,n} = \int_{\tau_{k_0 l}}^{\tau_{k_0 l}+T} r(t)a_{k_0 k}(t - \tau_{k_0 n})\cos(\omega_q t + \varphi_{k_0 qn}) \quad (4.6)$$

$$Z_{q,n} = \eta_{k_0} + D_{k_0} + I_{k_0} \quad (4.7)$$

où $\eta$ reflète l'influence du bruit Gaussien, $D$ le signal utile et $I$ les interférences dues à la présence simultannée d'autres utilisateurs sur la même bande et du phénomène multitrajet causé par le canal.

# Contrôle de puissance

Il existe deux types de contrôle de puissance : à boucle ouverte et à boucle fermée [2]. Le contrôle de puissance à boucle ouverte mesure les conditions d'interférence du canal et ajuste la puissance de transmission en conséquence. Cependant, l'évanouissement rapide n'est pas correlé entre l'"uplink¨ et le "downlink" ; cette méthode n'achève la puissance voulue qu'en moyenne. Pour cela, le contrôle de puissance a boucle fermée est requis. En effet, cette dernière mesure le rapport signal à interférence (Signal to Interference Ratio : $SIR$) et transmet des signaux de commande aux transmetteurs afin d'ajuster la puissance de transmission. Le contrôle de puissance peut se faire par trois façons. La première consiste à traiter la puissance reçue sur toute la bande de transmission ; le problème est alors formulé comme suit

$$\min y = \sum_{k=1}^{K}\sum_{m=1}^{MS} P_{k,m} \quad \text{sous contrainte} \quad SIR_k \geq \gamma \quad \forall k \quad (4.8)$$

$$SIR_k = \frac{\sum_{m=1}^{MS}\sum_{l=1}^{\Delta} E^2[D]}{\sum_{m=1}^{MS}\sum_{l=1}^{\Delta} var[I] + var[\eta]} \quad (4.9)$$

La deuxième approche consiste à traiter information transmise sur $S$ sous canaux ensemble ; le problème prend forme comme suit

$$\min y = \sum_{k=1}^{K}\sum_{m=1}^{MS} P_{k,m} \quad \text{sous contrainte} \quad SIR_{k,S} \geq \gamma \quad \forall k, v \quad (4.10)$$

$$SIR_k = \frac{\sum_{v=1}^{S}\sum_{l=1}^{\Delta} E^2[D]}{\sum_{v=1}^{S}\sum_{l=1}^{\Delta} \text{var}[I] + \text{var}[\eta]} \quad (4.11)$$

©LRTS 2000

La troisième approche consiste à traiter chaque sous bande de transmission à part ; le problème prend forme comme suit

$$\min y = \sum_{k=1}^{K} \sum_{m=1}^{MS} P_{k,m} \quad \text{sous contrainte} \quad SIR_{k,m} \geq \gamma \quad \forall k, m \tag{4.12}$$

$$SIR_k = \frac{\sum_{l=1}^{\Delta} E^2[D]}{\sum_{l=1}^{\Delta} var[I] + var[\eta]} \tag{4.13}$$

# Conclusion

Trois approches sont proposées pour palier au problème de contrôle de puissance en MC-CDMA. Chaque méthode apporte sa part de complexité de traitement. L'idée est d'analyser la rapidité de chacune de ces approches pour atteindre un niveau de puissance reçue constant pour chaque utilisateur du réseau afin de garantir la même qualité de service pour tous les usagers.

# Références

[1] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel," *IEEE Trans. on Commun*, vol. 44, pp. 356–367, Mar. 1993.

[2] R. Prasad and T. Ojanpera, "An Overview of CDMA Evolution Toward Wideband CDMA," *IEEE Communications Surveys*, vol. 1, no. 1, Fourth Quarter 1998.

# Analyse de la performance d'un système OFDM égalisé par les simulations Monte Carlo rapides

Mohamed Lassaad Ammari, *Étudiant Doctorat.*
Paul Fortier, *Directeur de Recherche*
Huu Tuê Huynh, *Co-Directeur de Recherche*

**Résumé** – On s'intéresse dans ce travail à évaluer la performance d'un système de transmission multiporteuse qui utilise des égaliseurs locaux. Dans ce cas particulier, la réponse fréquentielle du canal, calculée à chaque fréquence porteuse, est corrigée en utilisant une suite de symboles d'entraînement. La performance globale du système ainsi égalisé est quantifiée ensuite par la technique de Monte Carlo rapide (Importance Sampling). Par cette technique, un BER de l'ordre de $10^{-5}$ nécessite seulement 1000 simulations, ce qui représente un gain exceptionnel en temps de calcul.

**Abstract** – This work analyses the performance of an OFDM system using frequency equalization. The equalizers, using a learning sequence, estimate the frequency response of the channel at each sub-carrier. The global performance of the system is then analyzed using the Importance Sampling technique. With this fast Monte Carlo method, a BER of order $10^{-5}$ only requires 1000 simulations. The gain in simulation time is really exceptional.

## Introduction

Dans le but d'optimiser l'utilisation du spectre de fréquence, on a vécu à la fin des années 50 la naissance des systèmes multiporteuses. Le principe des modulations multiporteuses est de diviser la bande utile du spectre en plusieurs sous-canaux occupant une bande de fréquence plus étroite [1]. Ainsi, un canal de grande largeur de bande, possédant un spectre "sévère", peut être subdivisé en une multitude de sous-canaux dont les réponses impulsionnelles prises individuellement sont plus "clémentes". De nos jours, les techniques OFDM sont utilisées dans plusieurs applications, surtout pour la transmission à haut débit sur des canaux radioélectriques sélectifs en fréquence pour simplifier l'égalisation. L'objectif de notre travail est d'évaluer les performances des systèmes OFDM égalisés. Pour ce faire, nous utilisons la technique de simulation Monte Carlo rapide dite "Monte Carlo à échantillonnage préférentiel" [2]. Cette dernière permet de réduire la variance de l'estimateur sans augmenter les temps de calcul. Les procédures d'utilisation de la méthode Monte Carlo à échantillonnage préférentiel et de son optimisation seront aussi exposées.

# Système OFDM égalisé

## Transmission multiporteuse OFDM

Les systèmes de transmission multiporteuse connus sous le nom “Orthogonal Frequency Division Multiplexing” (OFDM) reposent sur le principe d’orthogonalité des filtres de modulation. La modulation d’un bloc de symboles est réalisée par une Transformation de Fourrier Discrète Inverse (TFDI). Soit $I_n$ la séquence de symboles à émettre à la cadence $T_s$. Ces symboles appartiennent, généralement, à un alphabet fini issu d’une constellation de modulation donnée. Le flot initial de données est réparti sur $N_u$ flots parallèles, chaque flot étant émis sur une des $N_u$ fréquences porteuses orthogonales entre elles et modulées à bas débit. Cette technique a l’avantage de transformer un canal sélectif en fréquence en $N_u$ sous canaux non sélectifs. Étant données leurs longues durées, les symboles OFDM sont assez résistants aux interférences entre symboles causées par les phénomènes de propagation à trajets multiples. Toutefois, en considérant chaque sous-porteuse à part, on est face à des phénomènes d’atténuation d’amplitude et de rotation de phase. Ainsi, si nous n’utilisons pas un codage différentiel, nous serons obligés d’égaliser le canal.

## Égalisation locale

En supposant que la bande de fréquence du canal entier est largement supérieure à celles des différentes sous-porteuses ($N_u$ élevée), les fonctions de transfert peuvent être considérées constantes à l’intérieur de chaque sous-porteuse. Le problème d’égalisation sera donc réduit à une simple multiplication du signal reçu par un coefficient $C_i$. L’égalisation prend alors la forme d’un banc de multiplieurs complexes à la sortie du DFT de réception. On parle dans ce cas d’égalisation locale, du fait que chaque sous-porteuse a son propre égaliseur. Le signal égalisé est donné par :

$$\hat{y}_i = y_i.C_i \tag{5.1}$$

Le choix évident de la constante $C_i$ est l’inverse de la valeur de la fonction de transfert $H(w)$ dans la bande de fréquences de la $i^{eme}$ porteuse que l’on suppose constante (si le nombre de porteuses est élevé) et qu’on note par $H_i$. On écrit alors :

$$C_i = \frac{1}{H_i} \tag{5.2}$$

Ce résultat est obtenu par l’optimisation basée sur le critère ZF (Zero Forcing). Dans ce cas, on remédie au problème d’interférence entre symboles sans considération du bruit du canal. En tenant compte du bruit, une autre optimisation basée sur le MMSE (Minimun Mean Squared Error) donne une autre expression des coefficients $C_i$, soit :

$$C_i = \frac{H_i^*}{|H_i|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_0^2}} \tag{5.3}$$

## Estimation du canal

En vu de calculer les coefficients d’égalisation, l’estimation de la fonction de transfert du canal ainsi que ses valeurs pour chaque fréquence porteuse est nécessaire. Pour ce faire, on

émet une séquence de données $S_i$ (où $i = 0, 1, \ldots, N_{u-1}$) connue par le récepteur. Comme les valeurs et les positions de trames $S_i$ sont connues, on peut alors les extraire à la réception pour estimer ensuite les valeurs $C_i$. Une estimation possible des valeurs de la fonction de transfert pour chaque sous porteuse est calculée par la division des valeurs reçues par les valeurs de la séquence d'entraînement, d'où :

$$\tilde{C}_i = \frac{y_i}{S_i} \tag{5.4}$$

L'entraînement du système peut se faire avec plusieurs trames. Dans ce cas l'estimateur de $C_i$ sera donné par :

$$\tilde{C}_i = \frac{1}{v} \sum_{k=1}^{v} \tilde{C}_i^k \tag{5.5}$$

# Monte Carlo à échantillonnage préférentiel

L'évaluation des performances des systèmes de communications par des méthodes de calcul analytique est souvent impossible, d'où la nécessité du recours aux méthodes de simulation informatique. La simulation Monte Carlo (MC) est la technique la plus utilisée pour contourner ces calculs et estimer les résultats. En dépit de son succès et ses diverses applications, la méthode de Monte Carlo est très coûteuse en terme de temps d'exécution, surtout quand il s'agit d'estimer de faibles taux d'erreurs. Une technique pour réduire les temps d'exécution est la méthode "Monte Carlo à échantillonnage préférentiel" (Importance Sampling : IS).

L'idée de base de la méthode de Monte Carlo à échantillonnage préférentiel est d'amplifier artificiellement la génération des événements importants (les erreurs) et ce, par l'utilisation de bruits à statistiques avec biais, tout en tenant compte de ceci lors du décompte des erreurs.

Dans ce travail, nous nous intéressons à une technique dite "Conventional Importance Sampling" (CIS), qui consiste à modifier le bruit gaussien de moyenne nulle et de variance $\sigma^2$, en un bruit gaussien de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma_*^2 = \frac{\sigma^2}{1-\alpha} \tag{5.6}$$

Où $\alpha$ est un paramètre vérifiant $0 < \alpha < 1$ qu'on doit optimiser.

## Simulation CIS des systèmes OFDM égalisés : procédure d'optimisation

Dans un système OFDM utilisant un intervalle de garde de durée supérieure à celle de l'étendue de la réponse impersonnelle du canal, les effets des trajets multiples sont absorbés. En plus, si on suppose que le nombre de porteuses est élevé, on peut alors écrire l'état de la $i^{eme}$ porteuse comme suit :

$$Y_i = h_i.X_i + n_i \tag{5.7}$$

Par conséquent, on aura un symbole OFDM libre des ISI et on maintient la condition d'orthogonalité des sous-porteuses. L'effet du canal se réduit ainsi à une atténuation d'amplitude et une rotation de phase des signaux émis sur chacune des fréquences $f_k$ . De ce fait, on peut appliquer la méthode de Monte Carlo à échantillonnage pondéré, en supposant que le canal est sans mémoire.

Nous montrons que dans le cas où le système est en modulation QPSK, le paramètre $\alpha$ optimal est :

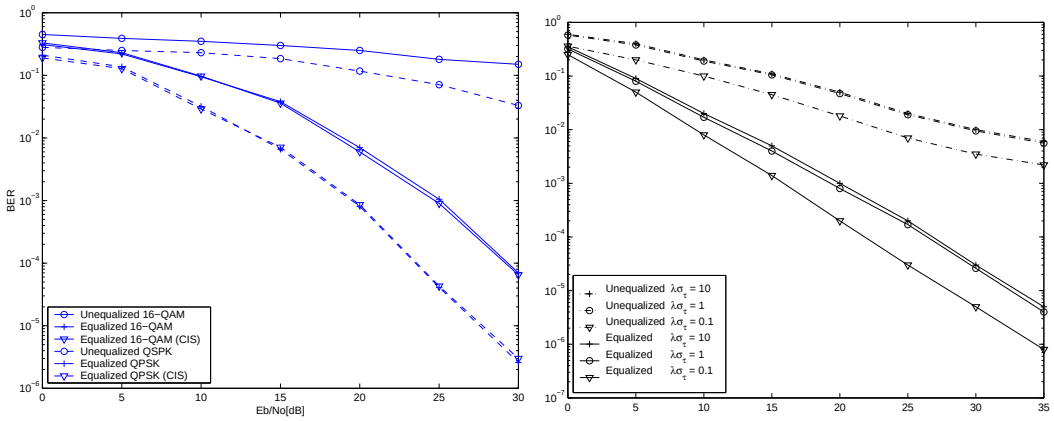
$$\alpha_{opt}(QPSK) = \frac{-3 + \sqrt{9 + 4A^2\sigma_1^{-2}(1 + A^2\sigma_1^{-2})}}{2A^2\sigma_1^{-2}} \tag{5.8}$$

où $A = d.\min_k(\Re[\hat{h}_k/h_k] \pm \Im[\hat{h}_k/h_k]$, $\sigma_1^{-2} = \sigma^2/|\hat{h}_k|^2)$ et $d$ est l'amplitude d'un symbole QPSK.

Pour un système en modulation QAM-16, la valeur optimale du bruit biaisé est :

$$\sigma_*^2(opt) = \frac{1}{4}[2A^2 + 3\sigma^2 + (4A^4 + 9\sigma^2 + 4A^2\sigma^2)^{0.5}] \tag{5.9}$$

où $A = d.\min_k(\Re[\hat{h}_k/h_k] \pm \Im[\hat{h}_k/h_k]$, et $2d$ est la distance entre deux points consécutifs dans la même direction de la constellation QAM-16.

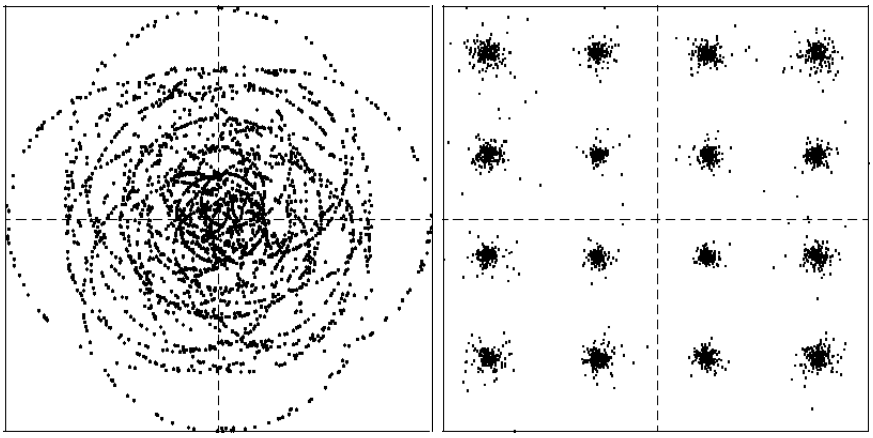



(a) (b)

FIG. 5.1: Performance du système OFDM égalisé : (a) dans un canal MMDS , (b) dans un canal radio pour l'intérieur pour différentes valeurs du taux d'arrivée normalisé

# Résultats des simulations

Les performances des sytèmes OFDM égalisés (512 sous-porteuses) ont été évaluées dans les canaux de diffusion multiple par micro-ondes (Microwave Multipoint Distribution System, MMDS) [3] et les canaux radio à l'intérieur des édifices [4]. L'intervalle de garde utilisé est de durée 16$\mu$s



(a) (b)

FIG. 5.2: Constellations du système OFDM modulé en QAM-16 dans le canal radio pour l'intérieur : (a) avant l'égalisation, (b) après l'égalisation.

et le débit binaire est $R_b = 20Mbits/s$. La figure 5.1 montre les perforamnces du système OFDM égalisé dans les canaux simulés. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'égalisation locale. Celle-ci nous a permis d'améliorer les performances d'une manière notable. En effet, avec de courtes périodes d'entraînement, nous avons pu enregistrer de faibles TEB et ce pour des rapports signal à bruit raisonnables.

La figure 5.2 met en évidence l'efficacité de la technique d'égalisation locale. Elle nous montre les constellations du système dans le canal radio pour l'intérieur, et ce avant et après l'égalisation. Les constellations correspondent au cas où le rapport signal à bruit est de 25 dB et $\lambda\sigma_\tau = 0.1$. Nous constatons qu'après l'égalisation, les 16 symboles de la constellation QAM-16 sont parfaitement isolés les uns des autres.

# Conclusion

L'objectif de ce travail était d'évaluer les performances des systèmes de transmission OFDM qui utilisent des égaliseurs locaux. Pour quantifier ces performances, nous avons eu recours à la technique de simulation de Monte Carlo à échantillonnage préférentiel. Cette méthode de simulation rapide permet de réduire la variance de l'estimateur sans augmenter les temps de calcul. Ceci est possible par l'amplification artificielle des statistiques du bruit. Ainsi, 1000 observations (échantillons) étaient suffisantes pour estimer de faibles taux d'erreur binaire allant jusqu'à $10^{-7}$. Les systèmes OFDM égalisés ont été simulés dans des canaux MMDS et dans des canaux radio pour les édifices. L'analyse des résultats obtenus montre bien l'efficacité de l'égalisation locale. Nous avons remarqué que l'égalisation par une seule trame d'entraînement permet une amélioration tangible des performances. Cependant, des interférences irréductibles entre symboles (IES) demeurent dans le système. Les performances des systèmes entraînés par deux trames de référence sont considérablement meilleures. Le gain par rapport à l'égalisation

partielle peut aller jusqu'à 8 dB. Nous avons constaté aussi que les diagrammes de l'oeil des signaux égalisés sont complètement ouverts et ce malgré les courtes durées d'entraînement. Dans le cas des canaux radio pour l'intérieur, nous avons remarqué que les performances se dégradent quand le taux d'arrivée des trajets augmente. Toutefois, à partir d'un certain seuil du taux, la variation des performances devient négligeable.

# Références

[1] H. Sari and I. Jeanclaude, "An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications," in *Proc. of IEEE VTC'94*, (Stockholm, Sweden), pp. 12–14, June 1994.

