

---

Faculté des sciences et de génie

---

Département de génie électrique  
et de génie informatique

---

## RAPPORT ANNUEL D'ACTIVITÉS

---

### Laboratoire de Radiocommunications et de Traitement du Signal

Université LAVAL  
Québec, QC, Canada  
G1K 7P4



Téléphone : (418) 656-2806 (*Directeur du LRTS*)

(418) 656-2984 (*Secrétariat*)

Télécopie : (418) 656-3159

Courriel : [lrts@gel.ulaval.ca](mailto:lrts@gel.ulaval.ca)

Site WWW : <http://lrts.gel.ulaval.ca/>

16 juillet 2001

(Rapport LRTS-01-01)



---

# 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 définir, 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 électrique et de génie informatique de l'Université Laval. Ceci a mené au développement d'un groupe de recherche, travaillant sous la direction d'un noyau de professeurs titulaires bien établis : Gilles-Y. DELISLE, Paul FORTIER, Dominic GRENIER, Huu Tue HUYNH et Michel LECOURE. Il faut mentionner que les professeurs DELISLE et LECOURE sont aussi Fellows de l'IEEE, une reconnaissance témoignant de la qualité de leurs travaux de recherche.

Le présent rapport du LRTS a pour but, de montrer les diverses réalisations faites depuis le 1er janvier 2000 jusqu'à aujourd'hui 30 juin 2001 par l'ensemble des membres du laboratoire. Outre les professeurs dont leurs noms sont mentionnés ci-dessus, le laboratoire peut compter sur la présence de plusieurs autres membres. Parmi ces autres membres, à l'intérieur de la période couverte par le présent rapport, il y a :

- les associés de recherche, Dr Christophe CHARRIER, Dr Anne-Laure JOUSSELME, Dr Sébastien ROY, Dr Zhor SEBBANI et Dr Assia SEMMAR ;
- les professeurs associés Dr Éloi BOSSÉ du Centre de Recherches pour la Défense de Valcartier (CRDV), Prof. Tayeb-A. DENIDNI et Prof. Charles DESPINS tous deux de l'INRS-Télécommunications, Prof. Mostafa HEFNAWI du Royal Military College à Kingston, Prof. Talbi LARBI de l'Université du Québec à Hull, Prof. René LE et Prof. Pierre-Martin TARDIF tous deux de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, et finalement Prof. Hossam M.-H. SHALABY du School of electronic Eng. de Singapore.
- une vingtaine d'étudiants inscrits à la maîtrise ou au doctorat sous la supervision d'au moins un professeur titulaire du laboratoire ;
- quelques étudiants au baccalauréat qui viennent au laboratoire pour y faire un stage dans un milieu dédié à la recherche ;
- des experts de l'industrie participant aussi à nos projets, en particulier le Dr Marcel PELLETIER de Comlab Inc., Dr Pierre VALIN de Lockheed-Martin Canada 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 pour en particulier les 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 étaient financés pendant la période couverte par le FCAR et le CRSNG, les agences de subventions des gouvernements du Québec et du Canada pour la recherche académique. De plus, certains des professeurs et membres participent à l'Institut Canadien de Recherches en Télécommunications (CITR), un des réseaux

de Centres d'excellence financés par le gouvernement fédéral.

La recherche en fusion de données se fait en collaboration avec Lockheed-Martin Canada. Le programme vise spécifiquement la fusion de données provenant de plusieurs capteurs de différents types i.e. les capteurs imageurs et ceux non-imageurs. Au cours de la période, des progrès importants ont été réalisés sous plusieurs aspects : l'analyse d'une nouvelle méthode d'identification basée sur la mesure de l'utilité des déclarations d'identité, des contributions fondamentales à la définition d'un critère de mesure de performance, l'utilisation d'un système à base d'évaluations aux problèmes de reconnaissance d'objets, 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 problème consiste à modéliser la déformation dynamique de la section efficace radar d'une cible suivant une trajectoire du champ lointain vers le champ proche.

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 et testé.

Un projet en collaboration avec l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) et la compagnie Télébec Mobilité, porte sur la caractérisation analytique et expérimentale de la propagation en milieux confinés complexes. La caractérisation analytique utilise un ensemble de méthodes analytiques et numériques; la caractérisation expérimentale en milieu réel est axée sur l'acquisition à l'aide d'un montage sophistiqué, de réponses impulsionnelles et des variations d'amplitude et phase à 2.5 GHz, 5 GHz et 30 GHz.

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.

Dominic Grenier pour Michel Lecours.

Pour information	<i>Contact</i>	Michel LECOURE
	<i>Téléphone</i>	(418) 656 2966, 656 2984
	<i>Télécopie</i>	(418) 656 3159
	<i>Courriel</i>	lrts@gel.ulaval.ca
	<i>WWW</i>	<a href="http://www.gel.ulaval.ca/~telecom">http://www.gel.ulaval.ca/~telecom</a>

---

# Communications numériques

## Table des Matières

Conception d'un décodeur turbo pour 3G . . . . .	3
Étude comparative de la performance des systèmes de communication à large bande en modulation CQPSK et OFDM-CQPSK . . . . .	7
Analyse de performance d'une configuration MC- CDMA dans un canal de Rice. . . . .	13
Turbo détection dans un canal de Rayleigh corrélé . . .	19
Études Théoriques du Comportement des EDFAs face à un Trafic Auto-similaire . . . . .	25
Analyse des performances de la modulation en onde- lettes en présence de bruit non gaussien dans un réseau large bande sans fil . . . . .	31
Récepteurs à traitement spatio-temporel dans les com- munications numériques sans fil à débit élevé . . .	37
Développement d'un système actif de surveillance et gestion de sites multiples et éloignés . . . . .	41



# Conception d'un décodeur turbo pour 3G

Elie ELKHAL, *Étudiant à la maîtrise.*

Paul FORTIER, *Directeur de recherche.*

**Résumé** – Les turbo-codes sont de puissants codes correcteurs d'erreurs pour le codage de canal. Ils offrent une meilleure performance, en terme de BER (Bit Error Rate), que la plupart des codes connus. Ces codes sont utilisés comme composante standard dans les systèmes de communications sans fil de troisième génération (3G). Dans le cadre du projet de maîtrise, un décodeur turbo (compatible aux spécifications 3GPP) est développé sur un FPGA xcv300. Le codage turbo, le calcul du BER, ainsi que la simulation du canal se font sur un DSP Sharc.

**Abstract** – Turbo-codes are powerful forward error correcting codes for channel coding. They offer a better performance, in term of BER (Bit Error Rate), than almost all other codes. These codes are used as a standard component in third generation wireless communication systems. As part of my master's degree project, a fully 3GPP compatible turbo decoder is developed on an xcv300 FPGA. The turbo coding, the BER calculation, and the channel simulation are done on a Sharc DSP.

## Introduction

Dans un système de communication réel, la transmission de données, à travers un canal, a comme conséquence de modifier cette information. Cette modification est principalement causée par la présence du bruit dans ce canal qui se superpose au signal envoyé. Pour une chaîne de communication numérique, la performance est alors définie comme la probabilité d'erreur par bit (ou mot) étant donnée un rapport signal bruit (SNR). Par conséquent, afin d'améliorer la performance de transmission en protégeant les données, des techniques de corrections d'erreurs doivent être utilisées.

## Généralités sur les turbo-codes

Dans [1], Berroux, Glavieux et Thitimajshima présentent des codes appelés turbo-codes qui possèdent certaines propriétés aléatoires, qui les rendent plus performants que les codes en bloc ou les codes convolutionnels, tout en ayant assez de structure pour permettre l'élaboration physique d'un décodeur. La performance des turbo-codes, pour des codes en bloc suffisamment grands, s'approche par simulation de la limite théorique de Shannon [1].

## Encodage turbo-codes

L'encodage turbo-code conventionnel se fait typiquement par l'utilisation de deux encodeurs convolutionnels récurrents et systématiques (RSC) placés en parallèle et ayant chacun un taux de codage  $R=1/2$  (figure 1.1).

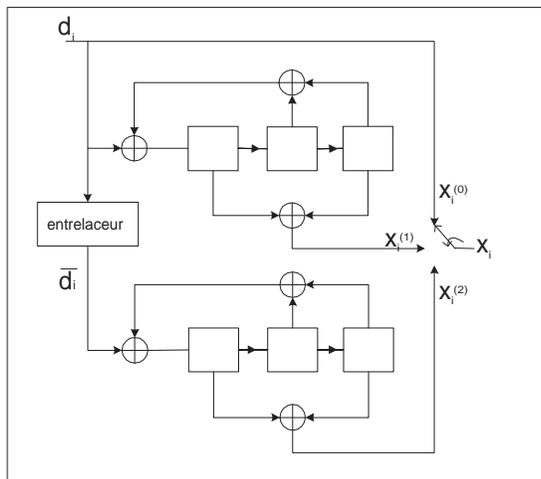


FIG. 1.1 – Deux encodeurs RSC concaténés en parallèle

Les deux encodeurs reçoivent les mêmes données, mais ceux allant vers l'encodeur inférieur sont préalablement entrelacés. C'est justement cette opération qui permet aux turbo-codes de paraître aléatoires au décodeur.

## Décodage itératif

L'encodage de type convolutionnel est une chaîne de Markov qui peut être représentée par un diagramme d'état, un diagramme en trellis, ou un diagramme en arbre. Le but du décodeur est donc d'estimer une séquence d'état  $\mathbf{s} = (s^{(0)}, \dots, s^{(L)})$  d'une chaîne de Markov qui a été bruitée suite à son passage dans un canal. Une façon plus pratique de voir les choses est de diviser ce gros problème en deux processus de Markov indépendants, c-à-d un par encodeur RSC [1]. Un premier décodage est alors effectué et une séquence  $s$  bruitée par encodeur est estimée. Ces deux séquences estimées sont en réalité l'estimation de la même séquence d'information  $\mathbf{d}$  puisqu'elles sont simplement permutées une par rapport à l'autre selon un patron défini. Il est donc possible de tirer profit de ce fait en raffinant l'estimation du message  $\mathbf{d}$  par le partage d'information (information *a priori*) entre les deux décodeurs lors d'un deuxième décodage de la même séquence d'entrée. Plusieurs autres itérations de décodage pourront ainsi être effectuées afin de raffiner davantage la décision.

Les algorithmes utilisés pour le décodage turbo-codes sont de type SISO ("Soft-Input-Soft-Output"). Ces algorithmes sont capables d'accepter de l'information *a priori* à leur entrée et de fournir de l'information *a posteriori* à leur sortie. Les algorithmes SISO développés par les chercheurs sont dérivés soit de l'algorithme de MAP (max-log-MAP, log-MAP) ou de l'algorithme

de Viterbi (SOVA, SOVA amélioré).

La figure 1.2 illustre un décodage itératif turbo [2] pour une modulation BPSK et un canal perturbé par un bruit blanc additif gaussien  $N \sim (0, N_o/2E_s)$ . Dans le cas d'une modulation BPSK

$$y' = \sqrt{E_s}(2x - 1) + n' \quad (1.1)$$

où  $E_s$  est l'énergie par symbole,  $x \in \{0, 1\}$ , et  $n'$  est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2 = N_o/2$  représentant le bruit injecté par le canal. Afin de simplifier la notation, il est commode de poser  $\sigma^2 = N_o/2E_s$  et

$$y = (2x - 1) + n. \quad (1.2)$$

Le rapport  $L_c = \frac{4*E_s}{N_o}$  est une expression de la fiabilité du canal.

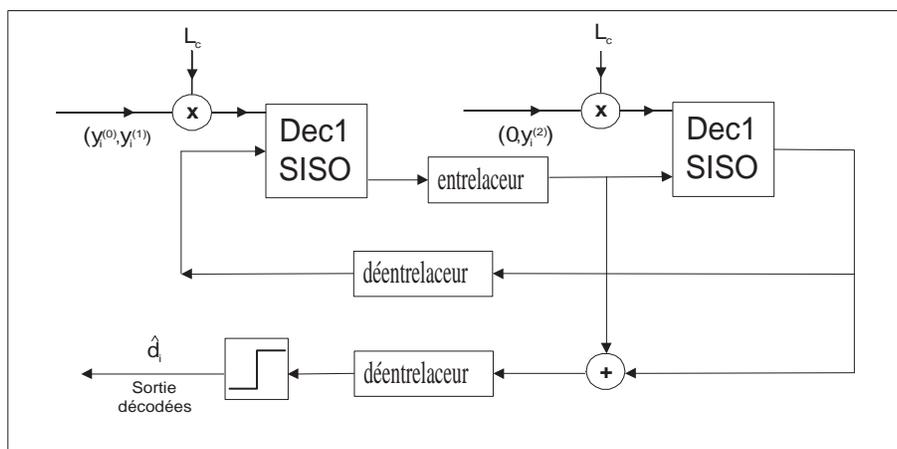


FIG. 1.2 – Décodage itératif turbo

## Conception sur FPGA d'un décodeur turbo

Le décodeur conçu est compatible aux spécifications 3GPP [3]. Les principales caractéristiques du décodeur sont les suivantes : un algorithme log-MAP, 8 états, un taux de codage  $R = 1/2$ , une dimension des trames reçues variant de 40 à 5114, une représentation sur 8 bits pour les données externes, une représentation sur 16 bits pour les données internes, une technique de *sliding window* qui n'effectue pas le calcul pour l'ensemble de la trame reçue mais pour la section couverte par le *sliding window* afin de réduire la demande en mémoire, un nombre d'itérations variant de 1 à 15.

La figure 1.3 illustre l'architecture générale du codeur-décodeur développé. Le module décodeur est implanté sur un FPGA xcv300, alors que le codage turbo, la simulation du canal, ainsi que le calcul du BER se font sur DSP. Le module décodeur est divisé en 6 sous-modules : le contrôleur principal, le contrôleur SISO, le contrôleur d'entrelacement/déentrelacement, le module SISO, la mémoire FIFO, et le contrôleur SDRAM.

La vérification du bon fonctionnement du décodeur se fera en comparant les résultats obtenus à sa sortie avec ceux d'un programme Matlab qui simule un codeur-décodeur turbo.

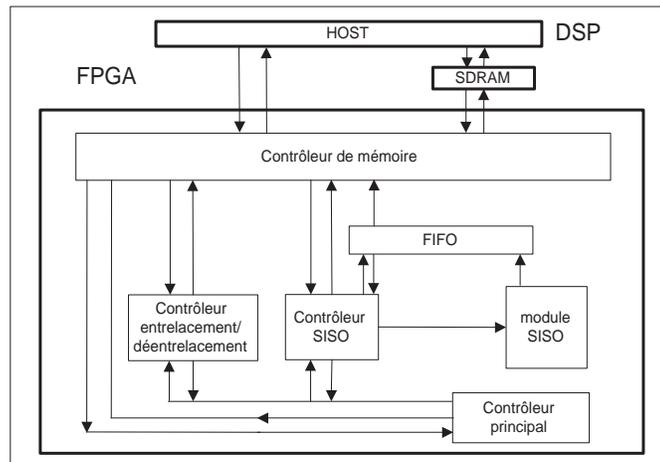


FIG. 1.3 – Architecture générale du décodeur turbo

## Conclusion

Afin de réaliser le décodeur, plusieurs architectures ont été étudiées. Les architectures développées devaient tenir compte des critères de design suivants : une architecture fortement parallèle afin de maximiser le taux de décodage, l'utilisation d'une technique de *sliding window* pour diminuer la latence (nombre de cycles d'horloge avant l'estimation du premier bit), l'utilisation de techniques de pipelining pour permettre une fréquence d'opération plus élevée, un design modulaire, un design portable, et un design paramétrique. Toutefois, compte tenu des contraintes physiques imposées par le matériel disponible (type de FPGA, dimension et nombre de mémoires externes disponibles), certaines architectures plus parallèles, et utilisant plusieurs mémoires externes permettant la lecture et l'écriture simultanées des données traitées, ont dûes être rejetées. Néanmoins, étant portables, ces architectures rejetées pourront éventuellement être utilisées sur d'autres plates-formes ou pour la conception d'un circuit intégré dédié (ASIC) plus performant.

## Bibliographie

- [1] C. Berrou, A. Galvieux, and P. Thitimajshimi, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding :turbo-codes," *IEEE Proc. ICC'93*, pp. 1064–1070, 1993. May.
- [2] Y. Wu, *Implementation of Parallel and Serial Concatenated Concolutional Codes*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, April 2000. Chap. 4, pages 79-100.
- [3] 3GPP, "Universal mobile telecommunications systems (umts), multiplexing and channel coding (fdd)," *ETSI TS 125 212 v3.3.0*, June 2000.

# Étude comparative de la performance des systèmes de communication à large bande en modulation CQPSK et OFDM-CQPSK

Assia SEMMAR, *Stagiaire post-doctoral.*

Dr Michel LECOURS, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** — Ce travail concerne une étude comparative de la performance des systèmes de communications d'intérieur en modulation QPSK et OFDM-QPSK sur des canaux à évanouissements de Rice. Le taux d'erreur est évalué en fonction du facteur de fading en supposant que l'effet total des interférences intersymboles "ISI" et des interférences co-canal "ICI" est représenté par un processus gaussien et en considérant que le profil de délai est exponentiel [1].

**Abstract** — This work is concerned with a comparative study of the symbol error rate performance, SER, of the QPSK and OFDM-QPSK systems over Rice fading channels. The BER is evaluated in terms of a Fading Factor by assuming that the residual intra-symbols interferences "ISI" and the intercarrier interference "ICI" are gaussian, zero-mean random variables and that the power delay profile is one-sided exponential [1].

## Introduction

La technique de modulation multiporteuses connue sous le nom de multiplexage par répartition en fréquences orthogonales, "OFDM", est utilisée pour la transmission à hauts débits sur des canaux de communications d'intérieur à évanouissements sélectifs en fréquence. En Europe cette technique est utilisée dans les systèmes radiodiffusion sonore numérique "DAB" et elle est actuellement considérée dans d'autres systèmes à large bande. IMT-2000 a adopté la technique MC-CDMA qui est une application de l'OFDM. L'OFDM a comme avantages : l'immunité contre l'effet des interférences intersymboles introduit par les évanouissements multiparcours dans les canaux d'intérieur et une bonne efficacité spectrale.

# Description du système

## modèle du canal

A cause des réflexions et des diffractions dues aux obstacles dans le milieu de propagation, le canal radio d'intérieur est un canal à parcours multiples . Le modèle mathématique du canal est défini comme suit [2] :

$$h(t) = \sum_m r_m(m) e^{j\phi_m} \delta(t - \tau_m) \quad (2.1)$$

$(r_m, \tau_m, \phi_m)$ , représentent dans l'ordre l'amplitude, le temps de délai et le déplacement de phase de chaque trajet et  $m$  ( $m=0, 1, \dots, M$ ) est l'indice du parcours en question.  $M$  est le nombre de composantes multiparcours. Le signal reçu consiste dans la superposition des différentes composantes multiparcours, du bruit gaussien et du signal principal.

## Signaux reçus pour le CQPSK

Comme hypothèse de départ, on considère que le degré de sélectivité du canal est suffisamment petit pour que les interférences affectent uniquement les symboles adjacents du symbole désiré, le symbole reçu se trouvant affecté par ses propres interférences et par une partie des interférences générées par le symbole précédent [2]. Le récepteur utilisé est un récepteur classique CQPSK. Le signal reçu peut être décomposé à la sortie du corrélateur en phase :

$$X(i) = D_x(i) + I_x^i + I_x^{i-1} + N_x(i) \quad (2.2)$$

où  $D_X$  représente le signal désiré :

$$D_x(i) = \sqrt{E_s} r_0^i \cos(\theta_i) \quad (2.3)$$

$E_s$  est l'énergie du signal par symbole.  $N_x$  est le bruit additif gaussien de moyenne nulle et de densité spectrale  $N_0/2$ ,  $I_x^i$  et  $I_x^{i-1}$  sont les termes des interférences générées par le même symbole et par le symbole précédent [2] sont donnés par :

$$I_x^i(i) = \sum_{m=1}^{M-1} \sqrt{E_s} r_m^i(\tau_m) \left(1 - \frac{\tau_m}{T}\right) \cos(\theta_i + \phi_m) \quad (2.4)$$

$$I_x^{i-1}(i) = \sum_{m=1}^{M-1} \sqrt{E_s} r_m^{i-1}(\tau_m) \left(1 + \frac{\tau_m}{T}\right) \cos(\theta_{i-1} + \phi_m) \quad (2.5)$$

## Signaux reçus pour l'OFDM-CQPSK

La technique de modulation à fréquences orthogonales multiplexées consiste à diviser la bande du spectre en  $N$  sous-porteuses, chacune est modulée à bas débit augmentant ainsi la durée de symbole. Les fréquences porteuses sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale ( $1/T$ ) assurant ainsi la condition d'orthogonalité [3]. Cette condition n'est pas toujours maintenue avec la présence des ISI et des ICI. On a introduit une période de garde de durée  $\Delta$  après chaque

symbole OFDM afin de maintenir l'orthogonalité des sous-porteuses. L'effet des interférences intersymbles et co-canal peut être éliminé si la durée de  $\Delta$  est supérieure à l'étalement de délai du canal. Généralement le rapport de  $\Delta$  et de la durée du symbole utile  $T_0$  est inférieure à  $1/4$ .

Afin d'éviter l'utilisation d'un nombre élevé de modulateurs, démodulateurs et de filtres, un modulateur/démodulateur peut être réalisé en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse et directe  $IDFT/DFT$  [4]. La figure 1 donne un bloc diagramme d'un système OFDM-QPSK.

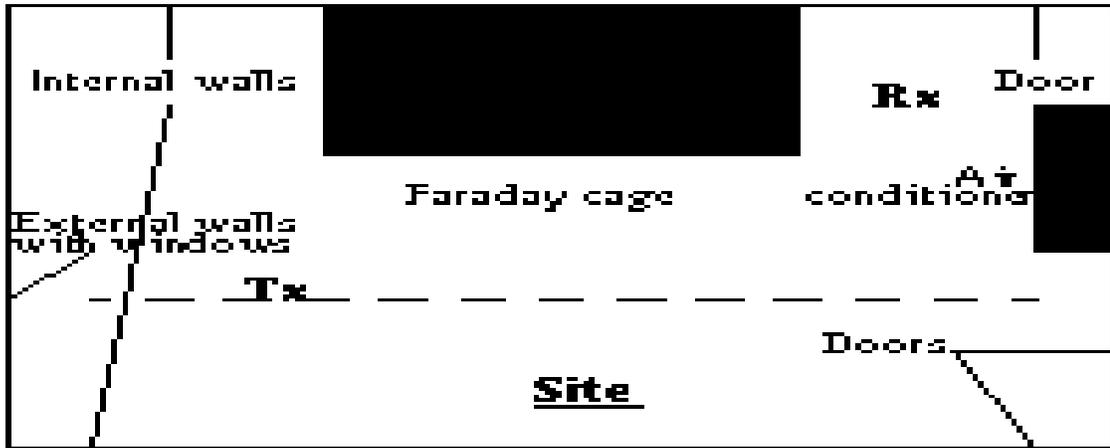


FIG. 2.1 – Schéma synoptique d'une chaîne de transmission OFDM.

Le signal transmis peut être écrit sous la forme suivante :

$$s(t) = \sum_i v(t - iT) \sum_{n=0}^{N-1} S_{ni} e^{j2\pi f_n(t-iT)} \quad (2.6)$$

Où  $v(t)$  est l'impulsion des données d'amplitude unitaire sur  $(-\Delta, T_0)$ .  $T = \Delta + T_0$  est la durée du symbole.  $f_n = f_0 + n/T_0$  est la fréquence de la  $n$ -ième sous-porteuse et  $f_0$  est la fréquence porteuse.  $S_{ni}$  est le  $i$ -ième symbole OFDM à transmettre via la  $n$ -ième porteuse pendant l'intervalle de temps  $(iT - \Delta, iT + T_0)$ .

A la réception, la sortie du  $k$ -ième sous canal à l'instant  $iT$  est donnée par :

$$r_{ki} = \frac{1}{T_0} \int_{iT}^{iT+T_0} \{s(t) \otimes h(t, \tau) + n(t)\} e^{-j2\pi f_k(t-iT)} dt \quad (2.7)$$

En combinant les équations (1), (6) et (7), la sortie du  $k$ -ième corrélateur en phase peut s'écrire comme

$$\begin{aligned}
X_{ki} = & \sqrt{E_s} r_0^i \cos(\theta_{ki}) + \sum_{m=1}^{M-1} \sqrt{E_s} r_m(\tau_m) \left(1 - \frac{\tau_m}{T_0}\right) \cos(\theta_{ki} + \phi_m) \\
& + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=0, n \neq k}^{N-1} \frac{\sqrt{E_s}}{2\pi(n-k)} r_m(\tau_m) \left\{ \sin(2\pi(n-k) + \psi_{ki,m}) \right. \\
& \left. - \sin(2\pi(n-k) \frac{\tau_m}{T_0} + \psi_{ki,m}) \right\}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Les trois termes de l'équation (8) représentent dans l'ordre, le signal désiré, les composantes multiparcours générées par le symbole détecté et les interférences co-canal générées par les autres sous-canaux.  $N_{ki}$  est le terme du bruit blanc additif gaussien (AWGN) de densité spectrale  $N_0/2$ .  $\psi_{ki,m} = \theta_{ki} + \phi_m$ .

## Performance du système

Le taux d'erreur par symbole  $P_e$  est évalué en supposant que l'effet total des composantes multiparcours est représenté par un processus gaussien, que le nombre des composantes multitrajets  $M$  suit une distribution de Poisson de moyenne  $\nu$ , que le temps d'arrivée est uniformément répartie sur  $[0, T]$  et que le déplacement de phase est uniformément répartie sur  $[0, 2\pi]$  [1]. En utilisant ces hypothèses, on peut aisément montrer, pour le système QPSK, que les composantes représentant les ISI selon la composante en phase (et éventuellement la composante en quadrature) sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes entre elles, de moyenne nulle et dont la variance est calculée en appliquant le théorème des espérances itérées [5] :

$$\sigma - j^2 = E_{M, \tau_m, \phi_m, r_m} [(I_x^j)^2] \tag{2.9}$$

$\sigma^2$  est évaluée en tenant compte du profil de délai qui suit une loi exponentielle, le nombre moyen des échos, du temps de délai et du déplacement de phase du chaque parcours. L'expression analytique de  $P_e$  est donnée par :

$$P_e = \text{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{1 + F\gamma}} \tag{2.10}$$

où  $\gamma$  représente le rapport signal à bruit. Le facteur de fading est défini comme étant le rapport de la somme des variances des ISI pour le QPSK (et de la variance des ISI et des ICI pour l'OFDM-QPSK) et de l'énergie du signal par symbole [1]. Pour Le système CQPSK, le facteur de fading est donné par :

$$F_Q = 2\nu\mu^3 [(\xi - 1)^2 + 3 - e^{-\xi} \{(\xi + 1)^2 + 3\}] \tag{2.11}$$

où  $\xi = 1/\mu$  et  $\mu$  est la valeur quadratique moyenne du délai normalisée. Pour établir la variance des interférences intersymboles et des interférences co-canal pour l'OFDM-QPSK, on suppose que les ISI et les ICI sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes entre elles de moyenne nulle. Le facteur de fading, pour la première sous-porteuse ( $k=0$ ), s'écrit comme suit :

$$F_O = \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\nu}{\pi^2 n^2} \left\{ \mu_0 (1 - e^{-\xi_0}) - \xi_0 e^{-\xi_0} + \frac{1}{\xi_0^2 + 4\pi^2 n^2} (\xi_0 \cos(2\pi n) + (2\pi n) \sin(2\pi n)) \right\} + 2\nu\mu_0 \{1 - 2\mu_0 + 2\mu_0^2(1 - e^{-\xi_0})\} \quad (2.12)$$

où  $\xi_0 = 1/\mu_0$  et  $\mu_0$  est la valeur quadratique moyenne du délai normalisée pour l'OFDM-QPSK.

## Résultats numériques

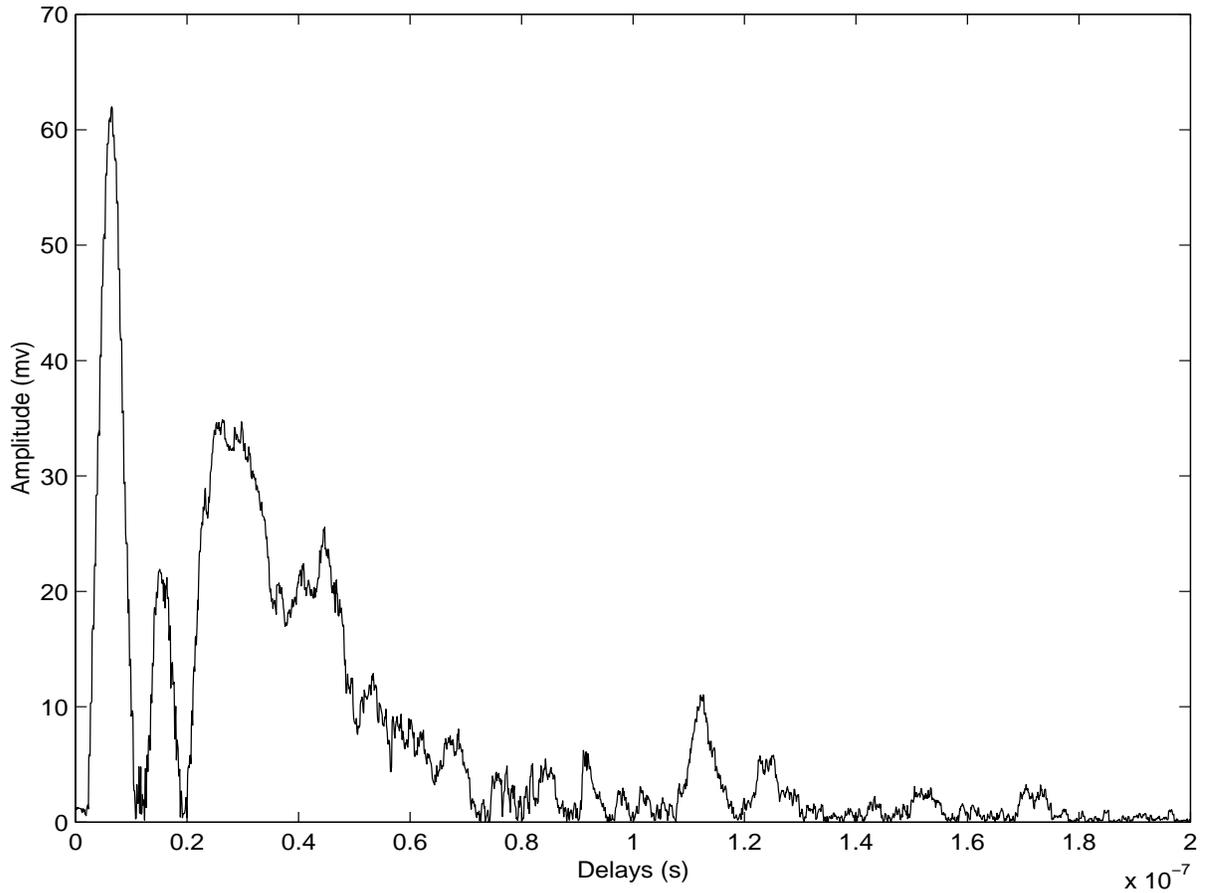


FIG. 2.2 – Taux d'erreur par symbole en fonction du SNR pour l'OFDM-QPSK et le QPSK.

La figure 2 illustre le taux d'erreurs par symbole en fonction du rapport signal à bruit pour les deux systèmes QPSK et OFDM-QPSK en considérant les mêmes caractéristiques du canal. Soit le nombre moyen des interférants à  $\nu = 3$  et la valeur quadratique moyenne du délai normalisée à  $\mu = 0.5$  ce qui nous donne un taux de transmission identique pour le symbole QPSK et pour le symbole OFDM-QPSK.

Pour le QPSK, le facteur de fading est assez élevé,  $F = 1.78$ . On note d'après le graphique que

le degré de l'effet des ISI sur la performance est très élevé ce qui se traduit par une probabilité d'erreur irréductible de l'ordre de 0.29.

Pour l'OFDM-QPSK, le taux d'erreur par symbole est représenté pour différentes valeurs des sous-porteuses,  $N$ . On constate qu'au fur et à mesure que  $N$  augmente l'effet des ISI et des ICI diminue ce qui se traduit par une amélioration de la performance. Pour  $N$  très grand, le taux d'erreur s'approche du résultat classique d'un canal gaussien sans interférences, pour qui le facteur de fading est nul.

Des résultats obtenus pour les deux systèmes il ressort que le taux d'erreur par symbole est de loin meilleur pour le cas de la modulation multiporteuses que pour le cas de la modulation à une porteuse. On constate aussi que plus le débit binaire sur chaque sous-porteuse est faible moindre est la sélectivité en fréquences du canal. Cette comparaison confirme le potentiel supérieur de l'OFDM.

## Conclusion

En considérant le modèle exponentiel comme modèle de profil de délai pour le canal à évanouissements de Rice et en supposant que l'effet total des composantes multiparcours est représenté par un processus gaussien, nous avons développé l'expression analytique du Facteur de Fading pour le système OFDM-QPSK en suivant la méthode proposée dans mon travail de doctorat [1]. Ce facteur dépend des paramètres caractérisant le canal, à savoir le nombre moyen des interférents, la valeur quadratique moyenne normalisée du délai, le modèle du profil de délai et le nombre de sous-porteuses. La comparaison des résultats obtenus pour le système OFDM-QPSK et le système QPSK a montré que la performance du système multiporteuses est meilleure et que cette dernière s'améliore avec le nombre de multiporteuses utilisées.

## Bibliographie

- [1] A. Semmar, *L'effet du profil de délai sur la performance des systèmes QPSK large bande*. PhD thesis, U. Laval, June 2000.
- [2] A. Semmar, M. Lecours, and H. T. Huynh, "Effects of adaptive equalization on the performance of a broadband wireless personal communications in fading channels," in *IEEE VTC2000*, pp. 309–314, Sept. 2000.
- [3] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission : An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5–14, May 1990.
- [4] S. B. W. et P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, pp. 628–634, Oct. 1971.
- [5] A. Papoulis, *Random variables and stochastic processes*. McGraw Hill, 1984.

# Analyse de performance d'une configuration MC-CDMA dans un canal de Rice.

Mustapha HAMZA, *Étudiant au doctorat.*

Paul FORTIER, *Directeur de Recherche.*

Huu Tuê HUYNH, *Co-directeur de Recherche.*

**Résumé** – On analyse la performance d'une configuration CDMA multiporteuse (OFDM/DS-CDMA) dans un milieu caractérisé par des trajets suivant la distribution de Rice. Ce système est comparé au système DS-CDMA. Pour des choix appropriés des paramètres de ce système, la performance peut être améliorée.

