



HAL
open science

Contributions au traitement du signal et à la théorie de l'information

Alban Goupil

► **To cite this version:**

Alban Goupil. Contributions au traitement du signal et à la théorie de l'information. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Reims Champagne-Ardenne (URCA), 2022. tel-03636139

HAL Id: tel-03636139

<https://hal.science/tel-03636139>

Submitted on 9 Apr 2022

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

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



UNIVERSITÉ DE REIMS CHAMPAGNE-ARDENNE
ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES DU NUMÉRIQUE ET DE L'INGÉNIEUR

Habilitation à diriger les recherches

Discipline : Automatique et Traitement du Signal

présentée par

Alban GOUPIL

soutenue le 5 avril 2022

Titre :

**Contributions au traitement du signal et à la théorie de
l'information**

JURY

Pr. Richard Cédric	Université Côte d'Azur	Rapporteur
Dr. Roumy Aline	INRIA Rennes	Rapporteuse
Pr. Tourneret Jean-Yves	ENSEEIH, INP Toulouse	Rapporteur
Pr. Gellé Guillaume	Université de Reims Champagne-Ardenne	Garant
Dr. Le Martret Christophe	Thales	
Pr. Riera Bernard	Université de Reims Champagne-Ardenne	

L'escalier craque

Il est artificiel

P. Reverdy (Ronde nocturne)

Et vais m'arlequinant des defroques

Des plus grands penseurs de chaque époque

J. Laforgue (Esthétique)

Remerciements

Je tiens en premier lieu à remercier Cédric Richard d'avoir accepté et assuré la présidence du jury et d'avoir rapporté mes travaux. Pour ce même rôle de rapporteur, je remercie Aline Roumy et Jean-Yves Tourneret. Les rapports et les remarques sont particulièrement constructifs et amènent à des réflexions et des perspectives intéressantes. Je remercie également Christophe Le Martret d'avoir participé au jury comme examinateur et d'avoir apporté sa lecture personnelle et aigüe des travaux présentés. J'adresse aussi mes remerciements à Bernard Riera et à Guillaume Gellé pour leur soutien et leurs encouragements parfois quotidiens à défendre cette habilitation à diriger des recherches.

Les travaux menés depuis ma nomination l'ont été au sein du CReSTIC de l'Université de Reims Champagne-Ardenne et sont le fruits de nombreuses collaborations et discussions. De même, les membres du département EEA m'ont chaleureusement accueilli pour mes activités d'enseignements dans un cadre humainement convivial. C'est pourquoi, je remercie tous les doctorants que j'ai encadrés et tous mes collègues qui sont devenus des amis pour certains.

Plus personnellement, le travail d'enseignant-chercheur ne s'arrête pas à la porte du bureau ; la bienveillance et la compréhension de mes amis restent primordiales à l'équilibre.

Enfin, je remercie ma famille, ma compagne, Delphine, mes filles, Capucine et Charlotte qui sont les piliers de ma vie et sans qui rien de cela n'aurait été possible.

Table des matières

1	Vue d'ensemble	1
1.1	Identité et fonction	1
1.2	Cursus	1
1.3	Activités de recherche	3
1.3.1	Traitement du signal et des données	3
1.3.1.1	Communications numériques	3
1.3.1.2	Topologie algébrique pour le signal	4
1.3.1.3	Traitement des données	6
1.3.2	Recherches en théorie de l'information et du codage	7
1.3.2.1	Codage et accès multiple	7
1.3.2.2	Codes LDPC	7
1.3.2.3	Codage et réseau	8
1.3.2.4	Codage pour les canaux impulsifs	9
1.3.3	Autres activités de recherche	10
1.4	Encadrement doctoral et scientifique	12
1.4.1	Encadrements de thèses en cours	12
1.4.2	Encadrements de thèses terminées	12
1.4.3	Encadrements de masters	13
1.4.4	Encadrements de postdoctorants et autres	14
1.5	Rayonnement et vulgarisation	15
1.5.1	Participations à des jurys de thèse	15
1.5.2	Expertises	16
1.5.3	Vulgarisations	17
1.6	Responsabilités scientifiques	18
1.7	Activités pédagogiques	20
1.8	Responsabilités pédagogiques	23
1.9	Publications et production scientifique	24
1.9.1	Articles de journaux internationaux	24
1.9.2	Conférences avec comité de lecture	25
1.9.3	Brevets	28
1.9.4	Workshop et séminaires	28
2	Contributions au traitement du signal	31

2.1	Communications numériques	31
2.1.1	Égalisation	31
2.1.2	Pré-égalisation en ULB	33
2.2	Signal et réseaux	34
2.2.1	Notions de topologie algébrique	34
2.2.2	Détection des trous de couverture et sélection de capteurs	36
2.2.3	Calcul d'invariants topologiques par consensus	40
2.3	Traitement de l'image	43
2.3.1	Principes de la persistance topologique	43
2.3.2	Persistance topologique et segmentation d'images	44
2.3.3	Extraction topologique de contenu	46
2.3.4	Application de la persistance topologique à la 3D	47
2.3.5	Autres travaux en traitement d'images	48
2.4	Traitement des données	50
2.4.1	Données hyperspectrales	50
2.4.1.1	Hyperspectrale et décomposition végétale	50
2.4.1.2	Segmentation raisins et maladies	52
2.4.1.3	Analyse de la couverture et du paillis	53
2.4.2	Données ferroviaires et Visual Analytics	53
2.4.3	CorEx pour la fouille de données	55
2.4.3.1	CorEx et données ferroviaires	58
2.4.3.2	CorEx et données financières	59
3	Contributions à la théorie de l'information	63
3.1	Codes LDPC	63
3.1.1	Généralités et décodage	64
3.1.2	Codes LDPC définis sur des groupes	66
3.1.3	Protection inégale contre les erreurs	68
3.2	Codage et réseaux	70
3.2.1	Codes fontaines arithmétiques	70
3.2.2	Mémoire partagée distribuée	72
3.2.3	LDPC pour l'accès multiple	73
3.2.4	Codage de réseau	76
3.3	Communications en environnements impulsifs	79
3.3.1	Canaux impulsifs	81
3.3.2	Décision sous bruit impulsif	83
3.3.3	Capacités des canaux impulsifs	84
3.3.4	Évolution de densité et récepteurs	87
3.3.5	Approximations des LLR	89
3.3.6	Apprentissage des paramètres	91
3.3.7	Apprentissage des paramètres par approche variationnelle	92
4	Perspectives	97
4.1	Poursuite des travaux actuels	97

4.2	Topologie et entropie	98
4.2.1	Introduction	98
4.2.2	Problématique	99
4.2.3	Courte revue de l'existant	100
4.2.4	Pistes envisagées	101

Table des figures

2.1	Structure de l'égaliseur aveugle à retour de décision pondérée [GP10].	32
2.2	Performance de l'égaliseur aveugle proposé dans [GP10].	33
2.3	Pré-égalisation dans un système ULB [JGG11].	34
2.4	Exemple d'espace topologique [ZG18].	35
2.5	Précision de l'estimation et détection de trou associée [ZGC13].	36
2.6	Champ de vecteurs discrets et complexe de Morse associé [ZGC15b].	38
2.7	Adaptation des capteurs sélectionnés [ZGC15a].	39
2.8	Détection adaptative des trous de couverture [ZG18].	40
2.9	Base de l'espace des formes harmoniques [ZGH18].	41
2.10	Forme aléatoire obtenue par l'algorithme de [ZGH18] et vitesse de convergence.	42
2.11	Principe de la persistance [AGV ⁺ 18].	43
2.12	Construction de la filtration pour une image [AGK17].	44
2.13	Segmentation d'une image 1880 × 1324 de la prostate selon 4 classes [AGK16].	45
2.14	Exemple de cycles persistant dans une image de cellules [AGK17].	46
2.15	Application aux volumes 3D [AGV ⁺ 18].	47
2.16	Détection de cellules mouvantes [AGR ⁺ 21].	48
2.17	Détection de trajectoires	49
2.18	Choix des bandes d'intérêt [RFA ⁺ 15].	51
2.19	Segmentation par imagerie hyperspectrale [Lef19].	52
2.20	Exemple de cube de données d'un survol de champ.	53
2.21	Méthodologie du Visual Analytics selon Keim [KKE10].	54
2.22	À gauche, visualisation d'une voie du RER A sur plusieurs jours [Dim18]. À droite, analyse d'incidents [DGP ⁺ 17].	54
2.23	Minimisation de la corrélation totale [Dim18].	56
2.24	Exemple décomposition [Dim18].	57
2.25	Regroupement des tronçons par le CorEx [Dim18].	59
2.26	Regroupement des actions par le CorEx.	60
3.1	Graphe factoriel associé à la matrice de parité H et passage de message. .	65
3.2	Performances du décodage sur les groupes des codes $QR[48, 24]$ et Hamming 2-adic [GCG07].	67
3.3	Performances de codes de protection inégale [GD08, GS09].	69
3.4	Performances de codes fontaines arithmétiques [GS09].	71