[2] K. S. Shanmugam and P. Balaban, "A modified monte-carlo simulation technique for the evaluation of error rate in digital communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 28, pp. 1916–1924, Nov. 80.

[3] M. L. Ammari, P. Fortier, and T. H. Huynh, "Performance of sub-carrier synchronized ofdm," in *Proc. of IEEE VTC'2000*, (Tokyo, Japan), May 2000.

[4] T. A. Sexton and K. Pahlavan, "Channel modeling and adaptive equalization of indoor radio channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 7, pp. 114–121, Jan. 89.

# Études Théoriques du Comportement des EDFAs face à un Trafic Auto-similaire

Mourad Menif, *Étudiant au doctorat.*

Huu Tuê Huynh, *Directeur de Recherche.*

Leslie Ann Rusch, *Co-Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Les amplificateurs à fibre dopés à erbium (EDFAs) sont une clé importante pour la technique de multiplixage des longueurs d'onde (WDM). Les amplificateurs fournissent le gain nécessaire sur tous les canaux pour surmonter l'atténuation constaté sur la fibre. La réponse d'EDFAs aux changements non-périodiques de la puissance des canaux à l'entrée (due à l'ajout ou soustraction des canaux, à la reconfiguration du réseau, à la coupure d'une fibre, ou à la nature du trafic packetisé) ont été le sujet de beaucoup de travaux récents. L'excursion du gain dans un EDFA dû aux changements de la puissance d'entrée mène à des excursions larges des puissances de sortie ainsi que celle du rapport signal à bruit optique (OSNR). Le profil du gain dans un EDFA dépend de longueur d'onde, ce qui mène à avoir des gains différents des canaux de WDM.

**Abstract** – Erbium doped fiber amplifiers (EDFAs) are a key enabling technology for wavelength division multiplexing (WDM) communications. Amplifiers provide the necessary gain across all information channels to overcome fiber attenuation. The response of EDFAs to non-periodic changes in the power of the input channels (due to channel add/drop, network reconfiguration, fiber cuts, or packetized traffic) has been the subject of much recent research. The gain excursion in an EDFA due to changes in the input power leads to possibly wide swings in the output power and output optical signal-to-noise ratio (OSNR). The gain of an EDFA is in general wavelength dependent, leading to different gains among WDM channels.

## Cadre général

On est entrain de vivre au cours de ces années un changement radical dans les stratégies d'implémentation des réseaux. En effet, jusqu'à quelques mois de cela, tout le design des réseaux tenait compte seulement du trafic de la voix, mais ceci est entrain d'être changé à cause de l'évolution rapide d'internet ainsi que celle des autres applications réseaux. En effet, il a eu pour la première fois un dépassement dans le volume du trafic généré par les données par rapport à celui généré par les communications téléphoniques.

Ce changement nécessite des modifications dans les principes de conception, de contrôle et de gestion des réseaux. D'ailleurs les réseaux devraient être capables de subvenir aux demandes croissantes que se soit au niveau de la capacité qu'au niveau du temps de service.

La solution serait de favoriser l'implémentation des réseaux optiques à tous les niveaux. D'ailleurs ces réseaux optiques ont permis de prouver leur capacité au niveau des liaisons trans-océaniques en utilisant SONET (Synchronous Optical Network).

Mais avec le bouleversement constaté dans l'évolution du trafic des données, on commence à réfléchir à l'utilisation de plusieurs longueurs d'ondes (WDM) pour pouvoir rentabiliser les liaisons à fibres optiques existantes et aussi d'introduire les protocoles paquétisés directement. Ceci permettra d'une part d'augmenter la capacité des réseaux et d'autre part de faire appel à des protocoles qui ont prouvé leurs efficacités dans le transfert de données.

# Motivation

L'application du WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) requiére des performances spécifiques de la part des amplificateurs à fibre dopée à l'Erbium (plus connu sous l'acronyme EDFA). Ces amplificateurs sont utilisés dans les réseaux optiques pour éliminer les effets de l'atténuation des signaux dans la fibre optique. Toute variation du niveau des ions d'erbium excités doit être réduite pour limiter la divergence des gains et du rapport signal à bruit pour tous les canaux.

Il est aussi souhaitable de stabiliser le gain d'un EDFA face aux puissances d'entrée, pour permettre l'utilisation des EDFAs dans des meilleures conditions et ainsi diminuer les taux d'erreur dans les transmissions.

En effet les variations du gain au niveau des EDFAs résultent de trois phénomènes principaux. D'une part, la nature du trafic en lui même, que ce soit dans les réseaux métropolitains ou dans les réseaux locaux, qui présente des périodes d'occupations et d'inoccupations. En effet l'arrivée des paquets est aléatoire, ce qui se traduit par la variation au cours du temps du niveau de puissance de chaque canal.

D'autre part, la variation du nombre des canaux passant à travers un EDFA due à une reconfiguration du réseau ou à la défectuosité d'un canal.

Enfin, la saturation des amplificateurs en puissance à la suite de l'ajout ou de la soustraction des canaux dans les réseaux à accès multiples. Ceci tend à perturber les autres canaux dans les autres longueurs d'ondes qui partagent une partie ou la totalité du chemin. Il est à préciser que le régime transitoire causé sur un signal amplifié sera aussi observé dans les autres longueurs d'onde à cause du phénomène Cross-talk.

Bien que ces perturbations sont généralement petites et lentes dans un seul amplificateur, mais l'amplitude et la vitesse de ses perturbations vont s'accroître le long d'une cascade d'amplificateurs étant donnée la nature du trafic [1].

D'ailleurs, les canaux survivants vont souffrir d'un grand nombre d'erreurs, par exemple leurs puissances vont dépasser un certain seuil ou devenir très inférieures pour pouvoir préserver une bonne qualité de réception. Ces avalanches d'erreurs dans les canaux survivants présentent des détériorations du service et qui sont normalement absentes dans les relais et les répéteurs électroniques et qui sont inacceptables pour les fournisseurs d'accès.

Avec l'accroissement rapide de l'utilisation des EDFAs dans les systèmes WDM, la présence

de ce phénomène est devenue un champ de recherche de plusieurs équipes, qui ont pour but d'éliminer ce régime transitoire. En effet, de nombreuses études ont été réalisées dans le but de comprendre le comportement transitoire des amplificateurs à fibre dopée à l'Erbium [2, 3, 4, 5]. Ces études ont permis de donner des résultats importants comme la détermination du temps nécessaire pour la stabilisation de la puissance, la détermination de l'excursion de la puissance de sortie et du SNR, ainsi que la proposition de nombreuses méthodes permettant l'atténuation de l'effet du régime transitoire à savoir les méthodes : contrôle de la pompe, canal de contrôle, boucle de contrôle (clumping), sur-pompage (over pump) etc...

Mais ces études se sont limitées seulement à la simulation de quelques scénarios comme l'ajout/soustraction des canaux et cela juste pour visualiser le comportement des canaux survivants ainsi que pour donner un ordre de grandeur de l'excursion du réservoir, des puissances et du SNR.

Les premières tentatives qui se sont intéressées à l'étude du comportement dynamique des EDFAs à la suite de l'application du trafic paquetisé ont été réalisées au COPL [6, 7, 8]. Ces tentatives ont pour but d'avoir une idée réelle sur l'excursion du réservoir, des puissances de sortie et du SNR et ont pour objectif la modélisation analytique que se soit du régime transitoire que du comportement dynamique de l'EDFA, ainsi que la recherche des relations analytiques permettant la détermination des paramètres optimaux capables d'atténuer au maximum l'effet du régime transitoire et de cette façon maximiser les chances d'avoir une meilleure détection des signaux à la réception.

# Problématique

C'est dans ce cadre que s'inscrit mon projet de doctorat centré essentiellement sur trois axes de recherches importants. En effet, il sera question de caractériser les amplificateurs optiques dopés à l'érbium par la détermination de leur fonction de transfert. Ensuite, on essayera de proposer de nouvelles architectures d'amplificateur optique capable d'une part d'endosser les fluctuations dûe au régime transitoire et d'autre part de contribuer à une meilleure qualité de réception. Enfin de participer à l'optimisation et la modélisation des réseaux optiques de demain.

En effet, au cours des derniers développements réalisés sur les amplificateurs optiques dopés à l'erbium [9], on est parvenu à dire qu'un amplificateur se comporte comme un réservoir. Mais ce réservoir réagit comme un système non linéaire avec une seule variable d'état qui n'est autre que le nombre total des ions d'erbium excités. Ce qui nous permettra d'espérer d'être capable, avec une bonne modélisation des signaux d'entrées, de pouvoir aboutir à la détermination de la fonction de transfert des EDFAs.

Cette fonction de transfert constitue une étape importante dans la caractérisation des amplificateurs optiques. Avec l'espoir de déterminer cette fonction de transfert, cela nous permettra normalement de faire évoluer, à savoir optimiser, l'architecture des amplificateurs optiques.

En plus, avec les avancées technologiques dans le domaine optique surtout après la commercialisation des amplificateurs dopés à l'erbium (EDFA) et les améliorations faites sur la qualité des fibres et après l'apparition du multiplixage des longueurs d'ondes (WDM) qui a permis d'accroître la capacité sans changer les infrastructures existantes, cela aidera à l'implémentation de nouveaux réseaux optiques étendus.

©LRTS 2000

Ce qui nécessitera la modélisation et l'optimisation de ces nouvelles infrastructures parce que d'une part les nouvelles applications réseaux émergentes demandent une grande largeur de bande qui ne peut être fournie que par les fibres optiques et d'autre part on s'oriente vers une évolution des services à la demande (c.à.d vers la location des liaisons haut-débits) pour des applications comme la télé-conférence, la télé-médecine, le transfert d'énorme base de données et la téléphonie par internet avec la meilleure qualité possible.

Jusqu'à présent, notre attention a été octroyée à la simulation du comportement dynamique des EDFAs ainsi que la détermination des équations de différents ordres d'un amplificateur en utilisant le développement en série de volterra, avec un objectif final de déterminer la fonction de transfert.

Ensuite, on s'est intéressé à la recherche de nouvelles architectures capables de limiter les excursions du gain et celles des puissances de sortie. Ceci a abouti par une nouvelle architecture qu'on va simuler son comportement réel.

Notre volonté de modéliser les réseaux optiques pour améliorer la qualité de réception s'est limitée jusqu'à maintenant par la détermination d'une méthode d'optimisation pour des réseaux de type point à point (que se soit dans le cas d'une cascade d'amplificateurs à étage unique [10] que dans le cas des EDFAs à double étages [11]), en espérant de déterminer une méthode analogue capable de traiter le cas des réseaux multi-points à multi-points.

# Références

[1] J. L. Zyskind, Y. Sun, A. K. Srivastava, J. W. Sulhoff, A. J. Lucero, C. Wold, and R. W. Tkach, "Fast power transients in optically amplified multiwavelength optical network." Optic. Fiber Commu. Conf., Optic. Soc. Amer., Washington, DC and San Jose, CA, 1996.

[2] E. Desurvire, "Analysis of transient gain saturation and recovery in erbium-doped fiber amplifiers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 1, pp. 196–199, Aug. 1989.

[3] C. R. Giles, E. Desurvire, and J. R. Simpson, "Transient gain and cross talk in erbium-doped fiber amplifiers," *Optics Letters*, vol. 14, pp. 945–956, Aug. 1989.

[4] K. Y. Ko, M. S. Demokan, and H. Y. TAM, "Transient analysis of erbium-doped fiber amplifiers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, pp. 1436–1438, Dec. 1994.

[5] L. Tancevski and L. A. Rusch, "Submicrosecond transient time responses in cascades of edfas," in *Application of Photonic Technology 3 : Closing the Gap between Theory, Development and Application. Proceeding of SPIE*, vol. 3491, pp. 553–558, 1998.

[6] L. Tancevski, A. Bononi, and L. A. Rusch, "Output power and snr swings in cascades of edfas for circuit packet-switched optical networks," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, pp. 733–742, May 1999.

[7] A. Bononi, L. Tancevski, and L. A. Rusch, "Fast Dynamics and Power Swings in Doped-fiber Amplifiers Fed by Highly Variable Multimedia Traffic," *in Optical Fiber Communication conference, OSA Technical Digest Series (Optical Society of America, Washington)*, vol. 2, paper WM31, pp. 213–214, 1998.

[8] M. Karasek, L. A. Rusch, and M. Menif, "Suppression of output power and nf excursions in cascades of highly inverted edfas with packet-switched traffic," *soumit*, 2000.

[9] A. Bononi and L. A. Rusch, "Doped-fiber Amplifier Dynamics : A System Perspective," *Journal of Ligthware Technology*, vol. 16, pp. 945–956, May 1998.

[10] M. Menif, A. Bononi, L. A. Rusch, M. Karasek, and H. T. Huynh, "A new method to equalize static and dynamic osnr in cascades of edfas without in-line optical filters," in *Proceeding of SPIE, ICAPT*, June 2000.

[11] M. Menif, A. Bononi, L. A. Rusch, M. Karasek, and H. T. Huynh, "Pre-emphasis to achieve flat output osnr in cascades of edfas without internal equalization." Apr. 2000.

©LRTS 2000

# II

# Traitement du Signal et Fusion de données

## Table des Matières

Laboratoire de Radiocommunication et Traitement du Signal (L.R.T.S.) . . . . . v
Radiocommunication and Signal Processing Laboratory . . . . . vii

# An non-ad hoc decision rule for Automatic Target Identification using Data Fusion of Dissimilar Sensors

Ali Cheaito, *Étudiant au doctorat.*
Dr Michel Lecours, *Directeur de recherche*
Dr. Eloi Bossé, *Co-Directeur de recherche*

**Résumé** – Ce projet examine particulièrement les aspects de fusion d'information d'identité du système de support à la décision. Une règle de décision non ad hoc basé sur l'espérance de l'interval d'utilité (EIU) a été proposée. Après l'élimination des propositions qui ne contiennent pas l'objet le plus probable, quelqu'un a besoin d'évaluer la quantité d'information lors de ce processus. Une mesure d'information du domaine de la théorie d'information généralisée pour évaluer l'amélioration ou la dégradation due à ce processus a été ajouté dans notre algorithme.

**Abstract** – This project addresses specifically the identity data fusion aspects of the decision support system. A non-ad hoc decision rule based on the expected utility interval (EUI) has been proposed. After eliminating the propositions which do not contain the most probable object, one needs to assess the amount of information during this process. A measure of information from the realm of generalized information theory to assess the improvement or the degradation due to this process has been included in our algorithm.

The objective of this project is to improve the statistical decision making techniques based on the Dempster-Shafer representation and to implement and evaluate an algorithm for automatic target tracking and identification applicable to operations such as those of Canadian Patrol Frigate (CPF).

In our application, we try to find the unknown object of a finite universe $\Theta$ containing N elements represented by "bodies of evidence" which are in the form of $F = \{(A_1, m_1), ..., (A_n, m_n)\}$. Here, for any given $i$, "the focal" subset $A_i$ of $\Theta$ represents the hypothesis "object is in $A_i$". The corresponding "$m_i$" is the BPA of this subset.

We have developed a non ad-hoc decision rule [1] based on the Expected Utility Interval (EUI) and a way to renormalize the Basic Probabilty Assignement of the remaining propositions has been proposed [2] .

A measure of information to assess the improvement or the degradation due to the elimination process is very useful. Over the last few years, several reaserchers have been looking for a measure within the Dempster-Shafer theory of evidence to play the role of Shannon's entropy for probabilities. It is well known that two types uncertainty coexist in the Dempster-Shafer Theory.

These types are “randomness“ and “non-specificity“.

There are several different measures which can be found in the litterature to quantify randomness. Yager [3] proposed a measure called *dissonance* which is given by :

$$E(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log \left( \mathrm{Pl}(A) \right) \tag{7.1}$$

Hohle [4] suggested to quantify the level of *confusion* present in a body of evidence which is given by :

$$C(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log \left( \mathrm{Bel}(A) \right) \tag{7.2}$$

Klir [5] has introduced a new measure called *discord* :

$$D(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log \left( \sum_{B \in F} m(B) \frac{|A \cap B|}{|B|} \right) \tag{7.3}$$

Dubois and Prade [6] proposed a measure of *non-specificity* which takes into account the cardinality of the focal elements. This measure is defined by :

$$I(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log |A| \tag{7.4}$$

Using these measures, various researchers have attempted to define measures of global or total uncertainty which incorporate these measures. A summary of these is presented in [7, 8] . For example, $G_1(m) = E(m) + I(m)$ was proposed by Lamata and Moral [9] as a measure of global uncertainty and $T(m) = D(m) + I(m)$was proposed by Klir and Ramer [5] as a measure of total uncertainty. However, each of these measures has been shown to be somewhat inedaquate for one reason or another [10] . Pal Bezdek and Hemashina [8] have improved these measures by producing an average total uncertainty $H(m)$which is given by :

$$H(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log \left( \frac{|A|}{m(A)} \right) \tag{7.5}$$

In our method, we will use $H(m)$ as a measure of uncertainty because it has many intersting properties. This measure is additive and has a unique maximum. It reduces to Shannon’s probabilistic entropy when the BPA focuses only on singletons. On the other hand, complete ignorance reduces it to Hartley’s measure of information.

After redistributing the Basic Probability Assignment (BPA) of the eliminated propositions by one of the ways described in [2] . One needs to estimate the amount of information by which the elimination process changes the total uncertainty. The average fractional change in information is given by :

$$\Delta I(m) = \frac{H(m_{1,2}) - H(m'_{1,2})}{H(m_{1,2})} \tag{7.6}$$

Here $H(m)$ is the total uncertainty as defined in equation(7.5). $m_{1,2}$is the BPA resulting from the combination of the actual body of evidence and the new one. $m'_{1,2}$is the BPA after applying the elimination process. Note that the definition of the average fractional change in information is based on the fractional change in information introduced by Kewley [11] when $n = 1$.

# Références


[1] A. Cheaito, M. Lecours, and E. Bossé, "A non ad hoc decision rule for dempster-shafer method of evidential reasoning," in *Sensor Fusion : Architecture, Algorithm, and Application II* (SPIE, ed.), vol. 3376, pp. 44–57, Apr. 1998.

[2] A. Cheaito, M.Lecours, and E. Bossé, "Study of a modified dempster-shafer approach using an expected utility interval decision rule," in *Sensor Fusion : Architecture, Algorithm, and Application III* (SPIE, ed.), vol. 3719, pp. 34–42, Apr. 1999.

[3] R. R. Yager, "Entropy and specificity in a mathematical theory of evidence," *International Journal of General Systems*, no. 9, pp. 249–260, 1983.

[4] U. Hohle, "Fuzzy plausibility measures," in *Proceedings of the 3rd International Seminar on Fuzzy Set Theory* (J. K. University, ed.), (Linz), pp. 7–30, 1981.

[5] G. J. Klir and A. Ramer, "Uncertainty in dempster-shafer theory : A critical re-examination," *International Journal of General Systems*, vol. 18, pp. 155–166, 1990.