**Abstract** – We analyze the performance of an orthogonal multicarrier CDMA (OFDM/DS-CDMA) system operating in the rician channel. This OFDM/DS-CDMA is then compared to DS-CDMA. For appropriate choices of specific parameters, the BER performance can be improved by using OFDM/DS-CDMA.

## Système MC-CDMA

L'émetteur et le récepteur [1] du OFDM/DS-CDMA sont illustrés à la figure 3.1. À 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 utilisateur  $k$  est reparti sur  $MS$  porteuses :

$$S_k(t) = \sum_{m=0}^{MS} \sqrt{2P} b_{k,p}(t) a_k(t) \cos(\omega_m t + \theta_{k,m}) \quad (3.1)$$

$$p = 1 + [(m - 1) \bmod M]$$

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

où  $P$  est la puissance transmise sur chaque porteuse  $m$  de l'utilisateur  $k$ .

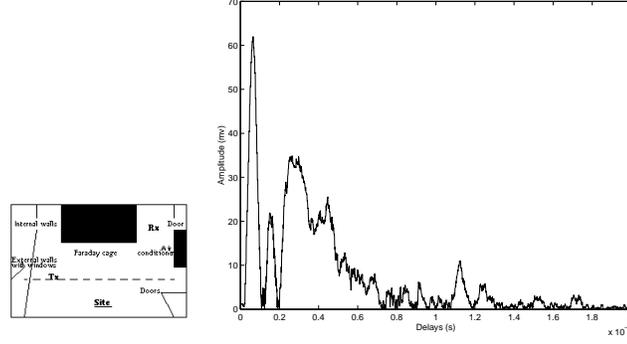


FIG. 3.1 – Émetteur et récepteur MC-CDMA.

## Modèle du canal et réception

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

$$r(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t - t_k) + \eta(t) \quad (3.2)$$

où  $y_k(t)$  le signal reçu pour un utilisateur à travers le canal,  $t_k$  est le délai et  $\eta(t)$  un bruit Gaussien blanc de densité spectrale  $N_0/2$ . Le canal de transmission, perçu par la porteuse  $m$  relative à l'utilisateur  $k$ , est de la forme suivante :

$$h_{km}(t) = \sum_{l=1}^L \beta_{kml} \delta(t - \tau_{kl}) e^{j\phi_{kml}} \quad (3.3)$$

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  $[0, T]$ .

Dans un environnement intérieur, le gain a une distribution de Rice dont la fonction de densité de probabilité est [2]

$$p_{\beta}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + t^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{tr}{\sigma^2}\right) \quad (3.4)$$

où  $r$  est l'enveloppe du signal reçu,  $I_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel modifiée de premier type et d'ordre zéro, et  $t$  la valeur maximale spéculaire du signal due à la superposition de la composante dominante du signal et des signaux réfléchis. La puissance moyenne reçue sur les trajets est  $\sigma^2$ .

$$y_k(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{MS} \beta_{kml} \sqrt{2P} b_{k,p}(t - \tau_{kl}) a_k(t - \tau_{kl}) \cos(\omega_m(t - \tau_{kl}) + \theta_{k,m} + \phi_{kml}) \quad (3.5)$$

$$r(t) = \eta(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{MS} \beta_{kml} \sqrt{2P} b_{k,p}(t - t_k - \tau_{kl}) a_k(t - t_k - \tau_{kl}) \cos(\omega_m(t) + \rho_{kml}) \quad (3.6)$$

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

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 :

$$Z_{q,n} = \int_{\tau_{k_0} t}^{\tau_{k_0} t + T} r(t) a_{k_0 k}(t - \tau_{k_0 n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{k_0 q n}) \quad (3.7)$$

$$Z_{q,n} = \eta_{k_0} + D_{k_0} + I_{k_0} \quad (3.8)$$

où  $\eta$  reflète l'influence du bruit Gaussien,  $D$  le signal utile et  $I$  les interférences dues à la présence simultanée d'autres utilisateurs sur la même bande et du phénomène multitrajet causé par le canal. La variable de décision (en utilisant la combinaison à gain égal) est alors donnée par

$$Z|p = \sum_{\nu=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} \quad (3.9)$$

## Probabilité d'erreur

### Approximation Gaussienne

L'approximation Gaussienne suppose que le signal désiré et les interférences sont des processus Gaussien dans le calcul de la probabilité d'erreur. La probabilité d'erreur est donnée par

$$Pe = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{E\{Z|p\}}{\sqrt{\operatorname{var}\{Z|p\}}}\right) p(B) dB \quad (3.10)$$

où  $B = \sum_{\nu=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{k_0, q, n}$ .

### Méthode de la fonction caractéristique

Dans [3], Helstrom explicite un algorithme efficace pour l'usage de la méthode de la fonction caractéristique dans le calcul de la probabilité de l'erreur. Cette technique a été appliquée, plus tard, au système DS-CDMA [4], [5] dans le cas où le signal transmis n'emprunte qu'un seul trajet pour parvenir au récepteur. Soit la variable aléatoire de décision  $Z$  dont la fonction caractéristique est

$$g(s) = E\{\exp(-sZ)\} \quad (3.11)$$

qui est la transformée de Laplace de la densité de probabilité de  $p(Z)$ .

$$p(Z) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c+j\infty}^{c-j\infty} g(s) \exp(sZ) ds \quad (3.12)$$

La probabilité d'erreur conditionnée sur  $p$ , dans le cas d'une transmission de symboles équiprobables, revient à un calcul d'intégrale dont on fait l'approximation trapézoïdale.

$$Pe|p = \int_{-\infty}^0 p(Z) dZ = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^0 s^{-1} g(s) ds = \Delta Z \left[ \frac{1}{2} G(s_0) + \sum_{u=1}^U G(s_0 + ju(\Delta Z)) \right] \quad (3.13)$$

avec  $G(s) = \frac{1}{\pi} \operatorname{Re}[s^{-1} g(s)]$ , la valeur de  $U$  est choisie telle que  $G(s_0 + ju(\Delta Z)) \simeq 0$  et  $s_0$ , appelé point de selle, correspond à la valeur minimisant la fonction  $G(s)$ . La probabilité d'erreur totale est donnée par

$$Pe = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M Pe|p \quad (3.14)$$

# Résultats

En respectant la même largeur de bande pour les différentes configurations, les figures 3.2 3.3 et 3.4 présentent les résultats obtenus en utilisant les deux méthodes de calcul de la probabilité d'erreur.  $\alpha = t^2/2\sigma^2$  représente le rapport relatif de la composante directe relativement à toutes les autres composantes. Ces résultats confirment ceux obtenus dans [6]

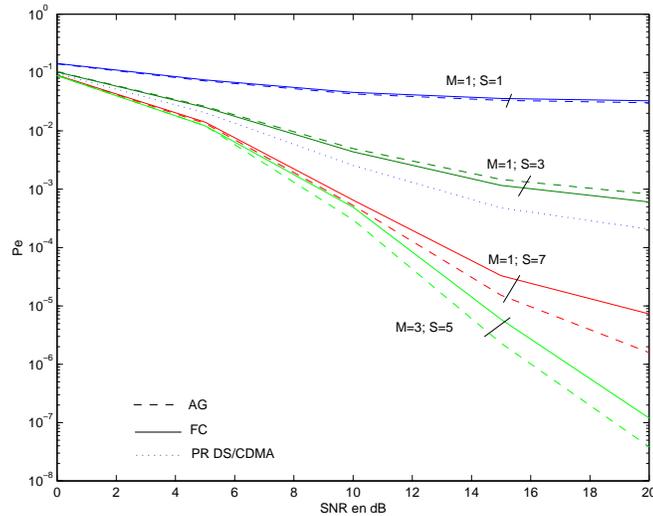


FIG. 3.2 –  $P_e$  en fonction du SNR pour  $\alpha = 0$ , en utilisant l'approximation Gaussienne (AG), la méthode de la fonction caractéristique (FC) pour différents valeurs de  $M$  et de  $S$  en comparaison avec le DS/CDMA à récepteur plein Rake (PR DS/CDMA).

## Conclusion

Les deux méthodes donnent des résultats approximativement semblables (des imperfections dans la simulation peuvent engendrer une légère différence). L'approximation Gaussienne est valide pour un nombre élevé d'utilisateurs  $K$  est acceptable pour le calcul de la probabilité d'erreur. Cette approximation perd de son efficacité avec la diminution de  $K$ . La méthode de la fonction caractéristique peut remédier à cet inconvénient.

## Bibliographie

- [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, *CDMA for Wireless Personal Communications*. Artech House Publishers, 1996.
- [3] C. W. Helstrom, "Calculating error probabilities for intersymbol and cochannel interference," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 34, pp. 356–367, May 1986.

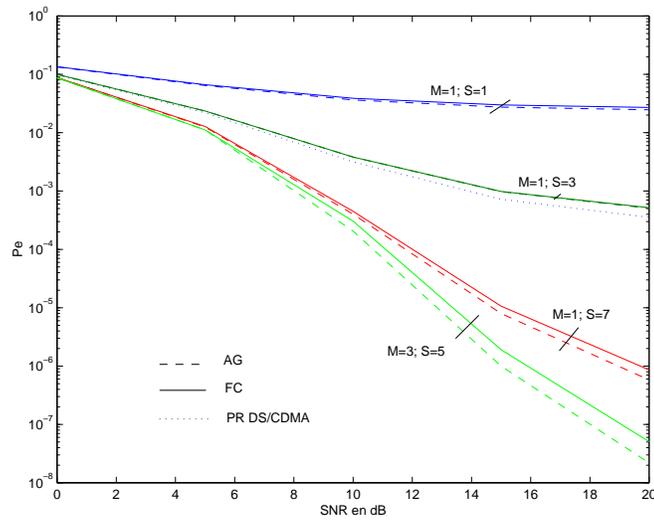


FIG. 3.3 –  $P_e$  en fonction du SNR pour  $\alpha = 1$ , en utilisant l’approximation Gaussienne (AG), la méthode de la fonction caractéristique (FC) pour différents valeurs de  $M$  et de  $S$  en comparaison avec le DS/CDMA à récepteur plein Rake (PR DS/CDMA).

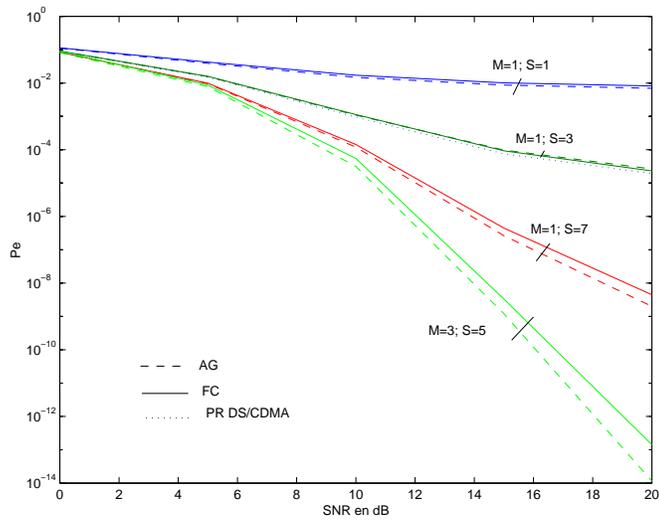


FIG. 3.4 –  $P_e$  en fonction du SNR pour  $\alpha = 10$ , en utilisant l’approximation Gaussienne (AG), la méthode de la fonction caractéristique (FC) pour différents valeurs de  $M$  et de  $S$  en comparaison avec le DS/CDMA à récepteur plein Rake (PR DS/CDMA).

- [4] D. Liu, C. L. Despins, and W. A. Krzymien, "Low-complexity performance evaluation of binary and quaternary ds-ssma over rician fading channels via the characteristic function method," *Wireless Personal Communications*, June 1998.
- [5] D. Liu, C. L. Despins, and W. A. Krzymien, "Efficient and accurate DS-SSMA deterministic signature sequence performance evaluation over wireless fading channels," *Proc. of IEEE ICC'97, Montreal, canada*, June 1997.
- [6] M. Hamza, H. T. Huynh, and P. Fortier, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in indoor and outdoor systems," *à paraître bientôt*.

# Turbo détection dans un canal de Rayleigh corrélé

Mohamed L. AMMARI, *Étudiant au doctorat.*

Paul FORTIER, *Directeur de Recherche.*

Huu Tuê HUYNH, *Co-directeur de Recherche.*

**Résumé** – Cette recherche porte sur la conception et l’analyse des récepteurs turbo pour la transmission des symboles codés dans un canal de Rayleigh non stationnaire et corrélé. Nous supposons que les symboles sont turbo codés et que le milieu de propagation varie rapidement en fonction du temps. Nous considérons que le canal est non sélectif en fréquence et proposons une architecture de détecteur turbo qui joint décodage et estimation du canal. L’architecture du détecteur est inspirée des codes turbo et repose sur le principe du traitement itératif avec échange d’informations douces entre les différents modules.

**Abstract** – Turbo codes have been shown to perform near the Shannon capacity limit in AWGN channels [1]. In this paper, we propose an iterative joint correlated Rayleigh fading channel estimation and turbo decoding procedure. The decoder consists of the BJCR-MAP algorithm and the channel estimator is based on the MMSE criterion. The channel estimation process does not require pilot symbols and only the channel statistics are supposed known. The performance of the proposed method is evaluated by Monte-Carlo simulation for rate 1/2 and 1/3 turbo code and compared for 2 normalized fading rates.

## Introduction

Les performances des codes turbo dans les canaux de Rayleigh non sélectifs en fréquence ont été récemment étudiées dans plusieurs publications [2, 3, 4, 5, 6]. Hall and Wilson [2] ont proposé un schéma de turbo décodage quand seule la phase de l’évanouissement est connue. Ce schéma calcule la fonction de densité de probabilité du signal reçu en intégrant sur toutes les valeurs possibles de l’amplitude de l’évanouissement. Cependant, pour un taux de Doppler élevé et un rapport signal à bruit bas, la substitution de la valeur réelle du gain du canal par sa moyenne semble non raisonnable. Certains travaux ont proposé des méthodes d’estimation du canal à l’aide d’une séquence d’apprentissage [6, 3]. Dans [5], on considère la modulation PSK et on propose une estimation de la phase.

Nous posons, dans notre recherche, le problème du décodage turbo dans des canaux de Rayleigh inconnus qui varient rapidement en fonction du temps. Sachant que l’utilisation de la séquence d’apprentissage réduit la capacité spectrale, nous nous sommes intéressés à la conception d’un turbo détecteur autodidacte (aveugle). L’architecture du récepteur que nous suggérons consiste

en un traitement itératif qui combine l'estimation du canal au décodage turbo.

## Chaîne de transmission

Considérons la chaîne de transmission donnée par la figure 4.1. La séquence d'information  $d_k$  de longueur  $L_d$  est encodée par un encodeur turbo de taux  $R = 1/r$ , puis modulée en BPSK. La sortie du modulateur, notée  $\mathbf{c}_k = [c_k^0, c_k^1, \dots, c_k^{r-1}]$ , est ensuite entrelacée et envoyée via un canal de Rayleigh corrélé avec un bruit AWGN de moyenne nulle et de variance  $\sigma_b^2 = N_0/2E_s$ . La taille de la séquence reçue est  $N = L_d/R$ . Le milieu de propagation est supposé un canal de Rayleigh non sélectif en fréquence généré selon le modèle de Clarke. Ainsi,  $\mathbf{h}_1^N$  est une séquence de variables aléatoires gaussiennes complexes de moyenne nulle et de variance  $\sigma_h^2$ . Le signal reçu est donné par :

$$y_k^l = h_k^l x_k^l + b_k^l, \quad k \in [0, L_d - 1], \quad l \in [0, r - 1] \quad (4.1)$$

Dans le reste de ce document, nous considérons les notations suivantes :

- $\mathbf{x}_k = (x_k^0, x_k^1, \dots, x_k^{r-1})$  le mot code modulé et entrelacé transmis à l'instant  $k$ ,
- $\mathbf{h}_k = (h_k^0, h_k^1, \dots, h_k^{r-1})$  la séquence de la réponse du canal à l'instant  $k$ ,
- $\mathbf{y}_k = (y_k^0, y_k^1, \dots, y_k^{r-1})$  le signal observé à la sortie du canal.

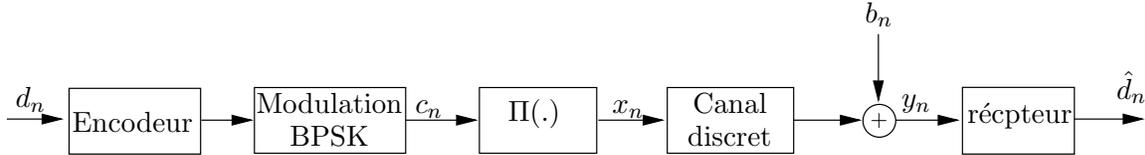


FIG. 4.1 – Schéma de la chaîne de transmission.

## Estimation du canal et décodage turbo conjoints : processus itératif

Dans cette partie, nous proposons une architecture de récepteur qui joint turbo décodage et estimation du canal [7]. Ces deux tâches sont assurées par un processus itératif à entrée et sortie douces (SISO), comme le montre la figure 4.2. En effet, il est possible de concaténer au décodeur turbo un mécanisme d'estimation du canal.

Lors de la première itération, le récepteur ne dispose pas d'information sur  $\mathbf{x}_1^N = [\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{L_d}]$ . Dans ce cas, nous n'estimons pas le canal et le décodage se fait en moyennant sur toutes les valeurs possibles des variables  $h_k^l$ . Notons  $\hat{\mathbf{x}}^{(1)}$  l'estimé de  $\mathbf{x}_1^N$  et  $\hat{x}_k^l(1)$  celui de  $x_k^l$  donnés par la première itération.

Pour une itération  $p > 1$ , l'estimateur du canal exploite la sortie du décodeur turbo à l'itération  $p - 1$  pour calculer l'estimé  $\hat{\mathbf{h}}^{(p)}$  de  $\mathbf{h}_1^N = [\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{L_d}]$ . Ayant des connaissances sur les conditions du canal, le décodeur calcule le rapport de vraisemblance logarithmique comme dans le cas du canal connu. Il remplace, en effet, la valeur de  $\mathbf{h}_1^N$  par la valeur estimée  $\hat{\mathbf{h}}^{(p)}$ .

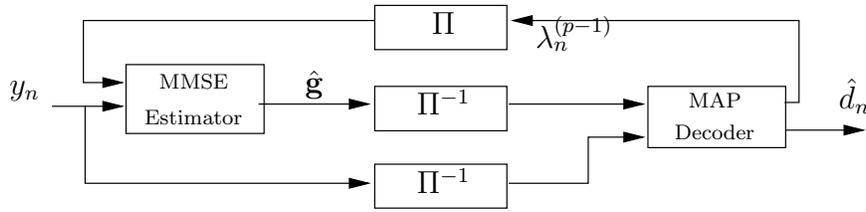


FIG. 4.2 – Turbo récepteur dans un canal de Rayleigh non sélectif.

## Estimation du canal

Nous présentons, dans cette section, une technique pour estimer les coefficients d'un canal de Rayleigh sans mémoire. Nous cherchons à estimer  $\mathbf{h}_1^N$ , sachant que  $\mathbf{c}_1^N = \hat{\mathbf{c}}^{(p)}$ . Une telle estimation peut se faire par la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) :

$$E \left[ |\hat{\mathbf{h}}^{(p)} - \mathbf{h}_1^N|^2 \right] \quad (4.2)$$

Pour évaluer  $\hat{\mathbf{h}}^{(p)}$ , il est possible d'utiliser l'estimation de la séquence  $x_n^{(p-1)}$  qu'on peut déduire directement de celle de  $c_k^l(p)$ . Cependant, nous suggérons d'exploiter une décision douce  $\lambda_n^{p-1}$  qui représente l'espérance du symbole  $x_n$ . Cette dernière peut s'exprimer comme suit :

$$\lambda_n^{p-1} = E \{ x_n^{(p-1)} \} = \Pr\{x_n = +1\} \cdot (+1) + \Pr\{x_n = -1\} \cdot (-1) = \tanh \left[ \frac{\Lambda(x_n)}{2} \right] \quad (4.3)$$

Nous savons que  $\mathbf{h}_1^N$  est un vecteur de  $N$  gaussiennes de moyennes nulles et de matrice de corrélation  $\mathbf{R}_h$ . Le bruit  $b_n$  est un processus gaussien blanc de moyenne nulle et de matrice de corrélation  $\mathbf{R}_n = \sigma_b^2 \mathbf{I}^N$ , où  $\mathbf{I}^N$  est la matrice identité de dimension  $N \times N$ . Il est alors clair, qu'étant donnée la séquence reçue  $\mathbf{y}_1^N$  et  $\mathbf{x}_1^N$ , le processus  $\mathbf{h}_1^N$  suit une distribution gaussienne de paramètres :

$$\mu_{\mathbf{h}|\mathbf{y},\mathbf{x}} = E[\mathbf{h}_1^N | \mathbf{y}_1^N, \mathbf{x}_1^N] = \mathbf{R}_h \hat{\Lambda}_{p-1}^t \left( \hat{\Lambda}_{p-1} \mathbf{R}_h \hat{\Lambda}_{p-1}^t + \mathbf{R}_n \right)^{-1} \mathbf{y}_1^N \quad (4.4)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}|\mathbf{y},\mathbf{x}} = \mathbf{R}_h - \mathbf{R}_h \hat{\Lambda}_{p-1}^t \left( \hat{\Lambda}_{p-1} \mathbf{R}_h \hat{\Lambda}_{p-1}^t + \mathbf{R}_n \right)^{-1} \hat{\Lambda}_{p-1} \mathbf{R}_h \quad (4.5)$$

L'estimateur minimisant l'EQM est alors la moyenne conditionnelle donnée par :

$$\hat{\mathbf{h}}^{(p)} = \hat{\mathbf{h}}_{MMSE}(\mathbf{y}) = \mathbf{R}_h \hat{\Lambda}_{p-1}^t \left( \hat{\Lambda}_{p-1} \mathbf{R}_h \hat{\Lambda}_{p-1}^t + \mathbf{R}_n \right)^{-1} \mathbf{y}_1^N \quad (4.6)$$

## Performance du détecteur

Pour évaluer les performances du récepteur proposé, nous avons eu recours aux simulations Monte-Carlo. Nous avons considéré deux codes turbo de même longueur de contrainte  $K = 3$  et de taux différents  $R = 1/2$  et  $R = 1/3$ . Le code de taux  $R = 1/3$  est obtenu en perforant celui de taux  $R = 1/2$ . La matrice génératrice de ces deux codes est  $(1, 5/7)_o$ . L'entrelaceur entre les deux codes RSC et celui à la sortie du modulateur BPSK sont aléatoires. La longueur de trame du système simulé est  $N = 1024$ . Au niveau du récepteur, l'algorithme d'estimation du canal et de décodage utilise 5 itérations. Les performances ont été évaluées pour 2 valeurs de fréquences de Doppler normalisées  $f_d T_s \in \{0.002, 0.2\}$ . Trois scénarios de détection ont été simulés, à savoir :

1. le cas où le milieu de transmission est connu (CSI : *channel side information*),
2. le cas où le canal est inconnu (NSI : *no side information*),
3. le cas où le milieu de transmission est estimé (ESI : *estimated side information*).

Les résultats des simulations sont donnés par la figure 4.3. Les différentes courbes illustrent la variation du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport  $E_b/N_0$ . Ces courbes sont obtenues par la simulation de  $10^6$  bits d'informations. Il est évident que le code de taux  $R = 1/3$  donne des performances supérieures à celles du code de taux  $R = 1/2$ . Toutefois, la différence entre ces performances diminue quand la fréquence normalisée  $f_d T_s$  décroît.

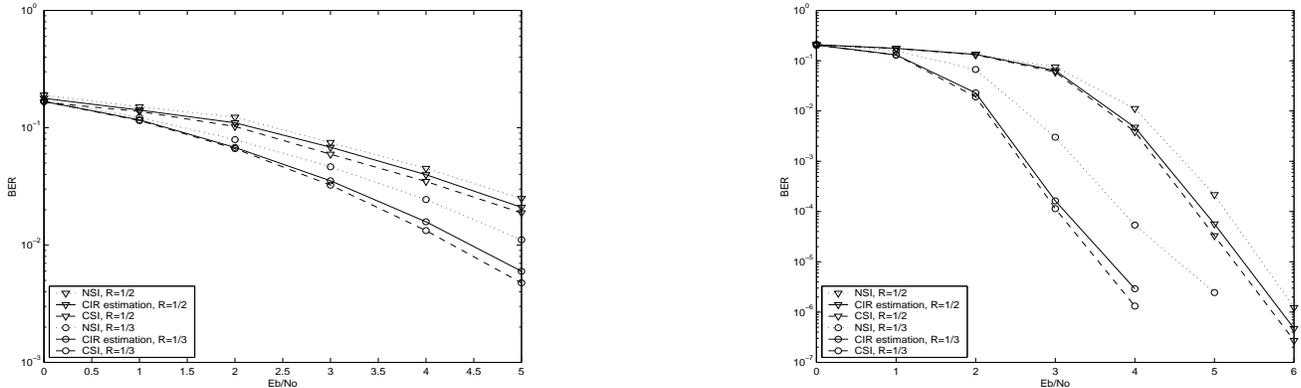


FIG. 4.3 – Performances dans un canal de Rayleigh :  $f_d T_s = 0.02$  et  $f_d T_s = 0.2$

Les différentes courbes montrent que l'estimation du canal améliore les performances du système. Comme nous le constatons, les courbes enregistrées dans le cas du canal estimé sont quasi confondues avec celles relatives au cas CSI. Par contre, nous signalons une différence de 1.1 dB entre les performances du cas NSI et celles du scénario CSI, et ce, pour un TEB de l'ordre de  $10^{-4}$ . Nous notons que plus la fréquence de Doppler normalisée est grande, meilleures sont les performances. En effet, quand  $f_d T_s$  décroît, la corrélation entre symboles augmente et par conséquent, la probabilité d'erreurs en rafale augmente. La figure 4.4 donne la variation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de  $E_b/N_0$  pour un code de taux  $R = 1/3$ . Contrairement au taux d'erreur binaire, nous remarquons que l'erreur quadratique moyenne croît lorsque  $f_d T_s$  augmente. En effet, quand la fréquence Doppler normalisée est élevée, l'estimateur n'arrive pas à suivre les variations rapides du canal. Bien que nous n'utilisons pas une séquence d'apprentissage, l'EQM enregistrée est relativement petite, et ce, pour des rapports signal à bruit raisonnables. Pour  $f_d T_s = 0.02$  et  $E_b/N_0 = 6$  dB, l'EQM est de l'ordre de  $10^{-3}$ .

## Conclusion

Nous avons proposé, dans [7], un détecteur turbo pour la transmission de symboles codés dans un canal de Rayleigh corrélé et non sélectif en fréquence. Ce turbo détecteur est formé d'un estimateur du canal et d'un décodeur turbo qui coopèrent ensemble pour améliorer les performances du système. L'estimateur du canal n'utilise pas une séquence d'apprentissage et il est alimenté par la sortie douce du décodeur. Les simulations du détecteur proposé, sous différentes conditions

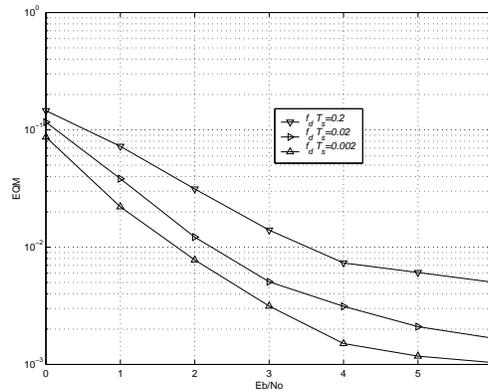


FIG. 4.4 – Erreur quadratique moyenne sur l'estimation du canal

de propagation, montrent son efficacité. En effet, les taux d'erreur binaires enregistrés sont très proches de ceux relatifs au cas du canal connu. Nous proposerons, ultérieurement, un récepteur turbo pour la détection dans les canaux sélectifs en fréquence.

## Bibliographie

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error correcting coding and decoding : Turbo-codes," in *IEEE Int. Conf.on Communications*, pp. 1064–1070, 1993.
- [2] E. K. Hall and S. G. Wilson, "Design and Analysis of Turbo Codes on Rayleigh Fading Channels," *IEEE Journ. Select. Areas. Comm.*, vol. 16, pp. 160–1740, Feb. 1998.
- [3] K. L. Li and S. W. Cheung, "Modified MAP algorithm incorporated with PSA technique for turbo codes in Rayleigh fading channels," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 537–539, Apr. 1999.
- [4] P. Frenger, "Turbo decoding on Rayleigh fading channels with noisy channel estimates," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 884–888, 1999.
- [5] C. Komninakis and R. D. Wessel, "Pilot-aided joint data and channel estimation in flat correlated fading," in *Proc. Global Telecommunications Conference*, vol. 5, pp. 2534–2539, 1999.
- [6] M. C. Valenti and B. D. Woerner, "A bandwidth efficient pilot symbol technique for coherent detection of turbo codes over fading channels," in *Military Communications Conference, MILCOM'99*, vol. 1, pp. 81–85, 1999.
- [7] M. L. Ammari, H. T. Huynh, and P. Fortier, "Joint iterative turbo decoding and estimation of correlated rayleigh fading channel," in *IEEE Canadian Workshop on Information Theory*, 2001.



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

Mourad MENIF, *Étudiant au doctorat.*

Leslie Ann RUSCH, *Directeur de Recherche.*

Huu Tuê HUYNH, *Co-directeur de Recherche.*

**Résumé** – Les amplificateurs à fibre dopés à erbium (EDFAs) sont une clé importante pour la technique de multiplexage 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 transocéaniques 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 paquetsés 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*) requiert 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, 9]. 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'erbium 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 [10], 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 multiplexage 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.

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 [11, 12] 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'effectue sur deux fronts. Le premier concerne 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 [13] que dans le cas des EDFAs à double étages [14]), ou dans le cas des réseaux type point à multi-points [15] en espérant de déterminer une méthode analogue capable de traiter le cas des réseaux multi-points à multi-points. le deuxième a pour objectif de concevoir des nouvelles architectures d'amplificateurs [16].

## Bibliographie

- [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 noise excursions in cascades of highly inverted EDFAs with packet-switched traffic," *Fiber and Integrated Optics*, accepté en 2000.
- [9] M. Karasek, A. Bononi, L. Rusch, and M. Menif, "Gain stabilization in gain clamped EDFA cascades fed by WDM burst-mode packet traffic," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, pp. 308–313, Mar. 2000.
- [10] A. Bononi and L. A. Rusch, "Doped-fiber Amplifier Dynamics : A System Perspective," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, pp. 945–956, May 1998.
- [11] M. Menif, M. Karasek, K. Fouli, and L. A. Rusch, "Cross-gain modulation effect on the behaviour of packetized cascaded EDFAs," *Journal of Optics A : Pure and Applied Optics*, vol. 3, no. 3, pp. 210–217, 2001.
- [12] M. Karasek, M. Menif, and L. A. Rusch, "Output power excursions in a cascade of EDFAs fed by multi-channel burst-mode packet traffic : Experimentation and modeling," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 7, 2001.
- [13] 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," *SPIE Vol. 4087*, pp. 335–342, June 2000.
- [14] M. Menif, L. A. Rusch, and M. Karasek, "Pre-emphasis to achieve flat output OSNR in cascades of EDFAs without internal equalization," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, accepté en 2001.
- [15] M. Menif, M. Karasek, A. Bellemare, and L. A. Rusch, "Extended bi-directional passive optical networks using remotely pumped hybrid amplifiers," *soumis à ECOC*, 2001.
- [16] M. Karasek and M. Menif, "Serial topology of wide-band erbium-doped fiber amplifier for WDM applications," *IEEE Photonics Technology Letters*, accepté 2001.



# Analyse des performances de la modulation en ondelettes en présence de bruit non gaussien dans un réseau large bande sans fil

Simon MATHIEU, *Étudiant à la maîtrise.*

Paul FORTIER, *Directeur de Recherche.*

Huu Tûe HUYNH, *Co-directeur de Recherche.*

**Résumé** – La modulation en ondelettes est une variante des systèmes DMT qui, au premier regard, semble plus performante. Cependant, elle s'avère plus complexe à implanter. Dans le contexte des réseaux LMCS, en plus de lutter contre les atténuations, on doit utiliser une modulation robuste aux interférences. On s'intéressera dans ce travail à évaluer les performances plus spécialement la robustesse de la DWMT dans cet environnement.

**Abstract** – The wavelet modulation is an alternative to DMT systems which, at first glance, seems more powerful. However, it is more complex to implement. In the context of LMCS networks, in addition to fighting against attenuations, we must use a robust modulation for the interferences. In this work, we will evaluate the performance of DWMT in particular its robustness in this environment.

L'AVÈNEMENT de la radio et de la télévision numérique exige pour leur diffusion le déploiement de systèmes de communication sans fil à haut débit. De plus, la demande croissante pour de nouveaux services multimédias tel que l'accès rapide à l'internet, la vidéo sur demande ou la vidéo conférence justifient le développement de systèmes de communications numériques sans fil bidirectionnel multiusagers à débit élevé (par exemple 36 Mbits/s). Plusieurs architectures pour des systèmes multiporteuses ont été proposées jusqu'ici. Il appert cependant que nous sommes loin des performances optimales. Classiquement, la transformée de Fourier est utilisée pour moduler le signal. Dans le projet proposé, on s'intéressera plutôt à la modulation en ondelettes (DWMT) [1]. Cette dernière possède des propriétés de recouvrement dans le temps qui permettent d'obtenir de meilleures performances.

# Introduction

L’empiètement des lobes secondaires sur les bandes voisines constitue le principal problème des systèmes multiporteuses. En effet, ces lobes secondaires :

- sont responsables de la grande sensibilité aux distorsions du canal ;
- augmentent l’interférence entre les symboles, entre les canaux voisins et les canaux adjacents ;
- compliquent la détection pour les systèmes mobiles - l’effet Doppler qui provoque un décalage, force un certain recouvrement entre les bandes.

Pour pallier ces problèmes, plusieurs solutions ont été proposées. D’abord, l’utilisation d’un intervalle de garde (préfixe cyclique) permet de réduire les effets des lobes secondaires, mais cela ne résorbe pas toutes les difficultés. La transformée en ondelettes discrètes utilisée comme modulateur permet de diminuer sensiblement l’atténuation du premier lobe secondaire.

Les ondelettes, par leur propriété d’orthogonalité, tolèrent un certain étalement en temps. L’atténuation au premier lobe peut donc atteindre 50 dB, ce qui est nettement plus avantageux que les systèmes multiporteuses standard (ceux-ci atteignent 15-20 dB au premier lobe — *cf. figure 6.1*<sup>1</sup>).