3.5	Performances de la mémoire distribuée partagée [GS09].	72
3.6	Synopsis de l'émetteur pour l'accès multiple avec des regroupement [GCD05, GCG06].	73
3.7	Relations entre les utilisateurs et leur groupe [GCD05, GCG06].	74
3.8	Principe de décodage conjoint [GCD05].	74
3.9	Graphe factoriel d'un cluster [GCD05].	75
3.10	Performance du décodage conjoint d'un groupe [GCD05] et d'un système complet [GCG06].	76
3.11	Codage de réseau aléatoire linéaire et affine [GG11].	78
3.12	Comparaison des codes de réseaux [GG11].	78
3.13	Performances des codes de réseaux [GG11].	79
3.14	Schéma de codage/décodage pour le codage de réseau affine [GG11].	80
3.15	Densités normales généralisées et réalisations.	81
3.16	Densité de lois alpha-stables et réalisations.	82
3.17	Région de décision pour un canal impulsif.	84
3.18	Capacité des canaux MBISO alpha-stables [BMGC10a].	85
3.19	Capacité des canaux MBISO avec bruit de loi gaussienne généralisée [PGC09].	86
3.20	Approximation et bornes sur la capacité des canaux alpha-stables pour $\alpha = 1.1$ et $\alpha = 1.9$ [dFEC+17].	87
3.21	Codes LDPC pour l'Ultra-Large Bande [PGC09].	88
3.22	Capacité des canaux MBISO alpha-stables pour $\alpha = 2$ et $\alpha = 1.5$ [BMGC10a].	88
3.23	Performances des LDPC Margulis-11 pour un canal alpha-stable $\alpha = 1.5$ [BMGC09, BMGC10b].	89
3.24	Nouvelle approximation du LLR et ses performances comparées [MSG+19a].	90
3.25	Estimation indirecte des paramètres des approximations [DGC14] et [DGC16] sur canal alpha-stable avec $\alpha = 1.4$, $\alpha = 1.6$ et sur canal Middleton.	91
3.26	Fonction objectif pour l'évolution de densité et pour la puissance du bruit en sortie [BMGC13].	92
3.27	Performances avec optimisation selon l'évolution de densité et selon la puissance du bruit en sortie [BMGC13].	92
3.28	Taux d'erreur binaire en fonction de l'approximation du LLR et du critère (3.30) [Mes19, MSG+19b].	94
3.29	Performances de l'estimation directe de l'approximation du LLR [MSG+18].	95
3.30	Performances non supervisées avec un code court [Mes19].	95
4.1	Entropie sans topologie, exemples tirés de [VSGS14].	100
4.2	Indépendance et référentiel.	102
4.3	Données et recouvrements.	103

Chapitre 1

Vue d'ensemble

Ce document se divise en quatre parties. La première propose un résumé de mes activités d'enseignements, de recherche et de mes diverses responsabilités. Les deux suivantes décrivent mes contributions sur deux axes de recherche que sont le traitement du signal et la théorie de l'information. Enfin, mes perspectives de recherche clôturent l'ensemble.

1.1 Identité et fonction

Né le 21 mars 1976 à Nancy, Meurthe-et-Moselle, pacsé depuis juin 2010 avec Delphine Ronsain et père de deux filles prénommées Capucine et Charlotte, Maître de conférences hors classe, à l'Université de Reims Champagne–Ardenne, titulaire depuis le 1^{er} septembre 2007.

CNU 61^{ème} section ;

Enseignant au département Électronique, Électrotechnique, Automatique (EEA) de l'École d'ingénieurs en Sciences Industrielles et Numériques (EiSINe) ;

Chercheur dans l'équipe Traitement du Signal (TS) du Centre de Recherche en STIC (CReSTIC) de l'Université de Reims Champagne–Ardenne, EA 3804.

1.2 Cursus

2020 Promotion CNU Maître de conférences hors classe ;

2016–aujourd'hui Récipiendaire de la PEDR ;

2006–aujourd'hui Maître de conférences titularisé le 1^{er} septembre 2007 à l'Université de Reims Champagne–Ardenne, membre du département EEA et du laboratoire CReSTIC, CNU : 61^{ème} section ;

2006 Chercheur invité à l'Université d'Arizona à Tucson, États-Unis, par le professeur Bane Vasic pendant un mois ;

- 2006** Post-doctorat de 6 mois à l'École Nationale Supérieure de l'Électronique et de ses Applications (ENSEA) dans l'équipe ETIS consistant à capitaliser le développement des codes LDPC sur les groupes pour la protection inégale des erreurs de données multimédia dans le cadre du projet européen M-PIPE ;
- 2004–2006** Post-doctorat de 18 mois à l'université de Reims Champagne–Ardenne au laboratoire CReSTIC sur l'étude et la conception d'un système multi-porteuses à accès multiple basé sur du codage de canal ;
- 2000–2004** Doctorat de l'Université de Rennes I, mention Traitement du signal intitulé *Égalisation à retour de décision pondérée* soutenue le 6 février 2004 rapportée par Luc Vandendorpe et Inbar Fijalkow, dirigée par Jean-Jacques Fuchs encadrée par Jacques Palicot dans le cadre d'une convention CIFRE entre France Télécom R&D et l'IRISA ;
- 1999–2000** Diplôme d'Études Approfondies de l'Université de Rennes I spécialité Signal, Télécommunications, Image et Radar, option Signal ;
- 1996–2000** Diplôme d'ingénieur de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne à Brest avec pour spécialisation de dernière année l'option Signal et Communication ;
- 1998–1999** Programme Jeunes Ingénieurs d'un an en Allemagne dans le laboratoire Mas-sensspeichern de Dornier Satelitten System à Immenstaad ;
- 1994–1996** Classe Préparatoire aux Grandes Écoles, Lycée Henri Poincaré, Nancy.

1.3 Activités de recherche

Mes activités de recherche peuvent être divisées en deux grandes parties qui ont fait l'objet de publications aussi bien sous forme d'articles de revues que d'articles de conférences : le traitement du signal et des données ainsi que la théorie de l'information et du codage. Chaque partie fera l'objet d'une sous-section ci-dessous. Ces activités ont donné lieu à de nombreuses collaborations qui sont, pour la plupart, aujourd'hui encore très actives.

Naturellement, la majorité de mes travaux depuis mon affectation au laboratoire CReSTIC est effectuée au sein de l'équipe DéCom devenue par la suite SysCom puis maintenant intégrée dans l'équipe Traitement du Signal (TS). Je réponds souvent favorablement à toutes les sollicitations qu'elles soient ponctuelles et sur des sujets précis pour lesquels j'ai une certaine expertise ou sur des projets plus conséquents. J'en prends pour exemple l'encadrement de thèse de V. Dimanche avec B. Riera et A. Philippot de l'équipe CDSED ou encore un projet sur l'analyse de bouchons de Champagne avec un autre laboratoire de l'Université.

À l'avenir mes recherches se concentreront vraisemblablement sur le traitement des données notamment hyperspectrales et sur la théorie de l'information et sur l'association de la topologie avec les mesures de type entropie.

1.3.1 Traitement du signal et des données

1.3.1.1 Communications numériques

Mes recherches sur le thème du traitement du signal se sont concentrées dans un premier temps sur le domaine des communications numériques. Elles ont débutées par mon stage de DEA en 2000 et se sont poursuivies lors de ma thèse de doctorat à France Télécom R&D, de 2000 à 2004, qui était financée par une convention CIFRE en partenariat avec l'IRISA de Rennes et qui portaient sur l'égalisation des systèmes de communications à base d'égaliseur à retour de décisions pondérées (ERDP). Ce type d'égaliseur a été introduit par mon responsable de thèse, J. Palicot, et mes travaux s'inscrivaient dans deux directions : l'étude théorique de ce type d'égaliseur et le transport de cet égaliseur dans un cadre autodidacte.

L'étude théorique des performances de cet égaliseur [A13] se base sur une modélisation markovienne du processus d'erreur qui a permis de montrer quantitativement l'apport de l'ERDP et d'en tirer des critères pertinents de comparaison par rapport aux autres structures similaires [C31], [C32].

La version complètement autodidacte de l'ERDP a été obtenue en concevant de nouveaux algorithmes aveugles nommés CNA [A15], [C30], qui introduisent de nouveaux critères particulièrement bien adaptés aux types de modulations utilisées. L'étude des performances de ces algorithmes a pu avoir lieu grâce à la dérivation d'une formule générale de l'erreur quadratique moyenne dans [A17] qui permet l'optimisation des paramètres de l'égaliseur [C28]. La stratégie adoptée s'est révélée particulièrement payante [A12] car ce nouvel égaliseur à retour de décisions pondérées exhibe de très bonnes performances tout

en s'adaptant rapidement et de manière robuste aux changements des caractéristiques du canal.

Mes travaux ont aussi porté sur d'autres aspects de l'égalisation notamment l'étude d'une variante de l'algorithme du LMS [C29] ou encore sur une proposition d'amélioration des sorties des égaliseurs à retour de décisions [C27].

L'activité dans ce thème de recherche s'est amoindrie bien que l'encadrement de T. Ben Jabeur en postdoctorat à SysCom en 2010–2011 a permis une résurgence de ce type de travaux [C17].