[6] D. Dubois and H. Prade, "A note on measures of specificity for fuzzy sets," *International Journal of General Systems*, vol. 10, pp. 279–283, 1985.

[7] N. R. Pal, J. C. Bezdek, and R. Hemasinha, "Uncertainty measures for evidential reasoning i : A review," *International Journal of Approximate reasoning*, vol. 7, pp. 165–183, 1992.

[8] N. R. Pal, J. C. Bezdek, and R. Hemasinha, "Uncertainty measures for evidential reasoning ii : A new measure of total uncertainty," *International Journal of Approximate Reasoning*, vol. 8, pp. 1–16, 1993.

[9] M. J. Lamata and S. Moral, "Measures of entropy in the theory of evidence," *International Journal of General Systems*, vol. 14, pp. 297–305, 1987.

[10] M. G. Oxenham, D. J. Kewley, and M. J. Nelson, "Measures of information for multi-level data fusion," in *Proceedings of the Signal Processing, Sensor Fusion and Target Recognition V* (SPIE, ed.), vol. 2755, pp. 271–282, Apr. 1996.

[11] D. J. Kewley, "A model for evaluating data fusion systems," in *Proceedings of the 27th IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 273–277, Nov. 1993.


©LRTS 2000

# Ajout d'une règle de décision à l'algorithme de Shafer-Logan pour la fusion d'information d'identité hiérarchique.

Anne-Laure Jousselme, *Stagiaire postdoctorale.*
Dominic Grenier, *Directeur de Recherche.*
Éloi Bossé, *Co-directeur de Recherche.*

**Résumé** – Nous utilisons ici la théorie de l'évidence de Dempster-Shafer sous la forme d'un algorithme de traitement rapide lorsque l'information est strcuturée hierarchiquement. Grâce à cette nature hierarchique de l'évidence, Shafer et Logan ont implanté un algorithme qui permet de réduire les calculs jusqu'à un temps linéairement proportionnel au nombre de noeuds de l'arbre. Nous introduisons ici une règle de décision qui tient compte de la structure des données. Cette règle, en plus de permettre l'allocation de coûts différents aux propositions (noeuds) dépendamment de leur niveau dans l'arbre, offre un calcul récursif qui s'intègre très bien dans l'agorithme de Shafer-Logan.

**Abstract** – The Dempster-Shafer evidential theory is used in the form of the Shafer-Logan algorithm for fast computation when the information is hierarchically structured. Due to the hierarchical nature of the evidence, an algorithm proposed by Shafer and Logan is implemented which reduces the calculations from exponential to linear time proportional to the number of nodes in the tree. We intrduce here a decision rule which offers a good way to take into account the hierarchical structure of the data, giving variable costs to nodes (propositions) depending on their level in the tree. Moreover, a recursive computation is allowed which can be integrated as a last stage of the Shafer-Logan algorithm.

Ce travail s'inscrit dans le cadre du projet *Fusion de capteurs imageurs et non-imageurs à travers le raisonnement évidentiel et la compréhension d'images*, mené en collaboration avec Lockheed-Martin Canada, Montréal et le Centre de Défense et de Recherche de Valcartier.

## Introduction

Dans des récents papiers [1, 2], le problème de fusion des attributs et des déclarations d'identité est abordé, lorsque la théorie de l'évidence de Dempster-Shafer [3, 4] est utilisée. La théorie de l'évidence est une généralisation de la théorie des probabilités Bayésienne. En effet, considérons

un ensemble $\Theta$ contenant toutes les sorties possibles d'une expérience donnée. Dans le cadre des probabilités Bayésiennes, si un événement $A$ (sous-ensemble de $\Theta$) a reçu une probabilité $p(A)$, alors son complément $\overline{A}$ recevra automatiquement une probabilité égale à

$$p(\overline{A}) = 1 - p(A). \tag{8.1}$$

La théorie développée par Shafer [3] va au delà de cette restriction puisqu'elle autorise n'importe quel sous-ensemble $A$ de $\Theta$ à avoir une *masse* (probabilité de base) $m(A)$. Ainsi, la condition se traduit non pas par (8.1), mais par

$$\sum_{A \in \Theta} m(A) = 1. \tag{8.2}$$

Cette généralisation permet donc de traiter l'incertitude puisqu'en particulier, on peut accorder une masse à $\Theta$, l'ensemble de toutes les hypothèses, aussi appelé *l'ignorance*.

À partir de cette théorie, Dempster [4] a défini des bornes inférieures et supérieures aux probabilités classiques, la crédibilité $\mathrm{Bel}(A)$ et la plausibilité $\mathrm{Pl}(A)$. Ces deux quantités sont définies par

$$\mathrm{Bel}(A) = \textstyle\sum_{B \in A} m(B) \quad \text{et} \quad \mathrm{Pl}(A) = \sum_{B \cap A \neq \varnothing} m(B) \tag{8.3}$$

et respectent la condition suivante :

$$\mathrm{Bel}(A) \leq p(A) \leq \mathrm{Pl}(A) \tag{8.4}$$

Dempster a d'autre part défini un moyen de combiner deux fonctions de crédibilités $\mathrm{Bel}_1$ et $\mathrm{Bel}_2$. Cette règle est appelée *règle de combinaison de Dempster* ou encore *somme orthogonale*, et est notée $\mathrm{Bel}_1 \oplus \mathrm{Bel}_2$. Tout le principe de fusion repose sur cette règle de combinaison. À chaque instant, les données reçues par un capteur sont représentées par une fonction de crédibilité ($\mathrm{Bel}_1$), qui sera combinée soit avec celle représentant les informations fournies par le même capteur à l'instant suivant, soit par les données d'un autre capteur au même instant ($\mathrm{Bel}_2$). La nouvelle fonction de crédibilité est calculée à partir de la fonction BPA associée qui est donnée par

$$m(A) = \frac{\sum_{A_i \cap B_j = A} m_1(A_i) m_2(B_j)}{1 - K} \tag{8.5}$$

où $K$ est la constante de normalisation qui mesure le degré de conflit qui réside entre les fonctions $m_1$ et $m_2$, et est définie par

$$K = \sum_{A_i \cap B_j = \varnothing} m_1(A_i) m_2(B_j) \tag{8.6}$$

Ce processus de fusion (combinaison) génère un nombre croissant d'événements $A$ (ou *propositions*). Il en résulte un temps de calculs de plus en plus long. En effet, si $\Theta$ contient $N$ sorties possibles (i.e. $N$ objets à identifier), on peut avoir jusqu'à $2^N - 1$ masses à calculer pour définir la fonction de crédibilité issue de la fusion (alors que dans la théorie Bayésienne ce nombre atteint au maximum $N$). Pour réduire le nombre de propositions générées (et par là même le temps de calcul) plusieurs méthodes ont été envisagées. L'algorithme de Shafer-Logan est l'une d'entr'elles. Cet algorithme s'applique au cas où les données sont structurées de façon hiérarchique.

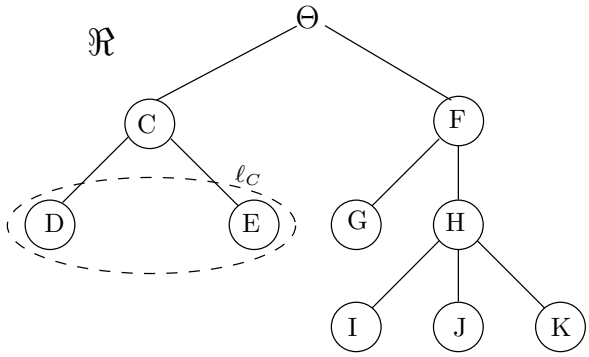



Fig. 8.1: Hierarchical Evidence.

# L'algorithme de Shafer-Logan

Considérons un ensemble d'hypothèses $\Theta$ contenant $N$ éléments. Considérons d'autre part que cet ensemble puisse être structuré de manière hiérarchique, comme l'exemple de la figure 8.1. Dans cet exemple, $\Re$ est un ensembles de *noeuds* appartenant à $\Theta$. $C$ et $F$ sont des *enfants* de $\Theta$, et sont sous-ensembles de $\Theta$ mutuellement exclusifs ($C \cup F = \Theta$ et $C \cap F = \varnothing$).

Hormis la structure des données qui limite (en fait, qui fixe) déjà le nombre d'opérations à effectuer à chaque combinaison, l'algorithme repose sur les deux hypothèses suivantes :

- Pour chaque noeud $A$, il existe une fonction dichotomique unique $\mathrm{Bel}_A$ de dichotomie $\{A, \overline{A}\}$. (Ceci signifie que seuls les ensembles possédant des masses non nulles sont $A$, $\overline{A}$ et $\Theta$).
- $\mathrm{Bel}_A(A)$ et $\mathrm{Bel}_A(\overline{A})$ sont strictement infèrieurs à 1, mais un ou les deux peuvent être égaux à 0.

Pour chaque noeud, Shafer et Logan ont défini les quantités $\mathrm{Bel}_A^{\downarrow}$ et $\mathrm{Bel}_A^{\diamond}$ qui, associées aux concepts de *partition du cadre de discernement* et de *discernement d'évidence*, ont permi de simplifier les équations de combinaison de Dempster et d'aboutir à un algorithme de calcul plus simple.

- $\mathrm{Bel}_A^{\downarrow}$ denote la somme orthogonale des $\mathrm{Bel}_B$ pour tous les noeuds $B$ strictement au-dessous de $A$. Par exemple,

$$\begin{aligned} \mathrm{Bel}_F^{\downarrow} &= \mathrm{Bel}_G \oplus \mathrm{Bel}_H \oplus \mathrm{Bel}_H^{\downarrow} \\ &= \mathrm{Bel}_G \oplus \mathrm{Bel}_H \oplus \mathrm{Bel}_I \oplus \mathrm{Bel}_J \oplus \mathrm{Bel}_K \end{aligned}$$

- $\mathrm{Bel}_A^{\diamond}$ denote la somme orthogonale des $\mathrm{Bel}_B$ pour tous les noeuds $B$ qui sont ni au-dessous de $A$ ni égaux à $A$. Par exemple,

$$\mathrm{Bel}_C^{\diamond} = \mathrm{Bel}_F \oplus \mathrm{Bel}_F^{\downarrow} \ .$$

Ainsi, par des calculs successifs sur les différents noeuds de l'arbre, l'algorithme de Shafer-Logan permet d'obtenir les quantités de crédibilité et de plausibilité définies en (8.3). Les détails de cet algorithme et de la théorie qui s'y rattache peuvent être trouvés dans [5, 6, 7].

©LRTS 2000

# Règle de décision

Dans la sectin précédente, nous avons présenté une méthode pour fusionner des informations provenant de plusieurs sources, lorsque l'ensemble des sorties possibles de l'expérience peut être structuré de façon hiérarchique. Cependant, la question reste : " Comment sélectionner l'hypothèse la plus probable parmis toutes celles présentes dans l'arbre ?". Ceci est l'objectif d'une règle de décision. Celle-ci a pour but de prendre en compte les valeurs calculées (crédibilité, plausibilité, ou autres) afin de fournir une déclaration quant à l'hypothèse la plus vraisemblable. Dans le cadre de la théorie de l'évidence, cette question est à l'heure actuelle très ouverte. On peut trouver par exemple certaines règles de décision dans [8, 2, 9]. En ce qui concerne le cas plus particulier de l'algorithme de Shafer-Logan, la plupart de ces règles ne donnent pas d'information intéressante. En effet, considèrons par exemple la règle de décision qui consiste à choisir l'hypothèse qui a la plus grande plausibilité (règle du maximum de plausibilité). Étant donnée la structure hiérarchique des données, les noeuds les plus hauts dans l'arbre auront une plausibilité nécessairement plus grande que ceux se trouvant dans le bas (vers les feuilles), et ce à cause de la définition même de la plausibilité. La question que nous nous posons est alors "Comment tenir compte du niveau de l'arbre dans une règle de décision ?".

C'est dans cette optique que nous avons proposé une règle de décision basée sur la théorie de l'utilité. Les principes de cette théorie peuvent être trouvés par exemple dans [10, 11]. Celle-ci découle de la théorie de l'évidence et introduit deux nouvelles quantités appelées respectivement *valeur moyenne supérieure* ($E^+$) et *valeur moyenne inférieure* ($E^-$). Le calcul de $E^+$ et $E^-$ met en jeu non seulement la crédibilité et la plausibilité des propositions, mais aussi l'utilité de ces propositions ($\mathrm{u}(A)$). L'utilité est simplement un coût associé directement à une proposition et qui peut prendre n'importe quelle forme ou valeur suivant l'application qui nous intéresse. Par exemple dans [8], l'utilité sert à favoriser les propositions de longueurs les plus faibles, pour obtenir une déclaration plus précise sur l'objet observé.

Nous choisissons ici pour l'utilité, la forme suivante :

$$\mathrm{u}(A) = \frac{\mu(n)}{|A|} \tag{8.7}$$

où $|A|$ est le cardinal de la proposition (noeud) $A$, et $n$ est le niveau du noeud dans l'arbre. $\mu(n)$ est donc une fonction de ce niveau, qui peut prendre plusieurs formes à titre expérimental. L'utilité définie par (8.7) est une valeur intrinsèque au noeud et donc à l'arbre au complet. Plus $A$ est haut dans l'arbre, plus cette quantité tend vers 0 et plus $A$ est bas dans l'arbre (au mieux $A$ est une feuille), plus l'utilité est proche de 1. Ainsi, la plus grande utilité n'est pas seulement donnée aux singletons, mais aussi à tous les groupes d'objets indiscernables par les capteurs.

Des résultats et les détails de cette études sont fournis dans [7].

# Conclusion

L'algorithme de Shafer-Logan est une méthode de calcul alternative à la règle de combinaison classique de Dempster-Shafer, et ce à la condition que les hypothèses soient structurées hierarchiquement. À cause de cette structure, la plupart des règles de décision ne sont pas très

siginficatives, et c'est pourquoi nous cherchons un moyen de la prendre en compte pour l'application d'une règle de décision. Nous avons essayé une règle basée sur la théorie de l'utilité, mais nous comptons élargir cette étude et introduire d'autres notions qui permettraient une décision plus fiable dans ce style de situations.

# Références


[1] E. Bossé and J. Roy, "Fusion of identity declarations from dissimilar sources using the Dempster-Shafer theory," *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers*, vol. 36, pp. 648–656, Mar. 1997.

[2] Éloi Bossé and M.-A. Simard, "Managing Evidential Reasoning for Identity Information Fusion," *Society of Photo-Optical Instrumentaion Engineers*, vol. 37, pp. 391–400, Feb. 1998.

[3] G. Shafer, *A Mathematical Theory of Evidence.* Princeton University Press, 1976.

[4] A. Dempster, "Upper and lower probablilities induced by multivalued mapping," *Ann. Math. Statist.*, vol. 38, pp. 325–339, 1967.

[5] G. Shafer, "Hierarchical evidence," *Proceedings of "Second Conference on Artificial Intelligence Applications"*, pp. 16–21, 1985.

[6] G. Shafer and R. Logan, "Implementing Dempster's Rule for Hierarchical Evidence," *Artificial Intelligence*, vol. 33, pp. 271–298, 1987.

[7] A.-L. Jousselme, D. Grenier, and E. Bossé, "Adding decision rule to the shafer-logan algorithm for hierarchical identity information fusion," in *Fusion*, (Paris), July 2000.

[8] A. Cheaito, M. Lecours, and E. Bossé, "A non-*ad hoc* Decision Rule for Dempster-Shafer Method of Evidential Reasoning," *SPIE Proceedings*, Apr. 1998.

[9] A. Appriou, "Probabilités et incertitude en fusion de données multi-senseurs," *Revue Scientifique et Technique de la Défense*, pp. 27–40, 1er trimestre 1991.

[10] P. C. Fishburn, *The foundations of Expected Utility.* Reidel, 1982.

[11] P. C. Fishburn, *Utility Theory for Decision Making.* Wiley, 1970.


©LRTS 2000

# Application des réseaux bayésiens aux problèmes de la fusion de données pour l'identification

Éric Ménard, *étudiant 2e cycle*
Dominic Grenier, *Directeur de Recherche*
Anne-Laure Jousselme, *Co-Directeur de Recherche*

**Résumé** – Ce projet se veut une application des réseaux bayésiens aux problèmes de la fusion de données pour l'identification de cibles. Le but est donc de déterminer quelle est la cible observée parmi celles disponibles dans une base de données. Pour cela, nous devons dans un premier temps construire le réseau à partir de la base de données, mettant en évidence les liens entre les attributs des objets. Ensuite, le processus d'identification consiste en la propagation des informations fournies par les différents capteurs jusqu'à l'obtention d'une identité pour la cible. Finalement, nous ferons le lien avec un réseau basé sur le raisonnement évidentiel et dresserons une comparaison entre les deux méthodes.

**Abstract** – This project is an application of bayesian networks to data fusion problems for target identification. The object of this project is to identify the observed target among targets in database. First, a network with database information must be constituted to show links between object attributes. Afterwards, the identification process consists in the propagation of different sensor informations until the target identity is obtained. Finally, a link with an evidential reasoning network will be formed and the two methods will be compared.

## Introduction

Ce projet s'inscrit dans le cadre du projet *Fusion de données de capteurs imageurs et non imageurs à travers un raisonnement évidentiel et de compréhension d'images* dans le but de faire l'identification de cibles. Il est développé en collaboration avec le Centre de Défense et de Recherche de Valcartier (CRDV) et la compagnie Lockheed-Martin Canada à Montréal. Les *systèmes experts* présentement utilisés dans le domaine militaire pour effectuer la reconnaissance de cibles sont très limités en ce qui a trait à leurs performances. Plusieurs recherches sont en cours pour étudier de nouvelles approches pour ce type de systèmes. Ce projet en fait notamment partie, il s'inscrit parmi les projets du groupe *Fusion* œuvrant dans ce domaine. Le principal but est donc de déterminer quelle est la cible observée parmi celles disponibles dans une base de données tout en tentant de comparer les performances entre les réseaux bayésiens et les systèmes

utilisant la *théorie de l'évidence*, développée par Shafer puis Dempster.

# Réseau bayésien

## Aspect général

Au début des années 90, les *réseaux bayésiens*, aussi appelés *réseaux de croyances bayésiennes* ou *réseaux probabilistes causaux*, sont devenus populaires au sein de la communauté œuvrant sur l'*intelligence artificielle probabiliste* et ce, non seulement au point de vue de la recherche institutionnelle mais aussi du côté de l'industrie [1]. Cette effervescence des réseaux bayésiens est principalement due à la puissance de calculs acrue des nouveaux ordinateurs qui avant ce jour limitait l'utilisation de ce type de systèmes experts.