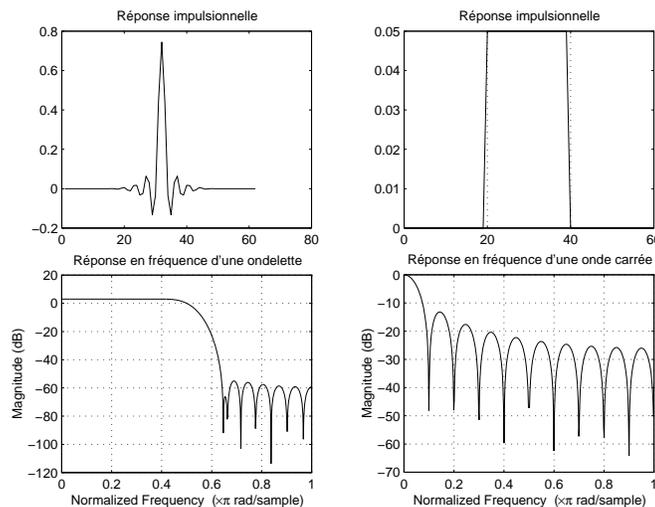


FIG. 6.1 – Exemple d’une ondelette discrète de Meyer.

## Structure générale

En observant la figure 6.2, on retrouve la même structure que les modulations multiporteuses conventionnelles. La sortie de l’encodeur de constellation est utilisée pour moduler en amplitude les éléments de bases (ensemble orthonormal de signaux) des exponentielles pour la DMT ou des ondelettes pour la DWMT.

Au récepteur, le signal est démodulé en utilisant la transformée en ondelettes discrètes, DWT.

---

<sup>1</sup>Le choix de l’ondelette n’est pas significatif pour la DWMT. Cet exemple n’est présenté ici qu’à titre indicatif. Le lobe principal de l’ondelette s’étire très longtemps en fréquence, ce qui n’est pas optimal.

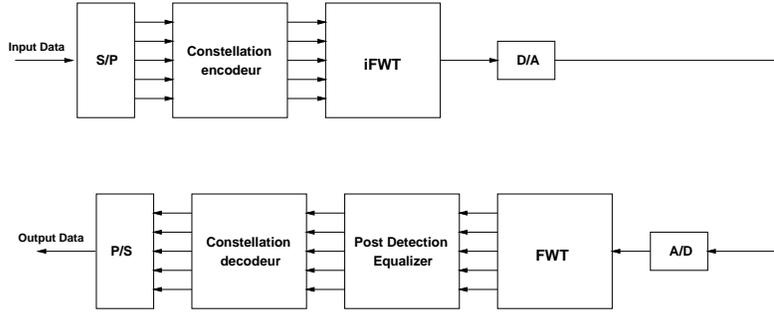


FIG. 6.2 – Structure générale d’une modulation DWT

Chaque séquence à la sortie est égalisée en fréquence selon le canal. Le récepteur decode le symbole transmis. Les séquences parallèles de bits obtenues sont alors converties en une seule séquence série.

## Transformée en ondelettes discrètes

La transformée en ondelettes peut être abordée de plusieurs manières. Cependant, deux retiennent spécialement l’attention : la première, plus théorique, relie directement les développements en fonctions orthogonales aux ondelettes. L’ensemble des ondelettes  $\{\psi_{j,k}(n)\}$  forme une base pour  $\ell^2(\mathcal{Z})$ . Il est donc possible de construire directement une séquence  $x(n)$ , à transmettre, à l’aide des sorties de l’encodeur du canal, soit les  $v(j, k)$  :

$$x(n) = \sum_k \sum_j v_{j,k} \psi_{j,k}(n) \quad (6.1)$$

où les  $\psi_{j,k}(n)$  sont les fonctions du développement en ondelettes ; au même titre que les exponentielles  $e^{-j\frac{2\pi k}{N}}$  pour la DFT. Ces bases sont obtenues par translation,  $k$ , ou par dilatation,  $j$ , de l’ondelette «mère» :

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{\frac{j}{2}} \psi(2^j t - k) \quad (6.2)$$

L’expression du signal dans chaque sous-canal nécessite la multiplication des éléments de bases par les signaux  $v(j, k)$ .

La seconde approche peut être qualifiée d’approche *système*. Elle repose sur la théorie des bancs de filtres [2], [3]. Il est possible de visualiser les éléments de bases du développement en série comme les réponses impulsionnelles de filtres. Les bancs de filtres permettent de décomposer un signal en sous-signaux ayant des taux d’échantillonnage plus faible (Section d’analyse). Il est possible sous certaines restrictions de reconstruire le signal original ou, à tout le moins, une version retardée :

$$\hat{x}(n) = x(n - \eta_0) \quad (6.3)$$

Les bancs de filtres qui possèdent cette propriété sont appelés bancs de filtres à reconstruction parfaite. Typiquement, un banc de  $M$  bandes possèdent  $M$  filtres d’analyse  $h_k(n)$  où  $k = 1, 2, \dots, M$  ; on le qualifiera alors de *critically sampled*. Le choix des  $h_k(n)$  est réalisé de manière à partitionner le spectre en  $M$  bandes (égales ou non).

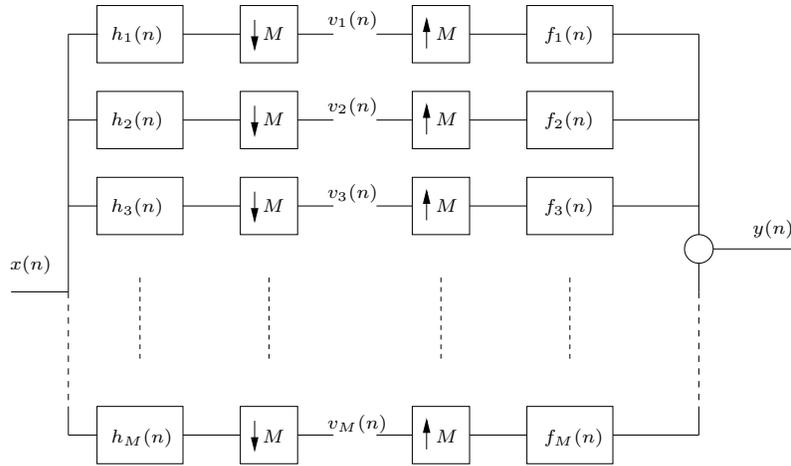


FIG. 6.3 – Bancs de filtres

Ainsi, un signal  $x(n)$  traverse l'étage des filtres d'analyse pour ensuite être décimé d'un facteur  $M$  (cf. figure 6.3). Si le taux d'entrée de  $x(n)$  est  $R$ , alors à la sortie de l'étage d'analyse le taux est alors  $\frac{R}{M}$ . Pour reconstruire le signal, les  $v_k(n)$  sont ensuite sur-échantillonnés, *up-sampled*, d'un facteur  $M$  et filtrés par les  $f_k(n)$ . Ces opérations permettent de retrouver le signal initial (à un délai près).

La contrainte de reconstruction parfaite s'applique donc sur le choix des filtres  $h_k(n)$  et  $f_k(n)$ . Ils doivent respecter la condition suivante :

$$h_k[n] \cdot f_k[n + lM] = M\delta(k - k')\delta(l) \quad (6.4)$$

La solution de l'équation 6.4 conduit à la forme suivante pour  $f_k(n)$  :

$$f_k(n) = h_k(M - n - 1) \quad (6.5)$$

Pour construire le transmultiplexeur (cf. figure 6.4) utilisant les ondelettes, l'étage synthèse du banc de filtre est utilisé au transmetteur (au transmetteur, on effectue une transformation en ondelettes inverse, IDWT ou IFWT). Au récepteur, le signal reçu est ensuite analysé par l'étage d'analyse pour être décomposé (le récepteur effectue une transformation directe DWT ou FWT). Le problème consiste maintenant à choisir les différents  $h_k(n)$  et  $f_k(n)$  qui maximisent les performances. Ce choix varie selon le partitionnement du spectre désiré.

## Canal de transmission

L'objectif est de pouvoir utiliser ce type de modulation dans des canaux large bande sans fil, typiquement à des fréquences de l'ordre de 28-29 GHz[4],[5]. Ce système pourra servir à transmettre des données à haut débit sur le réseau LMCS. Avec le positionnement des antennes fixes à tous les 5 km, il est possible de contrôler adéquatement le canal et les pertes de propagation. Le canal de transmission variant très lentement, la dégradation des performances provient surtout des interférences de toute sortes. Comme le trafic sur les réseaux LMCS est de type paquets en rafale (*bursty*), on s'attardera sur les effets des interférences en milieu ou en fin de paquet.

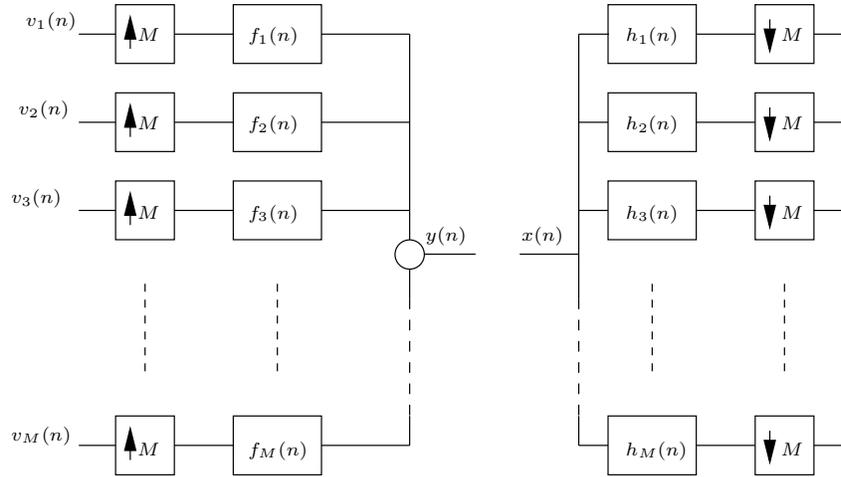


FIG. 6.4 – Transmultiplexeur

Les deux grandes classes de bruit affectant ce type de canal sont : le bruit additif gaussien et le bruit industriel. Le premier est bien connu. Le second peut se modéliser de la manière suivante : selon un taux d'arrivé  $A$  des impulsions, nous pouvons définir la densité du bruit :

$$f(x, y) = e^{-A} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k}{k!} f_k(x, y) \quad (6.6)$$

$$f_k(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_k^2} \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2\pi\sigma_k^2}\right) \quad (6.7)$$

$$\sigma_k^2 = \sigma_g^2 + \frac{k}{A}\sigma_I^2 \quad (6.8)$$

On étudiera les performances de de la modulation en ondelettes dans ce type d'environnement. Les techniques de diagonalisation du canal par la transformation de Karhunen-Loeve sont utilisées pour simuler adéquatement le comportement fréquentiel des canaux LMCS.

## Conclusion

L'objectif du projet est de proposer l'architecture optimale pour la DWMT c'est-à-dire la plus stable et la plus robuste aux interférences industrielles pour le réseau LMCS. Pour y arriver, on analysera les performances du tel système selon diffentes familles d'ondelettes.

## Bibliographie

- [1] S. D. Sandberg and M. A. Tzannes, "Overlapped discrete multitone modulation for high speed copper wire communications," *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 13, no. 9, 1995.
- [2] A. N. Akansu and R. A. Haddad, *Multiresolution Signal Decomposition : Tansforms, Subbands and Wavelet*. Telecommunications, Academic Press, 2001.
- [3] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer, and J. M. Cioffi, "Filter bank modulation techniques for very high speed digital subscriber lines," *IEEE Communications Magazines*, May 2000.

- [4] P. B. Papazian, G. A. Hufford, R. J. Achatz, and R. Hoffman, "Study of the local multipoint distribution service radio channel," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 43, June 1997.
- [5] A. Nordbotten, "Lmcs systems and their application," *IEEE Communication Magazine*, June 2000.

# Récepteurs à traitement spatio-temporel dans les communications numériques sans fil à débit élevé

Sébastien ROY, *Stagiaire post-doctoral*

Paul FORTIER, *Directeur de recherche.*

**Résumé** – Il existe une demande grandissante pour des services de communication numérique à large bande (e.g. vidéoconférence, accès à l'internet, vidéo sur demande, etc.). Comme le spectre est une ressource limitée, il est primordial que les systèmes déployés pour fournir de tels services exploitent les bandes allouées avec la plus grande efficacité possible. Des techniques de partage efficace du spectre devront être mises en place au fur et à mesure de l'évolution de ces systèmes pour accommoder à la fois un nombre croissant d'utilisateurs et une demande croissante en débit et en utilisation de la part de chaque utilisateur. L'utilisation de processeurs spatio-temporels (PST) constitue une technique efficace pour multiplier la capacité de systèmes de communication cellulaire. Ce projet de recherche vise à i) élaborer et valider des modèles de canal adéquats permettant la simulation réaliste de systèmes dont les stations de base sont munis de PST, et ii) postuler et analyser des architectures de PST qui exploitent le contexte multi-usager.

**Abstract** – There exists a growing demand for wideband digital communication services (e.g. videoconference, Internet access, video-on-demand). Since spectrum space is a limited resource, it is crucial that systems deployed to provide these services utilize the allocated bands with the greatest efficiency possible. Efficient spectrum sharing techniques should be implemented as these systems evolve to accommodate both a growing number of users and a growing demand for throughput and utilization from each individual user. The use of space-time processors (STP) constitutes an efficient technique to multiply the capacity of cellular communication systems. This research project aims to i) elaborate and validate adequate channel models to enable the realistic simulation of systems whose base stations are equipped with STPs, and ii) postulate and analyze STP architectures which exploit the multiuser context.

IL EST BIEN CONNU que la capacité des systèmes de communication cellulaires est limitée par le niveau d'interférence. Dans les systèmes qui utilisent l'accès multiple temporel et / ou fréquentiel (TDMA / FDMA), le niveau d'interférence tolérable détermine la distance minimale de réutilisation des porteuses et, par conséquent, le nombre de porteuses disponibles dans un secteur ou une cellule. De même, les systèmes dont l'accès multiple repose sur l'étalement en fréquence basé sur l'usage de codes orthogonaux ou quasi-orthogonaux (CDMA) voient la qualité

des liens se dégrader progressivement à mesure que de nouveaux utilisateurs s'ajoutent.

Une des techniques les plus prometteuses pour augmenter la capacité des systèmes cellulaires s'appuie sur l'utilisation de réseaux d'antennes intelligents aux stations de base. En effet, un réseau d'antennes à  $N$  éléments permet de recevoir un signal désiré tout en réduisant ou même éliminant jusqu'à  $N - 1$  interféreurs, que ceux-ci se trouvent dans la même bande que le signal désiré (interférence co-canal) ou dans les bandes adjacentes (interférence canal adjacent) avec un certain étalement dans la bande d'intérêt.

Toutefois, les liens à large bande souffrent également d'interférence intersymbole (i.e. l'interférence causée par le signal désiré lui-même lorsque la réponse à l'impulsion du canal possède une quantité significative d'énergie au-delà de la durée d'un symbole). Les réseaux d'antennes ont peu de capacité à réduire ce type d'interférence qui est généralement combattu à l'aide d'un égalisateur. Dans ce contexte, il convient donc de combiner le traitement spatial des réseaux d'antennes et le traitement temporel des égalisateurs pour former un *récepteur à traitement spatio-temporel* ou *processeur spatio-temporel*.

## Contexte systémique

Dans l'étude de tels dispositifs, il faut tenir compte de divers aspects du contexte systémique dans lequel ils devront opérer. Par exemple, certains systèmes à large bande sont caractérisés par des abonnés fixes munis d'antennes hautement directionnelles (e.g. Local Multipoint Communication System - LMCS). D'autres ont au contraire des abonnés mobiles et voient coexister une large gamme de services qui couvrent un éventail de requis en débit et en qualité (i.e. probabilité d'erreur); c'est le cas des systèmes 3G, 3GPP et 4G.

Tous ces systèmes sont affectés par l'évanouissement multiparcours, phénomène que le récepteur à la station de base devra être en mesure de combattre. Pour ce faire, il est possible d'exploiter la diversité spatiale offerte par les réseaux d'antennes et les processeurs spatio-temporels. Winters, Salz et Gitlin [1], [2] ont montré qu'un réseau d'antennes de  $K + N$  éléments peut éliminer  $N - 1$  interféreurs tout en offrant un gain de diversité d'ordre  $K + 1$  contre l'évanouissement multiparcours. De plus, un réseau d'antennes qui minimise l'erreur quadratique moyenne accordera implicitement ses degrés de liberté en priorité au rejet d'interféreurs. Les degrés de liberté restants, s'il y a, servent à combattre l'évanouissement.

Toutefois, la nature et la sévérité des évanouissements varient selon le contexte et il convient de les modéliser adéquatement en vertu de l'environnement visé. Par exemple, les canaux varient en général plus lentement dans les systèmes à abonnés fixes. En effet, ce sont alors les mouvements des divers diffuseurs (voitures, structures en vibration, etc.) qui créent l'étalement Doppler. Cet étalement peut parfois être significatif car aux fréquences millimétriques (e.g. LMCS opère à 28-30 GHz), une feuille d'arbre secouée par le vent constitue un diffuseur qui introduit un décalage Doppler important.

## Axes de recherche

La recherche entreprise s'articule autour de 2 axes majeurs et constitue dans certains cas une continuation naturelle des travaux exposés dans [3].

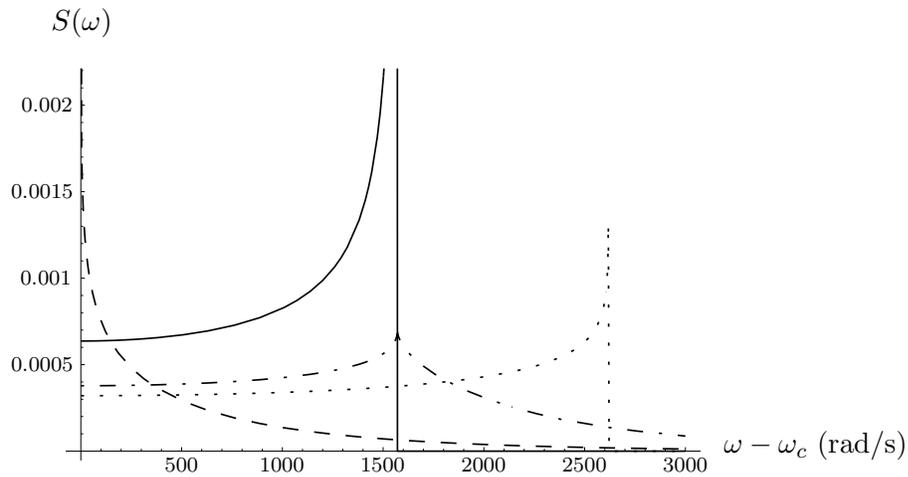


FIG. 7.1 – Spectre Doppler lorsque (i) (ligne pleine) l’abonné a une vitesse de 15 m/s et les diffuseurs sont fixes; (ii) (tirets) l’abonné est fixe et la vitesse des diffuseurs suit une distribution exponentielle dont la moyenne est  $v_0 = 10$  m/s; (iii) (pointillé) l’abonné et les diffuseurs ont une vitesse fixe de 10 m/s; (iv) (tiret-point) l’abonné a une vitesse de 15 m/s et la vitesse des diffuseurs est distribuée exponentiellement avec une moyenne de  $v_0 = 10$  m/s.

## Modélisation de canal

Deux modèles de canal vectoriel ont été proposés dans [3], [4] afin de permettre la simulation réaliste de systèmes cellulaires munis de récepteurs spatio-temporels en fonction de multiples paramètres tels que :

- la topologie du réseau d’antennes;
- les patrons des éléments de ce dernier et de l’antenne de l’abonné;
- le profil de délai;
- la taille et la forme de la région de diffusion autour de l’abonné.

Ces modèles ont été validés pour LMCS par le biais d’une série de mesures à 29.5 GHz [5].

Le perfectionnement et de nouvelles applications de ce type de modèles constituent des avenues de recherches pertinentes. En ce sens, une analyse préliminaire des effets Doppler dus au mouvement des diffuseurs a récemment été effectuée [6]. Par exemple, la figure 1 montre divers spectres Doppler dus au mouvement de l’abonné et / ou au mouvement des diffuseurs. Un cadre plus large reste à développer intégrant cette analyse à des travaux antérieurs sur les effets Doppler sur la matrice de covariance d’un canal vectoriel [7].

## Architectures de processeurs spatio-temporels

Les capacités des PST sont à leur maximum lorsqu’on modifie la stratégie d’attribution des porteuses en conséquence, c’est-à-dire lorsqu’on permet la réutilisation des porteuses à l’intérieur d’une cellule ou secteur en s’appuyant sur la discrimination spatiale des PST. Il s’agit d’accès multiple à division spatiale (Space Division Multiple Access - SDMA).

Dans ce contexte, les interféreurs co-canal les plus importants affectant un signal désiré donné sont eux-mêmes des signaux désirés dans la même cellule. Comme leurs récepteurs coexistent

à la station de base (et partagent le même réseau d'antennes), les symboles transmis par ces interféreurs sont connus par la station et peuvent servir à mieux réduire l'interférence affectant un signal désiré donné.

Un PST peut être conçu pour exploiter l'information multi-usager dans le but

- (i) d'accroître la qualité des liens (e.g. en termes de probabilité d'erreur) en augmentant la complexité du récepteur ;
- (ii) de réduire la complexité du PST en tolérant une certaine dégradation de la qualité des liens.

Une architecture de PST multi-usager à retour de décision remplissant le critère (i) a été analysée dans [3]. Avec l'aide d'un étudiant sous-gradué (Michel Thériault), nous travaillons actuellement à une réalisation d'une telle architecture dans une puce FPGA.

D'autre part, le critère (ii) devient intéressant dans le contexte de communication numérique à très haut débit car la complexité d'un PST peut alors demander une puissance de calcul / complexité matérielle excessive. Dans cette optique, deux architectures PST à complexité réduite font actuellement l'objet de demandes de brevet.

## Bibliographie

- [1] J. H. Winters, J. Salz, and R. D. Gitlin, "The capacity of wireless communication systems can be substantially increased by the use of antenna diversity," in *Proc. ICUPC'92*, pp. 2.01.1–2.01.5, 1992.
- [2] J. H. Winters, J. Salz, and R. D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 42, Feb/Mar/Apr 1994.
- [3] S. Roy, *Space-time processing techniques with application to broadband wireless systems*. PhD thesis, Carleton University, 2000.
- [4] S. Roy and D. D. Falconer, "Theoretical models for vector channel modeling for broadband wireless systems with uplink adaptive space-time reception," *soumis pour publication*.
- [5] S. Roy and D. D. Falconer, "Empirical characterization of the vector channel at 29.5 ghz for broadband wireless systems with uplink adaptive space-time reception," *soumis pour publication*.
- [6] S. Roy and P. Fortier, "Compound doppler spread effects of subscriber motion and scatterer motion," *soumis pour publication*.
- [7] S. Roy and D. D. Falconer, "Modeling the narrowband base station correlated diversity channel," in *proc. CTMC'99 at ICC'99*, June 1999.

# Développement d'un système actif de surveillance et gestion de sites multiples et éloignés

Martin LEVERT, *Étudiant à la maîtrise.*

Michel LECOURS, *Directeur de Recherche, Université Laval*

Érik EUSTACHE, *Co-directeur de Recherche, Centre de Recherche Industrielle du Québec*

**Résumé** – Le système actif de surveillance et gestion de sites multiples et éloignés vise une gestion efficace des pannes. Pour atteindre ce but, le nouveau système devra ajouter une facette active au mode surveillance passif actuellement utilisé.

**Abstract** – The active remote monitoring and control system for multiple sites aims at an effective failure management. To attain this goal, the new system will add an active side to the passive monitoring techniques used today.

## Introduction

Le travail se situe dans le cadre d'un projet de recherche et développement du Centre de Recherche Industrielle du Québec (CRIQ). Les principaux sujets touchant le projet sont les suivants : les réseaux de transmissions de données, les applications logicielles distribuées et l'acquisition de données. Puisque le projet est confidentiel, le contenu détaillé du travail ne pourra être dévoilé.

## Besoins du marché

Les besoins du marché industriel en matière de surveillance et contrôle ont évolué depuis les dernières années. La surveillance efficace des systèmes de contrôle en industrie est devenue primordiale. Cette surveillance permet de minimiser les pertes en temps et argent en cas de panne. Or, jusqu'à maintenant, la surveillance des équipements s'effectue à distance via des réseaux de transmission de données. Cependant, lors d'une situation de crise ou d'une panne, le système de surveillance ne fait que constater les dégâts et émettre une alerte. Suite à l'émission de l'avertissement, le travail du système de surveillance est terminé, une personne doit prendre en charge la situation. C'est à niveau qu'il faut améliorer les systèmes existants et les rendre actifs.

## Description du projet

Le projet de recherche vise à mettre au point un système de surveillance qui incorporera une dimension active. En plus de la surveillance passive des installations, le système permettra d'anticiper les pannes, de régler les situations simples de façon autonome et contacter l'ingénieur responsable du module défectueux. De plus, le système tiendra à jour une base de donnée sur l'état des divers sites, permettant ainsi d'optimiser la fréquence des entretiens préventifs.

Cette nouvelle approche permettra d'exploiter plus efficacement les ressources humaines des industries. L'opérateur qui devait gérer toutes les pannes déclarées aux installations sous sa surveillance pourra maintenant s'occuper seulement des pannes majeures ou urgentes. Les autres types de pannes seront automatiquement prises en charge. Ce nouveau mode de fonctionnement permettra de diminuer le temps requis pour le règlement d'une panne et en même temps de diminuer le nombre d'opérateur requis pour la surveillance des installations.

Le projet repose principalement sur les technologies de transmission de données et la distribution logicielle. Le système pourra être déployé n'importe où il existe un lien de communication. Les sites éloignés pourront donc faire partie du réseau de surveillance, via un lien satellite par exemple. Le logiciel supportant le système utilisera les derniers développements de la distribution logicielle. La sécurité des informations transigée sera ainsi assurée.

---

# Fusion de données



## Table des Matières

Nouvelle distance entre deux corps d'évidence. . . . .	45
An non-ad hoc decision rule for Automatic Target Identification using Data Fusion of Dissimilar Sensors . . . . .	51
Application des systèmes à base d'évaluations aux problèmes de reconnaissance d'objets. . . . .	55
Facteurs de qualité dans un classificateur multiple . . .	59
Unification des théories de l'incertain et de l'imprécis . . . . .	63
The Measure of Performance of Data Fusion System . .	67



# Nouvelle distance entre deux corps d'évidence.

Anne-Laure JOUSSELME, *Stagiaire postdoctorale, Professeur associé.*

Dr Dominic GRENIER, *Directeur de recherche*

**Résumé** – Nous présentons une mesure de performance pour les algorithmes d'identification basés sur la théorie de l'évidence de Dempster-Shafer. Cette mesure de performance est en réalité une distance entre deux corps d'évidence (ou deux fonctions de probabilité de masse) basée sur la quantification de la similarité entre deux ensembles. Nous montrons que la distance proposée satisfait toutes les conditions requises pour une métrique. Nous présentons enfin quelques exemples d'utilisation.

**Abstract** – We present a measure of performance for identification algorithms based on the evidential theory of Dempster-Shafer. As a measure of performance (MOP), we introduce a principled distance between two Basic Probability Assignments (or two bodies of evidence) based on a quantification of the similarity between sets. We show that the proposed distance satisfies all the requirements for a metric. We finally show some example of use.

## Introduction

LA THÉORIE de l'évidence développée par Dempster [1] puis par Shafer [2] s'est révélée depuis les dix dernières années, comme étant un excellent moyen de raisonner sous incertitude. Cette théorie est actuellement utilisée dans différents domaines et pour de multiples applications telles que le pistage, l'identification, la classification, etc.

Un aspect très important des problèmes de classification en général (*i.e* pistage, identification, ...) est de déterminer de manière quantitative la capacité d'un processus de raisonnement basé sur la théorie de l'évidence à bien classer les objets. Bien que différents critères peuvent être pris en compte, nous présentons ici une mesure de performance basée sur la distance entre deux corps d'évidence, présenté originalement dans [3].

Après avoir brièvement rappelé les bases et principes de la théorie de l'évidence, nous introduirons la nouvelle distance entre deux corps d'évidence et montrerons quelques exemples d'application.

## Théorie de l'évidence

Soit  $\Theta = \{1, 2, 3, \dots, N\}$  un ensemble fini de  $N$  hypothèses mutuellement exclusives et exhaustives, appelé *cadre de discernement*. L'ensemble puissance noté  $2^\Theta$  est l'ensemble de tous les sous-ensembles de  $\Theta$ ,  $2^\Theta = \{\emptyset, 1, \dots, N, \{1, 2\}, \{1, 3\}, \dots, \{N-1, N\}, \{1, 2, 3\}, \dots, \Theta\}$ , où  $\emptyset$  est l'ensemble vide. Un élément  $A$  de  $2^\Theta$  représente l'événement "l'objet recherché est dans le

sous-ensemble  $A$ ".

Une fonction de probabilité initiale (ou fonction masse, ou *Basic Probability Assignment (BPA)* en anglais) est définie de  $2^\Theta$  vers  $[0, 1]$  et doit vérifier les conditions suivantes :

$$\sum_{A \in 2^\Theta} m(A) = 1 \quad (9.1)$$

$$m(\emptyset) = 0 \quad (9.2)$$

où  $m(A)$  est la *masse* de  $A$  (ou *Basic Probability Number (BPN)*). Ainsi,  $m(A)$  donne une mesure de la crédibilité accordée exactement à  $A$ , et à aucun autre sous-ensemble de  $A$ . Par conséquent,  $m(A) = 1$  exprime la certitude que l'objet est dans  $A$ , mais sans information supplémentaire, on ne peut savoir lequel des objets de  $A$  est celui qu'on cherche.

Les éléments de  $2^\Theta$  qui ont une masse non-nulle sont appelés *éléments focaux* et l'union de tous les éléments focaux est appelée le *coeur* de la fonction  $m$ . Un *corps d'évidence* est l'ensemble de tous les éléments focaux chacun accompagné de sa masse. On le note :  $(\mathfrak{B}, m) = \{[A, m(A)]; A \in 2^\Theta \text{ and } m(A) > 0\}$ .

À partir d'une fonction masse  $m$ , deux autres fonctions utiles peuvent être définies de  $2^\Theta$  vers  $[0, 1]$  :

– Une *fonction de croyance* Bel,

$$\text{Bel}(A) = \sum_{B \subseteq A} m(B), \quad (9.3)$$

– et une *fonction de plausibilité* Pl,

$$\text{Pl}(A) = \sum_{A \cap B \neq \emptyset} m(B). \quad (9.4)$$

On peut aussi établir que  $\text{Pl}(A) = 1 - \text{Bel}(\bar{A})$ , où  $\bar{A}$  est le complément de  $A$ .  $\text{Bel}(A)$  mesure la croyance totale accordée au fait que l'objet soit dans  $A$ , alors que  $\text{Pl}(A)$  mesure la croyance totale qui peut bouger dans  $A$ . Il existe d'autre part une série de bijections entre les fonctions  $m$ ,  $\text{Bel}$  et  $\text{Pl}$ . Par conséquent, chacune d'entr'elles et le corps d'évidence correspondant, contiennent la même information.

Deux fonctions de croyance  $\text{Bel}_1$  et  $\text{Bel}_2$  définies sur le même cadre de discernement peuvent être combinées pour donner une autre fonction Bel. Bien que plusieurs règles de combinaison peuvent être utilisées, la plus classique est la règle de combinaison de Dempster [1], où la nouvelle fonction de croyance Bel est définie à partir de la fonction masse correspondante :

$$m(A) = \frac{\sum_{B \cap C = A} m_1(B)m_2(C)}{1 - K} \quad (9.5)$$

avec

$$K = \sum_{B \cap C = \emptyset} m_1(B)m_2(C) \quad (9.6)$$

où  $K$  est une constante de normalisation appelée *facteur de conflit* puisqu'elle mesure le degré de conflit existant entre  $\text{Bel}_1$  et  $\text{Bel}_2$ .

# Mesures de performances

## Distance entre deux corps d'évidence

Dans [3], nous avons défini une nouvelle distance entre deux corps d'évidence (*i.e.* deux fonction masse) par :

$$d_{BPA}(m_1, m_2) = \sqrt{\frac{1}{2} [\|\vec{m}_1\|^2 + \|\vec{m}_2\|^2 - 2 \langle \vec{m}_1, \vec{m}_2 \rangle]} \quad (9.7)$$

où  $\langle \vec{m}_1, \vec{m}_2 \rangle$  est le produit scalaire défini par

$$\langle \vec{m}_1, \vec{m}_2 \rangle = \sum_{i=1}^{2^N} \sum_{j=1}^{2^N} m_1(A_i) m_2(A_j) \frac{|A_i \cap A_j|}{|A_i \cup A_j|} \quad (9.8)$$

avec  $A_i, A_j \in 2^\Theta$  for  $i, j = 1, \dots, 2^N$ .  $\|\vec{m}\|^2$  est alors la norme au carré de  $\vec{m}$  :

$$\|\vec{m}\|^2 = \langle \vec{m}, \vec{m} \rangle \quad (9.9)$$

Un facteur  $\frac{1}{2}$  a été rajouté dans l'équation (9.7) pour normaliser la distance  $d_{BPA}$  et garantir que  $0 \leq d_{BPA}(m_1, m_2) \leq 1$ . Notons finalement que (9.7) définit une vraie distance et non une pseudo-distance.

## Distance à la solution

Soit la solution représentée par une fonction masse  $m^*$  telle que  $m^*(A^*) = 1$ . Ceci signifie que la seule certitude que nous ayons, est que l'objet à identifier se trouve dans l'ensemble  $A^* \in 2^\Theta$ . Idéalement,  $A^*$  est un singleton, c'est-à-dire qu'il ne contient qu'un seul élément qui est donc l'objet de  $\Theta$  cherché. Cependant, pour rester le plus général possible et conserver la particularité de la distance définie ci-dessus, nous considérerons un ensemble  $A^*$  quelconque comme solution.