De même, dans le thème des communications numériques, suite à une collaboration avec V. Le Nir et M. Héland, travaillant alors tous les deux à France Télécom R&D Rennes, nous avons déposé le brevet [B3] qui propose une méthode de pré-codage pour les systèmes MIMO basée sur la décomposition de Schur. Cette approche permet de simplifier les calculs au niveau de la réception et d'améliorer les performances du système.

1.3.1.2 Topologie algébrique pour le signal

Devoir proposer un sujet de doctorat pour l'accueil de M. Zhang a été l'occasion de développer un nouvel axe de recherche au sein de l'équipe qui me tenait particulièrement à cœur : l'utilisation des outils de topologie algébrique pour le traitement du signal. En effet, ces outils mathématiques sont matures mais gardent malheureusement une aura de théories absconses et inapplicables.

Lors de ce doctorat, entre 2012 et 2015, nous avons repris les résultats de de Silva et Ghris sur la détection de trous de couverture d'un réseau de capteurs et sur la sélection des capteurs à activer pour garantir une couverture complète tout en mettant en veille, pour des raisons énergétiques, les capteurs surnuméraires. Ces travaux reposent sur des calculs de groupes d'homologie et ont la grande force de ne pas dépendre directement de la position des capteurs et donc s'affranchir d'un quelconque système de localisation.

Dans un premier temps, nos travaux [C16] ont principalement porté sur une construction d'un espace combinatoire approchant la couverture qui soit plus réaliste que la solution de de Silva et Ghris tout en conservant l'indépendance de la méthode vis-à-vis de la connaissance de la position des capteurs. Cet espace est élaboré en reconsidérant la notion de couverture pour un réseau de capteurs en prenant en compte un modèle plus réaliste des mesures du champ d'intérêt. Plus précisément, nous supposons que les capteurs, par leurs mesures, réalisent un échantillonnage spatial ponctuel d'un champ modélisé par un processus gaussien. Une hypothèse simple et intuitive imposant la décroissance de la corrélation des mesures entre deux capteurs selon leur distance suffit à construire une approximation fiable de la couverture [C16]. Les trous de couverture sont alors définis autrement : un trou de couverture correspond à un emplacement de la zone à surveiller dont la reconstitution du champ par la régression du processus gaussien est trop imprécise. Cette notion de trou de couverture s'accorde davantage avec les objectifs du traitement du signal dans un réseau de capteurs.

La publication [C16] est construite en supposant les corrélations entre les différents capteurs connues pour démontrer la pertinence et la faisabilité de l’approche. Ce travail a ensuite été étendu pour prendre en considération les modifications du réseau mais aussi de la variabilité des corrélations supposées estimées au fil du temps. L’approche s’est montrée robuste dans [C15] avec le grand avantage d’éviter les changements brusques des résultats. Cela limite notamment les calculs trop coûteux dans le réseau dus à une ré-initialisation de l’algorithme.

Souhaitant rendre nos travaux clairement adaptés aux grands réseaux de capteurs, nous avons ensuite développé un algorithme de calcul des groupes d’homologie complètement distribué et qui passe à l’échelle [C13]. En application des algorithmes de ces travaux, nous avons proposé dans [C12] une méthode pour sélectionner un ensemble de capteurs nécessaires pour garantir la couverture tout en permettant pour des raisons énergétiques de mettre en veille les autres. Notre méthode, qui repose sur la théorie de Morse discrète de R. Forman, est complètement distribuée et les opérations peuvent se faire de façon indépendante pour éviter une synchronisation souvent difficile et coûteuse dans de grands réseaux. Notre article [A4] étend l’applicabilité de ces algorithmes distribués adaptatifs et les résultats obtenus dans le cadre de cet encadrement de thèse ont fait l’objet de quelques séminaires [W5], [W4].

La thèse de A. Hanaf que j’ai en partie encadrée a été réorientée vers l’utilisation des algorithmes de consensus pour calculer aussi les groupes d’homologie. Cette approche diffère de celle de M. Zhang car elle utilise les formes harmoniques du réseau qui sont définies dans la théorie de Hodge et qui sont naturellement associées à une extension de l’opérateur du Laplacien d’un graphe. Ainsi, le calcul des groupes d’homologie n’est plus équivalent à une réduction matricielle utilisant des corps finis mais fait appel à l’analyse et aux équations différentielles. La simplicité de mise en œuvre des algorithmes de consensus fait la force de cette approche [C11]. Une version plus performante a ensuite été développée [A5].

Fort de l’expérience acquise sur l’application des outils de topologie pour les réseaux de capteurs, j’ai répondu en 2012 et 2013 à l’appel à projet de l’ANR Jeunes Chercheurs en proposant le projet BioTop. Ce projet fixait pour objectif d’analyser des images de biopsies obtenues par une méthode de microscopie haute-résolution connue sous le nom de « Spatial Light Interference Microscopy » qui est la spécialité de l’Université de l’Illinois d’Urbana-Champaign alors partenaire du projet.

Malheureusement ce projet ANR n’a finalement pas été retenu mais nous avons eu la chance d’accueillir Rabih Assaf qui souhaitait faire un doctorat en collaboration avec l’Université du Saint Esprit du Liban. Avec son arrivée, nous avons mis en œuvre le programme du projet BioTop. Il en ressort que ces outils topologiques sont robustes et puissants pour l’analyse d’image car ils permettent une segmentation des images grâce à des caractéristiques locales [A8], [C8] ou pour une extraction directe des objets [C7] dans les images ou dans des vidéos [A3], [A1]

Ce projet de recherche a aussi été l’occasion de développer des collaborations internatio-

nales comme en témoignent le projet de mobilité courte accepté par l'Université de Reims Champagne–Ardenne avec le Liban qui a permis d'accueillir M. Kacim de l'Université du Saint Esprit du Liban. Cette collaboration fût poursuivie grâce au projet de Partenariat Hubert Curien (PHC Cèdre) sur la période 2016–2017. Puis, un second partenariat (PHC Merlion) avec l'Institut de bio-informatique de Singapour, IPAL UMI2955, sur le sujet s'est déroulé sur la période 2016–2019. Enfin, ce projet a aussi été l'occasion de prendre contact avec Phasics, une entreprise sur la microscopie par interférométrie qui est partenaire du projet Merlion.

1.3.1.3 Traitement des données

Les connaissances sur le traitement et la modélisation des données acquises par mes recherches en communications numériques ou en théorie de l'information m'ont permis de co-encadrer la thèse de V. Dimanche en convention CIFRE avec la RATP intitulée *Compréhension fine du comportement des lignes des réseaux métro, RER et tramway*. Cette thèse fût dirigée par B. Riera et co-encadrée par A. Philippot à Reims et par A. Urbain côté RATP.

L'objectif premier de cette thèse est de fournir une analyse et une compréhension précise du réseau en prenant en compte du facteur humain dans la conduite. Cette analyse nécessite une modélisation suffisamment fine pour permettre à terme de construire des modèles de prédiction afin de tester des solutions viables et réalistes visant à augmenter la productivité des lignes. Une analyse de quelques données provenant de la RATP a fait l'objet des publications [W3], [C2] qui révèlent déjà des écarts par rapport à la marche type dus aux comportements humains. Un nouvel outil de visualisation des courses des trains de RER qui a reçu un très bon accueil à la RATP et qui participe de la méthodologie du Visual Analytics est décrit dans [A6].

Lors de ces travaux, nous avons aussi utilisé la décomposition de la corrélation totale telle que proposée par Ver Steeg pour analyser les marches de façon non-supervisée. Les résultats se sont montrés particulièrement pertinents et seront donc à la base des travaux de thèse de S. H. Pang que je co-encadre avec V. Vrabie et M. Preda sous convention CIFRE avec la société CMG-Conseil pour faire de l'apprentissage sur des données financières. Pour cela, il faudra d'abord transposer la décomposition de la corrélation totale dans le cadre de séries temporelles soit en utilisant la notion d'information dirigée soit par une modélisation markovienne.

Enfin, l'imagerie hyperspectrale constitue le dernier pilier de mes recherches en traitement du signal. Ce type d'imagerie apporte une quantité considérable d'information notamment sur le végétal. Dans le cadre du projet SSELVES, j'ai proposé un algorithme de recherche de bandes de fréquence d'intérêt par la création d'une distance pondérée dont l'interprétation reste simple tout en restant performant. Les résultats obtenus sur des données de dégradation de maïs sont prometteurs comme le montre l'article [C14]. Ce type de signaux feront l'objet de travaux futurs importants notamment par l'encadrement des thèses de N. Lafouge et de S. Lefevre. La première se focalisera l'analyse des signaux hyperspectraux pour l'étude de l'évolution temporelle des paillis par imagerie aéroportée

et la seconde sur l'analyse d'image de raisins de Champagne au moment des vendanges pour en déterminer leurs qualités.

1.3.2 Recherches en théorie de l'information et du codage

1.3.2.1 Codage et accès multiple

Lors du projet GdR Jeunes Chercheur n° 20 en 2007–2008 et du projet région *Accès multiples pour les communications numériques haut-débit*, j'ai été amené à étudier l'utilisation de codes LDPC sur les canaux à accès multiples. Le système repose sur la structure des liaisons de type MC-CDMA pour lesquelles ces travaux visaient à améliorer les performances en liaison montante tout en repoussant la limite intrinsèque du nombre d'utilisateurs.