Un réseau bayésien est une représentation graphique des relations entre les diverses variables d'un ensemble. Mathématiquement, ce type de structure est appelé *graphe acyclique direct* (DAG) dans lequel les nœuds représentent les variables dignes d'intérêts et les liens reliant les nœuds représentent les *influences causales* qui existent entre les variables. Toutes les variables ont un ensemble fini d'*états* mutuellement exclusifs. Chaque variable $A$, ayant les *parents* $B_1, B_2, \ldots, B_n$, possède une table de *probabilités conditionnelles* $P(A|B_1, B_2, \ldots, B_n)$. Si $A$ n'a pas de parent alors la table est réduite à des *probabilités inconditionnelles* $P(A)$ (ou *probabilités a priori*) (Figure 9.1).

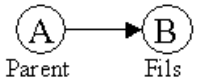



FIG. 9.1: Exemple de connexion parent-fils

## Réseau causal

Un *réseau causal* consiste en un ensemble de variables et de liens directs entre ces variables. L'*évidence* est la certitude sur l'état d'une variable. Cette variable est dite *fixée* ("instantiated", en anglais) lorsque son état est connu, c'est-à-dire lorsqu'elle a reçu une évidence.

Il existe trois types de transmissions de l'évidence à travers le réseau, qui dépendent chacune d'un type de connexions entre les nœuds : série, convergente ou divergente (Figure 9.2). À chaque fois qu'une nouvelle évidence est reçue pour un nœud, celle-ci est propagée dans le réseau selon différentes règles découlant des différentes connexions possibles.

## Base de fonctionnement du réseau bayésien

Dans un réseau bayésien, $P(A)$ et $P(B|A)$ sont connues et la règle fondamentale pour le calcul des probabilités est la *formule de Bayes* (9.1) :

$$P(A|B) = \frac{P(A,B)}{P(B)} = \frac{P(B|A)P(A)}{P(B)}, \tag{9.1}$$

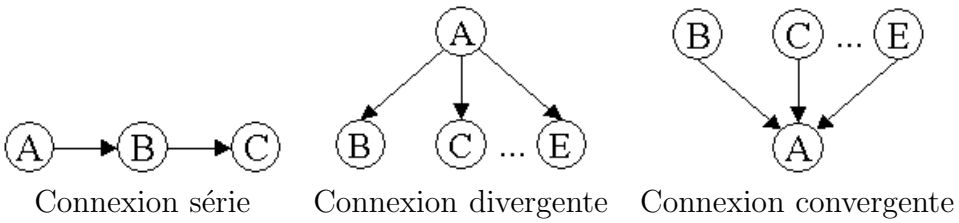



Fig. 9.2: Trois types de connexions

où $P(B) = \sum_A P(B|A)P(A)$.
Finalement, une autre forme pour $P(A|B)$ est donnée par :

$$P(A|B) = \frac{P(B|A)P(A)}{\sum_A P(B|A)P(A)}. \tag{9.2}$$

Grâce aux tables de probabilités conditionnelles des variables du réseau, aux principes de transmissions de l'information à travers le réseau et la formule de bayes (9.2), il est possible de faire la mise à jour du réseau à chaque fois qu'une nouvelle évidence est reçue.

# Description du projet et échéancier

Comme dans tout bon projet, il est essentiel de connaître les principales étapes à venir afin de mener ce projet à terme et de ne pas s'égarer du but. Voici une ébauche de l'échéancier prévu :

### Recherche et bilan bibliographique (complété)

Ces documents ont permis de faire le point sur le fonctionnement des réseaux bayésiens [1, 2, 3], de fournir des exemples de *classifications hiérarchiques* appliquées au domaine militaire [4, 5] et de proposer une manière de propager l'information de *fonctions de croyances* à travers le réseau [6].

### Construction du réseau à partir de la base de données PDB (30 juin 2000)

La base de données PDB (Platform DataBase) contient les informations sur les *plates-formes* utilisées. Cette configuration doit se faire en fonction d'un attribut en particulier (vitesse, émetteurs, allégeance, etc.).

### Identification d'objets à partir des déclarations fournies par les capteurs (30 octobre 2000)

Le projet consiste à appliquer la technique des réseaux bayésiens au domaine militaire de manière à effectuer l'identification de cibles en fonction des *propositions* rapportées par les capteurs.

**Faire le lien avec un réseau basé sur le raisonnement évidentiel (31 décembre 2000)**

Plus précisément de trouver une façon de convertir les *masses initiales* de Dempster-Shafer en probabilités pour le réseau bayésien.

**Comparaison des deux méthodes (28 février 2001)**

Rechercher les avantages et les inconvénients rattachés à cette application, au point de vue qualitatif et quantitatif.

# Références

[1] F. V. Jensen, *An Introduction to Bayesian Networks*. Springer, 1996.

[2] A. Parreira, B. Jaumard, and P. Hansen, "Synthesis Bayesian Networks," tech. rep., École Polytechnique de Montréal, juin 1999.

[3] S. K. Hautaniemi, P. T. Korpisaari, and J. P. Saarinen, "Target Identification with Bayesian Networks," *Proceedings of SPIE*, no. 4051, pp. 55–66, 2000.

[4] É. Bossé and J. Roy, "Fusion of identity declarations from dissimilar sources using the dempster-shafer theory," *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers*, pp. 648–656, mars 1997.

[5] Y. Park, "A Comparison of neural net classifiers and linear tree classifiers : their similarities and differences," *Pergamon*, vol. 27, pp. 1493–1503, Avril 1994.

[6] P. P. Shennoy and G. Shafer, "Propagating belief fonctions with local computations," *IEEE*, pp. 43–52, Automne 1986.

# Analyse de corrélation SER champ proche–SER champ lointain d'une cible radar

Christophe Charrier, *Stagiaire post-doctoral*
Gilles Y. Delisle, *Directeur de Recherche*

**Résumé** – L'application d'une décomposition en ondelettes sur la signature radar d'un objet simple (cylindre, plaque rectangulaire, etc.) en champ proche ainsi qu'en champ lointain permet de définir deux vecteurs caractéristiques basés principalement sur une combinaison des coefficients de détails. La corrélation entre ces deux vecteurs est par la suite basée sur l'utilisation de méthodes de classification de type neuronale.

**Abstract** – The application of a wavelets decomposition of the radar signature of a simple object (cylinder, rectangular plate, etc.) in the near field, as well as in the far field, allows to define two characteristic vectors, principally based on the detail coefficients. The correlation between these two vectors is based thereafter on the use of methods of classification of the neuronal type.

Lors de la phase d'approche d'une structure aéroportée ou auto-propulsée porteuse d'un information de reconnaissance d'une cible pré-programmée, l'une des pierres d'achoppements réside dans le passage du champ lointain en champ proche. En effet, le signal radar de la cible en champ proche diffère de celui en champ lointain au-fur-et-à-mesure de l'approche finale de la cible. Il est légitime d'être amené à penser que cette variation de signature radar peut être synonyme d'erreurs coûteuses dans le cadre d'une opération requérant beaucoup de précision.

Les mesures de cibles par radar peuvent être classées en fonction de la distance relative $d$ qui sépare la cible du radar [1]. Cette distance est définie en fonction de la dimension $d_c$ de la cible et de la longueur d'onde $\lambda$ utilisée. Le critère de Rayleigh utilisé dans la recherche de l'intervalle requis entre la cible et le radar sous les conditions de champs proche est défini par :

$$d > \frac{2d_c^2}{\lambda}, \tag{10.1}$$

et

$$d < \frac{2d_c^2}{\lambda} \tag{10.2}$$

en champ proche. Ce critère permet alors de faire la distinction entre les réponses en champ proche et en champ lointain.

Lors des mesures de la Section Efficace Radar (SER) dans le champ lointain, les ondes sont alors considérées planes et seule la composante singulière de l'onde diffusée par la cible dans la

direction du récepteur est prise en compte. Les images radar ainsi obtenues en champ lointain sont habituellement transformées dans le domaine fréquentiel à l'aide de la transformée de Fourier. Une image radar conventionnelle présente alors une description quantitative des propriétés de diffusion d'un objet. Cependant, une estimation des caractéristiques d'une cible ne peut aboutir que si les points brillants sont connus et localisés, *i.e.* la cible est répertoriée dans une base de données.

En substituant la décomposition de l'image radar selon la transformée de Fourier par une Transformée en Ondelettes Discrète (TOD) [2], non seulement la localisation des points brillant est conservée, mais des informations additionnelles sur les dimensions de chacune des composantes de la cible peuvent être obtenues. L'impact d'un tel procédé est immédiat, ne serait-ce que dans les phases de détection et d'estimation de nouvelles cibles.

# La caractérisation de la SER en champ lointain

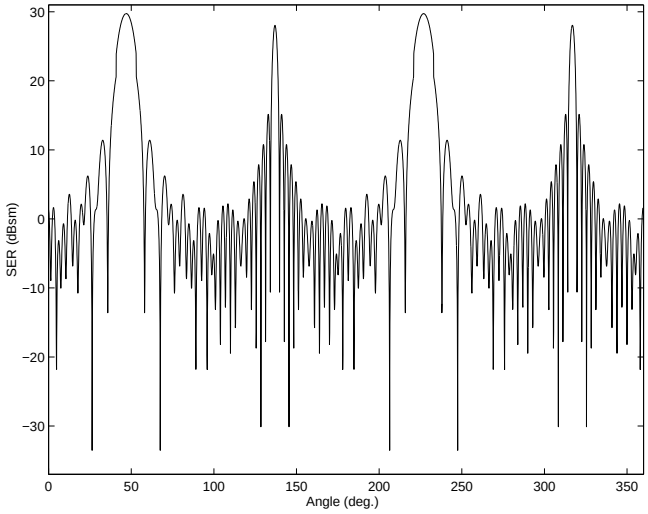


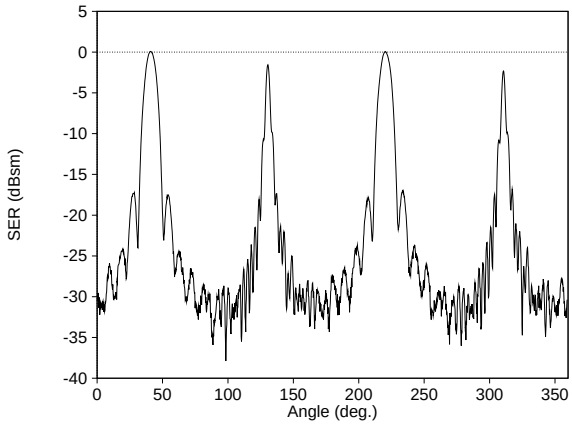

FIG. 10.1: Signature radar d'un cylindre de longueur 30 cm et de diamètre 10 cm en champ lointain à une fréquence de 10 GHz.

En appliquant la TOD sur la SER d'un objet, il est possible d'obtenir une estimation de ses propriétés géométriques [3, 4]. Ceci présente le double avantage de pouvoir effectuer une reconnaissance d'un objet déjà répertorié dans une base de données quelconque, et de pour détecter et analyser un objet inconnu, de part ces caractéristiques géométriques.

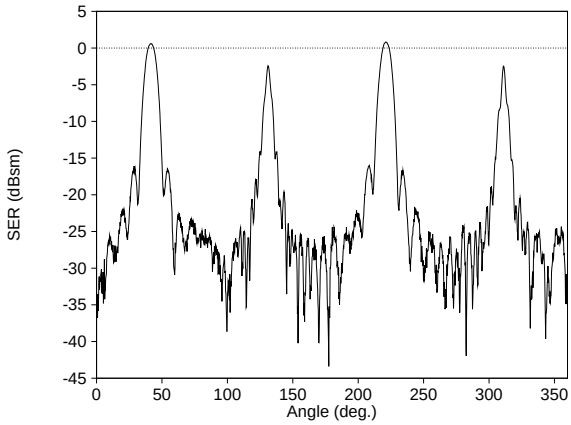
Le principe de l'utilisation de la TOD sur une signature radar d'un objet est le suivant :

- une première décomposition du signal est effectuée. Suite à cette étape, un processus de reconnaissance est mis en place en fonction d'intervalles « pertinents » présents dans la SER d'un objet. Ces intervalles ont été préalablement déterminés de manière empirique.
- une seconde décomposition est appliquée sur le résultat de la première décomposition dans le cas de chevauchement de ces intervalles (la caractérisation d'une dimension influence les autres). Cette nouvelle décomposition permet d'annuler, ou tout du moins l'atténuer

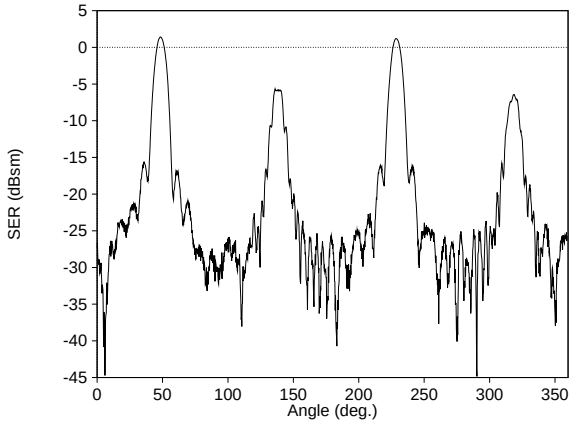
fortement, le ou les chevauchements observés. Ceux-ci étant généralement fréquents dans le cas de cible complexe où deux objets simples sont joints l'un à l'autre (par exemple une plaque rectangulaire jointe à un cylindre).



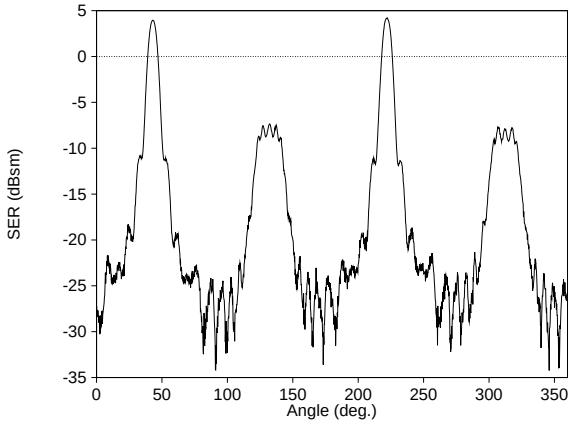

(a) $d_c = 0.8(2d^2)/\lambda$




(b) $d_c = 0.6(2d^2)/\lambda$




(c) $d_c = 0.4(2d^2)/\lambda$




(d) $d_c = 0.2(2d^2)/\lambda$

FIG. 10.2: Évolution de la SER d'un cylindre de longueur 30 cm et de diamètre 10 cm en fonction de la distance $d_c$ à la cible, en champ proche à une fréquence de 10 GHz. $d$ représente la plus grande des deux dimensions de la cible.

La figure 10.1 représente la signature radar d'un cylindre de diamètre 10 cm et de longueur 30 cm, mesurée en champ lointain à une fréquence de 10 GHz. En appliquant une seule TOD sur ce signal, les caractéristiques géométriques de ce cylindre peuvent être décelées. En effet, les intervalles « pertinents » de l'influence du disque et du cylindre sur la SER finale ne se chevauchent pas.

©LRTS 2000

## Applications au champ proche – cibles simples

La figure 10.2 présente un aperçu de l'évolution de la signature d'une cible radar lorsque la distance $d$ entre l'objet et le radar diminue. On note une certaine similitude entre les différentes mesures effectuées. Bien évidemment, plus la distance $d$ est importante, *i.e.* $d \approx 2d_c^2/\lambda$, et plus la signature enregistrée correspond à celle obtenue en champ lointain. Il suffit d'examiner les figures 10.1 et 10.2(a) pour déceler des similitudes entre les différentes signatures radar.

À partir de ce constat, la caractérisation de la SER d'une cible simple (cylindre, plaque rectangulaire, etc.) est effectuée en appliquant le principe de la décomposition en ondelettes prôné dans la section précédente. Les résultats ainsi obtenus permettent une validation de cette approche.

Néanmoins, il est inéluctable d'utiliser un procédé de classification de type réseau de neurones, réseau bayésien, logique floue, etc. afin d'obtenir le suivi en tout temps entre le vecteur caractéristique calculé en champ lointain et celui calculé en champ proche.

## Conclusion

La conversion des données recueillies dans le champ lointain vers le champ proche n'est a priori pas un calcul mathématique aisé. Néanmoins, les premiers résultats « fraîchement » obtenus sont encourageants quant aux perspectives évolutives de ce travail. L'approche numérique utilisée semble ainsi s'auto-justifiée dans le cas de cibles simples.

À court terme, l'application de ce travail à des cibles plus complexes (cylindre combiné à plusieurs plaques rectangulaires, par exemple) est envisagée.

## Références

[1] N. Levanon, *Radar Principles.* John Wiley & Sons, Inc., 1988.

[2] S. Mallat, "A theory for multiresolution signel decomposition : the wavelet representation," *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 11, pp. 674–693, July 1989.

[3] C. Charrier and G. Y. Delisle, "Radar targets characterization using wavelets pyramidal decomposition," in *ICCEA'99*, (Beijing – China), pp. 467–470, Nov. 1999.

[4] C. Charrier and G. Y. Delisle, "Determination of characteristic features of a RCS using wavelet analysis," in *IEEE APS International Symposium*, (Salt Lake City, Utah), July 2000. Accepté.

# Estimation des paramètres d'amorçage à partir de signatures radars et infrarouges

Frédéric Côté, *étudiant 2e cycle*
Dominic Grenier, *Directeur de Recherche*
Xavier Maldague, *Co-Directeur de Recherche*

**Résumé** – Dans le cadre d'une étude de différents concepts de fusée de proximité à double modes (radar et infrarouge), l'objectif de ce projet est de développer un algorithme robuste capable d'estimer la portée et la longueur d'une cible à partir de la fusion de signatures radar PNCW (8-12 GHz) et d'images infrarouges monoculaires (8 à 12 microns). Du côté radar, la portée et la longueur de la cible sont estimées en utilisant un radar modulé par deux séquences pseudoaléatoires et en mesurant la largeur du spectre Doppler. Du côté IR, la portée et la longueur de la cible sont calculées en combinant des techniques basées sur les caractéristiques du modèle ("feature-based") et sur les caractéristiques spectrales de la signature IR. Finalement, un filtre de Kalman fusionne l'information RF et IR. La robustesse de cet algorithme est évaluée avec des signatures radars et IR simulées de cibles pour plusieurs arrière-plans et conditions d'ambiance.

**Abstract** – Within the frame of studying various concepts of dual-mode (radar and infrared) proximity fuzing, the objective of this project is to develop a robust algorithm that estimates target range and length from the fusion of PNCW radar (8-12 GHz) signatures and monocular infrared (8-12 microns) images. On the RF side, the target range and length are estimated by using a radar modulated by two pseudo-random sequences and by measuring the Doppler spectrum width. On the IR side, the target range and length are computed by using a feature-based and a spectral-based techniques on IR signatures. Finally, a Kalman filter makes the fusion of the radar and IR information. The robustness of this algorithm is evaluated with radar and infrared signatures of targets in various backgrounds and environmental conditions.