D'autre part, appelons  $m_t$  la fonction masse obtenue à l'instant  $t$  après un certain nombre de combinaisons. Pour mesurer les performances d'un algorithme, ou simplement analyser l'évolution de celui-ci, il apparaît intéressant de mesurer à chaque instant la distance entre l'état de nos croyances  $m_t$  et l'état espéré  $m^*$ . D'après (9.7), on a alors :

$$d_{BPA}^2(m^*, m_t) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \|\vec{m}_t\|^2 - 2 \sum_{B \subseteq \Theta} m(B) \frac{|A^* \cap B|}{|A^* \cup B|} \right] \quad (9.10)$$

En particulier, si  $A^*$  est un singleton ( $|A^*| = 1$  et  $A^* = \theta^*$ ), (9.10) devient :

$$d_{BPA}^2(m^*, m_t) = \frac{1}{2} [1 + \|\vec{m}_t\|^2 - 2 \text{BetP}(\theta^*)] \quad (9.11)$$

où

$$\text{BetP}(\theta^*) = \sum_{\theta^* \in B \subseteq \Theta} \frac{m(B)}{|B|} \quad (9.12)$$

est la probabilité "pignistique" de  $\theta^*$  définie par Smets dans [4]. D'autres détails ainsi que certains liens avec des mesures existantes peuvent être trouvés dans [3].

## Exemple d'application

La nouvelle distance peut avoir de nombreuses utilisations. En effet, le fait que la solution puisse être générale élargit le domaine d'application qui concerne alors n'importe quel algorithme basé sur la théorie de l'évidence. Dans [5], nous avons présenté deux exemples d'utilisation de cette distance. Nous résumons ici quelques résultats.

### Approximation d'une fonction de croyance

Le principal inconvénient de la règle de combinaison de Dempster (9.5), est qu'elle génère un nombre exponentiel de propositions (*i.e* sous-ensembles de  $\Theta$ ). C'est pourquoi plusieurs solutions ont été envisagées pour réduire le nombre de propositions après chaque combinaison, afin de ne garder que les plus pertinentes. La figure 9.1 montre la distance au cours du temps entre une fonction masse sans approximation ( $m_t$ ) et une fonction masse où seulement 6 propositions ont été conservées à chaque instant ( $m'_t$ ), et ce pour trois objets différents dans un scénario simulé. D'autres exemples apparaissent dans [5].

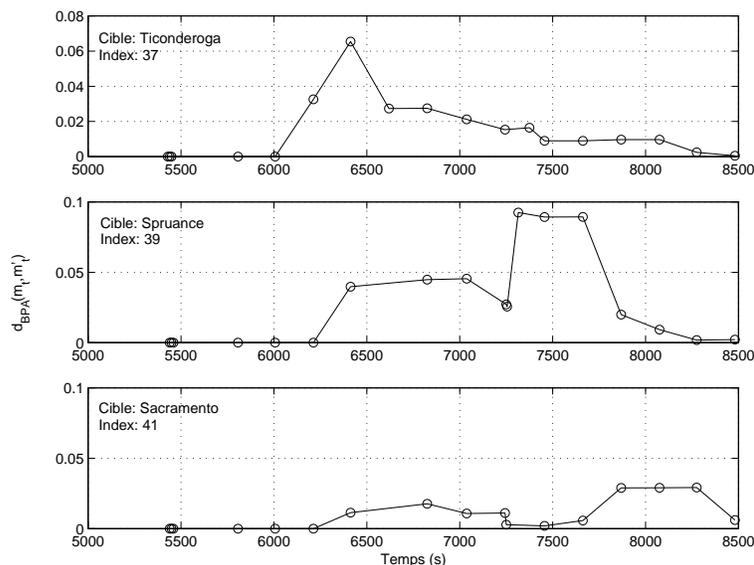


FIG. 9.1 – Distance entre la fonction masse originale et la fonction masse approchée pour l'identification de trois cibles.

### Choix de la meilleure solution

Cet autre exemple d'utilisation de la distance entre deux fonctions masse concerne le choix judicieux d'une solution. En effet, supposons que deux objets se distinguent l'un de l'autre uniquement par un paramètre qu'aucun des capteurs ne puisse identifier. Est-il vraiment pertinent de considérer un seul objet comme solution, alors qu'on sait qu'il ne pourra apparaître seul dans aucune proposition? C'est ce phénomène qu'illustre la figure 9.2. On y observe en effet que l'algorithme converge très bien vers l'ensemble des trois objets  $\{57, 58, 59\}$  non différenciables

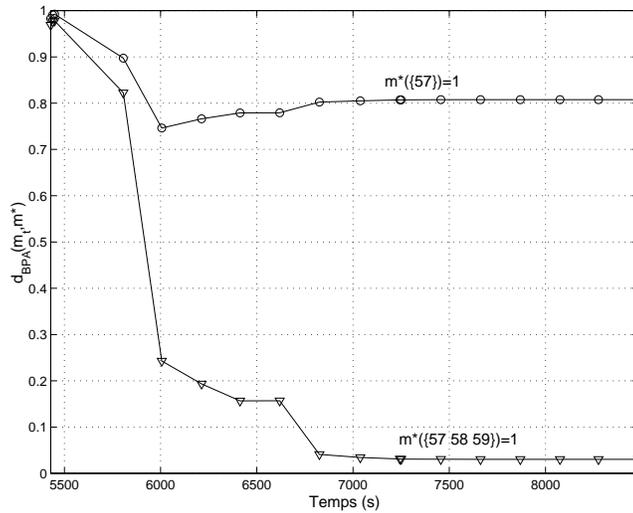


FIG. 9.2 – Distance entre la fonction masse courante  $m_t$  et les solutions  $\{57\}$  (o) et  $\{57, 58, 59\}$  ( $\nabla$ ) respectivement.

par les capteurs présents, mais par contre donne des résultats médiocres lorsqu'on considère la vraie solution, le singleton  $\{57\}$ .

## Conclusion

Nous avons donc présenté une nouvelle distance entre deux corps d'évidence, ainsi que quelques exemples d'utilisation. Le fait que cette mesure soit une vraie distance (qui respecte les trois axiomes d'une distance dans un espace métrique), permet donc de prendre en compte n'importe quelles fonctions masse et d'en évaluer numériquement l'écart qui les sépare. Ceci est une ouverture vers de nouvelles analyses d'algorithmes basés sur la théorie de l'évidence.

## Bibliographie

- [1] A. Dempster, "Upper and Lower Probabilities Induced by Multivalued Mapping," *Ann. Math. Statist.*, vol. 38, pp. 325–339, 1967.
- [2] G. Shafer, *A Mathematical Theory of Evidence*. Princeton University Press, 1976.
- [3] A.-L. Josselme, D. Grenier, and E. Bossé, "A new Distance Between two Bodies of Evidence," *Information Fusion*, vol. 2, pp. 91–101, June 2001.
- [4] P. Smets, "Constructing the pignistic probability function in a context of uncertainty," *Uncertainty in Artificial Intelligence*, vol. 5, pp. 29–39, 1990. Elsevier Science Publishers.
- [5] A.-L. Josselme, E. Bossé, and D. Grenier, "More results on a metric to measure the performance of evidential reasoning for identity information fusion," in *4<sup>th</sup> International Conference on Information Fusion*, 2001. to appear.



# 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 Éloi 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’intervall d’utilité (EIU) a été proposé. 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 de la domaine de la théorie d’information généralisé pour évaluer l’amélioration ou la dégradation dûe à cette 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 does 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 salgorithm.

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 for 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 the form of  $F = \{(A_1, m_1), \dots, (A_n, m_n)\}$ . 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 Expected Utility Interval (EUI) and a way to renormalize the Basic Probabilty Assignment 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 Dempster-Shafer theory of evidence to play the role of Shanon’s entropy for probabilities. It is well known that two types uncertainty coexist in Dempster-Shafer Theory. These types are “randomness” and “non-specificity” .

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

$$E(m) = \sum_{A \in F} m(A) \ln (Pl(A)) \quad (10.1)$$

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

$$C(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log_2 (Bel(A)) \quad (10.2)$$

To overcome the deficiencies of functions E and C as adequate measures of randomness in evidence theory, Klir[5] and Vejnarova[6] were proposed two additional functions D and S. These functions are referred as *discord* and *strife* which are defined by the formulas :

$$D(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log_2 \left( \sum_{B \in F} m(B) \frac{|A \cap B|}{|B|} \right) \quad (10.3)$$

and

$$S(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log_2 \left( \sum_{B \in F} m(B) \frac{|A \cap B|}{|A|} \right) \quad (10.4)$$

Dubois and Prade [7] proposed a measure of *non-specificity* which takes into account the cardinality of the focal elements. This measure is defined by :

$$I(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log_2 |A| \quad (10.5)$$

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 [8, 9] . For example,  $G_1(m) = E(m) + I(m)$  were proposed by Lamata and Moral[10] as a measure of global uncertainty,  $T(m) = D(m) + I(m)$  was proposed by Klir and Ramer[5] as a measure of total Uncertainty, Vejnarova[6] proposed the sum  $S(m) + I(m)$  and Pal and al.[8, 9] proposed a new function , G, defined by the formula :

$$G(m) = \sum_{A \in F} m(A) \log_2 m(A) \quad (10.6)$$

Unfortunately, none of these measures is subadditive. Moreover, the last measure does not satisfy the proper range  $[0, \log_2 |\Theta|]$ .

To overcome the lack of subadditivity of all the proposed entropy-like measures, a novel approach to measuring uncertainty in evidence theory was proposed by Harmanec and Klir [11]. In this approach, the two components of uncertainty in evidence theory, nonspecificity and randomness, are not distinguished. This function is defined by a function AU.

$$AU(Bel) = \max \left( - \sum_{x \in \Theta} p(x) \log_2 p(x) \right) \quad (10.7)$$

where the maximum is taken over all probability distributions on  $\Theta$  that satisfy, in addition to axioms of probability theory, the inequalities :

$$Bel(A) \leq \sum_{x \in A} p(x) \leq 1 - Bel(\bar{A}) \quad (10.8)$$

for all  $A \in 2^\Theta$ .

It is significant that the function AU, which was also conceived by Maeda and Ichihashi[12] and Chokr and Kreinovich[13], satisfies all requirements that are considered essential for a measure of uncertainty in evidence theory[11]. Although the uniqueness of function AU for measuring uncertainty in evidence theory has not been proven as yet, it was proven by Harmanac[14] that AU is the smallest measure among all possible aggregate measure of uncertainty in evidence theory. Moreover, efficient algorithms for computing function AU were developed by Meyerowitz et al. [15] and Harmanac et al. [16].

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

$$\Delta I(m) = \frac{TU(m_{1,2}) - TU(m'_{1,2})}{TU(m_{1,2})} \quad (10.9)$$

Where  $TU(m)$  is the total uncertainty.  $m_{1,2}$  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. Noting that the definition of the average fractional change in information is based on the fractional change information introduced by Kewley [17] when  $n = 1$ .

## Bibliographie

- [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. 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] J. Vejonrovar and G. Klir, “easure of strife in dempster-shafer theory,” *International Journal of General Systmes*, vol. 22, no. 1, pp. 25–42, 1993.

- [7] 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.
- [8] N. Pal, J. Bezdek, and R. Hemasinha, "Uncertainty measures for evidential reasoning i : A review," *International Journal of Approximate reasoning*, vol. 7, pp. 165–183, 1992.
- [9] N. Pal, J. 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.
- [10] M. Lamata and S. Moral, "Measures of entropy in the theory of evidence," *International Journal of General Systems*, vol. 14, pp. 297–305, 1987.
- [11] D. Harmane and G. Klir, "Measuring total uncertainty in dempster-shafer theory : a novel approach.," *International Journal of General Systems*, vol. 22, no. 4, pp. 405–419, 1994.
- [12] Y. Maeda and H. Ichihashi, "An uncertainty measure with monotonicity under the random set inclusion," *International Journal of General Systems*, vol. 21, no. 4, pp. 379–392, 1993.
- [13] B. Chokr and V. Kreinovich, *Yager R.R et al. in Advances in the Dempster-Shafer theory of evidence*, ch. How far are we from the Knowledge? Complexity of Knowledge acquisition in the Dempster-Shafer approach, pp. 555–576. John Wiley, 1994.
- [14] D. Harmanec, "Toward a characterization of uncertainty measure for the dempster-shafer theory," in *the Eleventh International Conference on Uncertainty in Artificial Ingnceetelli*, 1995.
- [15] R. F. Meyerowitz A. and W. E.A., "Calculating maximum-entropy probability densities for belief functions," *International Journal of Uncertainty, Fuzziness, and Knowledge-Based Systems*, vol. 2, no. 4, pp. 377–389, 1994.
- [16] G. K. Harmanec D., G. Resconi and Y. Pan, "On the computation of uncertainty measure in dempster-shafer theory," *International Journal of General Systmes*, vol. 25, no. 2, pp. 153–163, 1996.
- [17] D. 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.

# Application des systèmes à base d'évaluations aux problèmes de reconnaissance d'objets.

Eric MÉNARD, *Étudiant 2<sup>ème</sup> cycle.*

Dominic GRENIER, *Directeur de Recherche.*

Anne-Laure JOUSSELME, *Co-directrice de Recherche.*

**Résumé** – Ce projet est une application des réseaux bayésiens et des réseaux évidentiels aux problèmes de la fusion de données pour l'identification de cibles. Le but est de déterminer quelle est la cible observée parmi celles disponibles dans une base de données et de comparer les performances des deux systèmes.

**Abstract** – This project is an application of Bayesian networks and evidential networks to data fusion problems for target identification. The purpose of this project is to identify the observed target among targets in the database and to compare the performances of both systems.

## Introduction

Ce projet s'inscrit dans le cadre des travaux 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. Ces travaux se réalisent en collaboration avec le CRDV et la compagnie Lockheed-Martin Canada à Montréal. Le projet consiste à développer deux systèmes parallèles pour effectuer la reconnaissance de cibles afin d'identifier quelle est la cible observée de la base de données. L'un des systèmes procède par la théorie des probabilités [1] et l'autre, par la théorie de l'évidence [2].

## Système à base d'évaluations

Un système à base d'évaluations (Valuation-Based Systems ou VBS) est un cadre unifié pour représenter l'incertain. Il permet de traiter l'incertitude décrite par les différents formalismes incluant la théorie des probabilités, la théorie des fonctions de croyances, la théorie des possibilités, etc. Ce type de système a été développé par Shafer et Shenoy [3]. Nous utilisons les VBS pour construire nos réseaux, ceci permet de comparer leurs performances, car ils permettent de propager la même information sous des formes différentes.

# Identification et reconnaissance de cibles

Le processus d'identification de cible consiste en un processus quelconque qui observe une cible et qui donne différentes informations sur l'identité de la cible. Une information d'identité peut être définie comme un énoncé qui contribue à établir l'identité d'un objet. Ainsi, l'information d'identité peut être de l'information qui aide à distinguer un objet d'un autre.

## Réseau utilisé

Les systèmes de reconnaissance de cibles utilisent une base de données qui contient 142 plateformes navales et aéroportées caractérisées par 24 attributs physiques. Parmi les 24 attributs, 6 ont été sélectionnés pour être les nœuds du réseau. Après une étude préliminaire sur les données de la base [4], nous avons conçu le réseau de la figure 11.1.

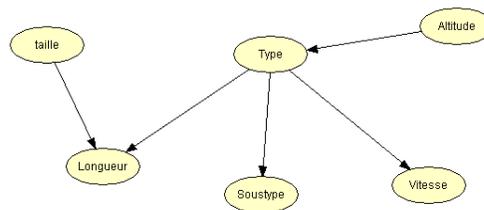


FIG. 11.1 – Exemple de réseau pour identifier les attributs.

## Initialisation des réseaux

Une fois le réseau construit, celui-ci doit être initialisé avec les tables d'information appropriées. Pour le réseau bayésien, ce sont les probabilités *a priori* et conditionnelles qui sont calculées et pour le réseau de fonctions de croyances, ce sont les masses *a priori* et conditionnelles. Ces deux types d'information sont calculés en fonction de la base de données.

## Information des capteurs

À chaque contact, les capteurs rapportent une déclaration d'identité concernant l'objet observé telle que par exemple : “la longueur de l'objet est de 100 mètres”. La première étape consiste à déterminer à quel attribut du réseau s'adresse la nouvelle déclaration. Ensuite, cette déclaration est prise en charge par le module de logique floue afin de créer une fonction masse pour le réseau de croyances. Cette fonction simule l'incertitude sur les déclarations pour distribuer la confiance majoritairement sur l'état rapporté mais aussi sur les autres états du cadre de discernement.

## Information propagée

Afin de comparer les deux systèmes (bayésien et évidentiel), nous utilisons la transformation pignistique suivante :

$$p(\theta) = \sum_{A \in \Theta} \frac{m(A)}{|A|} \text{ et } A \in 2^\Theta \setminus \emptyset. \quad (11.1)$$

qui convertie la fonction masse en une fonction probabiliste sans qu'il y ait perte d'information. À ce moment, les deux systèmes possèdent des fonctions qui contiennent la même information sous des formes différentes. Ensuite, ces deux fonctions sont propagées parallèlement dans deux réseaux, un basé sur les fonctions de croyances et l'autre sur les probabilités (figure 11.2).

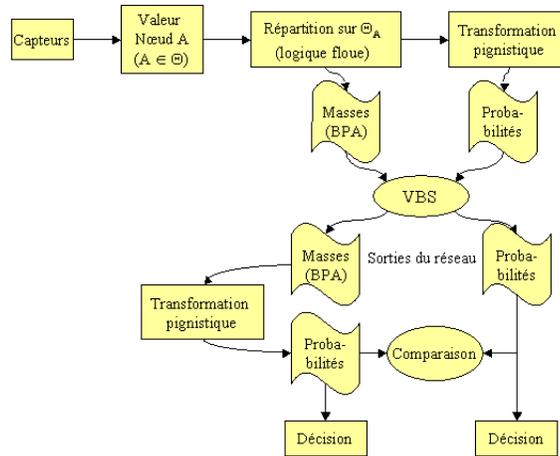


FIG. 11.2 – Cheminement de l'information à travers les systèmes.

## Comparaison

Les sorties des VBS sont soit des fonctions masses ou de probabilités, selon ce qui a été propagé. Pour comparer les résultats, nous avons fait l'opération inverse en transformant les sorties des fonctions masses en fonction de probabilités grâce à la transformation pignistique [5, 6].

## Règle de décision

Avec nos systèmes, nous sommes en mesure d'identifier un état pour chacun des attributs du réseau. Cette identification s'effectue pour chaque attribut en sélectionnant l'état qui obtient la probabilité (pignistique ou *a posteriori*) maximale. Finalement, en combinant ces 6 identifications, nous pouvons trier la base de données afin d'identifier les cibles potentielles. Cette procédure est utilisée pour les deux systèmes (bayésien et évidentiel), il est donc possible de faire aussi une comparaison au niveau des cibles identifiées par chacun des systèmes.

## Conclusion

D'après les résultats obtenus, les réseaux bayésiens sont plus performants si nous pouvons décrire pleinement leurs connaissances *a priori*. Ils convergent plus rapidement vers une solution que les réseaux évidentiels. En effet, les systèmes bayésiens sont plus performants si les rapports des capteurs ne sont pas erronés. Ces résultats sont similaires à ceux obtenus dans [7, 8]. Avec les contres-mesures, il en va autrement. Nous entendons par contres-mesures que les rapports reçus par les systèmes sont erronés alors, nous constatons que les systèmes évidentiels sont plus

efficaces lorsque les rapports erronés sont relativement proches, c'est-à-dire que ce sont des états voisins qui sont rapportés. Ceci est dû au fait que les valeurs d'initialisation (masses initiales) des systèmes évidentiels ne sont pas d'une grande importance et elles affectent peu le comportement de l'algorithme. Ceci signifie que les systèmes évidentiels sont plus en mesure de gérer ce type d'incertitude. Cependant, lorsque les rapports erronés sont très disparates, ce sont les systèmes bayésiens qui deviennent plus performants car ceux-ci basent leurs raisonnements sur les probabilités *a priori* et conditionnelles. Ainsi, ils sont en mesure de reconnaître les informations qui sont contradictoires avec leurs connaissances *a priori* et d'accorder moins d'importance à ces informations ; ce qui n'est pas le cas pour les systèmes évidentiels car ils basent leurs raisonnements principalement sur les rapports qu'ils reçoivent.

## Bibliographie

- [1] J. Pearl, "Bayesian Networks," tech. rep., UCLA Cognitive Systems Laboratory, 1999. (R-246), Revision I, July 1997.
- [2] G. Shafer, *A Mathematical Theory of Evidence*. Princeton University Press, 1976.
- [3] P. P. Shenoy and G. Shafer, "Propagating belief functions with local computations," *IEEE Expert*, vol. 1, pp. 43–52, Fall 1986.
- [4] E. Ménard, "Application des systèmes base d'évaluations au problème de reconnaissance d'objets.," Master's thesis, Dpt. de Génie électrique et de Génie Informatique - Université Laval, 2001.
- [5] E. Ménard, A.-L. Josselme, D. Grenier, and E. Bossé, "Application of Valuation-Based Systems to Object Recognition Problem," in *Fusion 2001*, 2001. to appear.
- [6] E. Ménard, A.-L. Josselme, and D. Grenier, "Application des systèmes à base de "valuation" aux problèmes de reconnaissance d'objets," in *Congrès ACFAS*, (Sherbrooke (CANADA)), p. 25, May 2001.
- [7] D. M. Buede and P. Girardi, "Target identification comparison of Bayesian and Dempster-Shafer multisensor fusion," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part A : Systems and Humans*, vol. 27, pp. 569–577, Sept. 1997.
- [8] H. Leung and J. Wu, "Bayesian and Dempster-Shafer Target Identification for Radar Surveillance.," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no. 2, pp. 432–447, 2000.

# Facteurs de qualité dans un classificateur multiple

François RHÉAUME, *Étudiant à la maîtrise.*

Dominic GRENIER, *Directeur de Recherche.*

Anne-Laure JOUSSELME, *Co-directeur de Recherche.*

**Résumé** – Dans le cadre de la classification d’objets, ce travail a pour but de qualifier dynamiquement différentes techniques de classification, à l’aide de l’information qu’elles retournent et de statistiques, pour ainsi former un classificateur multiple capable de prendre de meilleures décisions.

**Abstract** – In the field of pattern recognition, this work aims to find a way of qualifying various classification methods, using statistics and the information the methods return, to create a multiple classifier system with better decision capabilities.

## Introduction

LA CLASSIFICATION d’objets nécessite une analyse dont l’efficacité peut varier selon la nature des objets étudiés et selon la technique d’analyse employée. Différentes méthodes, ou classificateurs simples, existent pour classifier des objets et chacune a sa manière propre d’analyser les données afin de prendre une décision. Chaque classificateur simple ayant ses forces et ses faiblesses, une meilleure décision risque de survenir en prenant en compte plusieurs classificateurs indépendants plutôt qu’un seul en particulier. Pour combiner les classificateurs simples, une méthode de fusion intervient. Celle-ci pondère et qualifie l’information retournée par chaque classificateur, pour par la suite prendre une décision finale sur la classe d’un objet inconnu. Une telle fusion de classificateurs simples forme un classificateur multiple. Plusieurs classificateurs multiples ont déjà été développés, certains utilisent la logique floue [1] ou la méthode Dempster-Shafer [2], par exemple.

Dans ce projet, un classificateur multiple doit être appliqué à la reconnaissance de bateaux marchands et militaires, qui sont représentés selon des attributs extraits d’images FLIR (‘Forward Looking Infra-Red’). La méthode de Bayes, la méthode des  $k$  plus proches voisins et un réseau de neurones sont employés comme classificateurs simples. Pour les combiner, la méthode Dempster-Shafer est utilisée. En vue de la combinaison, le défi est alors de représenter au mieux la qualité de chacun des classificateurs par la fonction de masse initiale de Dempster-Shafer. Cette fonction doit être ajustée à l’aide de statistiques relatives à chaque classificateur indépendant.

# Classificateurs Simples

Tout d'abord, cette étude porte sur des classifications supervisées. Lors d'une classification supervisée, les classes auxquelles un objet peut appartenir sont connues d'avance, ce qui n'est pas le cas dans une classification non-supervisée. Dans ce contexte, un classificateur simple est une méthode qui reçoit en entrée de l'information sur un objet et qui retourne la classe identifiée pour cet objet. Jusqu'à maintenant, les classificateurs simples considérés dans ce projet sont la méthode de Bayes, la méthode *kppv* et la méthode des réseaux de neurones [3]. La méthode de Bayes consiste à calculer la probabilité qu'un objet appartienne à une classe en utilisant la loi de Bayes sur les probabilités. La classe retournée pour un objet est celle qui obtient la plus haute probabilité *a posteriori*. La méthode *kppv* effectue l'identification d'un objet en le comparant à ses voisins les plus proches, où la classe retenue est celle qui est majoritaire parmi les  $k$  plus proches voisins. Finalement, la méthode des réseaux de neurones délimite des frontières entre les données. Le système doit être entraîné avec des données dont les classes sont connues pour ensuite pouvoir identifier de nouvelles données.

## Fusion de classificateurs simples

La fusion de classificateurs simples s'accomplit en tenant compte de l'incertitude associée à chaque classificateur. Outre l'approche Bayésienne, qui est limitée, des théories comme celle de la logique floue [4] et la théorie de l'évidence de Dempster-Shafer [5] répondent à ce besoin.

### Résumé de la théorie de l'évidence

Dans ce travail, l'interprétation des résultats de chaque méthode et la fusion de ceux-ci sont réalisées à l'aide de la théorie de l'évidence de Dempster-Shafer. Cette théorie définit des fonctions de masse initiale  $m$  sur des propositions comprises dans un cadre de discernement  $\Theta$ , satisfaisant les conditions initiales suivantes :

$$m(\emptyset) = 0 \quad (12.1)$$

$$\sum_{A \subseteq \Theta} m(A) = 1 \quad (12.2)$$

où  $\emptyset$  est l'ensemble vide<sup>1</sup>.

$m(A)$  représente la mesure de croyance pour l'observation  $A$ . Des fonctions permettent de mieux décrire l'évidence pour une proposition particulière, telles la fonction de croyance Bel (12.3) et la fonction de plausibilité Pl (12.4) :

$$\text{Bel}(X) = \sum_{A \subseteq X} m(A) \quad (12.3)$$

$$\text{Pl}(X) = 1 - \text{Bel}(\overline{X}) \quad (12.4)$$

où  $X$  est une proposition, et  $\overline{X}$  le complément de cet ensemble par rapport à  $\Theta$ .

La combinaison des fonctions de masse s'effectue selon la règle de combinaison de Dempster (12.5). Celle-ci combine deux fonctions de masse à la fois.

---

<sup>1</sup> $A$  est un sous-ensemble de  $\Theta$ , ou de manière équivalente un élément de  $2^\Theta$ , l'ensemble puissance de  $\Theta$

$$m_1 \oplus m_2 : m(A) = \frac{1}{1 - K} \sum_{B \cap C = A} m_1(B)m_2(C) \quad (12.5)$$

$$K = \sum_{B \cap C = \phi} m_1(B)m_2(C) \quad (12.6)$$

## Fonctions de masse élémentaire

Des fonctions de masse élémentaire seront créées indépendamment pour chaque classificateur selon l'information qu'il fournit. Ceci doit être effectué de façon autonome et non-arbitraire, afin que les fonctions de masse restent fixées adéquatement quelles que soient les données à traiter.

En ce qui concerne la méthode de Bayes, l'étude en cours montre qu'une masse plus grande doit être assignée à la classe dont la probabilité est maximale lorsque l'écart entre cette probabilité maximale et la deuxième plus grande probabilité dépasse un certain seuil. Pour les 1250 exemplaires d'entraînement issus de la base de données d'images FLIR, une étude statistique montre que ce seuil se situe aux alentours de 12%. Autrement, la masse attribuée à la plus haute probabilité est réduite par rapport aux autres masses. De plus, les fonctions de masse initiale peuvent être influencées par les résultats obtenus lors d'identifications antérieures. Le taux de crédibilité en est un exemple. Ce taux représente la confiance qui peut être accordée à une réponse selon la classe qui a été choisie.

Avec la méthode des  $k$  plus proches voisins, les fonctions de masse initiale peuvent aussi être formées en fonction du taux de crédibilité. Préférentiellement, ces fonctions doivent considérer le taux de présence de chaque type (classe) parmi les plus proches voisins. Le nombre de voisins à considérer doit alors être basé sur des critères comme le taux de présence du type à identifier en fonction du nombre de plus proches voisins, qui se calcule à partir de statistiques sur une base de données d'objets connus. La distance entre les voisins est aussi un facteur à prendre en compte.

Voici un exemple de fonctions de masse élémentaire pour la méthode de Bayes et la méthode  $k$ ppv :

$$\begin{aligned} m_{Bayes} : \quad & m_{Bayes}(X_1) + m_{Bayes}(X_2) + m_{Bayes}(X_3) = 1, \\ & X_1 = \{\text{classe pour la probabilité maximale}\}, \\ & X_2 = \{\text{classes pour les 3 plus grandes probabilités}\}, \\ & X_3 = \{\text{classes pour les 7 plus grandes probabilités}\}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} m_{kppv} : \quad & m_{kppv}(Y_1) + m_{kppv}(Y_2) + m_{kppv}(Y_3) = 1, \\ & Y_1 = \{\text{classe du plus proche voisin}\}, \\ & Y_2 = \{\text{classes des 2 plus proches voisins}\}, \\ & Y_3 = \{\text{classes des 15 plus proches voisins}\}. \end{aligned}$$

Dans le cadre de cette étude, les propositions  $\{X_1, X_2, X_3\}$  et  $\{Y_1, Y_2, Y_3\}$  sont incluses dans l'ensemble  $2^\Theta$ , où  $\Theta = \{c1, c2, c3, \dots, c8\}$  est un cadre de discernement comprenant 8 différentes classes de bateaux militaires ou marchands. Les bateaux sont représentés selon 11 attributs extraits d'images FLIR.

TAB. 12.1 – Classificateur multiple vs classificateurs simples

Méthode	Bayes	$k$ ppv	Combinaison Bayes $k$ ppv
Taux de reconnaissance	77,14 %	92,5 %	<b>93,7 %</b>

## Résultats

Avec le classificateur multiple, le meilleur résultat obtenu jusqu'à maintenant est de 93,7 %, soit une amélioration de plus de 1% sur le taux de reconnaissance de la méthode des  $k$  plus proches voisins (tableau 12.1). Pour arriver à ce résultat, le choix des fonctions de masses de la méthode de Bayes a été influencé par l'écart entre la probabilité maximale et la deuxième probabilité la plus élevée, ainsi que par le nombre de probabilités assez hautes pour être prise en compte. Pour la méthode  $k$ ppv, le choix s'est surtout basé sur l'augmentation de distance entre les voisins.

## Conclusion

Les premiers résultats obtenus montrent une amélioration importante par rapport aux résultats des classificateurs indépendants. Or, l'étude des méthodes de Bayes et  $k$ ppv en est encore à ses débuts. Un approfondissement des connaissances sur le comportement de ces techniques permettra de créer des fonctions de masse qui qualifieront encore mieux chacune des méthodes selon l'information reçue, de manière autonome et non-arbitraire. Le réseau de neurones sera aussi considéré. Finalement, le classificateur multiple obtenu pourra être comparé à d'autres déjà existants, comme celui du 'Behavior-Knowledge Space' de Huang et Suen [6].

## Bibliographie

- [1] E. Binaghi and P. Madella, "Fuzzy Dempster-Shafer reasoning for rule-based classifiers," *International Journal of Intelligent Systems*, vol. 14, no. 6, pp. 559–583, 1999.
- [2] Y. Lu, "Knowledge Integration in a Multiple Classifier System," *Applied Intelligence*, vol. 6, pp. 75–86, 1996.
- [3] F. Rhéaume, A.-L. Joussetme, and D. Grenier, "Techniques de classification supervisées appliquées la reconnaissance de bateaux partir d'images FLIR," Tech. Rep. LRTS-RT-00-01, Laboratoire de Radiocommunication et de Traitement du Signal, Université Laval, Sept. 2000.
- [4] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets," *Information and control*, vol. 8, pp. 338–353, 1965.
- [5] G. Shafer, *A Mathematical Theory of Evidence*. Princeton University Press, 1976.
- [6] Y. Huang and C. Suen, "A Method of Combining Multiple Experts for the Recognition of Unconstrained Handwritten Numerals," *IEEE Trans. on Pattern Recognition and Artificial Intelligence*, vol. 17, no. 1, pp. 90–94, 1995.

# Unification des théories de l'incertain et de l'imprécis

Mihai Cristian FLOREA, *Étudiant à la maîtrise.*

Dominic GRENIER, *Directeur de Recherche.*

Anne-Laure JOUSSELME, *Co-directrice de Recherche.*

**Résumé** – Le besoin de traiter des informations imparfaites a provoqué l'apparition de nombreuses théories. Mais les imperfections des informations sont très différentes, dû aux causes qui les provoquent. Ainsi, toutes les théories qui ont été établies jusqu'à présent traitent des aspects différents de l'imperfection des informations et elles ne se ressemblent pas, même s'il existe des liens entre elles. L'unification de ces théories à l'aide du concept des ensembles aléatoires est possible, mais n'est pas encore validée. Le but de ce projet est de déterminer si le concept d'ensemble aléatoires peut unifier toutes ces théories, et sinon, de chercher un autre moyen de les unifier.

**Abstract** – The need of handling imperfect data led to the born of many new theories. But the data's imperfections are very different, because of the different causes that provoke them. Therefore, all these new theories are treating different aspects of the data's imperfections and these theories are not alike, even if a lot of links between them exist. The unification of these theories using the concept of random sets appears possible, but it is not verified yet. The main purpose of our project is to find out if the random sets concept is able to unify all these theories, and if not, to search another way of unification.

## Introduction

Depuis quelques décennies, les problèmes du traitement des informations imparfaites ont commencé à intéresser les chercheurs du monde entier. Cet intérêt est dû en particulier à l'apparition des systèmes experts. La théorie bayésienne, la première théorie existant permettant de traiter l'imperfection des données, s'est avérée très vite impuissante devant nombreuses situations. Pour être capable de traiter un problème à l'aide de cette théorie, nous supposons connues certaines caractéristiques de l'imperfection des informations (des probabilités, des fonctions de distributions de probabilité, de moyennes, des variances etc.). Malheureusement, même si en théorie le problème peut être résolu, en pratique, nous sommes souvent incapables de déterminer toutes les hypothèses nécessaires pour appliquer cette théorie. D'où l'apparition de nouvelles théories qui seront détaillées dans la section 3.

# L'imperfection des informations

Pour mieux traiter les informations imparfaites il est nécessaire d'étudier d'abord les imperfections des informations, leur classification, les causes qui les provoquent, etc.

Selon Smets [1] l'imperfection des informations est soit de l'imprécision, soit de l'incertitude. Plus on est précis, moins on est sûr ; et plus on est sûr, moins on est précis.

L'**imprécision** des données est la connaissance exacte d'une valeur inexacte. Elle peut être sans erreur (informations floues, approximatives, incomplètes, absentes, etc.) ou avec erreur (informations incorrectes, invalides, distorsionnées, biaisées, etc.).