Pour arriver aux fins que nous nous étions fixés, nous avons introduit la notion de groupe d'utilisateurs qui partagent le même code d'étalement. L'accès par code n'est alors plus utilisé pour séparer les signaux des utilisateurs mais ceux des groupes. Un système classique d'annuleur d'interférences sépare les groupes les uns des autres. Un second étage de détection est mis en place afin de discriminer les signaux utilisateurs à l'intérieur du signal de leur groupe par une détection conjointe grâce aux codes correcteurs d'erreurs des utilisateurs [C26], [W11], [C25], [W10]. Cette approche, sans modification des émetteurs, permet d'augmenter le nombre total d'utilisateurs du système tout en gardant constant le nombre de codes d'étalement utilisés.

1.3.2.2 Codes LDPC

C'est en travaillant dans ce projet sur les codes LDPC sur des corps finis, que j'ai introduit une généralisation : les codes LDPC définis sur les groupes abéliens [A14], [C23]. Généralisation dans le sens où, d'une part, les symboles des mots de codes ne sont plus restreints à appartenir à un corps fini mais peut être des éléments d'une structure plus souple de groupe. D'autre part, les fonctions de parités deviennent beaucoup moins contraignantes car non nécessairement linéaires ni de rang plein. Cette généralisation est aussi et surtout rendue possible grâce au développement d'un algorithme de décodage rapide [C24] qui est basé sur une transformée de Fourier rapide spécifique aux groupes abéliens finis.

Après ces travaux, j'ai rejoint le projet européen M-PIPE pour mon second postdoctorat de six mois effectué dans l'équipe ETIS à l'ENSEA sous la responsabilité de D. Declercq en 2006. L'idée consistait à utiliser ces nouveaux codes LDPC pour ajouter une protection inégale contre les erreurs (UEP). En effet, il est possible de rendre certaines parties d'un message plus robustes aux erreurs que d'autres. Cela est d'autant plus profitable pour les contenus multi-média, objet du projet M-PIPE, où la signalisation de synchronisation est primordiale car sa mauvaise transmission entraînerait un phénomène de propagation des erreurs et une réception inopérante sur de longue période.

Les codes LDPC non-binaires définis sur les groupes sont particulièrement adaptés à cette situation car il est possible de construire à partir d'un seul code non-binaire plusieurs codes binaires ayant des propriétés différentes vis-à-vis de l'UEP [C22]. Cela permet de

garder un seul processus de décodage pour plusieurs schémas de protection et rend par conséquent le système flexible et évolutif. L'utilisation des groupes abéliens est à la base de ma proposition qui permet cette grande flexibilité quant à la correspondance entre les éléments de ce groupe et leur représentation binaire.

Ce second postdoctorat m'a amené à séjourner durant un mois à l'Université d'Arizona, Tucson, pour travailler avec B. Vasic sur la problématique de l'évaluation des performances du décodage des codes LDPC non-binaires.

1.3.2.3 Codage et réseau

Dans les réseaux sans fil, comme les réseaux de capteurs ou les réseaux *ad hoc*, plusieurs communications cohabitent et utilisent les mêmes ressources. La coopération entre les acteurs du réseau devient obligatoire pour éviter l'effondrement des débits.

Cet axe de recherche s'inscrivait principalement de la cadre du projet ANR Réseaux hétérogènes Intelligents pour Situations de Crise (RISC) sur la période 2006–2010. Ces travaux concernent l'évaluation des capacités théoriques des schémas de collaboration locale (relais, diffusion, etc) et le codage de réseau. Ce type de codage, alors particulièrement récent, tente d'améliorer les transmissions en utilisant la possibilité pour les nœuds intermédiaires de faire un calcul sur les paquets déjà reçus et non plus un simple routage. J'intervenais aussi dans ce projet sur les communications point-à-point par des schémas de codage de type Hybrid-ARQ et codes correcteurs sans rendement.

À l'occasion de ce projet RISC, j'ai encadré M. Gadouleau pour une année de postdoctorat sur l'aspect codage de réseau en 2010–2011. La première étape choisie consista en la mise en œuvre pratique du codage de réseau par une combinaison intelligente entre le routage et le codage de réseau. Hormis la construction de ces codes, le calcul de bornes sur les paramètres de ces codes de réseau a été réalisé pour permettre de connaître les possibilités asymptotiques du codage de réseau. Enfin une approche basée sur les matroïdes a été développée avec succès [A11]. Cette approche est intéressante en ce qu'elle permet de comparer des schémas de codage de canal et de simple routage [C18]

De plus, concernant l'interaction entre le codage et le réseau, avec Hichem Snoussi, alors maître de conférences à l'Université de Technologie de Troyes, nous avons monté un projet GdR ISIS Jeunes-Chercheurs de 2007 à 2008 ayant pour titre *Communications numériques et traitement du signal dans les réseaux de capteurs collaboratifs*. Ce projet, intéressant des partenaires privés, avait pour objectif de développer des techniques distribuées et coopératives de détection s'accommodant des contraintes de communications dans un réseau de capteurs sans fil. L'idée principale est d'utiliser les communications non pas comme un ensemble de relations point-à-point mais plutôt comme des opérations de lecture et d'écriture dans une mémoire partagée par les capteurs. Les codes correcteurs servent alors à la synchronisation de cette mémoire. Ce nouveau type de communication entre les capteurs influence profondément les algorithmes de traitement du signal et la façon de les distribuer. D'autres directions ont été explorées : l'introduction des codes arithmétiques fontaines sans rendement et l'étude de la protection inégale contre les erreurs par des codes

arithmétiques. Ces travaux ont fait l'objet d'une présentation à l'assemblée générale du GdR ISIS de mai 2009 [W7].

1.3.2.4 Codage pour les canaux impulsifs

Grâce à une collaboration préexistante, j'ai été amené à assurer une part importante de l'encadrement scientifique entre 2007 et 2011 de la thèse de H. Ben Mâad qui avait pour objectif initial la conception, l'étude et l'optimisation de schémas coopératifs pour des réseaux sans fil utilisant les communications impulsionnelles pour les transmissions ultra large bande (ULB).

Toutefois, comme l'a montré Pinto et Win, l'effet de l'environnement du réseaux sur une communication point à point peut souvent être modélisé par un bruit additif impulsif. Et cette impulsivité est bien approchée par une distribution de probabilité alpha-stable. Toutefois, deux inconvénients majeurs accompagnent ce type de bruit : le premier concerne la difficulté de sa manipulation calculatoire car sa distribution est souvent définie par sa seule fonction caractéristique et malheureusement sa densité n'existe pas sous forme pratique ; ensuite la notion de puissance est mathématiquement sans fondement sauf dans le cas très particulier du bruit gaussien.

Les travaux effectués dans le cadre de cet encadrement de thèse cherchaient à rendre robuste le récepteur qui transforme la mesure à la sortie du canal en une donnée utilisable par les décodeurs itératifs de codes LDPC. Mais avant cela, une analyse fine des caractéristiques de ces codes dans les canaux impulsifs a été rendue nécessaire [W8] et [W6]. Ces analyses portent aussi sur l'étude de codes LDPC soit de taille finie par simulations soit par une étude asymptotique à l'aide d'EXIT charts et d'évolution de densité [C20]. Naturellement la compréhension de ce type de canaux a débuté par une analyse préalable de leur capacité au sens de Shannon.

L'aboutissement de ces analyses fut la construction de récepteurs très simples dont les paramètres sont optimisés selon l'état du canal. Le plus simple étant le récepteur par écrêtage qui limite l'amplitude des impulsions [C19]. Ce récepteur est paramétré par deux valeurs qui dépendent du canal, notamment de son impulsivité et de son facteur d'échelle. La robustesse des méthodes pour fixer ces paramètres a été l'objet d'une étude approfondie [A10].

Ces travaux ont ensuite été poursuivis lors de l'encadrement du stage de Master de V. Dimanche. Grâce à une analyse asymptotique du logarithme du rapport de vraisemblance, nous avons proposé un nouveau récepteur très efficace car proche de l'optimal dans de nombreuses situations. Ce récepteur a alors fait l'objet d'une demande de dépôt de brevet en 2014 finalisé en 2019 [B1] avec l'aide de la SATT Nord. Ce brevet a ensuite abouti à la constitution d'un dossier de maturation sous le projet intitulé CodeImpulse en 2015 qui a permis de valider notre concept par des mises en situations matérielles et réelles.

Nous avons naturellement testé la robustesse et approfondi le choix des paramètres de ce nouveau récepteur dans [A9]. Il s'avère que ce récepteur est robuste vis-à-vis des mauvaises concordances entre les paramètres du canal et de leurs estimations [C10]. Nous

poursuivîmes nos travaux dans cette direction en cherchant un récepteur pour ce type de canal qui devienne universel c'est-à-dire pour lequel les paramètres sont directement obtenus sans séquence d'apprentissage à partir de la sortie du canal. C'est dans cette quête que s'inscrit la thèse de Y. Mestrah co-encadrée par L. Clavier et A. Savard à Lille sur un appel à projet Essaimage de l'URCA que j'ai porté. Ces travaux ont permis d'approcher le rapport de vraisemblance de l'entrée grâce à son estimation directe non-supervisée basée sur une mesure de théorie de l'information et qui s'applique quelque soit la distribution symétrique du bruit [A2]. La robustesse de cette approche a été testée notamment vis-à-vis de la longueur des mots de codes [C1], [C3], [C6]. Ces tests font appel à des simulations qui peuvent être lourdes d'où la proposition d'une mesure indirecte des performances dans [C4].