## Description du problème

Les systèmes modernes de contre-mesure permettent une très faible pénétration des missiles dans l'enveloppe de vulnérabilité d'une cible (avion ou autre missile). En conséquence, les missiles se doivent d'être efficaces et optimisés afin d'amorcer leur charge explosive à la position qui infligera les dommages maximum à la cible. Cette position optimale est déterminée par la fusée de proximité du missile. Elle est actuellement calculée à l'aide de paramètres comme la portée

et la vitesse relative entre le missile et la cible. Ces paramètres sont mesurés par des capteurs de cible, habituellement un radar ou un capteur infrarouge (IR).

L'amorçage d'une fusée de proximité n'est pas précis pour toutes les conditions d'ambiance et pour toutes les orientations de rencontre. Les capteurs actuels de fusée de proximité mesurent un nombre trop restreint de paramètres. Lorsque la portée et la vitesse relative sont les seuls paramètres utilisés, on ne peut pas trouver la position optimale de détonation pour chaque orientation de rencontre. On a besoin de mesurer des paramètres supplémentaires comme la longueur de la cible, son orientation, etc. Aussi, les conditions atmosphériques défavorables rendent difficiles la détection des cibles par les capteurs à ondes millimétriques (mmW) ou IR pour l'acquisition des paramètres d'amorçage [1]. Dans le cas du capteur mmW, l'une des pires conditions d'arrière-plan envisagée est la neige métamorphique gelée où la réflexion radar est caractérisée par de fortes moyennes et variances. Pour le cas du capteur IR, une condition sévère d'arrière-plan survient sous le soleil chaud d'une journée sèche où la radiance de l'arrière-plan est caractérisée par de fortes moyennes et variances. Enfin, les contre-mesures limitent la performance des capteurs de fusées dans l'estimation des paramètres d'amorçage. L'amélioration des méthodes de contre-mesure actives (laser EO, brouillage RF, etc.) et passives (leurres, chaff, camouflages, etc.) empêche la détection de cibles réelles ou favorise la détection de cibles fictives.

Il existe par conséquent un besoin d'améliorer la précision de l'amorçage d'une fusée de proximité dans plusieurs orientations de rencontre avec une cible et dans plusieurs environnements de contre-mesures afin d'augmenter l'efficacité globale d'un missile. On peut se demander alors quelles sont les façons d'améliorer la précision de l'amorçage d'une fusée de proximité pour que les missiles deviennent efficaces dans plusieurs orientations de rencontre et dans plusieurs environnements de contre-mesures.

Une solution possible à ce problème est l'utilisation d'un capteur mmW-IR hybride et des techniques appropriées de traitement de signal. Un capteur mmW-IR hybride combine les mérites des capteurs mmW et IR dans un même projectile. Ces deux bandes particulières de fréquence possèdent des caractéristiques complémentaires qui permettent le fonctionnement dans une bande lorsque les conditions sont adverses pour l'autre bande. De plus, en utilisant des techniques sophistiquées de traitement de signal, on peut extraire les paramètres habituels d'amorçage comme la portée ou la vitesse relative avec plus de précision et on peut aussi extraire des paramètres supplémentaires d'amorçage comme la longueur et l'orientation d'une cible.

Malheureusement, il n'y a pas de modèles qui estiment les paramètres d'amorçage à partir des signaux d'un radar et d'un imageur IR passif. Avec le signal radar de la fusée de proximité, on a besoin d'algorithmes pour extraire la longueur, la position angulaire et l'orientation de la cible afin de compléter ceux qui extraient la portée et la vitesse relative. L'utilisation d'un imageur IR passif comme capteur dans une fusée de proximité est innovatrice et il y a un besoin d'algorithmes pour estimer plusieurs paramètres d'amorçage (portée, vitesse relative, dimension et orientation de la cible, etc.).

# Objectif du projet

L'objectif de ce projet est de développer un algorithme robuste capable d'estimer la portée et la longueur d'une cible à partir de la fusion de signatures radar PNCW (8-12 GHz) et d'images infrarouges monoculaires (8 à 12 microns). La figure 11.1 illustre une vue d'ensemble de l'algorithme. Du côté radar, la portée est estimée à l'aide d'un radar modulé par deux séquences pseudoaléatoires [2]. À partir d'une certaine distance de la cible, la longueur de celle-ci est estimée en mesurant la largeur du spectre Doppler. Du côté IR, la portée est calculée en combinant une technique basée sur les caractéristiques ("feature-based") et une technique basée sur les caractéristiques spectrales des signatures IR [3, 4]. La longueur de la cible est obtenue indirectement durant le calcul de la portée, en mesurant la distance entre deux "features". Finalement, un filtre de Kalman fusionne l'information RF et IR pour donner la portée et la longueur de la cible [5]. La robustesse de cet algorithme est évaluée avec des signatures radars et IR simulées de cibles pour plusieurs arrière-plans et conditions d'ambiance.

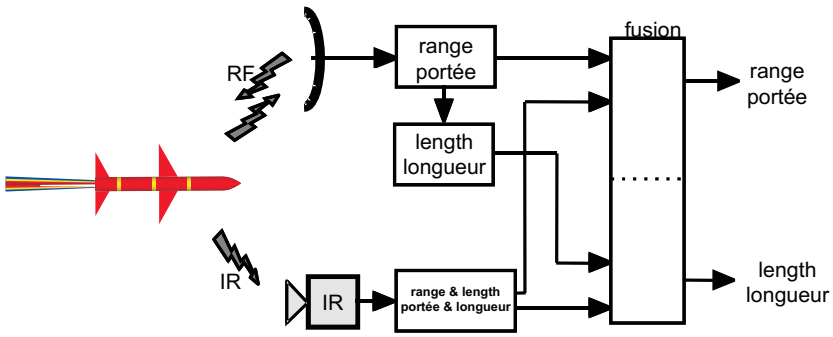



FIG. 11.1: Vue d'ensemble de l'algorithme de fusion des données

L'estimation des paramètres d'amorçage est faite à partir de signatures radar et IR simulées. Le missile et la cible sont spécifiés par une position $(x, y, z)$, une vitesse $(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z})$, une orientation $(\psi, \theta, \phi)$ et un taux de changement d'orientation $(\dot{\psi}, \dot{\theta}, \dot{\phi})$. Les trajectoires du missile et de la cible sont calculées à partir d'un logiciel de simulation d'engagement à cinq degrés de liberté. Le signal radar reçu et décodé est donné par un logiciel développé personnellement. NirATAM, un logiciel de simulation d'images IR, est utilisé pour générer les séquences d'images IR. Finalement, la performance de l'algorithme de fusion est évaluée avec des signatures RF et IR simulées de cibles pour plusieurs arrières plans et conditions d'ambiance.

Ce travail est fait en collaboration avec le Centre de recherche pour la défense, Valcartier (CRDV).

# Références

[1] C. E. Brown and D. E. Schmieder, "Hybrid millimeter wave - infrared sensors for target acquisition in adverse backgrounds," in *Military Microwaves Conference Proceeding*, pp. 103–

107, 1986.

[2] D. F. Albanese, "Pseudo-random code waveform design trade-offs for cw radar applications," in *Advances in Radar Techniques, IEE Electromagnetic Waves Series 20*, pp. 299–304, J. Clarke (eds.), 1985.

[3] C. Harris, "Tracking with rigid models," in *Active Vision*, (Cambridge, MA), pp. 59–74, Blake,A. and Yuille,A. (eds.), MIT Press, 1992.

[4] N. K. Leonpacher, "Passive infrared ranging," Master's thesis, Air Force Institute of Technology, Wright-Patterson Air Force Base, Ohio, 1984. AFIT/GEP/PH/83D-5 MS Thesis.

[5] E. Waltz and J.Llinas, *Multisensor Data Fusion*. Artech House Inc, 1990.

III

# Propagation et Électromagnétisme appliqué

## Table des Matières

Laboratoire de Radiocommunication et Traitement du Signal (L.R.T.S.) . . . . . v
Radiocommunication and Signal Processing Laboratory . . . . . vii

# Dosimétrie micro-onde à partir de mesures scalaires en champ proche

Mario Le Blanc, *Étudiant au doctorat.*
Gilles Y. Delisle, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Une onde plane polarisée linéairement produit, lorsqu'elle interagit avec un cylindre diélectrique, une certaine distribution de champ externe. À partir de mesures de cette distribution, on détermine les propriétés de l'onde, ce qui permet de calculer le champ à l'intérieur du cylindre et donc la puissance absorbée par celui-ci.

**Abstract** – The interaction of a plane, linearly-polarised radio wave with a dielectric cylinder results in a certain distribution of external electric field magnitude. Measured values of that field are used to determine the properties of the wave, making it possible to evaluate the internal field and to compute the power absorbed by the cylinder.

## Introduction

La question des effets biologiques potentiels des ondes électromagnétiques utilisées par les systèmes de communications personnelles se pose depuis plusieurs années. Le présent travail constitue un élément de solution à un problème fondamental pour l'étude de tels effets, soit la détermination du Débit d'Absorption Spécifique (DAS, en W/kg) résultant de l'incidence d'une onde radio sur un corps biologique. L'approche la plus directe consiste à insérer dans le corps une sonde capable de mesurer les trois composantes du champ électrique, mais ceci n'est pas toujours pratique. La technique proposée ici consiste plutôt à effectuer (avec un réseau de sondes placé près de la surface du corps) un ensemble de mesures ponctuelles du module du champ électrique. À l'aide de ces mesures, on détermine les propriétés de l'onde incidente (problème inverse de source), la structure du corps et la fréquence de l'onde étant connues. À partir de ce résultat, il est possible de calculer le DAS dans le corps, en tout point.

## Théorie

Le corps considéré est un cylindre circulaire formé par une coquille de plexiglas de 6.4 mm d'épaisseur, avec un rayon intérieur de 146 mm, et remplie d'eau salée (une partie de sel pour 75 parties d'eau). La permittivité relative complexe du milieu intérieur est évaluée à l'aide de la théorie de Stogryn [1], alors que celle de la coquille est posée égale à 2.6. L'onde plane incidente est caractérisée par les angles d'incidence ($\theta_0$), d'azimut ($\phi_0$) et de polarisation ($\xi_0$), tel qu'illustré à la figure 12.1, ainsi que par l'amplitude $E_{00}$. Les diverses composantes du champ électrique intérieur

ou extérieur résultant d'une onde incidente donnée peuvent être calculées à l'aide d'expressions analytiques faisant appel à des séries de fonctions de Bessel [2].

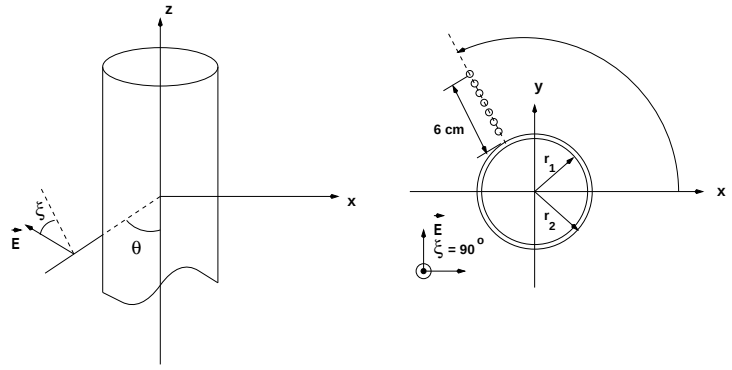



FIG. 12.1: Géométrie de l'onde incidente et du modèle

Les observations sont effectuées à l'aide d'un réseau de 24 sondes de champ électrique, représenté schématiquement à la figure 12.2. Pour résoudre le problème inverse de source, on cherche le minimum de la fonction d'erreur définie par

$$\mathrm{F_{LS}}(\mathrm{MX}, \theta, \phi, \xi) = \sum_{i=1}^{N_0} \sum_{j=1}^{N_0} P_{ij} (\mathrm{MX}_{ij} - \mathrm{M}_{ij}(\theta, \phi, \xi))^2 \tag{12.1}$$

où $\mathrm{MX}_{ij}$ est le rapport des modules de champ observés aux positions de sondes $i$ et $j$, M est le rapport des modules produits aux mêmes points par une onde d'amplitude unitaire caractérisée par les trois angles $(\theta, \phi, \xi)$ et $P_{ij}$ est une fonction poids valant 1 si $\mathrm{M}_{ij} < 1$, 0 autrement. On note que la formulation de cette fonction élimine l'effet de l'amplitude du signal, puisque seuls des rapports de modules de champ sont considérés. L'algorithme dit «*Downhill Simplex*» de Nelder et Mead [3] est utilisé pour estimer le minimum de $\mathrm{F_{LS}}$. Par la suite, l'amplitude est estimée de façon à bien rendre compte des mesures.

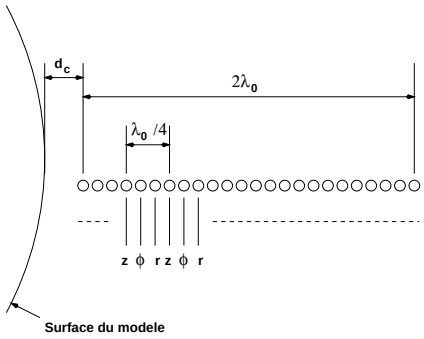



FIG. 12.2: Géometrie du réseau de sondes proposé ; longueur d'onde à 10 GHz

# Simulation

Plusieurs simulations ont été effectuées pour valider l'approche proposée. Les données ont été produites en perturbant les valeurs exactes des modules de champ avec des erreurs (en dB) uniformément réparties dans l'intervalle [-2,+2]. La qualité des solutions $(\hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{\xi})$ obtenues est évaluée en considérant d'une part l'erreur angulaire définie comme :

$$\delta = \sqrt{(\hat{\theta} - \theta_0)^2 + (\hat{\phi} - \phi_0)^2 + (\hat{\xi} - \xi_0)^2} \tag{12.2}$$

et d'autre part l'erreur $\Delta$DAS sur l'estimation du DAS près de l'emplacement du réseau de sondes. La figure 12.3 illustre les résultats d'une série de 64 simulations effectuées avec des valeurs typiques des trois angles caractérisant la source, à une fréquence de 9.27 GHz.

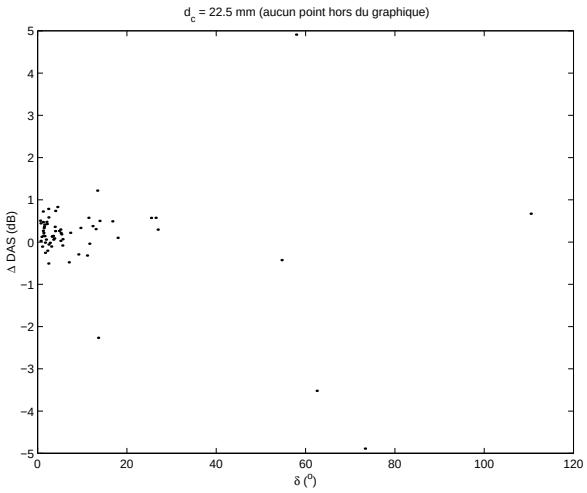



Fig. 12.3: Distribution des erreurs pour 64 expériences simulées à 9.27 GHz

# Approche expérimentale et résultats

En raison des difficultés inhérentes à la fabrication de sondes à faibles perturbations et capables de mesurer toutes les composantes du champ [4], il a été décidé de limiter les expériences au cas de l'incidence normale d'une onde TE (pour lequel il n'existe aucune composante de champ électrique parallèle à l'axe du modèle). Des sondes individuelles capables de mesurer $E_r$ et $E_\phi$ ont été réalisées, ainsi qu'un réseau de 8 sondes pour la mesure de $E_\phi$. Après étalonnage et correction des erreurs suivant l'approche esquissée par Harrah et al. [5], vingt fichiers de résultats expérimentaux ont été préparés. La résolution du problème inverse à partir de ces fichiers produit la distribution d'erreurs illustrée à la figure 12.4. Malgré des erreurs expérimentales (même après correction) sensiblement plus importantes que ce qui avait été postulé dans les simulations, les résultats sont raisonnablement précis.

L'ensemble de cette recherche est présenté dans [6].

©LRTS 2000

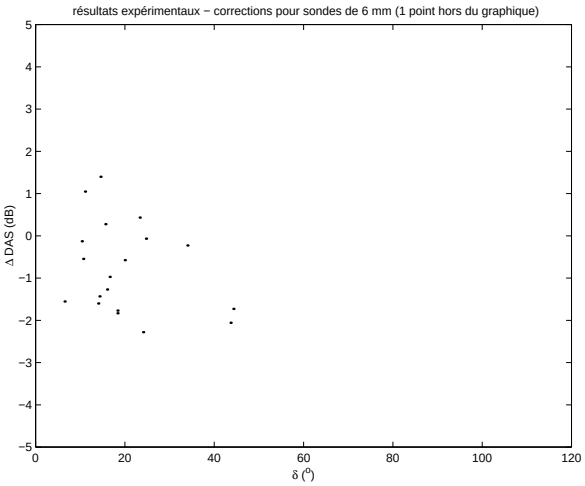



FIG. 12.4: Distribution des erreurs pour 20 fichiers de résultats expérimentaux

# Références

[1] A. Stogryn, "Equations for calculating the dielectric constant of saline water," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, pp. 733–736, 1971.

[2] J. R. Wait, *Electromagnetic Radiation from Cylindrical Structures.* New York : Pergamon, 1959.

[3] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes.* Cambridge, Cambridge University Press, 1986.

[4] G. Gimpelson, *The design, fabrication and testing of a submillimeter implantable electromagnetic probe.* PhD thesis, School of Engineering and Applied Science, University of Virginia, Charlottesville, 1983.

[5] S. D. Harrah, K. T. Ng, and T. E. Batchman, "Voltage response and field reconstruction for a miniature field probe in a spatially nonuniform electric field," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, pp. 27–31, 1990.

[6] M. Le Blanc, *Technique de résolution du problème inverse de source à partir de mesures scalaires en champ proche - Application à la dosimétrie micro-onde.* Thèse de doctorat, Université Laval, 2000.

# Modélisation, calculs et mesures des conditions de propagation des ondes millimétriques dans les milieux diffractants

Moïse Ndoh, *Étudiant au doctorat*

Gilles Y. Delisle, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Ce travail a pour objectif fondamental ,la caracterisation du milieu de propagation associé aux galeries de mines à veines étroites. L'étude est à la fois analytique et experimentale , et une attention particulière est accordée aux ondes millimétriques .

**Abstract** – The fundamental objective of our research is to characterize the environment of propagation of narrow-vein tunnels mines gallery. The study is based on an analytic model and measures , in the millimeter-wave frequency range.