L'**incertitude** est la connaissance partielle de la vraie valeur. C'est elle qui est à la base de l'**ignorance** et elle peut être objective ou subjective. L'**incertitude objective** prend en compte l'état des informations ; en revanche l'**incertitude subjective** prend en compte l'opinion d'une certaine personne concernant l'état des informations.

## Les nouvelles théories qui traitent les informations imparfaites

Après avoir établi les différents types d'imperfection, les chercheurs sont partis à la recherche de nouvelles théories pouvant les aider à traiter et à modéliser les informations imparfaites rencontrées dans la réalité. Depuis, plusieurs théories ont été développées comme par exemple :

- la théorie de l'évidence de Dempster-Shafer [2, 3] qui étudie l'appartenance d'un sous-ensemble mal défini à un ensemble bien défini ;
- la théorie des sous-ensembles flous [4] qui étudie l'appartenance d'un individu bien défini à un ensemble mal défini ;
- la théorie des possibilités [5] qui étudie quels peuvent être les objets qui satisfont des contraintes mal définies ou qui appartiennent à des ensembles mal définis ;
- l'algèbre des événements conditionnels [6] ;
- la théorie des ensembles approchés ("rough sets") [7] ;
- ...

Pour rappel, la théorie bayésienne étudie seulement l'appartenance d'un individu mal défini à un ensemble bien défini.

Tous ces nouveaux concepts traitent l'incertitude ou l'imprécision d'une manière plus ou moins différente de la théorie bayésienne classique. Les opinions des chercheurs concernant la validité de ces modèles sont encore partagées suivant leur appartenance au développement des théories ; mais jusqu'à présent aucune des théories existantes n'arrive à modéliser tous les aspects d'incertitude ou d'imprécision et il est possible qu'aucune de ces théories puisse un jour les modéliser tous [1].

# Les liens entre les différentes théories

Depuis l'apparition des nouvelles théories on a cherché à établir des liens entre tous les théories traitant les informations imparfaites. Ainsi sont apparus d'abord les liens entre les nouvelles théories et la théorie bayésienne, et ensuite entre les nouvelles théories elles-mêmes :

- Th. bayésienne / Th. des possibilités [8]
- Th. bayésienne / Th. de l'évidence [2]
- Th. de l'évidence / Th. des ensembles approchés [9]
- Th. des ensembles approchés / Th. des ensembles flous [10]

Mais la réalisation de ces liens entre les théories a donné des idées nouvelles aux chercheurs qui se sont demandés si ce n'était pas possible de formuler une nouvelle théorie qui unifierait tous les cas d'imperfection rencontrés.

La théorie des ensembles aléatoires a semblé une possibilité pour l'unification de toutes les théories [11] et les liens entre cette théorie et les autres théories ont été exploités :

- Th. de l'évidence / Th. des ensembles aléatoires [12, 13]
- Algebra des événements conditionnels / Th. des ensembles aléatoires [14, 15]
- Th. des ensembles flous / Th. des ensembles aléatoires [16]

Mais la réalisation des passerelles entre ces théories ne resoud pas le problème de l'unification. Nous ne pouvons pas être sûrs que cette méthode est bonne car nous n'avons aucune preuve.

## Application

L'unification des théories qui traitent les informations imparfaites n'a pas seulement une raison théorique, mais a aussi une application pratique qui est **la fusion des données imparfaites**. Celle-là est la combinaison (réactualisation) des informations obtenues jusqu'à un moment  $t_n$  avec une nouvelle information arrivée à l'instant  $t_{n+1}$ . Ces informations ne proviennent pas nécessairement de la même source, et donc ne comportent pas le même type d'imperfection. Ce qui veut dire que les informations sont représentées par des théories différentes. D'où le besoin d'unifier toutes ces théories pour être capable de combiner des informations imparfaites.

La fusion de données imparfaites a des applications dans le domaine militaire (détection de cibles), le domaine médical (poser des diagnostics), etc.

## Travail à réaliser

Le travail réalisé jusqu'à maintenant est fort intéressant puisqu'il dresse le bilan des différentes théories qui traitent les informations imparfaites ainsi que des relations existants entre ces théories. Il reste à trouver une façon d'unifier ces théories, de les regrouper dans une seule. Le concept d'ensembles aléatoires pourrait être un moyen pour cette unification. Il n'est pas validé et il peut ne pas être le seul moyen pour cette unification.

Dans la suite du projet nous allons étudier toutes les relations qui existent entre les théories

présentées ci-dessus, et valider l'unification des théories par le concept des ensembles aléatoires ou par un autre.

## Bibliographie

- [1] P. Smets, "Imperfect Information : Imprecision - Uncertainty," in *Uncertainty Management in Information Systems. From Needs to Solutions* (A. Motro and P. Smets, eds.), pp. 225–254, Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [2] G. Shafer, *A Mathematical Theory of Evidence*. Princeton University Press, 1976.
- [3] A. Dempster, "Upper and Lower Probabilities Induced by Multivalued Mapping," *Ann. Math. Statist.*, vol. 38, pp. 325–339, 1967.
- [4] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets," *Information and control*, vol. 8, pp. 338–353, 1965.
- [5] D. Dubois and H. Prade, *Théorie des possibilités : applications à la représentation des connaissances en informatique*. Paris : Masson, 1988.
- [6] I. Goodman, H. Nguyen, and E. Walker, *Conditional Inference and Logic for Intelligent Systems*. North Holland Publishing Co, Amsterdam, 1991.
- [7] Z. Pawlak, *Rough Sets - Theoretical Aspects of Reasoning about Data*. Kluwer Academic Publisher, 1991.
- [8] G. J. Klir, "Probability-Possibility Transformations : A Comparison," *International Journal of General Systems*, vol. 21, pp. 291–310, 1992.
- [9] A. Skowron, "The Relationship Between the Rough Sets and the Evidence Theory," *Bulletin of the Polish Academy of Science*, vol. 37, no. 1-2, pp. 87–90, 1989.
- [10] Z. Pawlak, "Rough Sets and Fuzzy Sets," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 17, pp. 99–102, 1985.
- [11] P. Quinio and T. Matsuyama, "Random Closed Sets : a Unified Approach to the Representation of Imprecision and Uncertainty," in *Symbolic and Quantitative Approaches to Uncertainty* (R. Kruse and P. Siegel, eds.), pp. 282–286, Springer-Verlag, 1991.
- [12] H. T. Nguyen, "On Random Sets and Belief Functions," *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, vol. 65, pp. 531–542, 1978.
- [13] K. Hestir, H. Nguyen, and G. Rogers, "A Random Set Formalism for Evidential Reasoning," in *Conditional Logic in Expert Systems* (H. N. I.R. Goodman, M.M. Gupta and G. Rogers, eds.), pp. 309–344, North Holland, 1991.
- [14] M. Spies, "Conditional Events, Conditioning and Random Sets," *IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 24, pp. 1755–1763, December 1994.
- [15] I. Goodman and G. Kramer, "Extension of Relational and Conditional Event Algebra to Random Sets with Application to Data Fusion," in *Random Sets : Theory and Applications*, pp. 209–242, Springer, 1997.
- [16] A. I. Orlov, "Fuzzy and Random Sets," *Prikladnoi Mnogomerni Statisticheskii Analis*, pp. 262–280, 1978.

# The Measure of Performance of Data Fusion System

Liu CHUNSHENG, *Étudiant au doctorat.*

Dominic GRENIER, *Directeur de Recherche.*

Anne-Laure JOUSSELME, *Co-directrice de Recherche.*

**Résumé** – Cet article discute quelques problèmes de la mesure de l'Performance (MOP) des systèmes de fusion de données multi-capteurs(MSDF). Basé au premier niveau du système de fusion de données, l'architecture du système MSDF MOP est d'abord décrite. Quelques MOPs sont définies. Celles-ci incluent : Temps de réaction, mesure de similitude, mesure de distance, mesure de l'information, faux d'identification, mesure de pistage.

**Abstract** – This paper discusses some problems in Measure of performance (MOP) of Multi-Sensor Data Fusion(MSDF) Systems. Based on level 1 of Data Fusion System, the architecture of MSDF MOP system is first described. Some MOPs are defined. These include : Reaction time, Similarity Measure, Distance Measure, Information Measure, Identification Rate, Tracking Measure.

## Introduction

Application of data fusion systems, especially Multi-Sensor Data Fusion(MSDF), became more and more popular. Kinds of data fusion systems are being proposed. To assess how well a data fusion system performs, The measure of performance (MOP) is considered. Some different MOPs are defined to measure several aspects of performance at a given time. The data fusion system is very complex. and some architectures are given for example in [1] [2]. A data fusion system consists of four levels. Level 1 is taken to be tracking and identity fusion (or object refinement). Level 2 is taken to be situation assessment (or situation refinement) and level 3 is taken to be threat assessment (or threat refinement). Level 4 is sensor management. Our work focusses on level 1. So MOP performs according to level 1. its architecture [3] [4] [5] is indicated in Fig. 14.1.

So measure of performance for Level 1 of MSDF include :

- Fusion algorithm or decision comparison,
- Sensor,
- Identification performance,
- Tracking performance.

In order to assess performance of the fusion system, it is necessary to compare expected results and results that the system outputs. For an existing system, experiment method is performed,

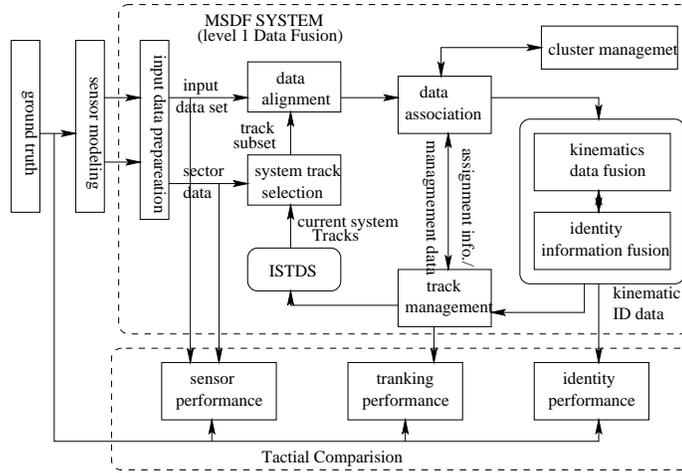


FIG. 14.1 – Measure of Performance of MSDF system

that is, a group of normal data is collected and input, After processing the data fusion, results between input and output are analysed and compared. But for a MSDF system that is designed, the MOP can be measured only by building model method. So in my work, a simulation system will be built for MOP, and during its operation, the test bed is used [3].

## Measure of performance

The most important thing in any performance evaluation is to choose the evaluation criteria or measures of performance. We can define some measures or criteria :

### Reactive time

The reaction time [3] is defined as the time taken by the MSDF system to output an useful tracking or identification result. This time includes time of target detection, time of signal transmission and process, time identification, time of tracking.

### Similarity measure

We define similarity measure between fuzzy sets as the degree to which the fuzzy sets are equal [6]. Similarity measure is based on the set-theoretic operations of intersection and union.

$$S(A, B) = \frac{|A \cap B|}{|A \cup B|} \quad (14.1)$$

Where  $|\cdot|$  denotes the cardinality of a set, and the  $\cap$  and  $\cup$  operators represent the intersection and union respectively.

## Distance measure

Let B, C be two bodies of evidence, we define distance measure [7] [8] :

$$d(A, B)^2 = \alpha(B, B) - 2\alpha(B, C) + \alpha(C, C) \quad (14.2)$$

Here  $\alpha(, )$  is inner product of two vectors, that is :

$$\alpha(B, C) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n B(A_i)C(A_j)S(A_i, A_j) \quad (14.3)$$

## Information Measure

To conduct performance of a system, measure of uncertainty and information are necessary [1] [2] [9]. We should know the enhancement or degradation in the information provided by the system, when we use different fusion algorithms or decision rules. Several measures of uncertainty and entropy have been formulated and investigated in the setting of Dempster-Shafer theory of evidence [10] [11]. It includes :

– measure of dissonance,

$$E(m) = - \sum_{A \in \zeta} m(A) \log_2 Pl(A) \quad (14.4)$$

– measure of confusion,

$$C(m) = - \sum_{A \in \zeta} m(A) \log_2 Bel(A) \quad (14.5)$$

– measure of Non-specificity,

$$V(m) = \sum_{A \in \zeta} m(A) \log_2 |A| \quad (14.6)$$

So we can get general entropy of the system :

$$G(m) = E(m) + C(m) + V(m) \quad (14.7)$$

that is,

$$G(m) = \sum_{A \in \zeta} m(A) \log_2 \frac{Pl(A)Bel(A)}{|A|} \quad (14.8)$$

Here :

- m is the basic probability assignment, and
- $\zeta$  is the set of focal elements.

Information measure is very important for assessing performance of system. In [12] and [13], a generalized entropy criterion for measuring consensus effectiveness based on Dempster-Shafer theory of mathematical evidence is used in conjunction with rough set and fuzzy set theories.

## Identification rate

A new classification performance criterion is proposed in [14], called "identification rate". The identification rate  $\tau_{id}(k)$  is defined by :

$$\tau_{id}(k) = 100 \sum_{i=1}^n p(\varepsilon_i | K = k) p(K = k | \varepsilon_i) \quad (14.9)$$

where

- $\varepsilon_i$  is the label taking its value in the set of  $n$  classes and
- $p(\varepsilon_i | k)$  is the conditional probability of Label knowing object  $k$ .

Identification rates are evaluated from test areas where ground truth is available.

## Tracking Measure

In [15], MOPs are divided into three main categories in terms of typical multi-target tracking algorithm structure : correlation statistics, track maintenance statistics and kinematic statistics. In [3], track quality and track estimation are defined in order to estimate MOPs of system. Track quality includes three aspects : 1. track estimation ; 2. track correlation ; 3. track management. Track estimation is used for estimation of target state, like position, velocity, acceleration etc. Performance analysis can provide some theoretical bound. In [16], Cramer-Rao bounds are defined.

## Summary

In this paper, several issues of MOPs have been discussed. Some MOPs and evaluation criteria are defined, simulation evaluation on the computer is raised, test-bed environment will be built based on these definition or criteria.

## Bibliographie

- [1] D.J.Kewley, “A model for evaluating data fusion systems,” in *in Proceedings of the 27th IEEE asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. pp. 273–277, Nov. 1993.
- [2] M. Oxenham, D. 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*, vol. 2755, pp. pp. 271–282, Apr. 1996.
- [3] E. Bossé, J. Roy, and S. Paradis, “Modeling and simulation in support of the design of a data fusion system,” *Information Fusion*, vol. 1, pp. pp. 77–87, 2000.
- [4] A.-L. Jousselme, D. Grenier, and E. Bossé, “Conceptual Exploration Package for Data Fusion,” in *SPIE Proceedings*, (Orlando, FL.), Apr. 2000.
- [5] A. Cheaito, M. Lecours, and E. Bossé, “A non-*ad hoc* Decision Rule for Dempster-Shafer Method of Evidential Reasoning,” *SPIE Proceedings*, Apr. 1998.
- [6] M.setnes, R. Babuske, U. Kaymak, and H. R. van Nauta Lemke, “Similarity measures in fuzzy rule base simplification,” *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics - Part B : Cybernetics*, vol. vol 28, pp. pp. 376–386, Jun. 1998.

- [7] A.-L. Jousselme, D. Grenier, and E. Bossé, “A new Distance Between two Bodies of Evidence,” *Journal of Information Fusion*, Nov. 2000. accepted for publication.
- [8] D. Fixsen and R. P. S. Mahler, “The modified dempster-shafer approach to classification,” *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics - Part A : Systems and Humans*, vol. vol 27, pp. pp. 94–104, Jan. 1997.
- [9] M. G. Oxenham, D. J. Kewley, and M. J. Nelson, “Performance assessment of data fusion system,” 1997.
- [10] G. J. Klir and T. A. Folger, *Fuzzy Sets, Uncertainty and Information*. Englewood Cliffs, New Jersey : Prentice Hall, 1988.
- [11] J. A. Herencia and M. T. Lamata, “A gernalization of entropy using dempster-shafer theory,” *Int. Journ. of gen. systems*, vol. vol 29, no. 5, pp. pp. 719–735, 1999.
- [12] H. E. Stephanou and S.-Y.Lu, “Measuring consensus effectiveness by generalized entropy,” *IEEE Treans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. vol 10, pp. pp. 544–554, JUL. 1988.
- [13] L. Webster, J. G. Chen, S. S. Tan, C. Watson, and A. Korvin, “Validation of authentic reasoning expert systems,” *Information Sciences*, vol. vol 117, pp. pp. 19–46, 1999.
- [14] S. L. Hegarat-Masclé, I. Bloch, and D. Vidal-madjar, “Application of dempster-shafer evidence theory to unsupervised classification in multisource remote sensing,” *IEEE Trans. Pattern analysis and machine intelligence*, vol. vol 10, pp. pp. 1018–1031, JUL. 1997.
- [15] H. Zheng, M. Farooq, and R. Main, “Mutli-target tracking algorithm performance evaluation,” in *SPIE conference on Sensor Fusion*, vol. 3719, (Orlando (FL)), pp. pp. 300–310, Apr. 1999.
- [16] F. E. Daum, “Bounds on performance for multiple target tracking,” *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. vol 35, pp. pp. 443–446, Apr. 1990.



---

# Traitement du signal et des images

---

## Table des Matières

Analyse de corrélation SER champ proche–SER champ lointain d’une cible radar . . . . .	75
Détection de contours couleur par coopération de modèles statistiques et de mesures psychophysiques de perception . . . . .	79
Quantification d’images couleur par la théorie de l’évidence . . . . .	85
Estimation des paramètres d’amorçage à partir de signatures radars et infrarouges . . . . .	89
L’algorithme AUTOCLEAN pour l’Imagerie ISAR . .	93
Calcul du niveau de clinker (volume et caractérisation de la surface) des silos des cimenteries par le traitement de signaux radar . . . . .	97



# 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’une 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 :

$$d > \frac{2d_c^2}{\lambda}, \quad (15.1)$$

et

$$d < \frac{2d_c^2}{\lambda} \quad (15.2)$$

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 brillants 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

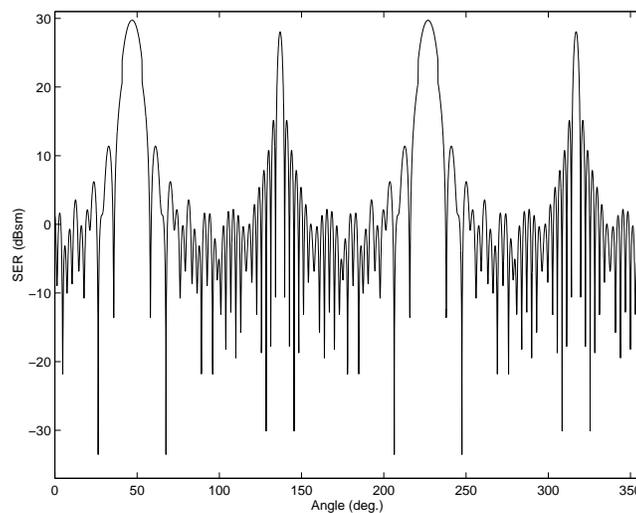


FIG. 15.1 – Signature radar d'un cylindre de longueur 30 cm et de diamètre 10 cm en champ lointain à une fréquence de 10 GHz.

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).

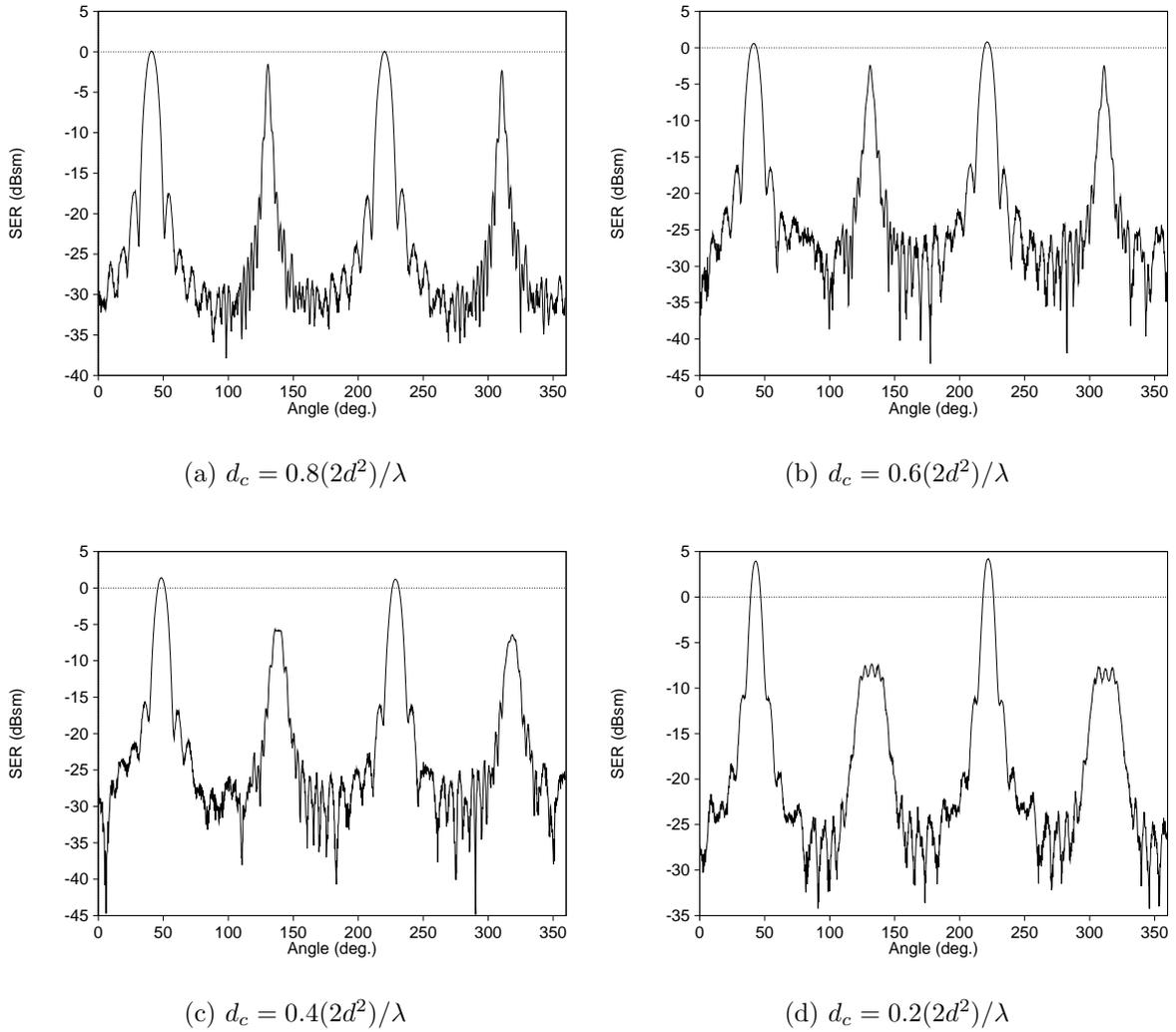


FIG. 15.2 – Évolution de la SER d'un cylindre de longueur 30 cm et de diamètre 10 cm en fonction de la distance  $d_c$  à la cible, en champ proche à une fréquence de 10 GHz.  $d$  représente la plus grande des deux dimensions de la cible.

La figure 15.1 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.

# Applications au champ proche – cibles simples

La figure 15.2 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 15.1 et 15.2(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.

## Bibliographie

- [1] N. Levanon, *Radar Principles*. John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [2] S. Mallat, "A theory for multiresolution signal 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.

# Détection de contours couleur par coopération de modèles statistiques et de mesures psychophysiques de perception

Christophe CHARRIER, *Stagiaire post-doctoral*

Gilles Y. DELISLE, *Directeur de Recherche*

**Résumé** – Parmi les facteurs influençant directement notre attention visuelle, la qualité des contours prend une part prépondérante dans le résultat final. Dès lors, une détection correcte et perceptuellement significative de ceux-ci est nécessaire. Nous proposons un détecteur de contours couleur basé sur une modélisation statistique de l'image et des mesures psychophysiques de perception. Les résultats obtenus permettent de conclure à un gain substantiel vis-à-vis du rendu des contours pour des images de complexité relativement importante.

**Abstract** – Among all known factors influencing our visual attention, the edge preservation is one of the most important to judge the final quality of an image. Thus, the best the edge detection, the best image quality is. The problem of edge detection is tackled by combining and region and edge image model and an optimization of statistical parameters using psychophysical measures of the edge perception. Results obtained let us conclude to a best edge preservation for color image of relatively high complexity.

LA PERCEPTION de la qualité des images est directement contrôlée par des facteurs perceptuels liés à la vision bas niveau ainsi qu'à la vision haut niveau [1]. Il est communément admis que les facteurs de la vision bas niveau influençant notre attention visuelle sont le contraste, la taille, les contours et le mouvement.

Les primitives contours sont ainsi un des éléments prépondérants puisqu'elles influent directement sur la perception de la qualité des images et les traitements ultérieurs. Il est donc nécessaire d'obtenir une carte des contours perceptuellement significative. Cependant, la détection de contour des images couleur ne peut être abordée comme une simple extension des travaux pour les images monochromes. Pour s'en convaincre il suffit d'essayer d'approximer une région rouge et une région verte par une seule couleur. Selon le système de représentation choisi le résultat obtenu peut être jaune (dans le spectre), gris (CIE  $L^*a^*b^*$ ) ou gris-jaune ( $RVB$ ). Quel que soit l'espace choisi aucune de ces couleurs n'est perceptuellement identique au rouge ou au vert. Le traitement des images couleur peut donc être singulièrement améliorée en prenant en compte les exigences dictées par le système visuel humain (SVH).

Afin de réaliser une détection perceptuellement significative des contours, l'optimisation du modèle statistique proposé par des expérimentations psychophysiques semble être le meilleur compromis entre efficacité et complexité de mise en œuvre. Cette approche permet entre autre d'éviter une sursegmentation qui constitue généralement le problème majeur des détecteurs de contour.

## Définition du modèle statistique

La séparation des pixels contour des pixels région s'effectue sous l'hypothèse qu'une image couleur est composée de régions connexes dans lesquels les pixels sont perceptuellement identiques. Une approche directe consiste à modéliser les probabilités conjointes d'un nombre de pixels voisins dans une clique locale. Dans [2], les auteurs ont utilisé cette modélisation pour des pixels à niveau de gris. Ici, nous nous proposons d'étendre cette approche à la dimension colorimétrique. Face à la difficulté de mise en œuvre d'un tel modèle, on se propose de modéliser la distribution du voisinage des différences colorimétriques entre paires de voisinage.

Si l'on considère une paire de voisinage de pixels  $(Y_i, Y_j)$  dans l'image  $Y$ , cette différence est alors modélisée par la variable aléatoire  $d_{i,j} = \|Y_i - Y_j\|$ , où  $Y_i$  et  $Y_j$  sont considérées en tant que variables aléatoires provenant de la même région et de même moyenne. Dès lors la fonction de densité de  $d_{i,j}$  pour  $(i, j) \in R$  est définie par :

$$f(d_{i,j} = g | (i, j) \in R) = \frac{1}{2\sqrt{pi}\sigma} \exp\left(-\frac{g^2}{4\sigma^2}\right) \quad (16.1)$$

où  $R$  représente l'ensemble contenant toutes les paires de voisinage  $(i, j)$  où  $i$  et  $j$  sont les indices des pixels de même valeur perceptuelle.

De même, la fonction de densité de  $d_{i,j}$  pour  $(i, j) \in C$  est définie par :

$$f(d_{i,j} = g | (i, j) \in C, h) = \frac{1}{2\sqrt{pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(g-h)^2}{4\sigma^2}\right) \quad (16.2)$$

où  $E$  représente l'ensemble contenant toutes les paires de voisinage  $(i, j)$  où  $i$  et  $j$  sont les indices des pixels de valeur colorimétrique différente suivant un seuil de perception des contours  $h$ . De même, la fonction de densité de  $d_{i,j}$  pour  $(i, j) \in C$  est définie par :

$$f(d_{i,j} = g | (i, j) \in C, h) = \frac{1}{2\sqrt{pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(g-h)^2}{4\sigma^2}\right) \quad (16.3)$$

où  $E$  représente l'ensemble contenant toutes les paires de voisinage  $(i, j)$  où  $i$  et  $j$  sont les indices des pixels de valeur colorimétrique différente suivant un seuil de perception des contours  $h$ .

Ainsi la fonction de densité de toutes les variables  $d_{i,j}$  pour l'image entière est définie par :

$$\begin{aligned} f(d_{i,j} = g) &= p_r f(d_{i,j} = g | (i, j) \in R) \\ &+ \frac{p_c}{2} f(d_{i,j} = g | (i, j) \in C, h) \\ &+ \frac{p_c}{2} f(d_{i,j} = g | (i, j) \in C, -h) \end{aligned} \quad (16.4)$$

où  $p_r$  représente la proportion de pixels provenant des régions et  $p_c$  celle provenant des contours—définis comme les frontières entre les régions, tel que  $p_r + p_c = 1$ .

Les deux derniers termes de l'équation 16.4, qui sont des probabilités associées aux contours, représentent l'effet de symétrie d'une paire de contour. Il s'agit simplement de savoir si la paire de contours  $(i, j)$  possède des caractéristiques identiques à la paire de contours  $(j, i)$  à un signe près.

La probabilité qu'une paire de pixels définisse une région est donnée par :

$$P(R|d_{i,j} = g) = \frac{p_r f(d_{i,j} = g|(i, j) \in R)}{f(d_{i,j} = g)} \quad (16.5)$$

où  $P(R|d_{i,j} = g)$  représente la probabilité conditionnelle qu'une paire de pixel  $(i, j)$  soit une région lorsque la différence colorimétrique  $d_{i,j}$  est égale à  $g$ . Cette probabilité conditionnelle peut également s'écrire comme suit :

$$P(R|d_{i,j} = g) = p_r \exp\left(-\frac{X^2}{4\sigma^2}\right) / \left[ p_r \exp\left(-\frac{g^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{p_c}{2} \left( \exp\left(-\frac{(g-h)^2}{4\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{(g+h)^2}{4\sigma^2}\right) \right) \right] \quad (16.6)$$

De même la probabilité conditionnelle  $P(C|d_{i,j} = g)$  qu'une paire de pixels appartienne à un contour peut s'exprimer comme :

$$P(C|d_{i,j} = g) = \left( \frac{p_c}{2} f(d_{i,j} = g|(i, j) \in C, h) + \frac{p_c}{2} f(d_{i,j} = g|(i, j) \in C, -h) \right) f(d_{i,j} = g) \quad (16.7)$$

soit

$$P(C|d_{i,j} = g) = \frac{p_c}{2} \left( \exp\left(-\frac{(g-h)^2}{4\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{(g+h)^2}{4\sigma^2}\right) \right) / \left[ p_r \exp\left(-\frac{X^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{p_c}{2} \left( \exp\left(-\frac{(g-h)^2}{4\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{(g+h)^2}{4\sigma^2}\right) \right) \right] \quad (16.8)$$

Les proportions  $p_r$  et  $p_c$  dépendent étroitement de la valeur du seuil  $h$  intervenant lors du calcul de la distance colorimétrique. Les calculs de différences colorimétriques sont effectués dans l'espace  $L^*a^*b^*$  en utilisant la formule proposée par la CIE [3]. Une possibilité de réglage du seuil  $h$  repose sur estimation approximative du pourcentage de contours présent dans l'image. Afin d'affiner cette première approximation, la valeur du seuil  $h$  a été ajustée à l'aide de tests psychophysiques [4]. La valeur permettant un équilibre perceptuel entre les contours et les régions est égale à 0.03

# Performances de la méthode

De façon à évaluer les performances du détecteur de contour qui a été perceptuellement optimisé, nous utilisons des tests psychophysiques.

## Environnement expérimental

Une série de 15 images couleur a été utilisée pour évaluer les performances du détecteur de contour proposé. Pour chacune de ces images, une carte de contours avec l'approche proposée et une seconde en utilisant le gradient de CUMANI [5] ont été générées. La meilleure carte de contour de CUMANI, au sens perceptuel, a été créée en utilisant un masque  $3 \times 3$  ainsi qu'une valeur de seuillage à 20. Le choix de ces paramètres a été validé selon un test psychophysique.

Les images ont toujours été présentées à chaque sujet en alternant aléatoirement la position de la première image (à droite ou à gauche de l'image originale) sur l'écran. Cependant, l'image doit avoir été présentée 80 fois à droite et 80 fois à gauche. Nous avons ainsi utilisé 160 présentations pour chaque triplet d'images afin d'obtenir un grand nombre de réponses et surtout pour éviter le biais lié à l'accoutumance du sujet. Ainsi, nous obtenons un estimé de la sensibilité de l'observateur de meilleure qualité.

## Mesures psychophysiques de la qualité

Afin de comparer les deux méthodes, nous avons utilisé la technique du choix forcé qui permet de quantifier la sensibilité de l'observateur. Cette sensibilité, appelée *mesure de sensibilité*, est dans ce cas définie à l'aide de l'estimé deux probabilités  $p(D)$  (Décision Correcte) et  $p(FA)$  (Fausse Alarme). Cette mesure de sensibilité  $d'$ , représente simplement la distance entre la moyenne de la distribution du <stimulus 1> et de la distribution du <stimulus 2>. Il est toutefois utile de noter que la sensibilité  $d'$  caractérise uniquement la paire de stimuli et non la méthode qui est à l'origine de chacun des stimuli. Sous l'hypothèse d'avoir une réponse non biaisée, la mesure de la sensibilité  $d'$  peut s'exprimer sous la forme suivante [4] :

$$d' = \frac{1}{\sqrt{2}}[z(P(D)) - z(P(FA))]. \quad (16.9)$$

où  $z[.]$  est la fonction inverse de la fonction de distribution normale.

## Résultats

La figure 16.1 présente les mesures de sensibilité obtenues pour toutes les images testées. Plusieurs remarques peuvent alors être formulées :

- si l'on considère les valeurs de  $d'$  inférieures à 1, on note que les images correspondantes (images « Mai » et « Deg ») contiennent peu de contours complexes. En effet ceux-ci sont pratiquement tous de type horizontal ou vertical. Dans ce cas, les deux méthodes de détection fournissent des résultats identiques.
- pour des valeurs de la sensibilité comprises entre 1 et 1.15, on observe que les images associées possèdent des contours plus complexes que précédemment (notamment, des contours

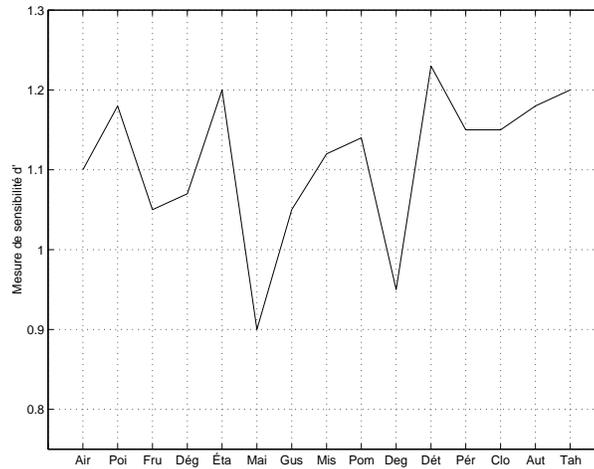


FIG. 16.1 – Mesures de sensibilité pour toutes les images testées.

obliques et non fermés). Pour cette catégorie d’images, la technique proposée préserve légèrement mieux les contours.