Il faut noter que nous avons préalablement effectué une première étude [C21] en 2009 dans le cadre du projet ANR RISC en considérant le bruit interférant distribué suivant une gaussienne généralisée dont la lourdeur de la queue de la densité permet de prendre en compte l'impulsivité des interférences due aux codes aléatoires de multiplexage du système utilisant les transmissions ULB avec saut temporel. Cette approche est plus simple car alors le rapport de vraisemblance est bien défini analytiquement mais elle n'a pas été particulièrement développée par la suite.

Les canaux impulsifs modélisés par un bruit alpha-stable ouvrent des perspectives intéressantes en communications numériques, en théorie de l'information mais aussi en théorie de la décision. C'est pourquoi, un groupe informel, que j'ai intégré, s'est construit autour de L. Clavier qui en étudie différents aspects notamment sa capacité comme le montre la référence [A7] ; et une transposition au cas complexe isotrope de certains résultats qui y sont présentés fait l'objet de [C9].

1.3.3 Autres activités de recherche

D'autres sujets de recherche faites en parallèle de ceux présentés ci-dessus ont aussi été l'objet de publications. La première concerne un des plus vieux algorithmes connus, l'algorithme d'Euclide étendu dont j'ai proposé une modification pour en accélérer l'obtention du résultat [A16] notamment dans sa version polynomiale.

De même, suite à une collaboration avec Vincent Le Nir et Maryline Héliard, travaillant alors tous les deux à France Télécom R&D Rennes, nous avons déposé le brevet [B3]. Ce dernier propose une méthode de pré-codage pour les systèmes MIMO basée sur la décomposition de Schur. Cette approche permet de simplifier les calculs au niveau de la réception et d'améliorer les performances du système.

En 2015, suite à une discussion avec Valeriu Vrabie, de l'équipe SIC du laboratoire et Hassan Fenniri, de la même équipe que moi, sur des méthodes de classification pour le projet SSELVES, j'ai proposé un algorithme de recherche d'une distance pondérée dont l'interprétation reste simple tout en restant performant. Les résultats obtenus sur des données de dégradation de maïs sont prometteurs comme le montre l'article [C14].

Par ailleurs, Altran a pris contact avec moi pour mettre en place une collaboration sur

les systèmes « Advanced Driver Assistance Systems (ADAS). » Cette dernière a débuté par l’encadrement scientifique et technique d’un stagiaire du Master 2 EEAI spécialité Systèmes Embarqués sur l’année universitaire 2014–2015 concernant la récupération en temps réel uniquement par la vidéo de la fréquence cardiaque du chauffeur par photopléthysmographie.

Dans un autre domaine, avec l’inclusion des sources d’énergies renouvelables comme le solaire ou l’éolien, des capacités de stockage variables allant des batteries au plomb, au lithium et au super capacité, et des nouvelles charges comme la voitures électriques, une nouvelle gestion locale de l’énergie s’avère nécessaire. Dans ce cadre, un partenariat avec l’entreprise Ségula et avec mon collègue Damien Zander s’est organisé pour étudier ce type de gestion par intelligence artificielle, et plus particulièrement par apprentissage par renforcement. Pour l’instant, ce partenariat a pris la forme des travaux de stage de Master de messieurs Herchi, Haddad et Vidal entre février 2020 et aujourd’hui.

1.4 Encadrement doctoral et scientifique

1.4.1 Encadrements de thèses en cours

Noémie LAFOUGE *Imagerie aéroportée et traitement d'images hyperspectrales pour la caractérisation des résidus de culture sur les sols* financée par la fondation Paris Reims, dirigée par S. Recous (20%) de l'UMR FARE/INRA et co-encadrée par **A. Goupil (40%)** et E. Perrin (40%). Début 1er octobre 2019 ;

Sung Hyuk PANG *Analyse de données financières, nouvelles architectures d'apprentissage profond* financée par une bourse CIFRE avec l'entreprise CMG conseil dirigée par V. Vrabie (33%), M. Preda (33%) et co-encadrée par **A. Goupil (33%)**. Début 1er octobre 2019 ;

Soizic LEFEVRE *Imagerie hyperspectrale — Caractérisation de la qualité des raisins* dirigée par D. Nuzillard (33%), co-encadrée par **A. Goupil (33%)** et L. Rasolofondraibe (33%) en partenariat avec le comité interprofessionnel du vin de Champagne. Début 1er octobre 2019 ;

1.4.2 Encadrements de thèses terminées

Yasser MESTRAH *Robust Communication Systems* dirigée par G. Gellé, L. Clavier (30%) et co-encadrée par **A. Goupil (50%)** et A. Savard (20%) débutée le 1er novembre 2016 et soutenue le 19 décembre 2019. Cette thèse est financée à moitié par l'IRCICA et à moitié par une allocation doctorale Essaimage sur un sujet proposé par L. Clavier et **A. Goupil**. Publications concernant ces travaux : [\[C1\]](#), [\[A2\]](#), [\[C4\]](#), [\[C3\]](#), [\[C6\]](#) ;

Vincent DIMANCHE *Compréhension fine du comportement des lignes des réseaux métro, RER et tramway* sur un support CIFRE avec la RATP dirigée par B. Riera (33%), URCA, co-encadrée par A. Philippot (33%), et **A. Goupil (33%)** débutée en octobre 2014 et soutenue le 11 juin 2018. Publications concernant ces travaux : [\[A6\]](#), [\[C2\]](#) ;

Kerima ABAKAR *Optimisation des systèmes communicants pour la smart-agriculture* dirigée par V. Vrabie (33%), co-encadrée par K. Piamrat (33%) et **A. Goupil (33%)** financée par une bourse du gouvernement français. Les travaux devant se réaliser entre le Mali et la France ont débutés le 1er octobre 2016 et ont été stoppés en février 2018 ;

Rabih ASSAF *Analyse d'images tissulaires par approches topologiques* dirigée par V. Vrabie (50%) et co-encadrée par **A. Goupil (50%)**, débuté en janvier 2015 et soutenue le 19 janvier 2018. Cette thèse est financée par une bourse Libanaise sur un sujet proposé par **A. Goupil** pour une application proposée par V. Vrabie. Publications concernant ces travaux : [\[A1\]](#), [\[A3\]](#), [\[C7\]](#), [\[C8\]](#), [\[A8\]](#) ;

Anas HANAF *Schémas non cohérents de communications numériques optimisées pour*

les besoins spécifiques des réseaux de capteurs sur l'appel à projet Essaimage 2012 initié et porté par **A. Goupil**, dirigée par G. Gellé (25%), encadrée par M. Colas (25%) et par **A. Goupil (50%)**, soutenue le 21 novembre 2016. Publications concernant ces travaux : [C11], [A5], [W2];

Mengyi ZHANG *Optimisation de la couverture de communications et de mesure dans les réseaux de capteurs* sur un sujet proposée par **A. Goupil**, soutenue le 19 mai 2015, dirigée par G. Gellé, URCA, rapportée par H. Snoussi, UTT, et D. Brie, Université de Lorraine, coencadrée par M. Colas (33%) et par **A. Goupil** à hauteur théorique de 33%. Publications concernant ces travaux : [A4], [A5], [C12], [C13], [C15], [C16], [W4], [W5];

Hassen BEN MÂAD *Optimisation des stratégies de décodage des codes LDPC dans les environnements impulsifs : application aux réseaux de capteurs et ad hoc*, soutenue le 29 juin 2011 à l'Université de Reims Champagne-Ardenne. Thèse réalisée sous la direction de G. Gellé, URCA, et de L. Clavier, Télécom Lille 1, rapportée par H. Snoussi, UTT, et C. Poulliat, ENSEEIHT, coencadrée par **A. Goupil** à hauteur théorique de 33%. Publications concernant ces travaux : [A10], [C20], [C19], [W6], [W8].

1.4.3 Encadrements de masters

Florentin VIDAL *Gestion d'énergies par Intelligence Artificielle*, stage de 6 mois de M2 de mars 2021 à fin juillet 2021 en collaboration avec Ségula Technologies, encadrée par D. Zander (50%) et **A. Goupil (50%)**;

Hanafi HADDAD *Gestion d'énergies par Intelligence Artificielle*, stage de 6 mois de M2 de septembre 2020 à fin février 2021 en collaboration avec Ségula Technologies, encadrée par D. Zander (50%) et **A. Goupil (50%)**;

Hamza HERCHI *Gestion d'énergies par Intelligence Artificielle*, stage de 6 mois de M2 de février à juillet 2020 en collaboration avec Ségula Technologies, encadrée par D. Zander (50%) et **A. Goupil (50%)**;

Alexandre PARANT *Étude de faisabilité d'un système de localisation indoor dédié au suivi de pénibilité en entreprise*, stage de 6 mois de M2 de l'année universitaire 2018–2019 en réponse à une demande de l'entreprise Celetis **A. Goupil (100%)**;

Amira ZRAN *Détection d'un objet dans une vidéo à base de transformée intégrale*, stage de 6 mois de fin d'études de l'année universitaire 2018–2019 en association avec l'entreprise Ségula sur un sujet proposé par **A. Goupil (100%)**;

Soizic LEFEVRE *Imagerie Hyperspectrale pour les images de raisins*, stage de 6 mois de fin d'études de l'année universitaire 2018–2019 coencadré par D. Nuzzillard (33%), L. Rasolofondraibe (33%) et **A. Goupil (33%)**;

Vincent DIMANCHE *Étude des performances asymptotiques des turbo-codes en environnement impulsif*, stage en 2012–2013 de master EEAI parcours systèmes embar-

qués, co-encadrée par G. Gellé (25%) et **A. Goupil (75%)** qui en a assuré le suivi scientifique. Travaux poursuivis en 2013–2014 en tant qu'ingénieur de recherche ;

Zhenzhen ZHANG *Codage de réseau*, stage en 2006–2007 de master EEAI parcours systèmes embarqués.