## Objectif

L'objectif principal de notre projet de recherche est de caractériser la propagation dans les conditions particulières prévalent dans une mine à veine étroite. Les études dans les conduits souterrains [1, 2, 3, 4] nt montré par exemple des atténuations importantes(-30dB) et rapprochées le long du parcours. On se propose de caractériser ces variations en bande étroite dans les fréquences commerciales de 800MHz, 1.9GHz, 2.4GHz, 5.2GHz et aussi à des fréquences expérimentales jusqu'à 60GHz. Autrement dit, à l'aide d'études théoriques et expérimentales, nous ferons la modélisation de la propagation électromagnétique en ondes millimétriques dans une galerie des mines ayant des parois accidentées, non lisses (diffractantes) et dont la géometrie n'est pas tout à fait canonique. En poussant les mesures vers (60GHz), nous pensons avoir un outil de meilleure résolution pour aider à la localisation des personnes et à la détection minière. En plus, sous la terre, on a la liberté de fréquences et de puissance, pour autant qu'elles ne rayonnent pas à la surface, et que cela soit compatible avec les systèmes en usage. Nous avons choisi un standard commercial, ce qui est avantageux, car le but est aussi de développer un modèle compatible, applicable, utile, bénéfique et sécurisant. Nous envisageons d'utiliser à la fois des méthodes analytiques rigoureuses et éprouvées, et des méthodes numériques modernes. Une façon de procéder sera d'échantillonner une section de tunnel avec une source synthétisée de très bonne stabilité de phase et de construire, à partir d'une estimation des coefficients de diffraction, un modèle avec

la méthode FDTD (Méthodes des différences finies aux variations temporelles). Cette approche ne donnera cependant aucun résultat qui pourrait être transmis aux exploitants d'ici trois ans. On aura recours à une étude empirique de la propagation qui sera effectuée, à l'aide des mesures à bande étroite et à bande étalée dans les vraies galeries de mines. Les résultats obtenus seront une source de comparaison et de prédiction essentielle pour valider le modèle.

# Cas d'un modèle du tunnel minier

L'un des modèles du tunnel minier consideré dans nos recherches est celui de la figure 13.1. Cette figure nous montre un tunnel aux parois rugueuses.

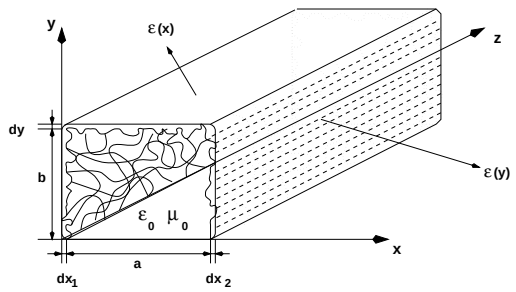


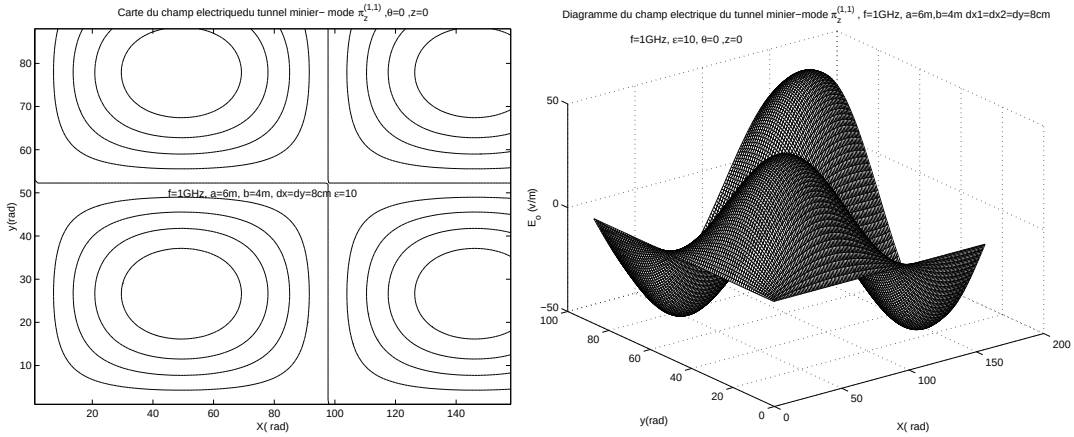

FIG. 13.1: Modèle du tunnel minier aux parois imperfectibles ou rugueuses

# Méthode de la statistique segmentale

## Théorie modale

L'étude de la propagation des ondes électromagnétiques par la méthode de la statistique segmentale est toute nouvelle. Elle fait appel à l'élaboration et à l'inventaire des caractéristiques d'un tunnel minier ou d'un milieu de propagation, quelque soit sa forme, sa section et sa rugosité, tout en tenant compte de son découpage et des particularités propres de chaque segment. Et plus particulièrement dans notre cas où le milieu est non linéaire, la méthode de la statistique segmentale est nécessaire pour cette première analyse. En appliquant cette méthode à la figure 13.1 et selon la théorie modale, la composante du vecteur champ électrique qui est parallèle à la direction de propagation z, le long du tunnel minier est :

$$\pi_{zk}^{u,v}(x_k, y_k, z_k, \theta_k) = \sum_{k=1}^{K}\sum_{u=0}^{U}\sum_{v=0}^{V} \pi_k \sin\left(\frac{u\pi}{a_k + 2dx_k}(x - 2dx_k) + \theta_{x_k}\right)$$
$$. \sin\left(\frac{v\pi}{b_k + dy_k}(y - dy_k) + \theta_{y_k}\right) \exp\left(-jb_k(z - z_k) + \theta_{z_k}\right) \tag{13.1}$$




(a) (b)

FIG. 13.2:

et celle du champ magnétique

$$\psi_{zk}^{u,v}(x_k, y_k, z_k, \theta_k) = \left(\frac{1}{\eta}\right) \pi_{zk}^{u,v}(x_k, y_k, z_k, \theta_k) \tag{13.2}$$

En tenant compte de la rugosité du tunnel minier, la constante de propagation s'exprime avec la formule :

$$\beta - mine_k = \sum_{k=1}^{K} \sqrt{\left(1 - (\frac{1}{n^2})(\frac{\lambda}{\lambda_{ck}})^2(1 + \frac{4}{1 + 2\frac{b}{n^2\lambda_{ck}^2}})\right)} \tag{13.3}$$

## Résultats

Les figures 13.2(a) et 13.2(b) illustrent la composante du champ électrique qui est parallèle à la direction de propagation z et du mode dominant, à l'entrée du tunnnel minier de 6 m de large, 4 m de hauteur et de rugosité de 8cm .

## Conclusion

La méthode de la statistique segmentale avec le processus de la théorie modale a été appliqué à la propagation dans un tunnel minier ; et les résultats obtenus sont satisfaisants. La modélisation de la propagation des ondes électromagnetiques pour le cas des galeries des mines aux parois accidentées, non lisses (diffractantes) et dont la géometrie n'est pas canonique.

©LRTS 2000

# Références

[1] A. G. Emslie, R. L. Lagace, and P. F. Strong, "Theory of the propagation of UHF radiowaves in coal mine tunnels," *IEEE T rans. Antennas Propagation*, vol. AP, pp. 192–205, Mar. 1975.

[2] S. F. Mahmoud and J. R. .Wait, "Guided approach for electromagnetic waves propagation in rectangular mine tunnels," *Radio Science ,*, vol. 9, pp. 567–572, May 1974.

[3] L. . Talbi and G. Delisle, "Experimental charactesization of EHF multipath indoor channels," *IEEE Journal on Selected Areas communications*, vol. 14, pp. 431–440, May 1996.

[4] Y. Yamaguchi and al, "On the reduction of wave propagation loss in tunnels," *IEEE Trans . on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, pp. 88–93, Feb. 1995.

# Modélisation des variations temporelles intra-immeubles. Etude du phénomène de la diffraction

Zhor Sebbani, *Chercheure post-doctorale*

Gilles Y Delisle, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Nous nous intéressons à l'étude des variabilités temporelles à l'intérieur du canal intra-immeuble, en bande large dans la gamme EHF. Notament l'étude des phénomènes de la diffraction et des réflexions multiples par les obstacles présents dans le site. La méthode numérique DFDT (méthode des différences finies dans le domaine du temps) a été implantée en 3D, afin de réaliser cette modélisation et est validée à l'aide des résultats expérimentaux.

**Abstract** – A number of different phenomena can result in temporal variability on the radio channels of interest. Such phenomena include : Motion of foliage. There may be instabilites associated with signals that are diffracted by fixed obstructions, such as buildings. Our study introduces a prediction technique which takes into account multiples reflections and diffraction phenomena in an user-specified environment. An efficient 3D FDTD method is proven to accurately compute all significant paths betwen transmitter and receiver. Comparisons between predicted and measured results for wideband situation, in the mm-wave region (37Ghz), are presented and results show that this technique can be easily applicable.

## Introduction

Dans ce rapport, nous présentons le modèle théorique qui a été développé pour la caractérisation du canal intra-immeuble, en bande large à 37.2GHz. Nous présentons les principaux résultats dans le contexte de cette méthode, permettant de calculer les contributions correspondantes aux divers trajets. En raison de sa souplesse d'utilisation, nous avons employé la méthode numérique des Différences Finies à Dépendance Temporelle (DFDT) à la propagation à l'intérieur des édifices. En effet, la diffraction par des structures aussi variées que des meubles, des ouvertures ou autres peut être traitée et la méthode n'exige pour prédire les caractéristiques du canal qu'un espace mémoire relativement réduit comparativement aux autres techniques numériques. L'environement de propagation est réduit à une salle de laboratoire LRTS (les ondes millimètriques pouvant être fortement atténuées après avoir traversé les murs) de forme parallélipédique.

# Modèle théorique

## Principe

Pour caractériser la propagation d'onde à l'intérieur d'une structure quasi-fermée (salle), le problème est amené à résoudre les équations de Maxwell, pour un milieu homogène et isotrope caractérisé par sa permittivité, sa conductivité et sa pérméabilité. L'unicité de la solution est vérifiée si les conditions suivantes sont satisfaisantes :

– les conditions initiales doivent être connues dans tout le domaine de calcul,
– les conditions de rayonnement de Sommerfeld sont bien simulées au niveau des frontières.

Le critère de stabilité initialement établi par Yee, puis corrigé par Taflove et Umashankar,[1, 2, 3, 4] donne des restrictions sur le choix de l'incrément temporel $dt$, une fois que l'incrément spatial $ds$ est sélectionné.

## Structure étudiée

l'étude a été menée sur un site de notre laboratoire (salle de dimension 11.5m × 4.5m × 4m), illustrée sur la figure 14.1, où certaines mesures ont été effectuées lors d'autres études antérieures. Comme ça a déjà été mentionné, la caractérisation du canal radio intérieur large bande est faite à 37.2 GHz. La technique numérique utilisée DFDT necéssite un espace mémoire élevé puisqu'elle utilise un maillage ayant une résolution de quelques fractions d'onde.

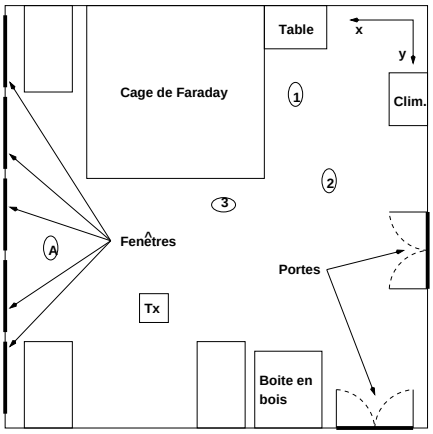



FIG. 14.1: Description du site

## Maillage

A 37.2 Ghz, la longueur d'onde étant de 8 mm, dans un premier temps, l'étude a été faite avec un maillage de 2 mm, et une structure réduite, vue l'espace mémoire énorme si on tient compte des dimensions exactes du milieu. La hauteur de la salle a été prise égale à 16 mm (deux fois la longueur d'onde).

## Conditions aux limites

le problème que nous traitons étant quasi-fermé, donc sujet à des réfexions multiples au niveau des frontières. Celles-ci ont été traitées à l'aide de la méthode des frontières absorbantes du deuxième ordre [2], pour un maillage ($N_x$, $N_y$, $N_z$). Sous forme différentielle, la condition d'absorption du second ordre peut être écrite, par exemple pour la composante tangentielle, du champs électrique $E_z$ située à la frontière d'absorption $X = Xmax$, par :

$$[\frac{1}{c_0}\frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \frac{1}{c_0^2}\frac{\partial}{\partial t^2} + \frac{1}{2}(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2})].E_{z|_{X=Xmax}} = 0 \tag{14.1}$$

où $c_0$ : vitesse des ondes millimétriques dans l'air.

Nous nous sommes intéressés à un type de simulation où l'antenne de transmission, de hauteur 1.5m, est excitée par une impulsion gaussienne de largeur 5ns et d'amplitude 1V. Le programme est bouclé dans un processus qui s'incrémente d'un pas de temps, il est arrêté après une durée, fixée par l'usager, suffisante pour permettre à toutes les réflexions et diffractions de parvenir au point d'observation. Dans notre cas, elle a été fixée à 60ns, avec un pas de temps de 0.0033ns. l'antenne utilisée est une antenne quart d'onde omnidirectionnelle dans le plan horizontal avec une polarisation verticale.

# Résultats de la simulation

Nous avons tenu compte dans nos simulations, dans un premier temps, que de la présence de la cage de Faraday, de dimensions (3.1m, 2.5m, 2.5m), qui a été considérée comme un conducteur parfait. Les frontières ont été avancées.Le champs a été calculé en trois positions différentes du site (1, 2, et 3 de la figure 14.1). Les résultats numériques ont été validés à l'aide des mesures expérimentales pour la position 1 du site.

FIG. 14.2: Réponses Impulsionnelles à la position1 du site dense–Mesures expérimentales

©LRTS 2000

FIG. 14.3: Réponses Impulsionnelles à la position1 du site dense–Simulation numérique FDTD

La figure 14.2 illustre les résultats expérimentaux pour une réception à la position 1 du site, avec une émission située à la position A de la figure 14.1 (la durée du temps étant 140ns). La figure de droite de la figure 14.2 correspond à des résultats de simulation éffectuées ultérieurement, pour le meme site, à l'aide de la méthode numérique des frontières. Dans nos simulations, la figure 14.3 correspond à la position 1, d'observation du site de la figure 14.1. On remarque dans les résultats de simulation que l'enveloppe des composantes, qui constituent l'effet multivoie, décroit exponentiellement, phénomène dû à des reflexions multiples dans le site. On remarque aussi La présence de deux maximums importants qui correspondent aux maximums mesurés obtenus aux mêmes instants. les composantes diffractées (position1), diffractées et réfléchies (position3) par la cage de Faraday sont relativement importantes. Un retard de la réponse impultionnelle par rapport à l'origine, pour les résultats de simulation, qui traduit le temps mis par l'impulsion pour parvenir de l'émetteur jusqu'au récepteur. Les résultats simulés par la DFDT concordent assez bien avec les résultats expérimentaux, vue la précision avec laquelle ont été effectués les travaux, et bien qu'on ait tenu compte que de la présence de la cage de Faraday dans nos simulations.

# Conclusion

Une méthode de simulation de la propagation à l'intérieur des édifices basée sur la technique numérique DFDT, vient d'être implantée en langage C, et validée, sur la bande des fréquences millimétriques. La précision sera améliorée et ceci en prenant un pas spatial de 0.4mm .

# Références

[1] A. Taflove and K. R. Umashankar, "revew of fd-dt numerical modeling of electromagnetic wave scattering and radar cross section," *proc IEEE*, vol. 177, pp. 682–699, May 1989.

[2] L. Talbi, *Caractérisation du canal radio intérieur à 37.2GHz. mesures et simulations.* PhD thesis, Université Laval, Aug. 1994.

[3] P. Marinier, *Modélisation des variations temporelles intra-immeubles en ondes millimétriques.* PhD thesis, Université Laval, Feb. 1998.

[4] G. stratis, V. Anantha, and A. Taflove, *Numerical calculation of diffraction coefficients of genetic conducting and dielectric wedge using FDTD.* PhD thesis, Oct. 1997.

©LRTS 2000

# Study of time and space correlation of delay profile components in indoor/outdoor microcellular communication channels

Ali A. Amidian, *Étudiant.*

Michel Lecours, *Directeur de recherche*

**Résumé** – Ce travail est basé sur l'étude des variations temporelles et spatiales de réponses impulsionnelles mesurees dans deux sites suburbains et un site urbain, des signaux en provenance d'un transmetteur extérieur voisin sont reçus dans une pièce à 1.44, 6.7, 14.72 GHz, avec quelques mesures à 22 GHz [1]. Les trois sites d'intérieur sont situés dans une résidence de banlieue, un édifice à bureaux en milieu périphérique, et un édifice à bureaux dans un centre urbain dense. Le travail porte spécifiquement sur l'étude des correlations temporelles et spatiales des composantes significatives des profils de delais des signaux recus.

**Abstract** – This work is based on the study of temporal and spatial variation in Impulse Response Data for two suburban and one urban sites, where signals from a nearby outdoor transmitter are received in an indoor room at 1.44, 6.7, 14.72 GHz, and also at 22 GHz [1]. The three indoor sites are rooms located in a private house in a suburban setting, an office building in a suburban setting and an office building in a dense urban high rise building setting. The work deals specifically with the study of time and space correlation of the significant components of the received delay profiles.

## Spatial variations of channels

The objective of the spatial experiments reported here is to determine the effect of location inside the measurement sites on the propagation parameters. In this section we study the spatial correlation of the variation of significant components from the spatial measurement files which were taken in one of our measurement sites, namely a room inside an office building in a dense urban high rise setting (NLOS). Figure 1 illustrates the typical configuration of the measurement sites. The signal from the outdoor transmitter arrives in the room from the direction of the exterior wall, with window openings in the case of the site measurements reported here. Taking this exterior wall (with windows) as a reference, we identify in particular two cases of spatial variations to be studied, variations in the transversal and the longitudinal directions.

– Transversal variations : these variations occur between positions $x_0y_0, x_1y_0, \ldots, x_4y_0$ in Figure 15.1, which are separated by 1.2 meters. When $y_i = y_0$, that is near the windows,

one expects a relatively higher correlation between the significant components of the impulse responses of the different positions, than when one is at the back of the room (at $x_0y_7, x_1y_7, \ldots, x_4y_7$ ).

– Longitudinal variations : these variations occur when one moves more deeply into the room, perpendicular to the windows ($x_iy_0, x_iy_1, \ldots, x_iy_7$). One expects some attenuation or disappearance of the significant components as one moves from the external wall or windows into the room.

We have also considered at times variations in oblique directions in order to obtain a more complete picture. As illustrated in Figure 1, a small part of the measurement site (near the windows) was covered with a small-scale grid, in which the separation between measurement points is around 0.2 meter. We have observed a strong similarity between the impulse response profiles collected along this small-scale grid.