- pour des valeurs de  $d'$  supérieures à 1.15, les images correspondantes présentent non seulement des contours complexes mais également des plages de dégradé de couleur. Dans ce cas, le gradient de CUMANI considère un dégradé de couleurs en plusieurs régions distincte, et introduit alors des contours fictifs.

Selon les résultats obtenus, la méthode proposée permet une meilleure détection des contours lorsque ceux présents dans l’image sont de type complexes. De même, on obtient une meilleure préservation des régions de dégradé.

## Références

- [1] E. Niebur and C. Koch, *The attentive brain*. MIT Press, 1997.
- [2] C. H. Li and P. C. Yuen, “A probabilistic image model for smoothing and compression,” in *International Conference on Information Technology : Coding and Computing*, (Las Vegas (Nevada)), pp. 36–41, Mar. 2000.
- [3] CIE, “Industrial colour-difference evaluation,” tech. rep., Bureau central de la CIE, 1995.
- [4] N. A. Macmillan and C. D. Creelman, *Detection theory : a user’s guide*. Cambridge University Press, 1990.
- [5] A. Cumani, P. Grattoni, and A. Giuducci, “An edge-based description of color images,” *Computer Vision Graphics and Image Processing*, vol. 53, pp. 313–323, July 1991.



# Quantification d'images couleur par la théorie de l'évidence

Antoine ALIOTTI, *Étudiant de DEA IMAGE 2ème cycle.*

Christophe CHARRIER, *Directeur de Recherche.*

Anne-Laure JOUSSELME, *Co-directrice de Recherche.*

**Résumé** – Ce travail consiste à combiner des mesures de quantification scalaire d'une image couleur par la théorie de l'évidence afin d'améliorer la qualité de l'image quantifiée. La distance colorimétrique et la corrélation spatiale présentent les résultats de qualité et donc de fidélité les plus intéressants. En combinant ces mesures, à l'aide de la théorie de l'évidence, il est alors possible de prendre en compte l'incertitude sur la classe associée à chaque pixel par chacune des deux méthodes. Grâce à la diversité, nous espérons une meilleure qualité de l'image quantifiée.

**Abstract** – In this paper, the evidence theory is utilized to evaluate the combination of scalar quantification measurements of a color image process. The goal is to improve the visual quality of the quantified image. Measurements like colorimetric distance and spatial correlation are used, because they produce quality results. After using the theory of evidence on combinations, we can also interpret the results and obtain the optimal combination, which will yield the best quantified image.

## Introduction

La quantification d'une image couleur a pour but de réduire le nombre de couleurs présentes dans l'image. Cette technique est employée notamment pour la compression d'image, permettant ainsi de réduire les capacités de stockage ou d'augmenter la rapidité de transfert de données. Dans cette étude, nous utilisons la quantification scalaire [1] qui s'applique à chacun des pixels de l'image. Deux critères de quantification sont étudiés : la plus classique est la mesure spatio-colorimétrique ou distance colorimétrique, descripteur ponctuel, et la corrélation spatiale, descripteur local à un voisinage  $V_8$  [2]. L'objectif de ce travail est d'étudier la combinaison de ces deux critères afin d'obtenir un gain de la qualité de la quantification. Nous employons alors la théorie de Dempster-Shafer [3]. Afin de mesurer la qualité de l'image quantifiée, nous emploierons le PQS -*Picture Quality Scale*- de Miyahara et al. [4], le JND -*Just Noticeable Difference*- de S.Daly [5] et le DCTune de A.B. Watson [6].

# Mesures de quantification

Lors de la quantification scalaire, un des points cruciaux est la création du dictionnaire  $C = \{c_0, c_1, \dots, c_{n-1}, c_n\}$ , avec  $n$  le nombre de classes de quantification. Ce dictionnaire regroupe toutes les couleurs qui sont présentes dans l'image quantifiée. Chaque pixel  $P_j$  de l'image est alors remplacé par son homologue du dictionnaire le caractérisant au mieux selon différents critères.

Selon la mesure employée, différents dictionnaires sont alors créés. De plus nous utiliserons la règle du plus proche voisin pour générer chaque dictionnaire.

## Distance colorimétrique

Cette mesure est calculée dans l'espace  $RVB$  (Rouge, Vert, Bleu) pour mesurer la distance qui sépare deux pixels : le pixel étudié  $P_j$  et chacun des éléments  $c_i$  du dictionnaire préalablement déterminé. Pour attribuer la valeur du dictionnaire  $c_i$  au pixel  $P_j$  étudié, la distance qui les sépare doit être minimale.

$$D_{dcolo}(P_j, c_i) = \sqrt{(R_{P_j} - R_{c_i})^2 + (V_{P_j} - V_{c_i})^2 + (B_{P_j} - B_{c_i})^2} \quad (17.1)$$

## Corrélation spatiale

Cette méthode de calcul permet de comparer le pixel et son voisinage à chacun des éléments du dictionnaire associé au même voisinage. Ainsi la comparaison n'est plus ponctuelle mais locale et se justifie par la valeur de la corrélation. Plus le taux de corrélation entre le pixel étudié  $P_j$  et un élément  $c_i$  du dictionnaire tend vers un, plus  $c_i$  s'intègre dans le voisinage de  $P_j$ .

$$D_{cor}(x, y) = \frac{\|\sum_{i=R}^B cov_i^{\alpha, \beta}(x, y)\|}{\sqrt{\sum_{i=R}^B \sigma_i^\alpha(x, y)^2} \sqrt{\sum_{i=R}^B \sigma_i^\beta(x, y)^2}} \quad (17.2)$$

avec

- $\alpha = P_j$  et son voisinage,  $\alpha = \{P_j; V_m\}$  et  $\beta = c_k$  et le voisinage,  $\beta = \{c_k; V_m\}$  tel que
- $j \in \{1, \dots, l \times h\}$ ,  $l \times h$  le nombre total de pixels,
- $m$  la taille du voisinage,
- $k$  le numéro de l'élément du dictionnaire de taille  $n$ .
- $\sigma_i^\alpha(x, y)$  représente l'écart type du voisinage d'étude  $V_8$  de  $P_j$ ,  $\sigma_i^\beta(x, y)$  l'écart type du voisinage d'étude  $V_8$  de  $P_j$  associé à  $c_i$  ;
- $cov_i^{\alpha, \beta}(x, y)$  est la covariance du voisinage d'étude  $V_8$  de  $P_j$  par rapport à  $c_i$  associé au même voisinage.

## Corrélation des mesures

Une première étape du travail consiste en l'étude de la corrélation existant entre la distance colorimétrique ( $Z_0$ ) et la corrélation spatiale ( $Z_1$ ). Nous avons effectué deux séries de calculs basées sur le calcul du dictionnaire  $D_{Z_0}$  par la distance colorimétrique puis à partir du dictionnaire  $D_{Z_0}$ , nous avons quantifié l'image par la corrélation spatiale (combinaison  $Z_0 \rightarrow Z_1$ ), qui nous

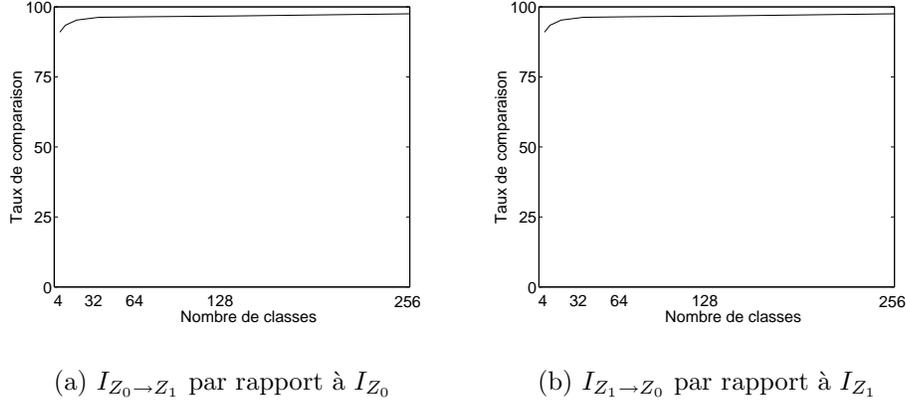


FIG. 17.1 – Graphiques comparatifs

donne l'image quantifiée  $I_{Z_0 \rightarrow Z_1}$ , et réciproquement (combinaison  $Z_1 \rightarrow Z_0$ , image  $I_{Z_1 \rightarrow Z_0}$ ). Nous avons, alors, effectué la comparaison des images quantifiées ( $I_{Z_0 \rightarrow Z_1}$  par rapport à l'image  $I_{Z_0}$ ) en calculant le taux de comparaison (équation 17.3) (calculé aussi pour  $I_{Z_1 \rightarrow Z_0}$  et  $I_{Z_1}$ , graphiques de la figure (17.1)). Ce taux représente le pourcentage de pixels qui ont été affectés à la même classe du dictionnaire  $C$  selon les deux méthodes. Evidemment le taux évolue en fonction du nombre de classes du dictionnaire (ici : 4, 8, 16, ..., 256).

$$T_{comp} = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{i=1}^{N_2} q[I_{Z_k \rightarrow Z_l}; I_{Z_k}] \quad (17.3)$$

où

$$q(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = y \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases}$$

**Analyse** En étudiant les courbes de la figure (17.1) codées sur 256 couleurs, les images tendent à se corréliser. Cela s'explique car la distance colorimétrique se calcule par rapport aux couleurs et la corrélation spatiale par rapport au pixel et son voisinage. L'intérêt de notre étude porte sur le fait qu'elles ne le soient pas totalement pour 256 classes de quantifications (graphiques (a) et (b)). A partir de cette différence (environ 3% d'après les graphiques) nous allons faire intervenir la théorie de l'évidence dans notre décision d'attribution des éléments du dictionnaire au pixel étudié.

## La quantification par la théorie de l'évidence

L'application de la théorie de l'évidence dans ce domaine permet d'attribuer plus précisément les valeurs des éléments du dictionnaire au pixel associé. En appliquant les mesures de quantification telles qu'elles, la décision d'attribuer la valeur des éléments du dictionnaire au pixel étudié, se fait de manière drastique. La théorie de l'évidence permet de prendre en compte l'incertitude

à cette étape du traitement, et de repousser la décision. La combinaison de ce résultat incertain avec celui provenant d'une deuxième source (deuxième mesure), permettra alors une décision plus judicieuse. Ainsi une mesure de quantification ne fournit plus dans un premier temps un seul pixel  $c_i$  avec une certitude maximale (égale à 1), mais une série de sous-ensemble de  $C$ , avec des niveaux de confiance variables. Chacune des deux mesures de quantification fournissent ainsi une fonction de masse  $m_1$  et  $m_2$ . Une fonction de masse générale combinée  $m_g$  est déterminée par l'équation de combinaison de Dempster (17.4), à partir de ces fonctions masse. A chaque masse combinée  $m_g$  correspond un élément déduit de la combinaison.

$$m_g(A) = (m_1 \oplus m_2)(A) = \frac{\sum_{B \cap C = A} m_1(B) \times m_2(C)}{1 - \sum_{B \cap C = \emptyset} m_1(B) \times m_2(C)}, \forall A \in \{c_i\} \quad (17.4)$$

## Conclusion, travail à réaliser

A travers ces premiers résultats, nous pouvons constater que la comparaison de combinaisons d'images quantifiées donne des taux de corrélation fort mais démontrent aussi que ces images sont différentes. Ainsi nous allons pouvoir étudier cette différence, afin d'attribuer les éléments du dictionnaire aux pixels étudiés en s'aidant de la théorie de l'évidence. Plus particulièrement, ce travail reste à être réalisé. Nous pourrons, à la suite de celui-ci, conclure sur l'intérêt de l'application de la théorie pour prendre la décision susceptible d'apporter de meilleurs résultats que ceux d'une quantification seule appliquée. Un autre point d'étude envisageable est d'étudier le cas de multiples combinaisons qui nous apporteraient des résultats optimaux.

## Références

- [1] M. Kunt, *Traitement numérique des images*, vol. 2 of *Collection Electricité*. Presse Polytechnique Romande, 1993.
- [2] C. Charrier, *Vers l'optimisation statique et perceptuelle de la qualité pour la compression des images couleur par quantification vectorielle*. PhD thesis, Université Jean Monnet, 1998.
- [3] G. Shafer, *A Mathematical Theory of Evidence*. Princeton University Press, 1976.
- [4] M. Miyahara, *Objective Picture Quality Scale (PQS) for Image Coding*. Net-found, 1997.
- [5] S. Daly, "The visible differences predictor : An algorithm for the assesement of image fidelity," *Digital Images and Human vision*, vol. The MIT Press Cambridge, pp. 179–206, 1993.
- [6] A. B. Watson, "DCT Quantization Matrices Visually Optimized for Individual Images," in *S.P.I.E. Conference on Human Vision, Visual Processing and Digital Display IV*, vol. 1913, pp. 202–216, 1993.

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

Frédéric CÔTÉ, *Étudiant à la maîtrise.*

Xavier MALDAGUE, *Directeur de Recherche*

Dominic GRENIER, *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 18.1 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.

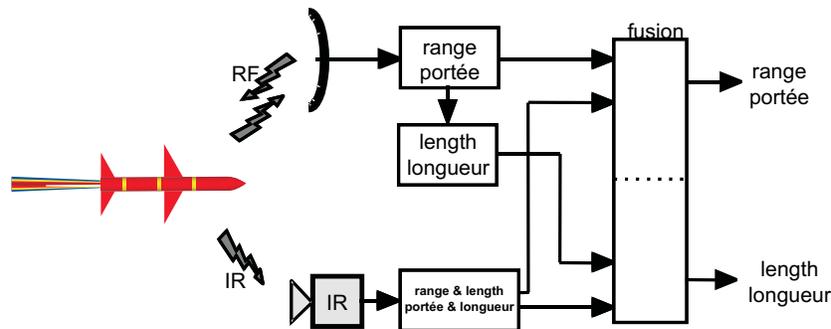


FIG. 18.1 – Vue d'ensemble de l'algorithme de fusion des données

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 arrière-plans et conditions d'ambiance.

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

## Références

- [1] C. Brown and D. Schmieder, "Hybrid millimeter wave - infrared sensors for target acquisition in adverse backgrounds," in *Military Microwaves Conference Proceeding*, pp. 103–107, 1986.
- [2] D. 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. 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.

# L'algorithme AUTOCLEAN pour l'Imagerie ISAR

Enrique PARRAGA, *Étudiant à la maîtrise.*

Dominic GRENIER, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Aujourd'hui l'imagerie radar de cibles mobiles est très importante pour beaucoup d'applications. La compensation de mouvement dans l'imagerie radar à ouverture synthétique inversée (ISAR) est beaucoup plus compliqué que dans le cas de l'imagerie à ouverture synthétique (SAR) où les cibles sont assumées stationnaires. L'algorithme AUTOCLEAN est un algorithme puissant pour la compensation de mouvement dans l'imagerie ISAR pour des cibles mobiles. AUTOCLEAN est un algorithme robuste qui réuse un autofocus d'imagerie ISAR ; d'où sa grande utilité pour faire de l'imagerie ISAR.

**Abstract** – ISAR imaging of moving targets is very important for many applications in our days. In the ISAR imaging the motion compensation is much more complicated than in the case of SAR imaging where the targets are stationary. AUTOCLEAN is a powerful algorithm for the motion compensation in ISAR imaging for targets. AUTOCLEAN is a robust ISAR autofocus algorithm and it has become in a very useful tool for ISAR imaging.

L'imagerie radar à ouverture synthétique inversée (ISAR pour "Inverse Synthetic Aperture Radar") des cibles mobiles devient de plus en plus importante pour beaucoup d'applications militaires et civiles. L'imagerie ISAR améliore la performance de détection et surtout, la capacité d'identification de la cible. L'imagerie ISAR en est encore à l'étape de recherche et développement ; seulement quelques systèmes expérimentaux ont été construits jusqu'à présent.

La compensation du mouvement relatif de la cible pistée dans l'imagerie ISAR est beaucoup plus compliquée que celle du radar dans le cas de l'imagerie à ouverture synthétique (SAR pour "Synthetic Aperture Radar") dans laquelle les cibles sont assumées stationnaires. Les données du radar n'arrivent pas à atteindre le niveau d'exactitude exigé pour générer une image d'une bonne qualité. Il faudrait alors ajuster adéquatement la phase à quelques degrés près (en particulier avec des radars opérant en bande X ou à plus haute fréquence encore) ce qui se traduit par connaître la position de la cible au millimètre près ! Les paramètres de mouvement peuvent seulement être obtenus par l'intermédiaire des algorithmes de pistage précis conjointement avec des algorithmes d'alignement des données et de correction de phase.

Pour compenser le mouvement dans l'imagerie ISAR, il existe maintenant des algorithmes relativement robustes qui réalise un certain autofocus. Un de ces algorithmes est apparu très récemment sous l'appellation AUTOCLEAN (AUTOfocus par CLEAN).

Le processus CLEAN est le processus de déconvolution le plus important utilisé en radio astronomie [1]. Pour produire l'image, il faut suivre 2 étapes. D'abord, une image est obtenue par interféromètre ou synthèse d'ouverture ("aperture synthesis"). Cette image est dite image sale ("dirty image"). Après, cette première étape l'image est nettoyée par le processus de déconvolution dont l'un possible est CLEAN.

Soit 2 éléments diffuseurs séparés par le vecteur distance  $\vec{d}$  et produisant les signaux  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$ . Le coefficient de corrélation est défini comme suit :

$$R(\vec{d}) = E\{s_i s_j^*\}$$

où  $E\{\cdot\}$  est la fonction d'espérance. Si  $\hat{R}$  représente l'estimation du coefficient de corrélation, alors l'image sale de la distribution des sources devient :

$$\hat{I} = \mathcal{F}\{\hat{R}\}$$

où  $\mathcal{F}\{\cdot\}$  est l'opérateur de la transformée de Fourier.

La procédure CLEAN commence par identifier le point le plus brillant de l'image sale et assume qu'il est produit par un diffuseur spéculaire plutôt que par un artefact dû à la réponse d'un amas de diffuseurs spéculaires distribués. Cette supposition ne s'avère pas restrictive car la procédure corrigera l'erreur résiduelle. Soit  $i_1(u_1, v_1)$  l'intensité du point le plus brillant dans l'image et, soit  $f(u, v)$ , le diagramme de rayonnement de l'observateur dans la direction  $(u, v)$ . L'image sale après la première itération de nettoyage s'exprime maintenant comme :

$$\hat{I}_1 = \hat{I} - \gamma i_1 |f_1|^2$$

avec

$$f_1 = f(u - u_1, v - v_1) .$$

Le paramètre  $\gamma$  compris entre 0 et 1, représente la portion du signal extraite à chaque itération de CLEAN. Il convient de choisir une valeur entre 0.25 et 0.5 pour qu'une estimation imprécise de l'intensité  $i_1$  n'ait pas trop de conséquence néfaste sur l'image sale résiduelle. On reprend alors la procédure pour une seconde itération i.e. trouver le point le plus brillant de  $\hat{I}_1$  d'intensité  $i_2(u_2, v_2)$  et nettoyer pour former une image sale après 2 itérations :

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_1 - \gamma i_2 |f_2|^2$$

et ainsi de suite. L'image finale complètement nettoyée  $\hat{I}_c$  s'obtient de cette manière :

$$\hat{I}_c(u, v) = |f_c(u, v)|^2 * \sum_{n=1}^N N \gamma i_n \delta(u - u_n, v - v_n) .$$

La fonction  $f_c(u, v)$  est le diagramme de rayonnement idéal de l'observateur.

Le AUTOCLEAN est donc un algorithme paramétrique basé sur un modèle très flexible de données, qui tient compte la migration aléatoire et les erreurs de phase arbitraires à travers l'ouverture synthétique qui peuvent être induites par le mouvement radial non désiré de la cible aussi bien que par la propagation inhomogène ou l'instabilité du système.

L'algorithme AUTOCLEAN peut être classé comme un algorithme de réflecteurs multiples MSA (Multiple Scatterer Algorithm), mais il diffère considérablement des autres MSA existants

puisqu'il choisit automatiquement les réflecteurs multiples dans le domaine de l'image bidimensionnel (2D) et combine leur phase et l'information du RCS ("Radar Cross Section") d'une manière optimale, ce qui évite le processus de déroulement de phase qui cause particulièrement beaucoup de problèmes. Sur un ordinateur, les calculs de AUTOCLEAN sont efficaces et impliquent seulement une séquence de FFTs ("Fast Fourier Transforms").

La première partie du projet de recherche consiste à reprendre le travail réalisé par Jean-François Turcotte [2] sur un algorithme du même genre que l'algorithme AUTOCLEAN proposé par J. Li, R. Wu et V. Chen. M. Turcotte a programmé en Matlab l'algorithme mais celui-ci n'est pas encore fonctionnel. Les diffuseurs sont effectivement sélectionnés mais leur nombre doit encore être connu. Le travail de M. Turcotte propose de traiter un grand nombre de réflecteurs, plus qu'il n'en faut, par contre cette solution ralentit le déroulement du programme. Les possibilités d'amélioration pourraient être étudiées pour que l'algorithme puisse s'arrêter après le traitement d'un nombre suffisant de réflecteurs.

Le but de ce projet est de faire un algorithme AUTOCLEAN qui fonctionne correctement et de trouver les critères optimaux pour arrêter le processus de nettoyage automatiquement.

## Références

- [1] B. Steinberg and H. Subbaram, *Microwave Imaging Techniques*. Wiley-Interscience, 1991.
- [2] J.-F. Turcotte, *Technique d'imagerie radar AUTOCLEAN*. Rapport de stage, Université Laval, déc 2000.



# Calcul du niveau de clinker (volume et caractérisation de la surface) des silos des cimenteries par le traitement de signaux radar

Louis-Philippe GILL, *Étudiant à la maîtrise.*

Dominic GRENIER, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – L'évaluation, dans les silos de cimenterie, du niveau de clinker (produit de la cuisson des constituants du ciment avant le broyage) est un facteur important dans l'accroissement de l'efficacité du procédé de fabrication du ciment. Par l'utilisation d'un radar à courte portée, il sera possible de caractériser le profil de la surface du contenu des silos pour ainsi en extraire le volume de matériau à partir du traitement des échos reçus. Le type de réflexion, qu'il soit volumique ou surfacique, est le principal facteur de l'élaboration d'un traitement efficace en dictant le genre d'information devant être extrait des échos radar. Ainsi, l'efficacité du traitement et les méthodes de calcul d'incertitude seront primordiales puisqu'elles pallieront aux inconvénients engendrés par la largeur du faisceau de l'antenne imposée par les limites physiques du radar. Par la suite, cette information sera traitée et un interface graphique présentera un relief tridimensionnel de la surface, une évaluation du volume, le pourcentage d'incertitude relié au traitement des échos radar reçus ainsi qu'un mode de calibrage selon les dimensions et la forme du silo à inspecter.

**Abstract** – The evaluation, in the silos of cement factory, of the clinker level (produced by the cooking of the components of cement before crushing) is a significant factor in the increase of efficacy of the manufacturing process of cement. By the use of a short range radar, it will be possible to characterize the surface's profile of the silo's contents for thus extracting volume from material starting from the processing of the received echoes. The type of reflexion, being voluminal or surface, is the principal factor of effective elaboration of a processing by dictating the kind of information having to be extracted from the echoes radar. Thus, efficiency of the processing and the methods of uncertainly calculation will be paramount because they will mitigate the disadvantages generated by the width of the antenna's beam imposed by the physical limits of the radar. Thereafter, this information will be processed and a graphic interface will present a three-dimensional relief of surface, an evaluation of the volume, the uncertainty percentage connected to the processing of the echoes radar received and a mode of calibration according to dimensions and the shape of the silo to be inspected.

# Introduction

Utilisé dans la fabrication du ciment, le clinker est produit notamment à partir de matériaux calcaires et argileux. Le mélange, broyé, cuit et brusquement refroidi, est constitué alors de poussières et particules de diamètre allant jusqu'à 30 millimètres. Étant très réactif à l'eau, le clinker est entreposé dans d'énormes silos avant d'être acheminé vers la prochaine étape de transformation.

Afin d'assurer le rendement continu de la cimenterie, il devient impératif de connaître de façon précise le volume de matériau (i.e. : le niveau de clinker) présent à un instant donné dans le silo, ceci afin d'éviter le vidage complet qui est synonyme d'arrêt momentané de la production et pertes financières respectables. À l'heure actuelle, les méthodes d'évaluation du niveau de clinker sont fastidieuses. La solution : l'utilisation d'un radar à courte portée.

## Description

D'un point de vue général, le radar permet d'évaluer plusieurs paramètres d'une cible présente dans son champ de vision. La distance ou la vitesse radiale ne sont que quelques-uns des paramètres habituellement extraits d'un écho radar. Dans une moindre mesure, il est possible d'extraire la dimension ou la densité d'objets à partir des caractéristiques de l'amplitude et de la nature de l'impulsion de retour.

L'étape de départ est la caractérisation de la réflexion du clinker. Le type de réflexion dictera la nature du traitement à employer pour extraire les données utiles et permettre une définition précise de la surface par l'évaluation de la distance entre l'antenne et la surface ainsi que les différentes inclinaisons de cette dernière. Ainsi, une réflexion de type surfacique (voir figure 1) générera un écho étroit, de l'ordre de la durée de l'impulsion transmise, d'amplitude relative à l'orientation de la surface de contact. Une réflexion de type volumique (voir figure 2), beaucoup plus difficile à traiter, générera un écho de longue durée avec un temps de montée variable.

Avec une bonne compréhension du type de réflexion entrant en jeu, il est possible de structurer un traitement du signal adéquat. Le rendement du traitement des signaux radar est d'une grande importance puisqu'il s'agit d'établir la précision de l'évaluation de la surface et, par le fait même, du volume du matériau. Comme les limites physiques du radar nous imposent un faisceau d'antenne d'une certaine largeur, la précision de l'échantillonnage se doit d'être améliorée par un traitement de signal adéquat. Une transformation des coordonnées polaires, fournies par le radar, en coordonnées cartésiennes ou cylindriques permettra la reconstruction de la surface à inspecter. Il est essentiel d'être en mesure de prévoir et d'atténuer l'effet du chevauchement de certaines zones d'échantillonnage du faisceau. Ainsi, un ajustement effectif du traitement et un calcul d'erreur du premier ordre permettront de diminuer les effets indésirables de telles contraintes combinées à l'approximation générale du processus.

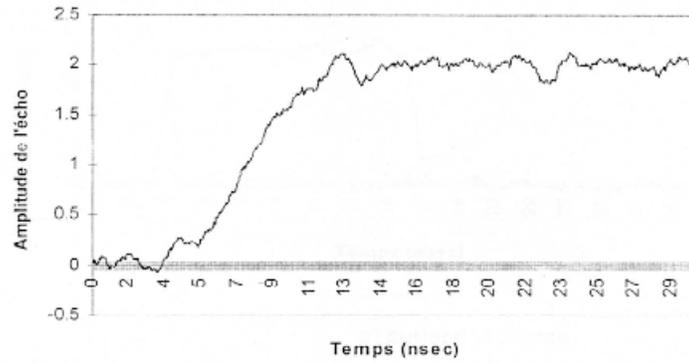


FIG. 20.1 – Exemple d'un écho radar pour une réflexion de type surfacique

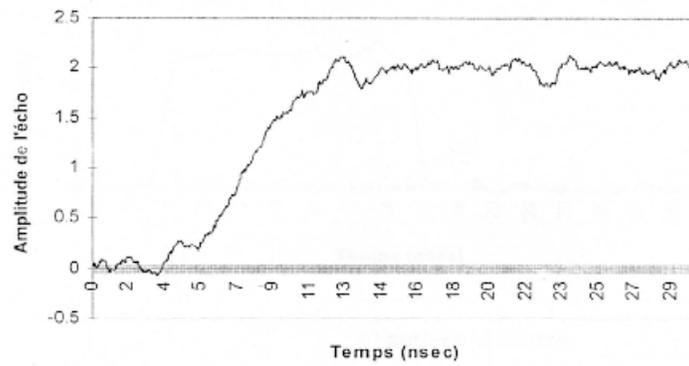


FIG. 20.2 – Exemple d'un écho radar pour une réflexion de type volumique

Afin de permettre de visualiser le contenu des silos, une interface graphique réalisée avec MATLAB présentera les données utiles provenant du traitement, dont le volume du matériau, le pourcentage d'incertitude relié au traitement des échos radar et le profil de la surface de manière tridimensionnelle. Un procédé de calibrage permettra d'établir des paramètres de calcul de volume et d'échantillonnage de la surface en fonction des dimensions du silo à inspecter.

# Propagation et électromagnétisme appliqué

---

## Table des Matières

---

Study of time and space correlation of delay profile components in indoor/outdoor microcellular communication channels. (section III : Spatial optimization of the measured data in the channel by using of the Artificial Neural Networks . . . . .	103
Indoor Radio Channel modelling for EHF applications	109
Propagation des ondes dans un mine . . . . .	115
Antenne réseau intelligente à large bande pour opération en bande EHF . . . . .	119
Propagation des ondes millimétriques en milieux confinés complexes. . . . .	125
Étude sur la mesure du taux d'humidité dans du fourrage	131



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

(section III : Spatial optimization of the measured data in the channel by using of the Artificial Neural Networks

Ali A. AMIDIAN, *Étudiant au doctorat.*

Dr Michel LECOURS, *Directeur de recherche.*

**Résumé** – Ce travail est basé sur l'étude des variations temporelles et spatiales de réponses impulsionnelles mesurées 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 corrélations temporelles et spatiales des composantes significatives des profils de délais des signaux reçus. Dans ce section nous avons utilisé BP de réseau neuronal pour optimiser le nombre désiré des points mesurés pour la modélisation du canal.

**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. In this section of our work we used of Back-Propagation Multilayer Neural Networks to optimize the desired number of points measurements for the channel modeling.

## Introduction

In the many scientific disciplines, artificial neural network algorithms are being used by researchers to solve a variety of problems related to prediction, optimization, recognition, associative memory, and control. We can find the successful applications of conventional approaches for solving these problem in certain well-constrained environments, but none is flexible enough to perform well outside its domain. Whereas ANNs can provide different alternatives from which many applications can be studied [2].

## Artificial version of biological neural networks

The basically function of the neurons is considered as : all the inputs to the cell, which may vary by the strength of the connection or the frequency of the incoming signal, are summed up. The input sum is processed by a threshold (activation) function and produces an output signal.

In the literature a wide variety of definitions and explanations for the terms Artificial Neural Network and Neural Computing can be found. The following definitions are balanced towards computing but are nevertheless very comprehensive and they offer a wide range of views of what an ANN is, for example in [3, 4, 5]. We consider the following definition which is more concerned with the fundamental ideas of neural systems and the basic properties of the brain rather than the aspect of modeling parts of the nervous system.

An Artificial Neural System (ANS) : 1)consists of simple interconnected modules, 2)is based on communication between modules, 3)performs its task by parallel processing, 4)is fault tolerant, 5)is learning from example, 6)has the ability to generalize, 7)performs complex tasks due to the whole architecture. Coupled to this, according to the definition of the basically function of neuron, we can consider a equivalent mathematical model (artificial neuron) to biological one as a facility of the neural computing which represented in figure 1.

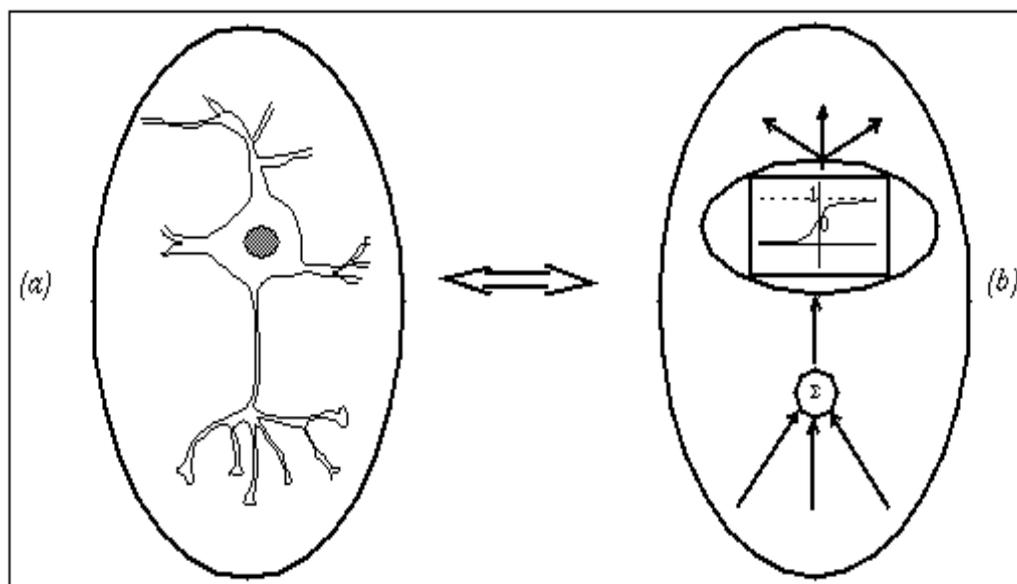


FIG. 21.1 – (a) A biological neuron, (b)An artificial neuron

## Mathematical Model of an Artificial Neurons

The multiple-input neuron is shown in Figure 2. The neuron has a fixed number of inputs  $k$ ; each input is connected to the neuron by a weighted link  $w_{1,k}$ . The summary of information processing as follows : Each input is multiplied by corresponding weight. The summation of the weighted signals ( $\sum_{i=1}^k w_{1,i} * x_i$ ) and neuron bias creates a global activation signal [6].

$$n = \left( \sum_{i=1}^k w_{1,i} * x_i + b \right) \quad (21.1)$$

The marticiel format of this equation can be represented as :

$$n = WX + b \quad (21.2)$$

where W is a matrix with just one row for a single neuron. To calculate the output a activation function  $f$  is applied to the activation signal  $n$  of the neuron.

$$y = f(WX + b) \quad (21.3)$$

This function is either a simple threshold function or a continuous non linear function. Two often used activation functions are :

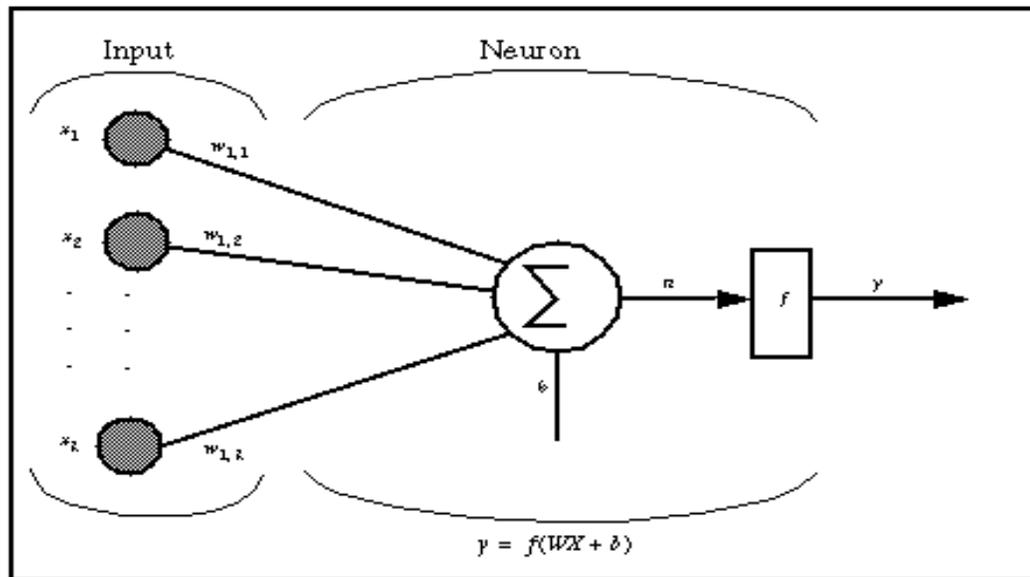


FIG. 21.2 – A multiple input neuron.