1.4.4 Encadrements de postdoctorants et autres

Latifa MOSTARI en 2020, accueil sous ma responsabilité comme chercheuse invitée en mars-avril pour travailler sur les “codes binaires LDPC et les constellations d’ordres supérieurs ;”

Mengyi ZHANG en 2017, accueil sous ma responsabilité comme chercheuse invitée d’avril à juin pour travailler sur la topologie algébrique appliquée aux réseaux de capteurs ;

Vincent DIMANCHE en 2013–2014, *Codage en environnement impulsif*, alors ingénieur de recherche. Les travaux sur les codes correcteurs d’erreurs pour les canaux impulsifs de type alpha-stable que j’ai encadré lors de son stage de master ont été poursuivis en 2013–2014. Publications concernant ces travaux [\[A9\]](#), [\[C10\]](#), [\[B1\]](#) ;

Maximilien GADOULEAU en 2010–2011, *Codage de Réseau*, postdoctorat. Publications concernant ces travaux [\[A11\]](#), [\[C18\]](#) ;

Taoufik BEN JABEUR en 2011, *Interdépendance des aspects réseaux, communications numériques et traitement du signal*, postdoctorat. Publication concernant ces travaux [\[C17\]](#).

1.5 Rayonnement et vulgarisation

1.5.1 Participations à des jurys de thèse

Yasser MESTRAH *Systèmes de communication robustes dans des environnements inconnus* soutenue le 16 décembre 2019 à l'Université de Reims Champagne-Ardenne ;

Fatimetou EL JILI *Représentation de signaux robuste aux bruits — Application à la détection et l'identification des signaux d'alarme* soutenue le 17 décembre 2018 à l'Université de Reims Champagne-Ardenne ;

Vincent DIMANCHE *Compréhension fine du comportement des lignes des réseaux métro, RER et tramway* soutenue le 11 juin 2018 à huis clos à l'Université de Reims Champagne-Ardenne ;

Rabih ASSAF *Algebraic topology approaches for image analysis* soutenue le 19 janvier 2018 à l'Université de Reims Champagne-Ardenne ;

Anas HANAF *Algorithmes distribués de consensus de moyenne et leurs applications dans la détection des trous de couverture dans un réseau de capteurs* soutenue le 21 novembre 2016 à l'Université de Reims Champagne-Ardenne.

Xin YAN Écriture du rapport de thèse sous la caution du Pr. G. Gellé, *Robustesse aux interférences dans les réseaux de capteurs* soutenue le 10 décembre 2015 à l'IRCICA/IEMN ;

Madiagne DIOUF *Conception avancée des codes LDPC binaires pour des applications pratiques* soutenue le 7 décembre 2015 à l'ENSEA, Cergy-Pontoise ;

Mengyi ZHANG *Optimisation de la couverture de communications et de mesure dans les réseaux de capteurs* soutenue le 19 mai 2015 à l'Université de Reims Champagne-Ardenne ;

Kouakou KOUASSI *Modélisation et optimisation des transmissions Ultra-Large Bande à Impulsions Radio dans les réseaux ad hoc* soutenue à l'IRCICA, Lille, le 22 novembre 2012 ;

Sosthènes YAMEOGO *Techniques d'égalisation et d'estimation pour les signaux SCFD-MA* soutenue à Supélec Rennes le 30 septembre 2011 ;

Hassen BEN MÂAD *Optimisation des stratégies de décodage des codes LDPC dans les environnements impulsifs : application aux réseaux de capteurs et ad hoc* soutenue le 29 juin 2011 à l'Université de Reims Champagne-Ardenne ;

Aissa IKHLEF *Séparation aveugle de sources dans les systèmes de communication MIMO* soutenue à Supélec Rennes le 19 septembre 2008 ;

Asad MAHMOOD Écriture du rapport de thèse sous la caution de Pr. G. Gellé, *Computationally efficient adaptive algorithms for multicarrier physical systems* soutenue le 16 juillet 2008 à l'ENSTA ParisTech.

1.5.2 Expertises

Comité de Sélection Participation en tant que Vice-Président au comité de sélection d'un Ingénieur de Recherche dans l'équipe FARE à l'Université de Reims Champagne-Ardenne en 2020 ;

Comité de Sélection Participation au comité de sélection d'un Enseignant-Chercheur à l'Université de Technologie de Troyes en 2020 ;

Comité de Sélection Participation au comité de sélection d'un Enseignant-Chercheur à Centrale Supélec, campus de Rennes, au laboratoire IETR en 2017 ;

Comité de Sélection Participation au comité de sélection du poste MCF 1038 sections 27–61 à l'Université de Reims Champagne–Ardenne en 2013 ;

Comité de Sélection Participation au comité de sélection du poste MCF 0670 section 61 à l'IUT de Troyes en 2012 ;

Comité de Sélection Participation au comité de sélection du poste MCF 0068 sections 27–61 *Télécommunications – Réseaux* à l'Université de Cergy-Pontoise en 2011 ;

Chercheur invité à Singapore au Bioinformatics Institute (BII), A*STAR, une semaine en janvier 2018 dans le cadre du projet PHC Merlion “Topological approaches for quantitative imaging : application to tissue and intracellular dynamic analysis ;”

Expert scientifique ANR pour l'évaluation de l'appel à projet générique 2021 ;

Expert extérieur ANR en 2016 pour les projets en seconde phase ;

Expert HCERES en 2019–2020 pour l'évaluation de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, de l'Université de Clermont-Auvergne, de l'Université de Savoie Mont-Blanc comme chargé d'expertise, et de l'Université de Montpellier comme expert comité ;

Expert HCERES en 2018–2019 pour l'évaluation de l'Université de Nanterre, de l'Université du Haut-Cambresis, de l'Université Littoral Côte d'Opale comme chargé d'expertise et de l'Université de Paris-Est Créteil comme expert comité ;

Expert HCERES en 2017–2018 pour l'évaluation du CNAM comme chargé d'expertise et de l'Université de Paris 13 comme expert comité ;

Expert HCERES en 2016–2017 pour l'évaluation de l'Université de Lorraine ;

Expert HCERES en 2015–2016 pour l'évaluation de l'Université de Caen, de l'Université de Bretagne Occidentale et de l'École nationale supérieure de techniques avancées Bretagne ;

Expert HCERES en 2014–2015 pour l'évaluation de l'Université de Lyon 1 ;

Expert AERES en 2013–2014 pour l'évaluation de licences professionnelles ;

Rapporteur en 2013 de projets EPSRC du Royaume-Uni ;

Rapporteur de projets de la région Bretagne ;

Rapporteur Écriture du rapport de thèse de X. Yan en 2015 sous la caution de Pr. G. Gellé ;

Rapporteur Écriture du rapport de thèse d'A. Mahmood en 2008 sous la caution de Pr G. Gellé ;

Relecteur des revues IEEE Communications Letters, IEEE Signal Processing Letters, IEEE Transactions on Communications, IEEE Transactions on Signal Processing, IET Communications, IET Image Processing, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Journal of Computational Science, Signal Processing, Revue du Traitement du Signal, Journal of Signal and Information Processing, Engineering Applications of Artificial Intelligence, etc...

Relecteur des conférences International Communications Conference (ICC), International Telecommunications Symposium (ITS), International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), etc...

1.5.3 Vulgarisations

- Participation à la fête de la sciences ;
- Participation à classes en fac ;
- Participation à un salon pour présenter LabVIEW à des enseignants de STI2D.