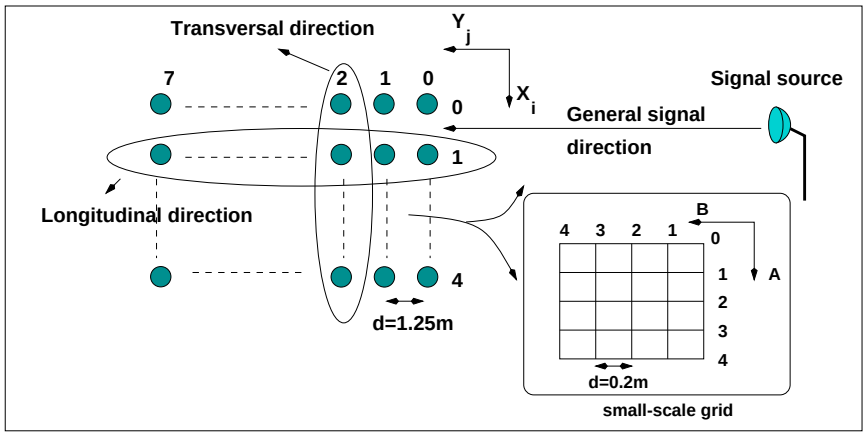



FIG. 15.1: Typical measurement site

## Analysis of spatial data

### Variations in the longitudinal direction :

Figure 15.2 shows data collected for the 8 positions of Figure 15.1 and it illustrates in 3D-format impulse responses over a duration of 3.4 $us$ . What is shown in this particular figure is the recording of the first PDP (out of 32) for each of the eight positions.

The correct alignment in time between all valid PDPs (within a sequence of 32) is done by a cross-correlation technique. For treating the data files, it is also important to withdraw the contributions of the power of the noise in the last portion of the profile where there is no identifiable path. In order to eliminate those noise contributions, the level of the signal under a preestablished threshold value is regarded as null. After thresholding, we calculate the significative components in each position by moving a time window (bin), and by comparing all data samples within each bin (a time window containing 7 samples) and the maximum power value within each bin is established. Finally for any bin with a power value larger than for the bin before and after it, we indicate a significant component of received signal [2].

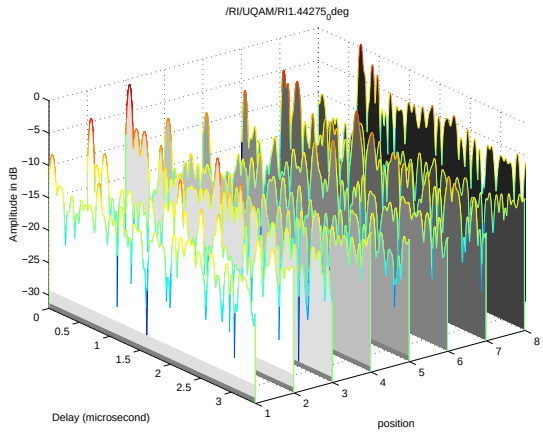



Fig. 15.2: Typical 3D-variation of PDPs

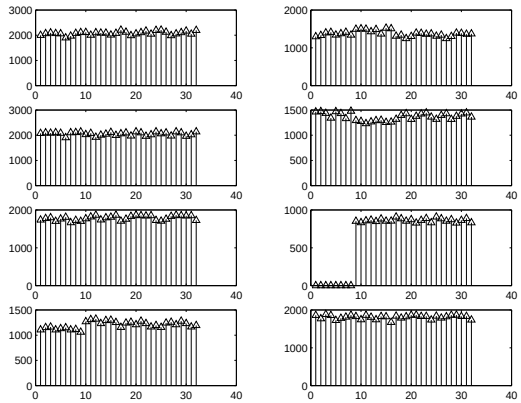


Fig. 15.3: The first significant component in 8 local areas

A sample result is shown on Figure 15.3 for the first significant impulse response component at position $x_0y_1, x_0y_2, \ldots, x_0y_7$. In this site (urban, NLOS), for a directional antenna (0 degree) with a 1.4 GHz carrier frequency, we have nine significant component in each local area. Figure 3 shows the first significant component (dominant) for the 8 positions. The average of each significant component at each measurement point was calculated in function of distance as shown in Figure 15.4. The slope of this distribution has also been calculated by the linear regression method and is indicated on the Figure 15.4.

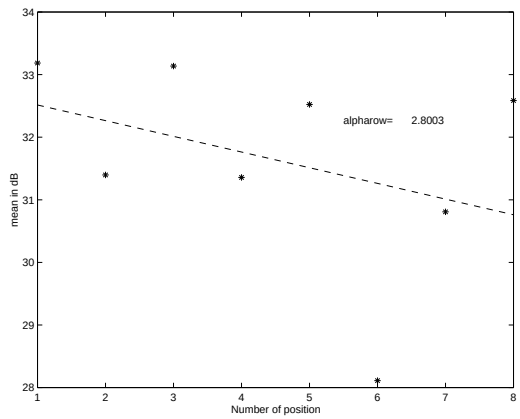



FIG. 15.4: Average of the first sig. comp.in function of distance

Figure 15.5 illustrates the variation of the nine averaged significant components for the 8 locations. Although there is a clear pattern in the gradual decrease of the successive significant components, there is no clear tendancy relative to location. We will try to interpret their variation statistically in future works.

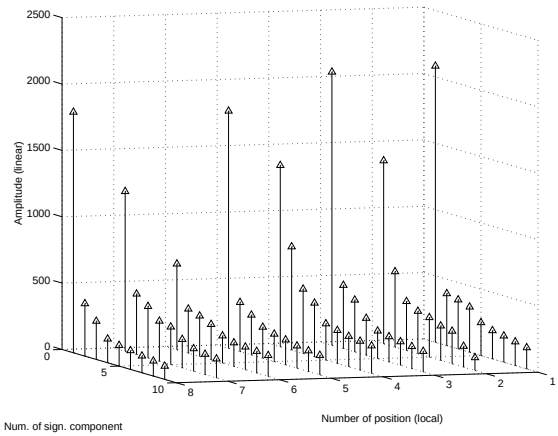



FIG. 15.5: Spatial variation of significant components

Finally, we calculated the spatial coefficient correlation between all components in the first

position with all components in the second, third, etc. ... positions by using equation 15.1,

$$\rho_{xy}(k) = \frac{\frac{\sum_{i=1}^{n-k} x_i y_{i+k}}{n-k} - \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i \sum_{i=1}^{n} y_i}{n^2}}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} x_i^2}{n} - \left[\frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n}\right]^2}\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} y_i^2}{n} - \left[\frac{\sum_{i=1}^{n} y_i}{n}\right]^2}} \tag{15.1}$$

where $n$ is the total number of significant components in each position and $k$ gives the value of $1:n$. In the case of that particular example, which corresponds to Figure 15.5, a high degree of correlation was obtained (Figure 15.6).

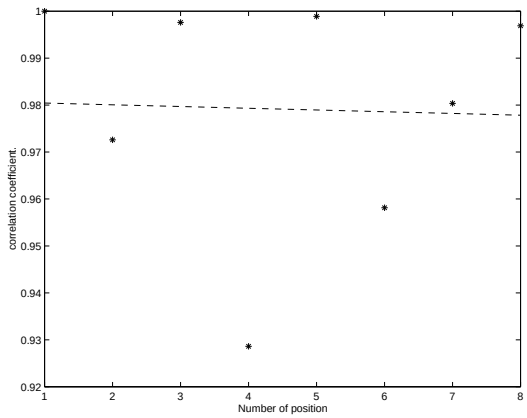



Fig. 15.6: Spatial coefficient correlation of components in different positions (local areas)

We treated the profiles of positions $x_0y_0, x_1y_0, x_2y_0$, for a carrier frequency of 1.44 GHz and a 0 degree antenna orientation in the urban-dense NLOS site. The common number of paths between the three positions was 20 significant components. Figure 15.7 illustrates the spatial variation of the first significant components for the three positions.

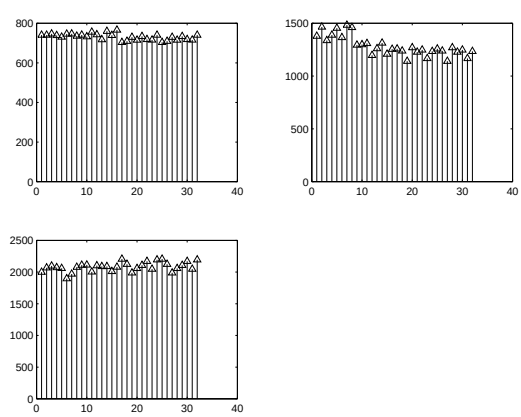


Fig. 15.7: Variation of the first significant component (dominant) for three positions

Figure 15.8 shows the variation of the twenty averaged significant components for 3 local areas. They decrease proportionally to the number of components but they don't show a clear

distribution relative to the number of the local area (position). We will try to interpret their variation statistically in future works.

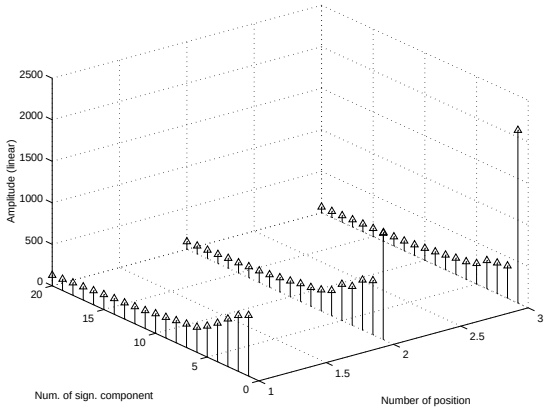



FIG. 15.8: Spatial variation of significant components

The spatial correlation between the 20 significant components of the first position with two other positions is represented in 15.9. It shows the high similarity between components with at different near-by locations, as emphasized by the spatial correlation coefficient of Figure 15.10.

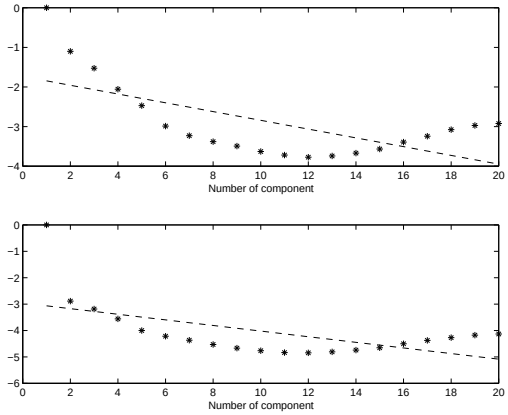



FIG. 15.9: Spatial correlation between 20 significant components of the first position with two others.

# Références

[1] D. Lacroix, "Caracterisation d'un canal microcellulaire urbain dans les bandes UHF et SHF," Master's thesis, U.du Q.M., INRS-T, 1997.

[2] A. A. Amidian and M. Lecours, "Study of time and space correlation of delay profile components in indoor/outdoor microcellular channels," *IEEE VTC*, pp. 1993–1999, May 2000.

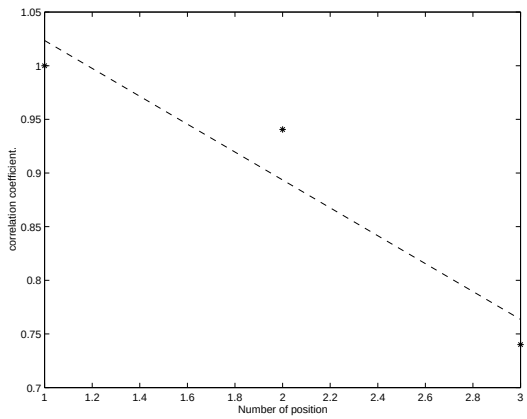



Fig. 15.10: Spatial correlation coefficient

# Personnel du Laboratoire

## Professeurs

- Denis Angers
- Gilles-Y. Delisle
- Paul Fortier
- Dominic Grenier
- Huu Tuê Huynh
- Michel Lecours

## Professeurs associés

- Éloi Bossé (CRDV)
- Tet Yeap (Université Ottawa)

## Chercheurs, invités, assosiés de recherche

- Christophe Charrier
- Anne-Laure Jousselme
- Martin Lefebvre
- Victoria Molina
- Marcel Pelletier
- Zhor Sebbani
- Assia Semmar
- Claude Vergnolle

## Responsables Informatique

- Stéphane Gagné (Dept. de Génie Élec. et de Génie Info.)
- Pierre Gaumond (Dept. de Génie Élec. et de Génie Info.)
- Danny J. Sohier (Dept. de Génie Élec. et de Génie Info.)

## Secrétaire

- Ghislaine L'Hébreux (Dept. de Génie Élec. et de Génie Info.)

## Technicien

- Gilles Bisson

## Ajusteur mécanique

- Yvon Chalifour (Dept. de Génie Élec. et de Génie Info.)

©LRTS 2000

# Étudiants de 1er cycle

| *Nom* | *Directeur de projet* |
|---|---|
| Guillaume BOUCHER | D. GRENIER |
| Jean-François TURCOTTE | D. GRENIER |
| Frédéric ROY | D. GRENIER/É. BOSSÉ |
| Frédéric JEAN | D. GRENIER |
| Michel THERIAULT | P. FORTIER |
| Mihai FLOREA | P. FORTIER/H.T. HUYNH |
| Nadia LEHOUX | D. GRENIER/A.L. JOUSSELME |
| François RHÉAUME | D. GRENIER/A.L. JOUSSELME |

# Étudiants gradués

| *Nom* | *Niveau* | *Directeur de projet* | *Page* |
|---|---|---|---|
| Ali AMIDIAN | Ph. D. | M. LECOURS | 75 |
| Mohamed AMMARI | M. Sc. | P. FORTIER/H.T. HUYNH | 23 |
| Georges BERRIER | M. Sc. | D. GRENIER | |
| Martin BLOUIN | M. Sc. | P. FORTIER | |
| Ali CHEAITO | Ph. D. | M. LECOURS/É. BOSSÉ | 37 |
| Thomas CLICHE | M. Sc. | D. GRENIER/J. CARON | |
| Frédéric CÔTÉ | M. Sc. | D. GRENIER/X. MALDAGUE | 55 |
| Elie ELKHAL | M. Sc. | P. FORTIER | |
| Yannick ERNOU | M. Sc. | P. FORTIER | 3 |
| Moustapha HAMZA | Ph. D. | P. FORTIER/H.T. HUYNH | 19 |
| Mario LE BLANC | Ph. D. | G.Y. DELISLE | 61 |
| Wei LI | M. Sc. | P. FORTIER | 15 |
| Simon MATHIEU | M. Sc. | P. FORTIER | |
| Mohamed MAYANLOO | Ph. D. | H.T. HUYNH | |
| Éric MÉNARD | M. Sc. | D. GRENIER/A.L. JOUSSELME | 47 |
| Mourad MÉNIF | Ph. D. | H.T. HUYNH/L.A. RUSH | 29 |
| Moïse NDOH | Ph. D. | G.Y. DELISLE | 65 |
| Nathalie ROBITAILLE | M. Sc. | M. LECOURS | |
| Assia SEMMAR | Ph. D. | M. LECOURS | 9 |
| Rafik SOLTANI | Ph. D. | D. GRENIER | |
| Mohamed H. VADJED SAMIEI | Ph. D. | G.Y. DELISLE | |
| Qingyuan WANG | Ph. D. | M. LECOURS | |

# Courrier électronique

Le laboratoire dispose d'une boîte aux lettres électroniques avec l'adresse suivante :
`lrts@gel.ulval.ca`

Tous les membres du laboratoire peuvent être rejoints en utilisant une adresse électronique du style : `Prenom.Nom@gel.ulaval.ca`

Une partie de ce rapport, ainsi que plusieurs renseignements sur la vie du laboratoire, sont disponibles sur le site WWW à l'adresse `http://www.gel.ulaval.ca/~telecom`

©LRTS 2000

# Publications 1998-2000

# Articles

[1] C. Bouchard, D. Grenier, and J. R. Larocque, "ISAR-RMSA imaging radar with high-range resolution algorithm and application to a linear phased antenna," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, Feb. 2000. submitted.

[2] C. Charrier and G. Y. Delisle, "A novel near field radar cross section recognition technique," *Electronics Letters*, 2000. Soumis.

[3] J. L. Gauvreau, C. L. Despins, J. Yang, and G. Y. Delisle, "Optimal coding rate of punctured convolutionnal codes in multiservice wireless cellular systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, pp. 115–125, Jan. 1999.

[4] K. Hettak and G. Y. Delisle, "A new efficient approach to design uniplanar subsystems application to wideband mixer," *International Journal of Electronics*, 2000. Accepted.

[5] K. Hettak and G. Y. Delisle, "New miniature broadband CPW to slotline transitions," *IEEE Transactions on Microvawes Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 138–146, Jan. 2000.

[6] K. Hettak and G. Y. Delisle, "Design of high integration RF devices using multilayer technology techniques," *IEEE Transactions on Microvawes Theory and Techniques*, June 2000. 2nd revision.

[7] K. Hettak and G. Y. Delisle, "A new efficient approach to design uniplanar subsystems application to wide band mixer," *International Journal of Electronics*, Mar. 1999. accepted.

[8] K. Hettak, G. Y. Delisle, and M. Boulmalf, "A novel integrated antenna for millimeter wave personal communications systems," *IEEE Transactions on Antenna & Propagation*, vol. 47, pp. 1757–1758, Nov. 1998.

[9] K. Hettak, G. Y. Delisle, and L. Talbi, "A 38 GHz integrated uniplanar subsystems for high speed wireless broadband multimedia systems," *IEEE Transactions on Microvawes Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 935–942, June 1999.

[10] K. Hettak, N. Dib, A. Omar, G. Y. Delisle, M. Stubbs, and S. Toutain, "A useful new class of minitaure CPW shunt stubs and its impact on millimeter wave integrated circuits," *IEEE Transactions on Microvawes Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2340–2349, Dec. 1999.

[11] K. Hettak, A. Omar, N. Dib, A. Sheta, G. Y. Delisle, and S. Toutain, "Experimental and theoretical characterizationof miniature coplanar waveguide shunt stubbs paterned on the centre conductor," *International Journal of Electronics*, vol. 86, pp. 1123–1134, Dec. 1999.

[12] A. L. Jousselme, D. Grenier, and E. Bossé, "Measures of performances of an identity information fusion system," *Journal on Information Fusion*, May 2000. Submitted.

[13] C. Lagarde and D. Grenier, "Complexity reduced direction-of-arrival estimation method for highly-correlated sources," *IEEE Proceedings on Radar, Sonar and Propagation*, Jan. 2000. Accepted.

[14] C. Lagarde and D. Grenier, "A complexity reduced DEESE algorithm for direction-of-arrival estimation with highly correlated sources," *IEEE Proceedings on Radar, Sonar and Propagation*, Feb. 1999.