Two often used activation functions are :

$$f_C(n) = \frac{1}{1 - e^{-n}} \quad (21.4)$$

$$f_T(n) = \begin{cases} 1 & \text{if } a > \theta \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21.5)$$

## A single layer network

As we explained in the previous section, a single layer network is a simple structure consisting of  $m$  neurons each having  $n$  inputs. The system performs a mapping from the  $n$ -dimensional input

space to the m-dimensional output space. To train the network the same learning algorithms as for a single neuron can be used. This type of network is widely used for linear separable problems, but like a neuron, single layer network are not capable of classifying non linear separable data sets (as our data). One way to tackle this problem is to use a multilayer network architecture [4].

## Multilayer Neural Network

According to the form of our data (non-linear) we used of multilayer networks because they solve the classification problem for non linear sets by employing hidden layers, whose neurons are not directly connected to the output. The additional hidden layers can be interpreted geometrically as additional hyper-planes, which enhance the separation capacity of the network. Figure 3 shows typical multilayer network architectures. This new architecture introduces a new question : how to train the hidden units for which the desired output is not known. The Backpropagation algorithm offers a solution to this problem. The training occurs in a supervised style. The basic idea is to present the input vector to the network ; calculate in the forward direction the output of each layer and the final output of the network. For the output layer the desired values are known and therefore the weights can be adjusted as for a single layer network ; in the case of the BP algorithm according to the gradient decent rule (learning rule) .

To calculate the weight changes in the hidden layer the error in the output layer is back-propagated to these layers according to the connecting weights. This process is repeated for each sample in the training set. One cycle through the training set is called an epoch. The number of epoches needed to train the network depends on various parameters, especially on the error calculated in the output layer. After training step (which done by training set), we can request of this MNN to simulate for non-trained set [4, 7].

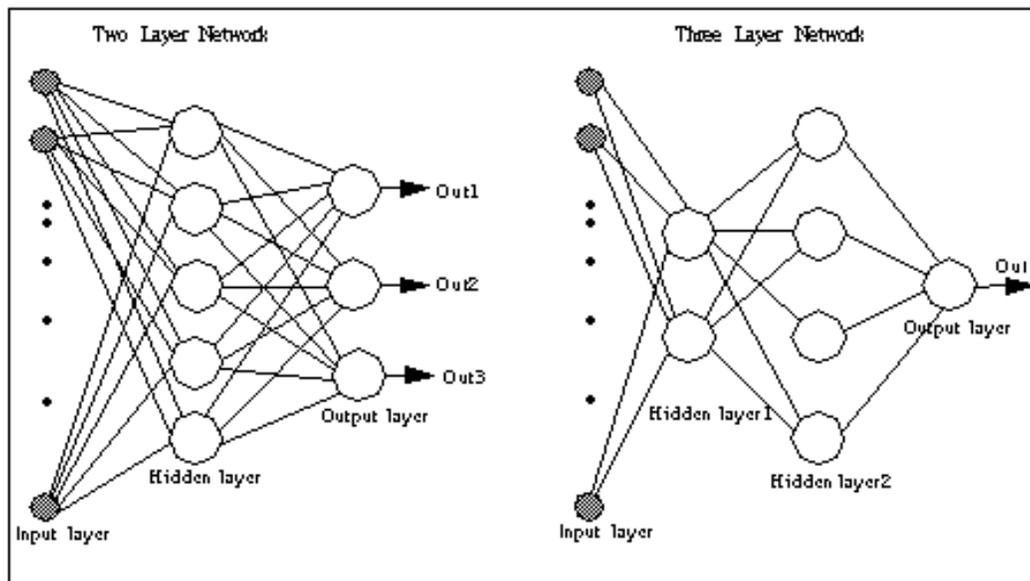


FIG. 21.3 – Multilayer Neural Network architectures

## Preliminary results

In order to design a desired supervised back-propagation MNNs for our case we followed the following steps : 1) programming a global BP MNNs, 2) choose an architecture (number of layers), 3) indicate the number of neuron in each layer, 4) indicate the number of epoch, 5) specify the activation function, 6) choose the learning algorithm, and 7) specify the acceptable error.

We trained our BP MNNs by input matrix which contains the means of the received significant components in the 30 positions of 36 measured positions in the NLS site for 1.4 GHz frequency and 0 degree of antenna orientation. So, the designed model to do the simulation for 6 non-trained received signals, which the result of this simulation is shown in figure 6.6.

FIG. 21.4 – A typical result of the comparison between measured and simulated signals

As illustrated in this figure, for 5 positions the results of simulation is very closed to measured data that means, we can build a model for this channel with 31 positions instead of 36. Therefore, we will be able to optimize the number of measured positions (points) in the channel which is important for decreasing the time, memory space and the cost of the modeling process.

## Références

- [1] D. Lacroix, “Caractérisation d’un canal microcellulaire urbain dans les bandes uhf et shf,” Master’s thesis, Université du Québec, 1997.
- [2] S. Haykin, *Neural Network A Comprehensive Foundation*. Macmillian College Publishing Company, 1994.
- [3] I. Alexander and H. Norton, *An Introduction to Neural Computing*. Chapman & Hall, second ed., 1995.

- [4] L. Fausset, *Fundamentals of Neural Networks. Arichtectures, Algorithms, and Applications*. Prentice Hall, 1994.
- [5] R. Harvey, *Neural Network Principles*. Prentice Hall, 1994.
- [6] H. B. D. M. T. Hagan, *Neural Network Design*. PWS Publishing Company, 1996.
- [7] G. H. D.E. Rumelhart and R. Williams, . *Learning internal representations by error propagation, Parallel distributed processing. Volume I : Foundations*. MIT Press, 1986.

# Indoor Radio Channel modelling for EHF applications

Zhor SEBBANI, *Chercheure post-doctorale*  
Gilles DELISLE, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Les ondes millimétriques (20-60 GHz) offrent des capacités accrues pour les réseaux de télécommunications sans fil à l'intérieur des édifices de même que des cellules mieux définies. Ce travail est basé sur l'étude des variations temporelles des réponses impulsionnelles, du canal intra-immeuble, à 30 et 37 GHz. Ceci consiste en l'élaboration d'un modèle capable de prédire les divers caractéristiques du canal pour un ensemble de conditions spécifiées par l'utilisateur. Le modèle est basé sur la nouvelle méthode numérique haute résolution (ADI-FDTD) d'ordre élevé. A partir d'une connaissance adéquate de la géométrie et des caractéristiques des matériaux (grandeur et forme de la pièce, textures des murs et du mobilier), le modèle présenté permet la prédiction de la réponse impulsionnelle et l'étalement du délai du canal radio intérieur. Des résultats numériques et expérimentaux obtenus, à 37 GHz sont utilisés pour démontrer la performance du modèle pour prédire des résultats satisfaisants.

**Abstract** – large information transport capacity and sharply defined cell boundaries are required for future cellular networks to operate in the EHF band (20-60 GHz). An adequate knowledge of signal coverage must be available to correctly predict system performance. This work is based on the study of temporal variations in Impulse Response Data, in an indoor site at 30 and 37 GHz. A major effort is currently devoted to the development of the best channel model using the new efficient 3D high-order unconditionally stable Finite-Difference Time-Domain (FDTD) numerical method based on Alternating Direct Implicit technique (ADI). The mathematical basis for the model is presented in terms of the electromagnetic properties of simple objects. Given the complete specifications of the structural environment (room size and shape, wall and furnishing materials), the model can predict the impulse response and the multipath spread of wireless indoor channels.

## Introduction

RADIO networks operating at millimeter-wave frequencies (20-60 GHz) may offer large information transport capacity and more sharply defined cell boundaries. So, the knowledge of the signal coverage must be as precise as possible. Wireless communication system performance prediction are still difficult to make because of difficulty associated with a full understanding of how radio waves in the EHF band behave in complicated channels. Characterization of urban and indoor channel in the millimeter waves band has begun with measurements as well as statistical and deterministic modelling. Recently, the high-order scheme of the unconditionally

stable FDTD scheme has been developed with the application of the fourth-order finite-difference approximation in space. The present method can achieve low spatial sampling rates down to two grid points per wavelength and, reduce considerably the memory requirements. Using this efficient numerical method, the study presented here allows to take care for multiple reflections and diffractions effects in a user-specified propagation environment, for which terminals are stationary. The present work reports numerical modelling of wideband results devoted to the temporal fading phenomena in a typical propagation environment at 37.2 GHz.

## I. Numerical Implementation

Propagation tools require site-specific information for the particular environment. In indoor scenario, the received signal is composed of energy reflected, transmitted, or diffracted, by walls, floor, ceiling and intervening obstacles. These kinds of phenomena can be treated by using the high-order ADI-FDTD for the modelling of a field distribution inside a room. We outline the efficient method to deal with indoor channel. The method is based on the alternating direction implicit (ADI) method [1], and the resulting FDTD formulation is unconditionally stable. The numerical formulation of the ADI-FDTD high-order method for a 3D TE wave is presented in the equation bellow, in the case that the medium in which the wave propagates is a vacuum. The calculation for one discrete time step is performed using two procedures. With the fourth-order central finite-difference approximation [2], the high-order FDTD is obtained :

$$\frac{\partial H_z^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{1}{24\Delta y} [-H_z^n(i + \frac{1}{2}, j + \frac{3}{2}, k) + 27H_z^n(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - 27H_z^n(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k) + H_z^n(i + \frac{1}{2}, j - \frac{3}{2}, k)] + O(\Delta y^2) \quad (22.1)$$

Similar expressions can be derived for the other components, at the  $(n+1/2)$ th and  $(n+1)$ th time step. In our case, the ADI-FDTD code is made so as to treat inhomogenous lossy medium, free space and the perfect electric conductor, and with an uniform space grid.

## II. Numerical Result

### II.1 Indoor channel characterization

#### II.1.a. Numerical treatment

The ADI-FDTD high-order allows to express the channel characteristics in terms of contributions. This section describes some wideband simulations performed with the ADI-FDTD high-order simulator using the structure information of the site described in Figure1. The site consists in the furnished parallelepipedic room(11.30m, 5.96m, 3.50m). Only the important structures (Faraday cage, air-conditioner) were included for the prediction. As electrical properties of materials are not easily available at 37.2 GHz, UHF values were used. In order to reduce the memory simulations, dimensions of the sites have been reduced. The height has been taken as  $\lambda/4$  (40.30

mm). In the measurements, a vertically polarized omnidirectional antenna and a 15 dB gain horn antenna with an approximate 3-dB beamwidth of over the whole waveguide band (26-40 GHz) were used at the receiver and the transmitter respectively. Both antennas were at 1.56m height. In the predictions, equivalence principle approach simulating the source pattern was used. To discretize the space, a uniform grid resolution was chosen as  $\lambda/4$ . For the time variable discretization, the time step size is set as  $0.667 \cdot 10^{-11} s$ . Mur's second-order absorbing boundary condition [3] are set on the outer surface.

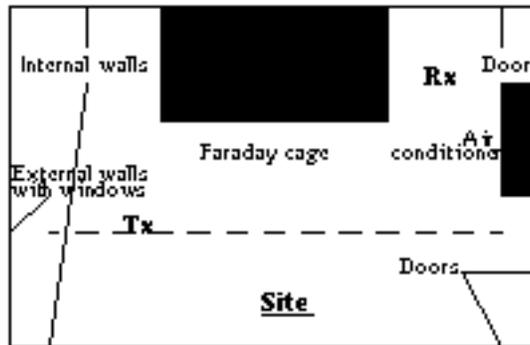


FIG. 22.1 – Site for measurements

### II.1.b. Wideband Results

The impulse responses are computed using 5ns width gaussian pulses source of unity amplitude. In order to validate the present approach, an example of a complex room is presented. The transmitter is placed in the position Tx , while the receiver is in the position Rx (NLOS scenario) (Figure 1). The effects of metallic furniture (Faraday cage and Air conditioner) on the radio-wave propagation in indoor environments is taken into account considering diffraction phenomena. Figures 2,3 show measured and predicted results. The agreement between simulated results and measurements can be considered good, taking into account the fact that only a part of the structure is specified, and only important furniture are considered. The diffracted path by a metallic structure (Faraday cage) and reflected ones (Faraday cage and Air conditioner) are well present.

## Conclusion

It has been shown that the stable 3D ADI-FDTD high order method can provide the characterization of the indoor wireless mm wave channel. The calculation scheme is entirely fourth-order in its implementation, and has been used to model electromagnetic wave propagation on a coarser grid and with a large time step, in larger structures. The CPU time required and the memory are

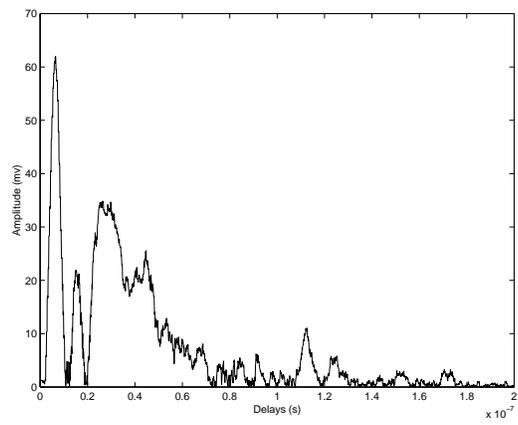


FIG. 22.2 – Experimental data

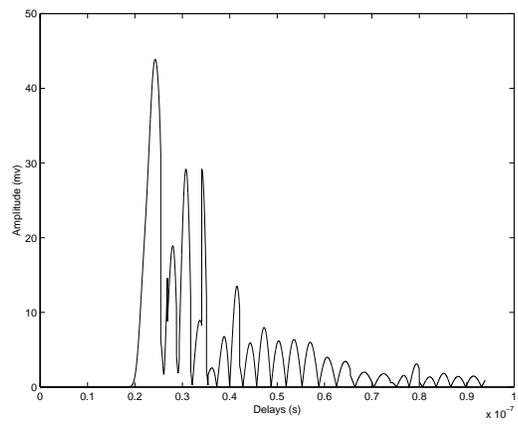


FIG. 22.3 – Predicted response

considerably reduced. The model can predict the coverage for a given position of the transmitter and the impulse responses for given positions of the receiving antennas in an user-specified environment. Reflection and diffraction phenomena are taken into account. Application of the proposed approach to modelling complex structures at 37,2 GHz has been done and the comparison between predicted and experimental results is made in order to demonstrate the validity of the model.

## Références

- [1] F.Zhang and Z.Chen, “Low-dispersive high-order unconditionally stable fdtd method,” *proc IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, no. 1, pp. 1514–1517, 2000.
- [2] Z. F.Zhang and J.Zhang, “A finite-difference time-domain method without the courant stability condition,” *proc IEEE Microwave and Guided wave letters*, vol. 9, no. 11, pp. 441–443, 1999.
- [3] Z.Sebbani and G.Y.Delisle, “A 37-ghz radio channel model,” *proc European Personal Mobile Communications Conference, EPMCC2001*, vol. 1, no. 1, 2001.



# Propagation des ondes dans un mine

Ahmed BELYAZID, *Étudiant à la maîtrise.*

Dr Michel LECOURS, *Directeur de recherche*

Mr Pierre-Martin TARDIF, *Co-directeur de recherche*

**Résumé** – Le but de ce travail est d'étudier le comportement des ondes électromagnétiques dans un milieu minier, en utilisant la méthode du tracé de rayon. Deux méthodes complémentaires, la théorie géométrique de diffraction (GTD), Théorie unifier de diffraction (UTD) et la méthode du lancé de rayon (Ray launching method) seront utilisées.

**Abstract** – This work will study the behaviour of the electromagnetic waves in a typical mine, using the method of Ray tracing. Two complementary methods will be used, the Geometrical Diffraction Theory (GTD) and Unified Diffraction Theory (UTD) and Ray-launching method.

## Introduction

Les mines sont constituées de galeries dont les parois sont rugueuses. Pour faire une étude de propagation dans ce genre de milieu, il est préférable de modéliser la rugosité des parois, mais ça ne sera pas le but de ce travail. Nous allons utiliser la méthode du tracé de rayon afin de déterminer le trajet des rayons émis par l'émetteur pour arriver au récepteur ou à un point donné. De cette façon, comme ça, nous pouvons déterminer avec précision le comportement des ondes électromagnétiques dans la mine. Grâce aux lois électromagnétiques, nous allons déterminer l'amplitude, la phase et la polarisation. Tout ceci nous amène à poser plusieurs hypothèses que nous allons vérifier à l'aide de simulations et de mesures de propagation.

## Méthode de tracé de rayon (Ray Tracing method)

Le tracé de rayon est une technique utilisée depuis longtemps pour prévoir les effets de propagation en communications mobiles : espace libre, urbain et suburbain. Le tracé de rayon est utilisé pour déterminer tous les trajets possibles entre l'émetteur et le récepteur. Une fois que tous les trajets ont été déterminés, les techniques électromagnétiques à haute fréquence sont appliquées aux rayons pour calculer l'amplitude, la phase et la polarisation de chaque rayon. Finalement, dans cette analyse de propagation, il faut faire une combinaison cohérente de tous les rayons atteignant le récepteur tout en tenant compte de la largeur de bande et des caractéristiques des antennes. Il y a deux méthodes largement utilisées pour implémenter un programme de tracé de rayon, mais nous insisterons juste sur celle qui nous intéresse. La figure 23.1 illustre la technique

du lancer de rayons.

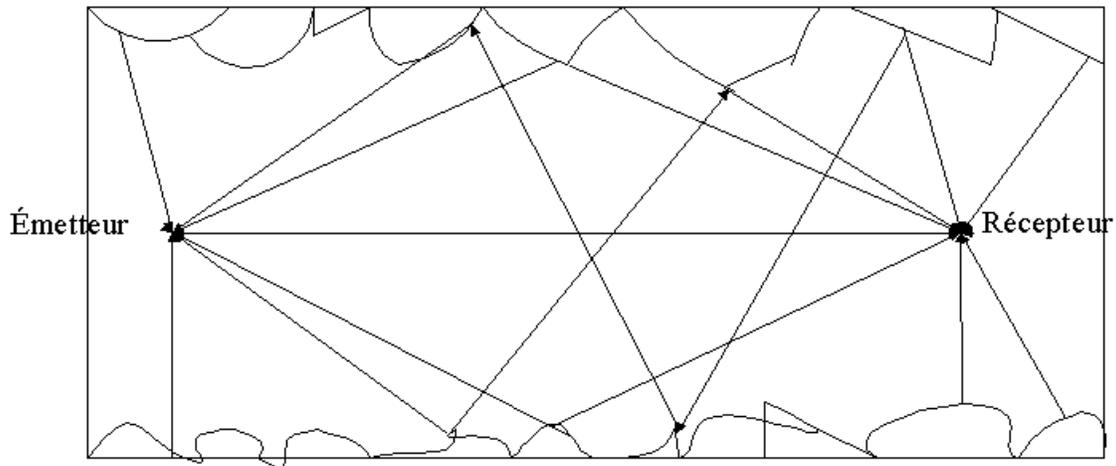


FIG. 23.1 – Comportement des ondes dans une mine via le tracé de rayon. Nous voyons les rayons émis du récepteur vers l'émetteur. Nous arrêtons après un nombre de réflexions données.

Le lancé de rayon qui consiste à envoyer des rayons dans un espace limité. De toute manière, le nombre de rayons doit être suffisamment grand pour avoir le plus de trajets possibles. Cette technique de calcul est très efficace, car si les rayons dépassent un nombre donné d'interactions ou sont au-dessous d'un certain seuil donné, ils seront rejetés. Dernièrement, il y a eu une autre méthode qui permet de réduire les temps de calcul du lancé de rayon : le ray-tubes. Celle-ci consiste à lancer un tube de rayons dont la diffraction est négligée. Les tubes de rayons sont lancés en 2D. Pour trouver les contributions principales, la diffraction horizontale n'est pas considérée. Enfin, les trajectoires sont calculées en 2D et 3D avec une méthode hybride [1].

## La Méthode GTD/UTD

Pour faciliter la simulation de la diffraction dans le domaine des hautes fréquences, on utilise la Théorie Géométrique de la Diffraction (GTD) qui a été développée par Keller. Cette théorie présente quelques faiblesses qui ont, au moins en partie, été corrigées depuis par le développement de ce qu'on appelle les théories géométriques unifiées de la diffraction (UTD).

Nous supposons que le champ incident est composé de rayons. Il y a diffraction lorsque le rayon incident passe au voisinage d'un obstacle. Une des conséquences serait que l'énergie se propage dans la région d'ombre ou le champ serait nul d'après l'optique géométrique (figure 23.2).

## Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est donné par [2].

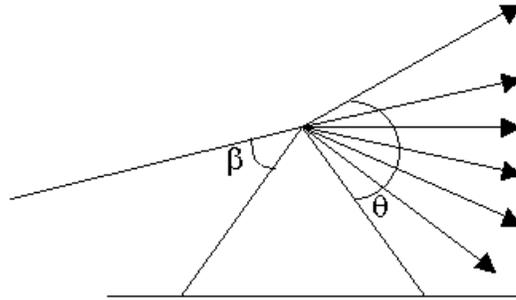


FIG. 23.2 – Nous constatons une perte d'énergie transportée par chaque nouveau rayon, bien que l'énergie totale reste la même si le milieu n'est pas absorbant.

$$\text{polarisation } \perp \rightarrow \underline{R}_{\text{perp}} = \frac{\cos(\varphi) - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\varphi)}}{\cos(\varphi) + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\varphi)}} \quad (1.1)$$

$$\text{polarisation } // \rightarrow \underline{R}_{\text{par}} = \frac{\hat{\varepsilon}_r \cos(\varphi) - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\varphi)}}{\hat{\varepsilon}_r \cos(\varphi) + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\varphi)}} \quad (1.2)$$

$$\text{avec } \hat{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j60\sigma\lambda \quad (1.3)$$

$\varepsilon_r$  : permittivité relative

$\sigma$  : conductivité

FIG. 23.3 –

$$D = -\frac{e^{i\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k} \sin \beta} \left[ \frac{1}{\cos\left(\frac{\theta - \alpha}{2}\right)} \pm \frac{1}{\cos\left(\frac{\theta + \alpha}{2}\right)} \right] \quad (1.4)$$

- $\beta$  : est l'angle du rayon incident et de l'arête  
 $\theta$  : est l'angle de la projection du rayon diffracté dans le plan perpendiculaire à l'arête avec la normale à l'arête.  
 $\alpha$  : est l'angle de la projection du rayon incident dans ce même plan avec la normale à l'arête, et le signe + ou - dépend de la polarisation de l'onde incidente.

FIG. 23.4 –

## Mesures de propagation

Les mesures qui seront effectuées viennent vérifier les simulations faites auparavant. Ce seront des mesures à large bande ou bande étroite, afin de déterminer la réponse impulsionnelle dans la mine.

## Conclusion

Nous avons présenté deux méthodes permettant d'étudier le comportement des ondes électromagnétiques dans un milieu souterrain. Les mines ne sont pas des endroits standards comme les immeubles, elles n'ont pas une architecture normalisée, les parois sont rugueuses, l'humidité est de 90% ou plus. Ce qui nous amène à conclure que les méthodes utilisées doivent être adaptées à ce milieu.

## Références

- [1] F. Aagalet, A. Fermella, J. S. H. Rabanos, F. I. de Vicente, and F. P. Fotan, "Efficient Ray-Tracing Acceleration Techniques for Radio Propagation Modeling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, Nov. 2000.
- [2] J. Parsons, *The mobile Radio Propagation Channel*. PENTECH Press.

# Antenne réseau intelligente à large bande pour opération en bande EHF

Jean-Sébastien NÉRON, *Étudiant à la maîtrise.*

Gilles Y. DELISLE, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – Ce projet est orienté vers la conception et la réalisation d’une antenne réseau à balayage électronique à l’aide de la technologie des lignes microruban. À cette antenne large bande, on ajoutera un processeur exécutant l’algorithme de balayage et de formation adaptative du faisceau. Les étapes de la conception d’un élément d’antenne et de l’antenne réseau à 36 GHz sont présentées ci-dessous.

**Abstract** – This project is concerned with the design and realization of a wide-band, microstrip smart antenna. The design is subdivided into two parts which are the realization of a wide-band electronically-steered microstrip antenna and the implementation of the adaptive algorithm. Design steps for a single-element antenna and a small four-element network antenna operating at 36 GHz are discussed in this document.

Ce travail se situe dans le cadre du projet «EHF Measurements and Channel modeling» de l’ICRT (Institut Canadien de Recherches en Télécommunications), un des réseaux du Programme de Réseaux de Centres d’Excellence du gouvernement du Canada. Le terme EHF (Extra High Frequency) réfère, dans ce cas-ci, aux fréquences au-dessus de 20 GHz, bandes de fréquences dans lesquelles des largeurs de bande considérables sont disponibles et la longueur d’onde est millimétrique.

## Introduction

LA QUATRIÈME GÉNÉRATION des communications sans fil introduit des exigences strictes en termes de largeur de bande, de qualité, de mobilité, de fiabilité, d’accessibilité et de performance des systèmes de communication. L’antenne est un élément fondamental de toute infrastructure répondant à ces critères et elle se doit d’avoir une grande largeur de bande, un mécanisme de balayage électronique et une certaine intelligence afin de minimiser l’interférence principalement due aux autres usagers et au phénomène de trajets multiples.

La bande de 25 à 30 GHz a été particulièrement identifiée pour les systèmes fixes point à points multiples de type LMCS ; dans un tel système, un réseau de stations centrales réparties dans un milieu urbain diffusent des signaux à large bande à un grand nombre de stations individuelles et reçoivent également des signaux (probablement à un débit plus limité) de ces stations indivi-

duelles. Plusieurs facteurs affectent la performance de ces réseaux, particulièrement l'espacement des antennes formant le réseau, la technique de traitement du signal utilisée, la corrélation des données et les interférences toujours présentes dans un environnement à large bande.

## Conception d'un élément d'antenne microruban

La simulation de ce type d'antenne peut se faire selon différentes approches et pour ce projet, les simulations se font par la méthode des moments. L'antenne est simulée à l'aide du logiciel Agilent Momentum<sub>MC</sub> et la saisie des schémas est faite sous Agilent ADS<sub>MC</sub>. Une analyse comparative des principaux logiciels de simulation avec les résultats expérimentaux démontre la fiabilité de cet engin de simulation [1]. Avec la méthode des moments, il est possible d'obtenir la répartition des courants à la surface de l'antenne microruban et de ce calcul, la distribution du champ électromagnétique peut ainsi être exprimée.

La démarche de conception consiste en un premier temps à estimer les dimensions de la plaque pour une fréquence de résonance désirée. Dans un même temps, l'utilitaire d'estimation calcule la profondeur d'insertion de l'alimentation dans la plaque pour obtenir l'impédance d'entrée désirée. Les outils d'estimation utilisent des courbes expérimentales pour déterminer les dimensions physiques correspondant à la fréquence de résonance désirée. Ensuite, il faut obtenir la largeur du conducteur microruban servant d'alimentation afin d'obtenir l'impédance caractéristique désirée. Une fois ces principaux paramètres obtenus, il faut saisir la géométrie de la plaque et son alimentation dans l'environnement de simulation. Finalement, il est nécessaire de simuler le circuit réalisé en tenant compte de tous les paramètres en jeu soit la permittivité du substrat et ses pertes, la conductivité des matériaux etc.

Pour ce projet, l'obtention des dimensions de la plaque et des lignes de transmission initiales a été faite à l'aide d'un petit utilitaire d'estimation fourni avec la version étudiant du logiciel Ensemble<sub>MC</sub> version 7 de la compagnie Ansoft (Agilent ne fournit pas ce genre d'utilitaire avec l'achat du logiciel ADS ou Momentum). En fait, à partir de ces paramètres, on peut saisir le circuit imprimé de l'antenne tel qu'on pense le réaliser, ce qui est fait à l'aide du logiciel Agilent ADS. Une fois la saisie de la plaque dans ADS faite, il suffit d'exécuter Momentum pour paramétrer la simulation. La simulation dont il est question ici a été obtenue pour des paramètres de simulation par défaut (maillage et autres) et pour le substrat tel que défini au tableau 24.1. La plaque seulement a été analysée par la méthode des moments et le reste du circuit a été simulé sous ADS à l'aide des modèles microruban prédéfinis. On peut aisément déterminer la largeur de bande de l'antenne, son adaptation, son gain, sa directivité et son diagramme de rayonnement à partir des résultats de simulation et du logiciel de simulation.

Le tableau 24.1 détaille les principales caractéristiques du substrat micro-ondes utilisé. Ce substrat est approprié pour ce type d'utilisation et à la fréquence d'opération désirée. On retrouve les paramètres obtenus de l'utilitaire d'estimation dans le tableau 24.2. Dans ce cas, les paramètres sont obtenus pour une antenne plaquée carrée à polarisation linéaire. Finalement, le tableau 24.3 mentionne les résultats de l'optimisation et de la simulation dans l'environnement ADS.

Modèle	RT/duroid 5880
Manufacturier	Rogers Corporation
Constante diélectrique, $\epsilon_r$	2.2
Épaisseur	10 mils
Facteur de dissipation, $\tan \delta$	0.0009
Plans conducteurs	cuivre 1 oz

TAB. 24.1 – Paramètres du substrat.

Fréquence d'opération	36	GHz
Impédance d'entrée	100	$\Omega$
Dimensions : largeur = hauteur	104.8	mils
Largeur de la ligne $Z_0 = 50\Omega$	29.7	mils
Largeur de l'alimentation de la plaque ( $Z_0 = 100\Omega$ )	8.9	mils
Largeur du transformateur $\lambda/4$ ( $Z_0 = 77\Omega$ )	15	mils
Longueur du transformateur $\lambda/4$	60.6	mils
Profondeur d'insertion de l'alimentation	32	mils

TAB. 24.2 – Paramètres de la plaque.



FIG. 24.1 – Circuit imprimé de l'antenne plaquée.

Fréquence centrale	36	GHz
Largeur de bande (VSWR = 2)	3.33	%
Impédance d'entrée	50	$\Omega$
S11 max. (VSWR $\leq 2$ )	-8	dB
Ouverture à mi-puissance : plan E	116	deg.
Ouverture à mi-puissance : plan H	78	deg.

TAB. 24.3 – Résultats de la simulation de l'antenne plaquée.

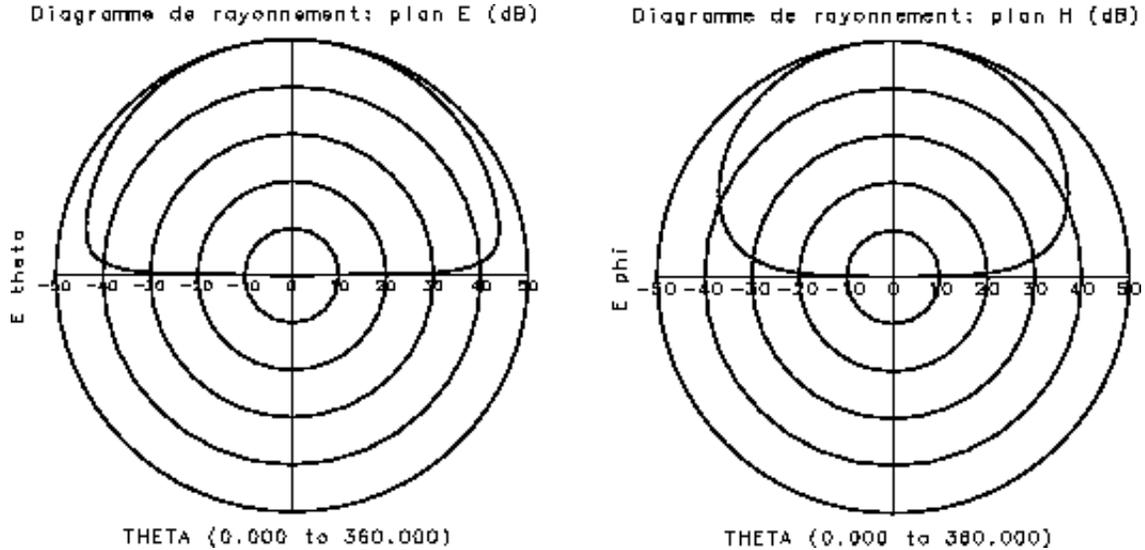


FIG. 24.2 – Diagramme de rayonnement de l'antenne plaquée à 36 GHz.

## Conception de l'antenne réseau microruban

La figure 24.3 représente un réseau dans sa plus simple expression. La disposition d'antennes en réseau tel qu'on le voit ici permet d'obtenir un meilleur gain et permet l'obtention d'un diagramme de rayonnement particulier. En fait, le signal émis et reçu en champ lointain est la sommation vectorielle des signaux de chaque élément d'antenne respectivement. Pour la réalisation du réseau d'alimentation, il faut tenir compte des impédances caractéristiques de chacune des lignes de transmission et faire en sorte d'optimiser l'adaptation, ce qui est l'objectif de la réalisation en cours.