1.6 Responsabilités scientifiques

Éditeur associé d'EURASIP Journal on Advances in Signal Processing de Springer depuis 2015 ;

Membre du conseil du laboratoire CReSTIC entre 2015 et 2020 ;

Porteur du projet PHC Cèdre de 20k€ “Approches topologiques pour la classification d’images tissulaires” du 1er janvier 2016 au 31 décembre 2018 avec le département de mathématiques de l’USEK au Liban ;

Participant au projet “Spatialisation et dynamique des propriétés physiques et chimiques des résidus de culture par imagerie aéroportée. Application à des rotations culturales en sol de craie” (REASAERO) et à son montage. Ce projet INRAE construit en 2019 avec l’UMR FARE pour la période de 2 ans 2020–2022 est accepté et complète les travaux de N. Lafouge en ajoutant un partenariat avec l’équipe EMMAH de l’INRAE d’Avignon ;

Participant au projet SATT Nord *CodeImpulse* démarrant en 2016 faisant suite aux travaux de l’encadrement de Master de V. Dimanche en collaboration l’IRCICA de Lille ;

Participant du projet PHC Merlion de 30k€ “Topological approaches for quantitative imaging : application to tissue and intracellular dynamic analysis” du 1er janvier 2016 au 31 décembre 2018 avec l’institut de bioinformatique de Singapour (IPAL UMI2955), l’entreprise Phasics SA et le laboratoire CReSTIC ;

Participant d’un contrat de recherche relatif à une convention CIFRE “Nouveaux concepts d’extraction d’informations pertinentes à partir des données financières et nouvelles architectures d’apprentissage profond intégrant des représentations non linéaires,” entre de CMG Conseil à Paris, le CReSTIC à Reims, le laboratoire SAMOVAR du Télécom SudParis. Contrat de 60k€ du 15 octobre 2019 au 14 avril 2023 entre URCA et CMG Conseil ;

Participant au projet région Champagne–Ardenne EMERGENCE *Séparation de spectres InfraRouges avec prise en compte des informations a priori pour l’étude de l’évolution des litières végétales au cours de la biodégradation* (SSELVES) depuis 2015 ;

Participant au projet de mobilité courte de l’Université de Reims pour la collaboration avec l’Université du Saint Esprit du Liban en 2015 ;

Porteur de la demande ESSAIMAGE 2015 intitulé *SyRoCo* pour la financement d’une thèse en cotutelle avec Télécom Lille 1 ayant abouti au financement de la thèse de Y. Mestrah ;

Porteur de la demande ESSAIMAGE 2012 intitulée *NoCoCoNet* ayant abouti au financement de la thèse de A. Hanaf ;

Porteur en collaboration avec H. Snoussi d’un projet GdR ISIS Jeunes Chercheur *Communications numériques et traitement du signal dans les réseaux de capteurs colla-*

boratifs en 2007–2008 ;

Participant au projet CPER CapSec/SureCap sur la tâche 2 concernant les communications numériques ;

Participant au projet ANR RISC, Réseaux hétérogènes Intelligents pour Situations de Crise, 2006–2010 ;

Participant au projet M-PIPE lors de mes travaux postdoctoraux dans l'équipe ETIS de l'ENSEA, 2006 ;

Membre du GdR International HAMASYTI (International Research Network on Human-Machine SYstems in Transportation and Industry) ;

Membre du GdR ISIS, depuis 2001.

1.7 Activités pédagogiques

Hormis quelques cours de métrologie au CNAM Champagne–Ardenne, mes enseignements se sont déroulés essentiellement à l’UFR Sciences Exactes et Naturelles de l’Université de Reims Champagne–Ardenne. Tous ces enseignements sont maintenant rattachés à la nouvelle École d’ingénieurs en Sciences Industrielles et Numérique, EiSINe, à laquelle le département d’enseignement EEA appartient dorénavant.

Ces enseignements sont majoritairement dispensés au département EEA auquel je suis rattaché. Toutefois, un module de statistiques dont j’eus la charge apparaît dans une première année de Master non géré par le département tout comme le module de simulation numérique de seconde année de CUPGE.

Mes enseignements, que ce soit sous forme de TP, de TD ou de CM, pour les niveaux allant de la première année de Licence SPI au Master 2 EEAI concernent les domaines du traitement du signal, des télécommunications, de la théorie de l’information, de l’informatique industrielle et de l’informatique plus générale, des mathématiques et de leurs applications, notamment les statistiques ou encore le traitement numérique et le calcul numérique... Avec l’ouverture en 2017 de la branche A2I de l’Université de Technologie de Troyes et de l’ouverture en 2018 de la filière GER de l’EiSINe, j’ai été amené à enseigner aussi à des élèves ingénieurs de la première à la troisième année dans les mêmes domaines et aussi en ingénierie système.

Année	Total	CM	TD	TP	L/LP	M	Ing	Info/II	Signal	Maths	Autres
2006-2007	240	38	28	174	72	168		112	98		30
2007-2008	220	65	29	126	73	147		130	51	15	24
2008-2009	218	61	33	124	104	114		128	46	44	
2009-2010	181	43	33	105	98	83		107	18	56	
2010-2011	230	66	32	132	93	137		101	72	56	1
2011-2012	261	62	43	156	92	169		116	64	77	4
2012-2013	222	67	32	123	66	156		106	62	55	
2013-2014	235	63	22	150	70	165		130	47	54	4
2014-2015	218	42	35	141	66	152		130	23	65	
2015-2016	223	46	48	129	65	146	12	80	53	77	13
2016-2017	311	72	71	168	58	149	104	113	109	83	6
2017-2018	256	62	74	120	58	82	116	57	100	83	16
2018-2019	218	58	76	84	57	36	125	57	67	50	44
2019-2020	211	82	81	48	64		147	27	70	102	12
Moyenne	232	59	46	127	74	122	36	100	63	58	11
Prop.(%)	100	25	20	55	32	53	16	43	27	25	5

TAB. 1.1 : Répartition des heures devant étudiants

Le cumul numérique des heures d’enseignement est donné dans le tableau 1.1. Les heures sont en heures présentielles devant les étudiants et ne prennent pas en compte les HRS ni les nombreux projets qui sont à la base de la pédagogie de certains modules techniques.

La moitié des enseignements se font sous forme de TP mais cette proportion tend à diminuer ces dernières années, conséquence d'un déplacement des mes enseignements des master vers les ingénieurs. Autrement, les CM et les TD restent dans des proportions stables et équilibrées.

L'informatique et l'informatique industrielle constituent une large partie de mes enseignements en début de carrière qui tend à se réduire au profit des mathématiques pour l'ingénieur. La thématique du signal reste, quant à elle, stable sur la durée.

En résumé, mes enseignements sont restés diversifiés aussi bien thématiquement, que selon le niveau ou la nature. L'importance de la pratique en TP et en projet reste prépondérante dans ma pédagogie notamment pour les modules techniques mais la transmission des aspects théoriques reste aussi importante pour permettre aux étudiants d'évoluer dans leur carrière sur le long terme en leur évitant une sur-spécialisation technologique et technique.

Ces activités d'enseignements m'ont amené à prendre de plus en plus de responsabilités allant de la charge de module à la direction des études de 2012 à 2014 de la licence professionnelle Maîtrise et Qualité de l'Énergie Électrique (LPMQ2E). Durant cette période, j'ai notamment participé à la mise en place de la formation par apprentissage en licence professionnelle et en seconde année de master. Entre 2014 et 2018, j'ai aussi exercé la responsabilité de la spécialité Systèmes Embarqués du Master EEAI. Cette responsabilité s'est terminée en 2019, de part la refonte du Master en un seule spécialité Mécatronique. Actuellement, j'assure depuis 2017 la responsabilité de la filière Technologie Embarquée et Interopérabilité (TEI) de la formation d'ingénieurs A2I. Enfin, j'ai repris la responsabilité de la spécialité d'ingénieurs Génie Électrique et Robotique (GER) de l'EiSINe.

Naturellement, en corollaire de ces responsabilités, j'ai pris part aux commissions pédagogiques des licences professionnelles et des masters pendant les périodes de responsabilités de ces formations. En annexe de ces activités, j'ai géré entre 2014 et 2019 les emplois du temps du Master 2, activité peu valorisante mais hautement chronophage, et du site web du département de sa conception à ses réactualisations.

Mes activités liées à l'enseignement ne se restreignent pas au déroulement de formations déjà ouvertes car j'ai eu l'occasion de participer au groupe de travail d'une dizaine de personnes sur la mise en place d'un cycle universitaire préparatoire aux grandes écoles (CUPGE) dans l'UFR Sciences Exactes et Naturelles qui a ouverte en 2014. De même, en 2015, j'ai participé au groupe de travail du département EEA sur la mise en place de la filière ingénieur A2I au sein de la formation proposée par l'UTT. Il en est de même de l'ouverture de la filière GER de l'EiSINe en 2019. Dans le cadre de ces deux formations, les enseignements ont été regroupés par secteurs avec un responsable qui coordonne le contenu et la pédagogie. Dans ce contexte, je suis responsable du secteur mathématiques pour l'ingénieur et du secteur informatique et informatique industrielle.

À cela s'ajoutent les relations avec les entreprises sous la forme de suivis d'apprentis de la licence professionnelle du département, du master et de la formation d'ingénieur par apprentissage GER. Des relations se sont aussi tissés avec le milieu socio-professionnel

par les mis en place et les suivis des stages de fin d'études des étudiants en M2 et de ceux en filière A2I. De plus, lors de la gestion de la spécialité "Systèmes Embarqués" du master, j'ai mis en place les projets de master d'une durée de 6 mois à raison d'une journée par semaine dont les sujets sont proposés par les entreprises locales. Pendant cette même période, en promouvant l'incubateur de l'URCA, il a aussi été possible d'aider un étudiant de Master à devenir étudiant-entrepreneur.