©LRTS 2000

[15] P. Marinier, G. Y. Delisle, and C. L. Despins, "Temporal variations of the indoor wireless millimeter-wave channel," *IEEE Transactions on Antenna & Propagation*, vol. 46, pp. 928–934, June 1998.

[16] M. Meixner, G. Y. Delisle, and A. Heuberger, "Channel model for satellite indoor communication system design," *International Journal of Satellite Communications*, vol. 16, pp. 257–272, Mar. 1999.

[17] A. Semmar, H. T. Huynh, and M. Lecours, "C-QPSK performance over frequency-selective rician channels by the gaussian approximation and the fourier-bessel methods," *IEEE Communications Letters*, Apr. 1999.

[18] B. Smida, C. Despins, and G. Y. Delisle, "MC-CDMA performance evaluation over a multipath fading channel using the characteristic function method," *IEEE Transactions on Communications*, June 1998. Accepted.

[19] Y. M. Tao and G. Y. Delisle, "Wireless indoor millimeter-wave beamforming array," *Proceedings of SPIE*, vol. 3465, pp. 383–391, 1998.

# Conférences

[1] M. M. Afande and G. Y. Delisle, "3D prediction propagation model," in *IEEE International Symposium on Wireless Communications (ISWC)*, (Montréal, Canada), p. 29, May 1998.

[2] M. M. Afande and G. Y. Delisle, "A ray tracing 3D propagation model based on rigourous diffraction theory and multilayer reflection approach," in *International Symposium on Electromagnetic theory*, (Thessaloniki, Greece), pp. 342–345, May 1998.

[3] M. L. Ammari, P. Fortier, and T. H. Huynh, "An importance sampling analysis of a subcarrier synchronized OFDM/QAM," in *Globecom 2000*, (San Francisco, California), Nov. 2000.

[4] M. L. Ammari, P. Fortier, and H. T. Huynh, "Performance of sub-carrier synchronized ofdm," in *Vehicular Technology Conference*, (Tokyo, Japan), pp. 225–229, May 2000.

[5] L. Bélanger, M. Bergeron, and P. Fortier, "Fixed-point implementation of ADSL encoder using spw," in *DSP Worls Spring Conference*, (Santa Clara, California), Apr. 1998.

[6] M. Boulmalf and G. Y. Delisle, "Millimeter wave microstrip antenna array," in *IEEE International Symposium on Wireless Communications (ISWC)*, (Montréal, Canada), p. 50, May 1998.

[7] M. Boulmalf and G. Y. Delisle, "A 30 GHz CPW fed microstrip array for personal communications," in *ANTEM'98*, (Ottawa, Canada), pp. 199–202, Aug. 1998.

[8] M. Boulmalf and G. Y. Delisle, "Optimization of coupled microstrip antenna in the 2.4 GHz ISM band," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, (Waterloo, Canada), pp. 886–889, May 1998.

[9] M. Boulmalf and G. Y. Delisle, "CPW fed microstrip antenna for indoor broadband wireless communications," in *IEEE AP-S International Symposium*, (Atlanta, Georgia), pp. 802–805, June 1998.

[10] M. Boulmalf and G. Y. Delisle, "Millimeter wave microstrip antenna for indoor communications," in *Wireless'99*, (Calgary, Canada), pp. 292–207, July 1999.

[11] C. Bouchard and D. Grenier, "ISAR imaging radar with time-domain high range resolution algorithms and array antenna," in *Proc. of Can. Conf. on Electr. and Comp. Eng.*, (Waterloo, Canada), May 1998.

[12] R. Bultitude, D. Falconer, M. Lecours, G. Y. Delisle, and I. Zawadzki, "Canadian progress in the study of radio propagation phenomena pertinent to small area, fixed, multipoint communications systems at EHF," in *URSI General Assembly*, (Toronto, Canada), p. 128, Aug. 1999.

[13] C. Charrier and G. Y. Delisle, "Determination of characteristic features of a RCS using wavelet analysis," in *IEEE APS International Symposium*, vol. 4, (Salt Lake City, Utah), pp. 2166–2169, July 2000.

[14] C. Charrier and G. Y. Delisle, "Radar targets characterization using wavelets pyramidal decomp osition," in *ICCEA'99*, (Beijing, China), pp. 467–470, Nov. 1999.

[15] A. Cheaito, M. Lecours, and E. Bossé, "A non Ad-Hoc decision rule for Dempster-Shafer method of evidential reasoning," in *SPIE, Sensor Fusion : Architectures, Algorithms and Applications*, (Orlando, Florida), pp. 44–57, Apr. 1998.

[16] A. Cheaito, M. Lecours, and E. Bossé, "Study of a modified dempster-shafer approach using an expected utility interval decision rule," in *SPIE, Sensor Fusion : Architectures, Algorithms, and Applications*, (Orlando, Florida), Apr. 1999.

[17] T. Cliche, J. Caron, and D. Grenier, "Contrôle in-situ de la fertirrigation de substrats tourbeux," in *11th International Peat Congress* (I. P. Society, ed.), (Québec, Canada), Aug. 2000. Accepted.

[18] T. Cliche and D. Grenier, "Mesures des paramètres électriques par les équations de propagation pour déterminer la teneur en eau et la salinité d'échantillons de sols," in *66ème Congrès de l'ACFAS*, (Québec, Canada), May 1998.

[19] G. Y. Delisle and K. Hettak, "Millimeter wave arrays for broadband wireless applications," in *AP-2000 Conference*, (Davos, Switzerland), p. 145, Apr. 2000.

[20] G. Y. Delisle and K. Hettak, "Multi-octave antenna for multimedia satellite systems," in *URSI General Assembly*, (Toronto, Canada), p. 682, Aug. 1999.

[21] G. Y. Delisle and K. Hettak, "Smart antenna design with millimeter wave arrays," in *Vehicular Technology Conference (VTC)*, (Amsterdam, Netherlands), pp. 1351–1355, Sept. 1999.

[22] G. Y. Delisle and K. Hettak, "Multi-octave antenna for multi-media satellite systems," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, (Orlando, Florida), p. 682, July 1999.

[23] T. A. Denidni, D. McNeil, and G. Y. Delisle, "Miniaturized shorting post microstrip antenna for mobile hand sets," in *Vehicular Technology Conference, (VTC)*, (Boston, Massachussetts), Sept. 2000. Accepted.

©LRTS 2000

[24] M. Hamza, H. T. Huynh, and P. Fortier, "Optimal detection of QAM in a man-made noise environment," in *Vehicular Technology Conference*, (Houston, Texas), pp. 1301–1306, May 1999.

[25] E. Hamelin, L. A. Rusch, and P. Fortier, "New cross-correlation results for multi-rate CDMA," in *IEEE International Conference on Communications*, (Atlanta, Georgia), June 1998.

[26] M. Hefnawi and G. Y. Delisle, "Adaptive arrays for wideband interference suppression in wireless communications," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, (Orlando, Florida), pp. 1588–1591, July 1998.

[27] K. Hettak and G. Y. Delisle, "A novel variant of dual polarized CPW fed patch antenna for broadband wireless communications," in *IEEE APS International Symposium*, vol. 1, (Salt Lake City, Utah), pp. 286–289, July 2000.

[28] K. Hettak and G. Y. Delisle, "Smart antenna for capacity enhancement in indoor wireless communications at millimeter waves," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, (Tokyo, Japan), pp. 2152–2156, May 2000.

[29] K. Hettak and G. Y. Delisle, "A new miniature uniplanar lowpass filter using series resonators," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium and Exhibition*, (Baltimore, Maryland), pp. 1193–1196, June 1998.

[30] K. Hettak and G. Y. Delisle, "A novel antenna configuration for millimeter wave communication systems," in *IEEE AP-S International Symposium*, (Atlanta, Georgia), pp. 2092–2095, June 1998.

[31] K.Hettak and G. Y. Delisle, "A novel antenna configuration for millimeter wave communication systems," in *IEEE AP-S International Symposium and URSI Radio Science Meeting*, (Atlanta), pp. 2092–2095, July 1998.

[32] K. Hettak and G. Y. Delisle, "Millimeter wave mobile access system with smart antenna and radio on fiber," in *Symposium on Antenna technology and Applied Electromagnetics*, (Ottawa), pp. 87–90, 1998.

[33] K. Hettak and G. Y. Delisle, "A 38 GHz integrated phased-array antennas for PCS," in *Symposium on Antenna technology and Applied Electromagnetics*, (Ottawa), pp. 75–78, 1998.

[34] K. Hettak and G. Y. Delisle, "Omnidirectional-dual polarized antenna for wireless indoor applications at millimeter waves," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, (Orlando, Florida), pp. 2054–2057, July 1998.

[35] K. Hettak and G. Y. Delisle, "Optimum feeding of patch antenna for wireless communications," in *European Wireless'99*, (Munich, Germany), pp. 81–86, Oct. 1999.

[36] K. Hettak and G. Y. Delisle, "A new feeding network design for patch antenna at millimeter waves," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, (Orlando, Florida), July 1999.

[37] K. Hettak, G. Y. Delisle, and M. Boulmalf, "Simultaneous realization of millimeter wave uniplanar shunt stubs and dc block," in *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium*, (Baltimore), pp. 809–812, 1998.

[38] K. Houda, P. Fortier, and T. H. Huynh, "Performance of coded multi-rate cdma systems," in *Congrès Canadien en Génie Électrique et Informatique*, (Halifax), pp. 1068–1071, May 2000.

[39] H. T. Huynh and P. Fortier, "Influence of phase error on M-QAM demodulation in a non-gaussian environment," in *1998 Vehicular Technology Conference*, (Ottawa), May 1998.

[40] H. T. Huynh, P. Fortier, and G. Y. Delisle, "Influence of a class of man-made noise on QAM multicarrier systems," in *Seventh Communication Theory Mini-Conference (Globecom'98)*, (Sydney, Australia), pp. 231–236, Nov. 1998.

[41] H. T. Huynh, P. Fortier, and M. Hamza, "Performance of multicarrier systems in a non-gaussian environment," in *19th Biennial Symposium on Communications*, (Kingston, Ontario), May 1998.

[42] H. T. Huynh, P. Fortier, and B. Vo, "Performance analysis of M-PSK and M-DPSK in an electromagnetic interference environment," in *IEEE Int. Symp. on Wireless Communications*, (Montréal), p. 42, May 1998.

[43] E. Inati, L. A. Rusch, and P. Fortier, "Multirate optical fast frequency hopping cdma system using power control," in *Globecom 2000*, (San Francisco, California), Nov. 2000.

[44] A. L. Jousselme, D. Grenier, and E. Bossé, "Conceptual exploration package for data fusion," in *SPIE, Sensor Fusion*, vol. 4051, (Orlando, Florida), pp. 203–214, Apr. 2000.

[45] A. L. Jousselme, D. Grenier, and E. Bossé, "Adding decision rule to the shafer-logan algorithm for hierarchical identity information fusion," in *3rd Conference on Information Fusion*, (Paris, France), July 2000. Accepted.

[46] P. Lahaie and M. Lecours, "Experimental and simulation comparaisons of reflection and transmission phase shifters," in *Symposium on Antennas and Electromagnetics*, (Ottawa), pp. 163–167, Aug. 1998.

[47] H. LeBlanc, J. Belzile, G. Y. Delisle, and N. Batani, "Architecture of a low cost spread spectrum wireless transceiver," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, (Waterloo, Canada), pp. 613–616, May 1998.

[48] M. Le Blanc and G. Y. Delisle, "A non-invasive technique for microwave dosimetry. theory and experiment," in *ANTEM 2000*, (Winnipeg, Canada), July 2000. Accepted.

[49] M. Lecours, "Simulations and experiments with microstrip antenna array components in the 20-30 GHz range," in *Nortel Advanced Technology Wireless Forum VII*, (Ottawa), Oct. 1998.

[50] M. Lecours, M. Pelletier, P. Lahaie, T. Breahna, Q. Wang, G. Y. Delisle, R. Daviault, and M. Lefèbvre, "Experimental results with a circular electronically steered antenna for mobile satellite communications," in *Int. Mob. Comm. Conf. (IMSC'99)*, (Ottawa, Canada), pp. 388–392, June 1999.

©LRTS 2000

[51] P. Marinier and G. Y. Delisle, "Modelling of human-induced indoor millimeter-wave scattering," in *IASTED International Conference on Signal Processing and Communications*, (Las Palmas, Gran Canaria), pp. 73–76, Feb. 1998.

[52] J. Martinet and P. Fortier, "A modular approach to the design of the soft output viterbi algorithm," in *Workshop on Issues in Block-Based System Design*, (Ottawa), Oct. 1998.

[53] J. Martinet, H. T. Huynh, and P. Fortier, "Implementation of a modular and programmable turbo decoder," in *20th Biennial Symposium on Communications*, (Kingston, Ontario), pp. 13–17, May 2000.

[54] A. Semmar, M. Lecours, and T. H. Huynh, "Performance of CQPSK communications for broadband pcs in time delay spread channels," in *IEEE Int. Symp. on Wireless Communications*, (Montréal), p. 39, May 1998.

[55] B. Smida, C. Despins, and G. Y. Delisle, "MC-CDMA performance evaluation over a multipath fading channel using the characteristic function method," in *IEEE International Symposium on Wireless Communications (ISWC)*, (Montréal, Canada), p. 16, May 1998.

[56] L. Sylla and P. Fortier, "A study of turbo codes for multilevel modulations in gaussian and mobile channels," in *Congrès canadien de génie électrique et de génie informatique*, (Waterloo), May 1998.

[57] L. Sylla, P. Fortier, and H. T. Huynh, "Performance of COFDM using turbo codes," in *Congrès canadien en génie électrique et informatique*, (Edmonton, Canada), May 1999.

[58] L. Talbi and G. Y. Delisle, "Comparison of indoor propagation channel characteristics at 893 MHz and 37.2 GHz," in *Vehicular Technology Conference, (VTC)*, (Boston, Massachussetts), Sept. 2000. Accepted.

[59] L. Talbi and G. Y. Delisle, "Using directive antennas to reduce multipath fading in indoor pcn systems," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, (Orlando, Florida), pp. 2448–2451, July 1999.

[60] L. Talbi, G. Y. Delisle, and K. Hettak, "Measurement characterization of 37.2 GHz indoor radio channels in terms of antenna radiation patterns and threshold levels," in *Symposium on Antenna technology and Applied Electromagnetics*, (Ottawa), pp. 21–24, 1998.

[61] Y. M. Tao and G. Y. Delisle, "Wireless indoor millimeter wave beamforming array," in *4th International Conference on Millimeter and Submillimetter Waves and Applications*, (San Diago, California), pp. 120–121, July 1998.

[62] S. Tardif, K. Hettak, and G. Y. Delisle, "Radiation less feeder type excited wideband Tchebychev tapered slotline antenna," in *Symposium on Antenna technology and Applied Electromagnetics*, (Ottawa, Canada), pp. 599–603, Aug. 1998.

[63] M. H. Vadjed and G. Y. Delisle, "Analytical and experimental study of the biological tissues interaction at 1900 MHz," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, (Washington D.C.), Aug. 2000. Accepted.

[64] Q. Wang, M. Lecours, and C. Vergnolle, "Optimization of switches for radial satellite antenna applications," in *Int. Mob. Comm. Conf. (IMSC'99)*, (Ottawa, Canada), June 1999.

# Rapports Techniques

[1] A. Cheaito, M. Lecours, and E. Bossé, "Identification à l'aide de l'intervalle d'utilité dans la méthode Dempster-Shafer," tech. rep., Lockheed Martin Canada, Mar. 1999.

[2] P. Fortier and H. T. Huynh, "Développement des algorithmes de prédiction et de chiffrage des signatures optiques," tech. rep., Centre de recherche pour la défence Valcartier, Mar. 1999.

[3] D. Grenier, M. Lecours, E. Bossé, and A. L. Jousselme, "Fusion of imaging and non-imaging sensors through evidential reasoning - 2nd year," tech. rep., Lockheed-Martin Canada, Nov. 1999.

[4] H. T. Huynh and P. Fortier, "Développement d'algorithmes pour l'extraction d'information structurée dans le temps à partir de sources bruitées : caractérisation du système et étude d'implémentation," tech. rep., Centre de recherches pour la défence à Valcartier, Mar. 2000.

[5] H. T. Huynh and P. Fortier, "Développement des algorithmes pour détecter le temps d'arrivée et la durée des impulsions optiques provenant d'une source laser," tech. rep., Centre de recherche pour la défense Valcartier, Mar. 1999.

[6] A. L. Jousselme, P. Fortier, and H. T. Huynh, "Feasibility study of COFDM modem for MMDS systems," tech. rep., Wavesat Inc., May 1998.

[7] A. L. Jousselme, E. Ménard, N. Lehoux, and D. Grenier, "Progiciel d'exploration conceptuelle pour la fusion de données," tech. rep., Lockheed Martin Canada, Mar. 1999.

[8] E. Ménard, N. Lehoux, A. L. Jousselme, and D. Grenier, "Classification de bateaux marchands par réseaux neuroniques," tech. rep., Lockheed Martin Canada, Mar. 1999.

©LRTS 2000

# Sommaire


**Préambule** iii

**Laboratoire de Radiocommunication et Traitement du Signal (L.R.T.S.)** v

**Radiocommunication and Signal Processing Laboratory** vii

**I Communications numériques** 1

**Étude d'un récepteur radionumérique** 3

**Effets de l'égalisation adaptative sur les systèmes de communications à large bande** 9

**Effects of the delay profile in a DS-CDMA system** 15

**Contrôle de puissance en MC-CDMA** 19

**Analyse de la performance d'un système OFDM égalisé par les simulations Monte Carlo rapides** 23

**Études Théoriques du Comportement des EDFAs face à un Trafic Auto-similaire** 29

**II Traitement du Signal et Fusion de données** 35

**An non-ad hoc decision rule for Automatic Target Identification using Data Fusion of Dissimilar Sensors** 37

**Ajout d'une règle de décision à l'algorithme de Shafer-Logan pour la fusion d'information d'identité hiérarchique.** 41

**Application des réseaux bayésiens aux problèmes de la fusion de données pour l'identification** 47

**Analyse de corrélation SER champ proche–SER champ lointain d'une cible radar** 51

**Estimation des paramètres d'amorçage à partir de signatures radars et infrarouges** 55

**III Propagation et Électromagnétisme appliqué** **59**

**Dosimétrie micro-onde à partir de mesures scalaires en champ proche** **61**

**Modélisation, calculs et mesures des conditions de propagation des ondes millimétriques dans les milieux diffractants** **65**

**Modélisation des variations temporelles intra-immeubles. Etude du phénomène de la diffraction** **69**

**Study of time and space correlation of delay profile components in indoor/outdoor microcellular communication channels** **75**

**Personnel du Laboratoire** **83**

**Publications 1998-2000** **89**