L'antenne réseau a été conçue à partir de l'élément d'antenne préalablement conçu (voir section 24). Hormis l'adaptation à l'entrée, la conception de ce réseau n'avait aucun objectif en termes de largeur de bande, de diagramme de rayonnement, de gain ou autres. Les éléments rayonnants sont disposés à une distance comprise entre  $\frac{\lambda}{2}$  et  $\frac{3\lambda}{4}$  soit 164 mils, ce qui est un bon compromis entre un niveau faible des lobes secondaires et la faisabilité technique. La conception du réseau d'alimentation requiert une optimisation des impédances et paramètres des T microruban sous ADS afin d'obtenir l'adaptation optimale en tout points. Les paramètres S de l'élément

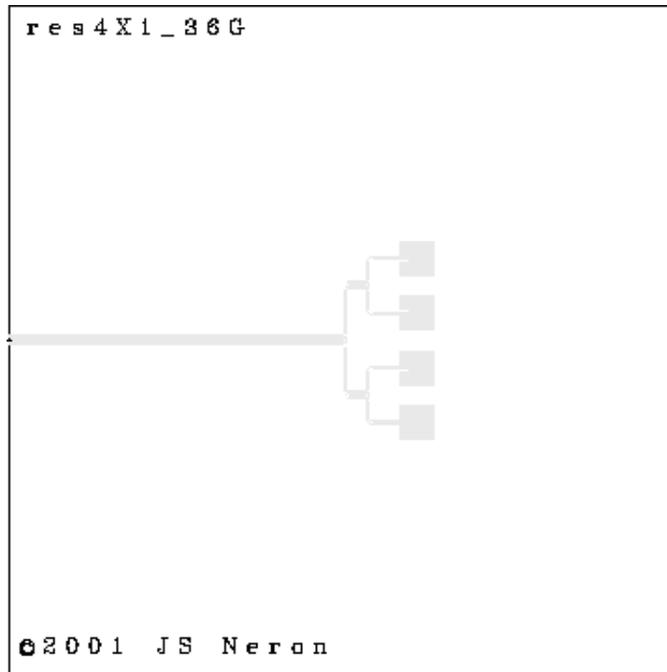


FIG. 24.3 – Antenne réseau à 4 éléments.

d'antenne conçu préalablement et simulé dans Momentum ont été incorporés à la simulation du réseau d'alimentation.

Fréquence centrale	36	GHz
Largeur de bande (VSWR = 2)	3.33	%
Impédance d'entrée	50	$\Omega$
S11 max. (VSWR $\leq$ 2)	-10	dB
Ouverture à mi-puissance : plan E	116	deg.
Ouverture à mi-puissance : plan H	24	deg.

TAB. 24.4 – Résultats de la simulation de l'antenne réseau.

## Conclusion

La démarche de conception d'une antenne réseau microruban a été démontrée ici et sera validée expérimentalement sous peu. Dans un avenir rapproché, la conception d'un élément rayonnant et d'un déphaseur à large bande sera faite et ainsi l'antenne pourra être orientée par déphasage électronique. Finalement, l'algorithme de formation du faisceau de l'antenne aura à être implanté pour réaliser l'antenne réseau intelligente dans son ensemble.

[2, 3, 4, 5]

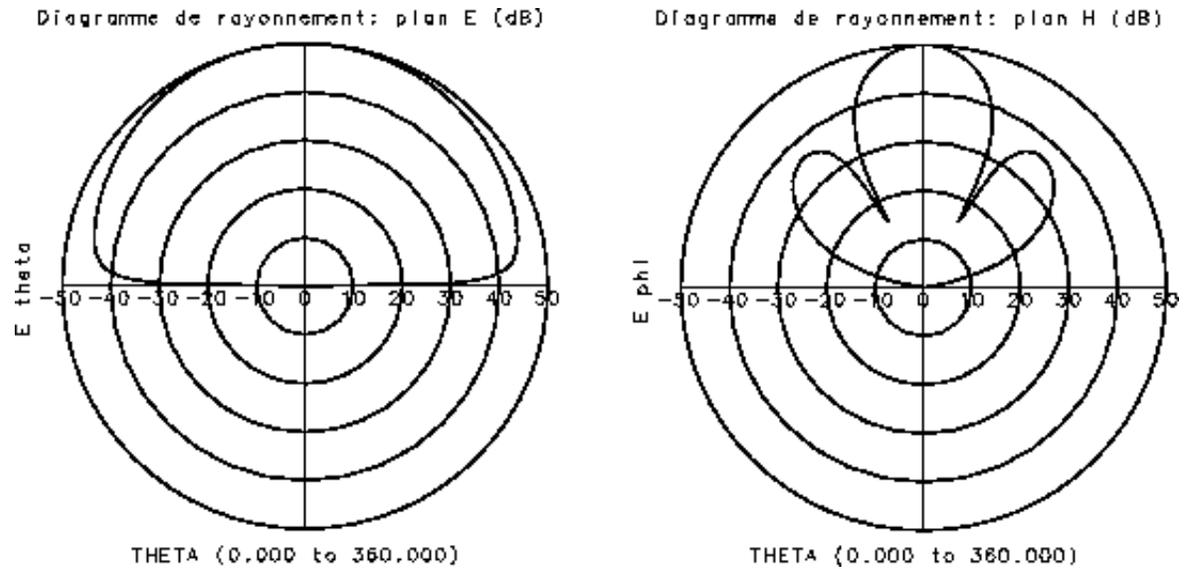


FIG. 24.4 – Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à 36 GHz.

## Références

- [1] D. M. Pozar, S. Duffy, and N. Herscovici, "A comparison of commercial software packages for microstrip antenna analysis," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 152–155, IEEE, 2000.
- [2] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. Wiley, 2<sup>nd</sup> ed., 1998.
- [3] R. A. Sainati, *CAD of microstrip antennas for wireless applications*. Artech House, 1996.
- [4] J.-F. Zürcher and F. E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*. Artech House, 1995.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. Wiley, 2<sup>nd</sup> ed., 1998.

# Propagation des ondes millimétriques en milieux confinés complexes.

Moïse NDOH, *étudiant 3e cycle*

Gilles Y. DELISLE, *Directeur de Recherche.*

**Résumé** – La propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux souterrains, tunnels et galeries de mines est caractérisée par une atténuation considérable. En effet, ce facteur d'atténuation, variable selon la géométrie, est dû aux pertes par diffraction et ohmique des ondes électromagnétiques sur des parois diélectriques, rugueuses et diffractantes. Afin de réduire les pertes, le recours à la bande millimétrique est nécessaire. Pour nos recherches, on se propose de caractériser ces variations en bande étroite aux fréquences de 800 MHz, 1.9 GHz, 2.4 GHz, 5.2 GHz et également à des fréquences expérimentales allant jusqu'à 60GHz.

**Abstract** – Propagation of electromagnetics waves in complex confined environment such as mines or tunnels is characterised by significant attenuation. This variable attenuation factor is due to diffraction and ohmic losses consecutive to wave propagation along dielectric, rough and diffracting walls. To reduce these losses, the use of the millimeter waves band seems to be a requirement. In this research, the characterization of these narrowband variations will be done at 800 MHz, 1.9 GHz, 2.4 GHz, 5.2 GHz and also at experimental frequencies up to 60 GHz.

La propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux confinés tels que les galeries de mines, est très complexe. Ceci s'explique par la variance aléatoire de la configuration interne des parois (la rugosité), par la nature du diélectrique et par la forme non canonique de l'architecture de la mine. Dans ce rapport, nous présentons le modèle du tunnel minier considéré dans nos recherches, quelques résultats théoriques obtenus pour ce champ électromagnétique et l'atténuation aux fréquences de 850 MHz, 1 GHz, 2 GHz.

## Modèle théorique

Le modèle théorique du tunnel minier considéré dans notre travail est celui de la figure 25.1. Ce modèle, comparativement à d'autres [1, 2, 3], permet la caractérisation d'un milieu complexe. Il tient compte de la rugosité et fait appel à la variance non canonique de la mine. L'étude sur la rugosité des parois par la Méthode de la Statistique Segmentale (SSM) [4] a été publiée et une autre étude (figure 25.2), assimilant le tunnel minier à une cascade d'impédances diélectriques de faibles pertes est en cours.

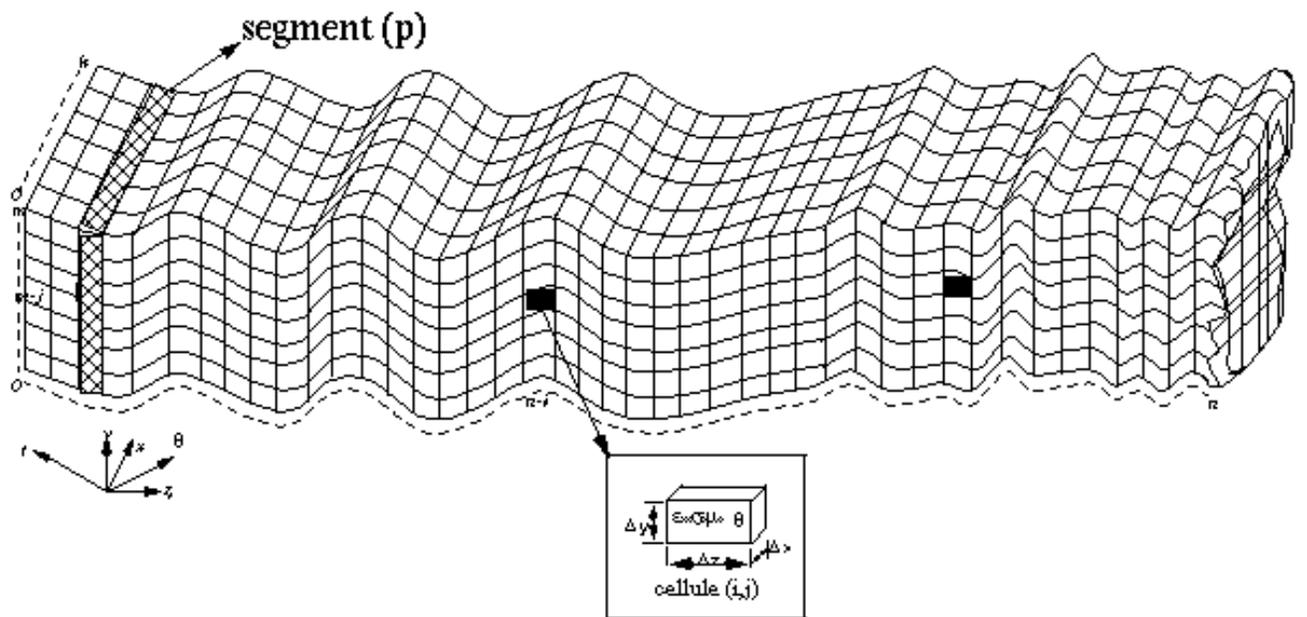


FIG. 25.1 – Model du tunnel minier non canonique

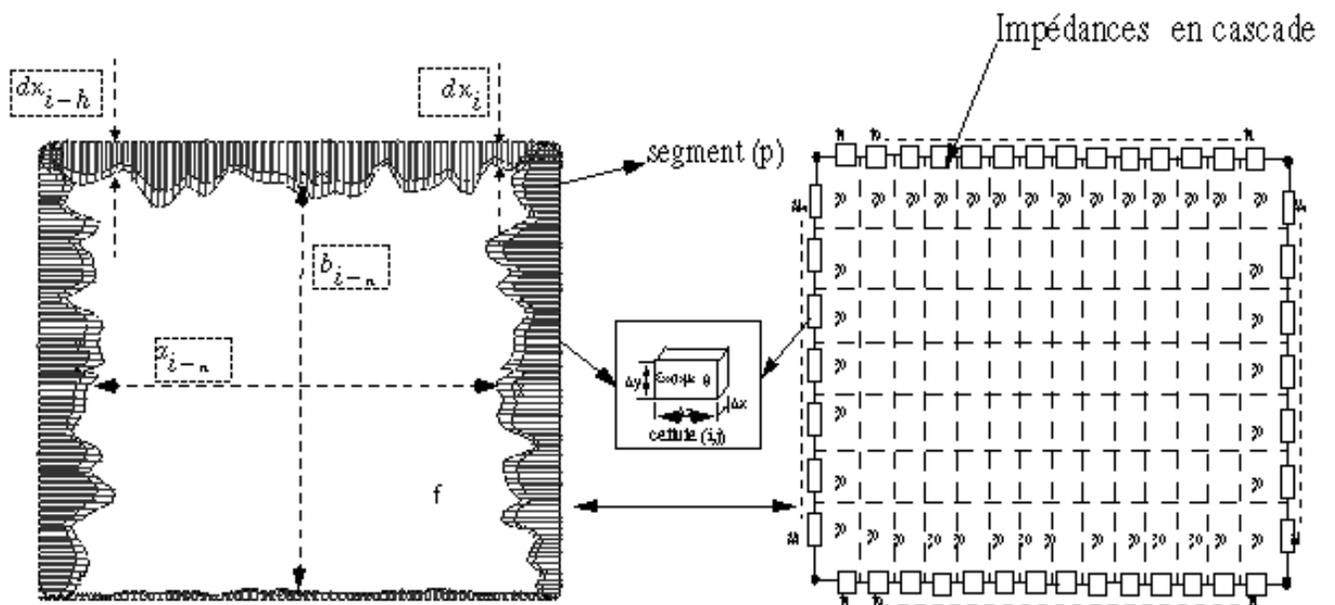


FIG. 25.2 – Segment d'impédances en cascades

# L'atténuation

L'atténuation est l'une des caractéristiques fondamentales dans l'étude des tunnels miniers. Toutes les recherches intensives sur ce milieu peuvent être sommairement résumé comme suit :

1. De point de vue analytique , les tunnels miniers sont des guides d'ondes de section arbitraire enveloppés d'un matériel diélectrique par réflexion à pertes.
2. L'atténuation est due aux pertes par diffraction et aux pertes ohmiques à l'intérieur des murs dont les caractéristiques diélectriques varient avec la fréquence.
3. Les pertes par diffraction jouent un rôle dominant au niveau des caractéristiques de l'atténuation aux fréquences élevées où la longueur d'onde est très petite par rapport aux dimensions du tunnel .
4. Les pertes ohmiques jouent également un rôle important aux basses fréquences lorsque la longueur d'onde est comparable aux dimensions du tunnel .L'environnement matériel tend alors à agir comme diélectrique à pertes lors de la pénétration des ondes dans ce milieu .
5. La rugosité des parois contribue à l'augmentation de l'atténuation également.
6. Le tunnel minier, aux parois rugueuses et diffractantes, peut être considéré comme un ensemble d'impédances diélectriques en cascades à faibles pertes .
7. Il existe un ensemble de fréquences de coupure liées aux dimensions du tunnel minier.
8. Lorsque les fréquences de coupure , tout le long de la mine , sont inférieures à la fréquence de propagation du signal , il ya effectivement propagation.Autrement , il y a atténuation.
9. L'utilisation du spectre électromagnétique à très hautes fréquences dans la " bande passante équivalente" du milieu diffractant réduit l'atténuation.
10. La polarisation de certaines antennes directives et leur mode de positionnement dans les mines peuvent être utilisés pour limiter l'atténuation.

L'atténuation au centre du segment (p) de figure 25.2 pour le cas du transfert électrique (TE ) est donné par :

$$(\alpha_{TE}^{u,v})^{(p)} = \left( \frac{2K_s}{\eta(b_{i-n})\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left\{ \left(1 + \frac{b_i - n}{a_i - n}\right) \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 + \frac{b_i - n}{a_i - n} \left(1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2\right) \mathcal{R} \right\} \right)^{(p)} \quad (25.1)$$

avec

$$\mathcal{R} = \left( \frac{a_{i-n}(b_{i-n}u^2 + a_{i-n}v^2)}{b_{i-n}^2u^2 + a_{i-n}^2v^2} \right), \quad \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

et

$$K_s = \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}} \quad \text{et} \quad f_c = \left( \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\left(\frac{u\pi}{a_{i-n}}\right)^2 + \left(\frac{v\pi}{b_{i-n}}\right)^2}{\mu\epsilon}} \right)^{(p)}$$

où  $K_s$  représente la résistance superficielle des parois,  $f_c$  est la fréquence de coupure au centre du segment (p),  $u$  et  $v$  sont des indices des modes TE et TEM,  $p$  est le segment de la mine,  $b_{i-n}$  et  $a_{i-n}$  sont les dimensions du segment au centre de la mine,  $f$  est la fréquence du signal.

En tenant compte de la rugosité du tunnel minier, l'atténuation pour le cas du transfert magnétique (TEM) est donné par :

$$(\alpha_{TE}^{u,v})^{(p)} = \left( \frac{8K_s}{\eta(2b_{i-n})\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \frac{v^2 + u^2 \left(\frac{b_{i-n}}{a_{i-n}}\right)^3}{v^2 + u^2 \left(\frac{b_{i-n}}{a_{i-n}}\right)^2} \right)^{(p)} \quad (25.2)$$

## Résultats

La figure 25.3.a illustre le module de la composante du champ électrique ( $E_z$ ) en un point du centre de la mine de dimensions  $a=9$  m,  $b=6$  m pour une fréquence de 850 MHz. La figure 25.3.b illustre la variation de l'atténuation en fonction de la fréquence pour le transfert électrique et magnétique aux points ( $a=8.1$  m,  $b=6.4$  m), ( $a=8$  m,  $b=6.5$  m) du centre de la mine .

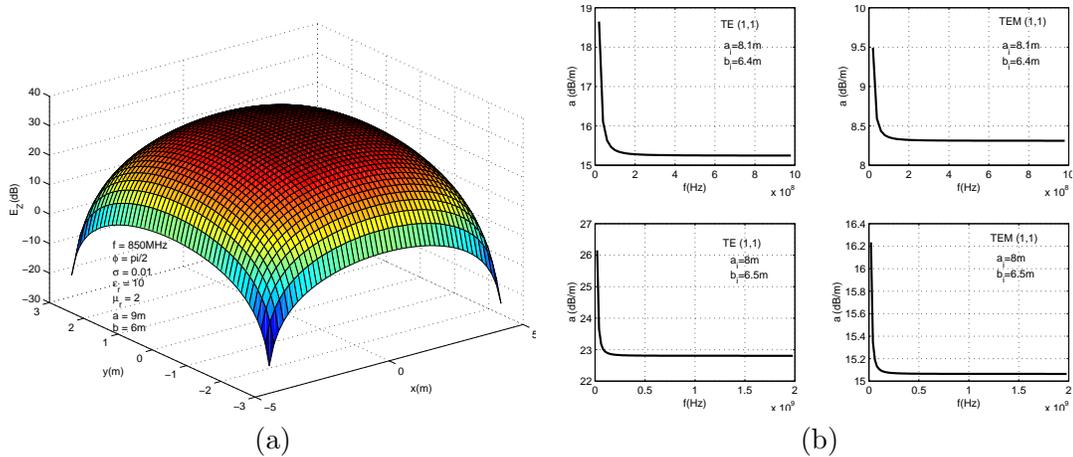


FIG. 25.3 – (a) Module de la composante du champ électrique et (b) variation de l'atténuation

## Conclusion

Nous avons constaté une réduction de l'atténuation relative dans la " bande passante équivalente" du milieu diffractant en fonction de la fréquence. Pour le champ électrique, l'atténuation est deux fois plus importante que dans le cas du champ magnétique , ce qui nous permet d'affirmer que l'usage des ondes millimétriques permettra une grande disponibilité du spectre et la possibilité d'aménager de larges bandes pour ce type de communications. Tel que l'illustre la figure 25.3.a , le champ électromagnétique en un point situé au centre de la mine épouse la forme de celle-ci. L'usage d'antennes focalisant l'énergie dans des directions définies diminuerait dont les réflexions et diffractions sur les parois et contribuerait à réduire l'atténuation.

## Références

- [1] A. G. Emslie, R. L. Lagace, and P. F. Strong, “Theory of the propagation of UHF radiowaves in coal mine tunnels,” *IEEE Trans. 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] 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.
- [4] M. Ndoh and G. Y. Delisle, “Propagation of millimetric waves in rough sidewalls environment,” in *IEEE Vehicular Technology Conference (VTS-2001)*, (Rhodes, Greece), May 2001. CD Rom Proceedings.



# Étude sur la mesure du taux d'humidité dans du fourrage

Jean-Philippe PELLETIER, *Étudiant 1<sup>er</sup> cycle.*

Abdel MONEIM OSMAN, *Étudiant 3<sup>ième</sup> cycle en génie rural.*

Philippe SAVOIE, *directeur de Recherche agriculture Canada.*

Dominic GRENIER, *directeur de Recherche.*

**Résumé** – Le domaine de l'agriculture utilise de nos jours de plus en plus les hautes technologies pour augmenter le rendement des champs et le temps de conservation des différents fourrage pour ainsi diminuer les pertes. Plusieurs centres de recherches travaillent présentement sur certains procédés qui permettent de tels résultats. Le présent projet consiste à déterminer de manière continue et in-situ, le pourcentage d'eau dans différents type de fourrages (luzerne et fléole) lorsque le véhicule agricole les récolte. Dans un premier temps, il est important d'être capable d'analyser différentes méthodes de mesures pour obtenir des résultats précis. La conception d'un montage avec deux plaques parallèles agissant comme un condensateur selon différents diélectriques (foin avec différent pourcentage d'eau) à été retenu. Cependant, pour obtenir la valeur exacte du condensateur, il faut réaliser un circuit électronique. Deux solution ont été envisagées : la première se fait tout simplement avec un circuit RC et la deuxième approche utilise un compteur 555. Les deux approches ont été analysées avec différentes valeurs de diélectrique pour trouver la solution la plus efficace. Cependant, étant donné que le projet est à ses premiers pas, on s'intéressera qu'à des valeurs statiques de diélectrique entre les deux plaques. On se servira de ces résultats pour le cas dynamique.

**Abstract** – High technologies are present anywhere in our days, even in agriculture. It is use to improve the yield of a field or to improve the conservation of forage in manner to have less loss. Many research centers are working in those topics right now. The present project concerns the determination in a continuous way and in-situ, of the percentage of water in different forages (alfalfa and timothy) when they are harvest. First of all, it is important to analyse different way to obtain result that are reliable. The conception of a set up with a dielectric (hay with different concentration of water) between two plates was remaining. The two plates act like a capacitor and takes different value according with the dielectric. Secondly, to be able to read the value of the capacitor, we had to build an electronic circuit. We tested two types of circuit : a RC circuit and an other one with a timer 555. We tried these 2 approaches with different static dielectric in the purpose to determine the most effective method. After that, we will use the results for dynamic case.

## Approches utilisées

À LA BASE de ce projet, deux approches très différentes ont été regardées pour mesurer le taux d'humidité dans le foin, soit le premier avec un circuit RC et le deuxième avec un compteur 555. Bien que ces approches soient différentes, le moyen dont le foin sera analysé est le même : deux plaques métalliques agissent en guises de condensateur selon le diélectrique (foin humide) qui se situe entre celles-ci. En effet, pour un pourcentage d'humidité quelconque, le foin présent entre les deux plaques aura une constante diélectrique qui lui sera propre et aura une valeur de condensateur en farad selon la formule suivante :

$$C = \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (26.1)$$

Où  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique selon le taux d'humidité du foin,  $A$  est l'aire efficace des plaques d'aluminium en mètre carré et  $d$  est la distance qui sépare les deux plaques en mètre.

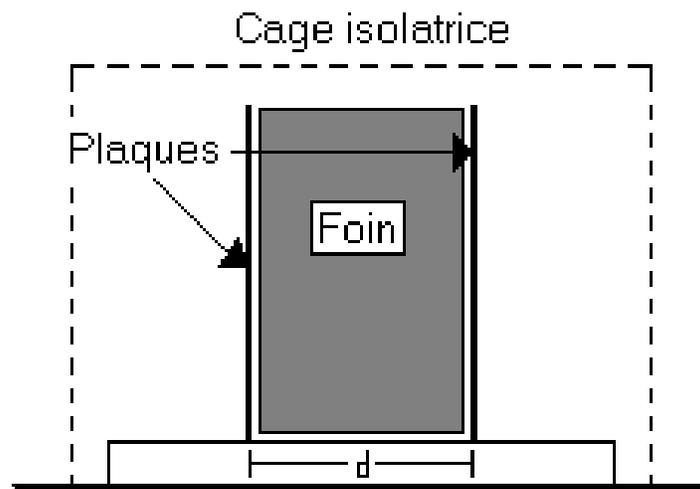


FIG. 26.1 – Schéma des plaques parallèles

Étant donné que la valeur du condensateur dépend de trois variables indépendantes, il est préférable de donner des valeurs fixes à l'aire des plaques et à la distance entre celles-ci pour être en mesure de bien déterminer la valeur du  $\epsilon_r$ . Des valeurs ont été fixées en fonction de l'espace disponible sur le véhicule agricole.

Bien que pour l'instant nous considérons que la constante diélectrique du foin n'a qu'une composante réelle, il se peut qu'il y ait une composante imaginaire. Ceci survient dans le matériau dû au travail qu'il doit faire pour surmonter les forces de friction atténuateurs du champ électrique [1]. Cette valeur imaginaire affectera sans doute nos résultats, mais à ce jour, rien n'a été testé

à ce sujet. Avec la présence de cette dernière, nous aurons une constante diélectrique complexe de la forme :

$$\epsilon_{cpl} = \epsilon_r - j\epsilon_i \quad (26.2)$$

Où la partie imaginaire  $\epsilon_i$  est négative car elle correspond à une perte dans le matériau.

De ce que nous avons testé, nous avons constaté que les plaques sont très sensibles aux objets qui les entourent. En effet, il faut s'assurer que les plaques sont bien isoler pour ne pas qu'une personne ou qu'un objet quelconque modifie le champ électrique et ainsi compromettre les résultats.

## Circuits testés

Tout d'abord, nous avons comparé la méthode du circuit RC avec celui du compteur 555. La première méthode consiste tout simplement à mettre en série une résistance et un condensateur (plaques parallèles) et de mesurer les différentes tensions aux bornes des deux composantes et d'en déduire la valeur de la constante diélectrique par une simple division[2]. Cette technique ne semble pas avantageuse. La deuxième méthode, celle du compteur 555, est beaucoup plus appropriée. En effet, sachant que la fréquence en hertz de la sortie de ce compteur peut être déterminé par :

$$f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C} \quad (26.3)$$

Où  $R_a$  et  $R_b$  sont deux valeurs de résistances en ohm et  $C$  la valeur en farad d'un condensateur (plaques parallèles). Il est facile de voir qu'il est facile d'isoler cette valeur car elle est inversement proportionnelle à la fréquence. C'est cette approche qui sera gardée.

Pour que l'appareil soit utilisable, il ne faut évidemment calibrer l'appareil de façon à ce qu'elle soit juste et fiable. C'est pour cette raison qu'une bonne calibration à différentes fréquence, température et pourcentage d'eau est pleinement justifiée.

## Références

- [1] P. collin, *Principles and Applications Of Electromagnetic Field*. McGraw-Hill, 1961.
- [2] N. N. Rao, *Element Of Engineering Electromagnetics*. Prentice Hall, 2000.



---

# Personnel du laboratoire



## Professeurs

- Gilles-Y. DELISLE
- Paul FORTIER
- Dominic GRENIER
- Huu Tuê HUYNH
- Michel LECOURE

## Professeurs associés

- Éloi BOSSÉ (CRDV)
- Tayed-A. DENIDNI (INRS-Télécommunications)
- Charles DESPINS (INRS-Télécommunications)
- Mostafa HEFNAWI (Royal Military College à Kingston)
- Anne-Laure JOUSSELMÉ (CRDV)
- Talbi LARBI (Université du Québec à Hull)
- René LE (Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue)
- Hossam M.-H. SHALABY (School of electronic Eng. de Singapore)
- Pierre-Martin TARDIF (Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue)

## Chercheurs, invités, associés de recherche

<i>Nom</i>	<i>Directeur de projet</i>	<i>Page</i>
Christophe CHARRIER	G.Y. DELISLE	75
Anne-Laure JOUSSELMÉ	D. GRENIER	45
Martin LEFEBVRE	M. LECOURE	
Marcel PELLETIER	M. LECOURE	
Sébastien ROY	P. FORTIER	37
Zhor SEBBANI	G.Y. DELISLE	109
Assia SEMMAR	M. LECOURE	7
Claude VERGNOLLE	M. LECOURE	

## Secrétaire

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

# Étudiants gradués

<i>Nom</i>	<i>Niveau</i>	<i>Directeur de projet</i>	<i>Page</i>
Antoine ALIOTTI	M. Sc.	C. CHARRIER/A.-L. JOUSSELME	85
Ali AMIDIAN	Ph. D.	M. LECOURS	103
Mohamed AMMARI	Ph. D.	P. FORTIER/H.T. HUYNH	19
Ahmed BELYAZID	M. Sc.	M. LECOURS/P.-M. TARDIF	115
Martin BLOUIN	M. Sc.	P. FORTIER	
Mohamed BOULMALF	Ph. D.	G.Y. DELISLE (INRS-Télécom)	
Ali CHEAITO	Ph. D.	M. LECOURS/É. BOSSÉ	51
Liu CHUNSHENG	Ph. D.	D. GRENIER/É. BOSSÉ	67
Frédéric CÔTÉ	M. Sc.	D. GRENIER/X. MALDAGUE	89
Elie ELKHAL	M. Sc.	P. FORTIER	3
Yannick ERNOU	M. Sc.	P. FORTIER	
Mihai FLOREA	M. Sc.	D. GRENIER/A.-L. JOUSSELME	63
Louis-Philippe GILL	M. Sc.	D. GRENIER	97
Moustapha HAMZA	Ph. D.	P. FORTIER/H.T. HUYNH	13
Elie INATY	Ph. D.	P. FORTIER	
Mario LE BLANC	Ph. D.	G.Y. DELISLE	
Martin LEVERT	M. Sc.	M. LECOURS	41
Wei LI	M. Sc.	P. FORTIER	
Simon MATHIEU	M. Sc.	P. FORTIER	31
Dave MCNEIL	M. Sc.	G.Y. DELISLE	
Mohamed MAYANLOO	Ph. D.	H.T. HUYNH	
Éric MÉNARD	M. Sc.	D. GRENIER/A.L. JOUSSELME	55
Mourad MÉNIF	Ph. D.	H.T. HUYNH/L.A. RUSH	25
Jean-Sébastien NÉRON	M. Sc.	G.Y. DELISLE	119
Moïse NDOH	Ph. D.	G.Y. DELISLE	125
Edem NOFODJIE	M. Sc.	G.Y. DELISLE	
Abdel M. OSMAN	Ph. D.	D. GRENIER/P. SAVOIE	131
Enrique PÀRRAGA	M. Sc.	D. GRENIER	93
François RHÉAUME	M. Sc.	D. GRENIER/A.-L. JOUSSELME	59
Nathalie ROBITAILLE	M. Sc.	M. LECOURS	
Rafik SOLTANI	Ph. D.	H.-T. HUYNH/P. FORTIER	
Gemini TRAN	M. Sc.	P. FORTIER	
Karim TRIGUI	M. Sc.	G.Y. DELISLE (INRS-Télécom)	
Rujiang WANG	Ph. D.	G.Y. DELISLE	

## Étudiants de 1<sup>er</sup> cycle

<i>Nom</i>	<i>Directeur de projet</i>	<i>Page</i>
Cyrille BENZ	G.Y. DELISLE	
Guillaume BOUCHER	D. GRENIER	
Geoffroy DELTEL	G.Y. DELISLE	
Frédéric JEAN	D. GRENIER	
Jean-Philippe PELLETIER	D. GRENIER/P. SAVOIE	131
Jean-François PICARD	D. GRENIER/É. BOSSÉ	
Emmanuel PUY	G.Y. DELISLE	
Francesco RICCI	P. FORTIER	
Frédéric ROY	D. GRENIER/É. BOSSÉ	
Christian SIMARD	P. FORTIER	
Michel THÉRIAULT	P. FORTIER	
Jean-François TURCOTTE	D. GRENIER	

## Responsables Informatique

- Marie-Josée DUPOND (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.)

## Technicien

- Gilles BISSON (Dept. de Génie Élec. et de Génie Info.)

## Ajusteur mécanique

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

## 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>



---

# **Publications 2000-2001**



---

# Sommaire

Préambule	iii
Laboratoire de Radiocommunication et Traitement du Signal (L.R.T.S.)	v
<b>I Communications numériques</b>	<b>1</b>
Conception d'un décodeur turbo pour 3G	3
Étude comparative de la performance des systèmes de communication à large bande en modulation CQPSK et OFDM-CQPSK	7
Analyse de performance d'une configuration MC-CDMA dans un canal de Rice.	13
Turbo détection dans un canal de Rayleigh corrélé	19
Études Théoriques du Comportement des EDFAs face à un Trafic Auto-similaire	25
Analyse des performances de la modulation en ondelettes en présence de bruit non gaussien dans un réseau large bande sans fil	31
Récepteurs à traitement spatio-temporel dans les communications numériques sans fil à débit élevé	37
Développement d'un système actif de surveillance et gestion de sites multiples et éloignés	41
<b>II Fusion de données</b>	<b>43</b>
Nouvelle distance entre deux corps d'évidence.	45
An non-ad hoc decision rule for Automatic Target Identification using Data Fusion of Dissimilar Sensors	51
Application des systèmes à base d'évaluations aux problèmes de reconnaissance d'objets.	55
Facteurs de qualité dans un classificateur multiple	59
Unification des théories	

de l'incertain et de l'imprécis	63
The Measure of Performance of Data Fusion System	67
<b>III Traitement du signal et des images</b>	<b>73</b>
Analyse de corrélation SER champ proche–SER champ lointain d'une cible radar	75
Détection de contours couleur par coopération de modèles statistiques et de mesures psychophysiques de perception	79
Quantification d'images couleur par la théorie de l'évidence	85
Estimation des paramètres d'amorçage à partir de signatures radars et infrarouges	89
L'algorithme AUTOCLEAN pour l'Imagerie ISAR	93
Calcul du niveau de clinker (volume et caractérisation de la surface) des silos des cimenteries par le traitement de signaux radar	97
<b>IV Propagation et électromagnétisme appliqué</b>	<b>101</b>
Study of time and space correlation of delay profile components in indoor/outdoor microcellular communication channels. (section III : Spatial optimization of the measured data in the channel by using of the Artificial Neural Networks	103
Indoor Radio Channel modelling for EHF applications	109
Propagation des ondes dans un mine	115
Antenne réseau intelligente à large bande pour opération en bande EHF	119
Propagation des ondes millimétriques en milieux confinés complexes.	125
Étude sur la mesure du taux d'humidité dans du fourrage	131
<b>Personnel du laboratoire</b>	<b>135</b>
<b>Publications 2000-2001</b>	<b>141</b>