1.8 Responsabilités pédagogiques

Responsable de la spécialité d'ingénieurs *Génie Électronique et Robotique (GER)* de l'EiSINe depuis 2020 ;

Responsable de la première année de la spécialité d'ingénieurs *Génie Électronique et Robotique (GER)* de l'EiSINe en 2019–2020 ;

Responsable de la filière *Technologie Embarquée et Interopérabilité (TEI)* de la formation d'ingénieurs *Automatique et Informatique Industrielle (A2I)* en convention avec l'Université Technologique de Troyes depuis 2016 ;

Responsable de la spécialité *Système Embarqué* du Master 2 mention *Électronique, Électrotechnique, Automatique, Informatique Industrielle (EEAII)* de 2014 à 2019 ;

Responsable de la dominante *Traitement de l'Information dans les Systèmes Embarqués* du Master 2 EEAII jusque 2014 ;

Responsable pédagogique des secteurs “Informatique et Informatique Industrielle” et “Mathématiques appliquées” des formations ingénieurs A2I et GER depuis 2016.

Directeur des Études de la Licence Professionnelle *Maîtrise et Qualité de l'Énergie Électrique* de 2012 à 2014 ;

Membre élu du conseil du département d'enseignement EEA depuis 2019 ;

Membre du comité Licences Professionnelles de l'UFR Sciences Exactes et Naturelles de l'URCA en 2012–2014 ;

Membre du comité Master de l'UFR Sciences Exactes et Naturelles de l'URCA de 2014 à 2019 ;

Groupe de travail Participation au groupe de travail pour la mise en place de la formation d'ingénieurs GER en 2018.

Groupe de travail Participation au groupe de travail pour la mise en place de la branche A2I avec l'UTT en 2014 ;

Groupe de travail Participation au groupe de travail pour la mise en place des classes universitaires préparatoires aux grandes écoles (CUPGE) en 2013–2014.

1.9 Publications et production scientifique

1.9.1 Articles de journaux internationaux

- [A1] R. Assaf, **A. Goupil**, A. Rammal, V. Vrabie et M. Kacim, “2D+t track detection via relative persistent homology,” in *International Journal of Imaging Systems and Technology*, 31 :753-762, 2021. 10.1002/ima.22503 ;
- [A2] Y. Mestrah, A. Savard, **A. Goupil**, G. Gellé et L. Clavier, “An Unsupervised LLR Estimation with unknown Noise Distribution,” in *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 26, 2020 ;
- [A3] R. Assaf, **A. Goupil**, V. Vrabie, T. Boudier et M. Kacim, “Persistent Homology for Object Segmentation in Multidimensional Grayscale Images,” in *Pattern Recognition Letters*, 2018, 112, 277-284 ;
- [A4] M. Zhang et **A. Goupil**, “Adaptive Discrete Vector Field in Sensor Networks,” in *Sensors*, 2018, 18, 2642 ;
- [A5] M. Zhang, **A. Goupil**, A. Hanaf et T. Wang, “Distributed Harmonic Form Computation,” in *IEEE Signal Processing Letters*, 2018, 25, 1241–1245 ;
- [A6] V. Dimanche, **A. Goupil**, A. Philippot, B. Riera, A. Urban et G. Gabriel, “Massive Railway Operating Data Visualization ; a Tool for RATP Operating Expert,” in *IFAC*, 2017, 50, pp. 15841–15846 ;
- [A7] M. de Freitas, M. Egan, L. Clavier, **A. Goupil**, G.W. Peters et N. Azzaoui, “Capacity Bounds for Additive Symmetric Alpha-Stable Noise Channels,” in *IEEE Transactions on Information Theory*, 2017, 63, pp. 5115–5123 ;
- [A8] R. Assaf, **A. Goupil**, M. Kacim, V. Vrabie, “Homology Functionality for Grayscale Image Segmentation,” in *Journal of Informatics and Mathematical Sciences*, 2016, 8 ;
- [A9] V. Dimanche, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gellé, “On detection method for soft iterative decoding in the presence of impulsive interference,” in *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 945–948, juin 2014 ;
- [A10] H. Ben Mâad, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gellé, “Clipping demapper for LDPC decoding in impulsive channel,” in *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 968–971, mai 2013 ;
- [A11] M. Gadouleau et **A. Goupil**, “A matroid framework for noncoherent random network communications,” in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, no. 2, pp. 1031–1045, février. 2011 ;
- [A12] **A. Goupil** et J. Palicot, “An efficient blind decision feedback equalizer,” in *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 462–464, mai 2010 ;

- [A13] J. Palicot et **A. Goupil**, “Performance analysis of the weighted decision feedback equalizer,” in *Signal Processing*, vol. 88, pp. 284–295, 2008 ;
- [A14] **A. Goupil**, M. Colas, G. Gellé et D. Declercq, “FFT-based BP decoding of general LDPC codes over Abelian groups,” in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 4, pp. 644–649, avril 2007 ;
- [A15] **A. Goupil** et J. Palicot, “New algorithms for blind equalization : the constant norm algorithm family,” in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 4, pp. 1436–1444, avril 2007 ;
- [A16] **A. Goupil** et J. Palicot, “Variation on variation on Euclid’s algorithm,” in *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 2, no. 5, pp. 547–458, mai 2004 ;
- [A17] **A. Goupil** et J. Palicot, “A geometrical derivation of the excess mean square error for Bussgang algorithms in a noiseless environment,” in *Signal Processing*, vol. 84, no. 2, pp. 311–315, février 2004.

1.9.2 Conférences avec comité de lecture

- [C1] Y. Mestrah, D. Anade, A. Savard, **A. Goupil**, M. Egan, Ph. Mary, J-M. Gorce et L. Clavier, “Unsupervised Log-Likelihood Ratio Parameter Estimation for Short LDPC Packets in Impulsive Noise,” Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2022 ;
- [C2] V. Dimanche, **A. Goupil**, A. Philippot, B. Riera et G. Gabriel, “Diagnosis and Human Behavior Modeling in Railway Network using Operating Data,” DISP’19 conference, 2019 ;
- [C3] Y. Mestrah, A. Savard, **A. Goupil**, G. Gelle et L. Clavier, “Robust and Simple Log-Likelihood Approximation for Receiver Design,” Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2019 ;
- [C4] Y. Mestrah, A. Savard, **A. Goupil**, G. Gelle et L. Clavier, “Mesure indirecte des performances de LLR approché,” Colloque GRETSI, 2019 ;
- [C5] Z. Bi, Q. Yang, M. Zhang, **A. Goupil** et L. Feng, “Accurate Football Detection and Localization for Nao Robot with the Improved HOG-SVM Approach,” Chinese Automation Congress (CAC), IEEE, 2018 ;
- [C6] Y. Mestrah, A. Savard, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gelle, “Blind Estimation of an Approximated Likelihood Ratio in Impulsive Environment,” IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2018 ;
- [C7] R. Assaf, **A. Goupil**, M. Kacim et V. Vrabie, “Topological Persistence Based on Pixels for Object Segmentation in Biomedical Images,” Fourth International Conference on Advances in Biomedical Engineering (ICABME), IEEE, 2017 ;

- [C8] R. Assaf, **A. Goupil**, M. Kacim et V. Vrabie, “Homology functionality for grayscale image segmentation,” *Proceedings of Current Research in Information Technology, Mathematical Sciences, Science and Technology International Conference (CRIM-STIC)*, 2016 ;
- [C9] M. Egan, M. de Freitas, L. Clavier, **A. Goupil**, G.W. Peters et N. Azzaoui, “Achievable Rates for Additive Isotropic Alpha-Stable Noise Channels,” in *International Symposium on Information Theory (ISIT)*, 2016 ;
- [C10] V. Dimanche, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gellé, “Estimation of an approximated likelihood ratio for iterative decoding in impulsive environment,” in *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Doha, Qatar, 2016 ;
- [C11] A. Hanaf, **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “Distributed consensus algorithm and its application to detect coverage hole in sensor networks,” in *Proceedings of 27th IEEE International Conference on Microelectronics*, Casablanca, Maroc, décembre 2015 ;
- [C12] M. Zhang, **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “Adaptive and distributed sensor activation in WSN,” in *Proceedings of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Nanjing, Chine, octobre 2015 ;
- [C13] M. Zhang, **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “Activation adaptative et distribuée des unités d’un réseau de capteurs,” in *Colloque GRETSI*, Lyon, France, septembre 2015 ;
- [C14] A. Rammal, H. Fenniri, **A. Goupil**, B. Chabbert, I. Bertrand et V. Vrabie, “Features’ selection based on weighted distance minimization, application to biodegradation process evaluation,” in *Proceedings of European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Nice, France, septembre 2015 ;
- [C15] M. Zhang, **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “Adaptive and distributed homology computation with application to large scale sensor networks,” in *Proceedings of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Hefei, Chine, octobre 2014 ;
- [C16] M. Zhang, **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “WSN sensing coverage based on correlation,” in *Proceedings of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Hangzhou, Chine, octobre 2013 ;
- [C17] T. Ben Jabeur, **A. Goupil** et G. Gellé, “Pre-equalization for IR-UWB system,” in *Proceedings of International Conference on Advanced Technologied for Communications*, Da Nang City, Vietnam, août 2011 ;
- [C18] M. Gadouleau et **A. Goupil**, “Binary codes for packet error and packet loss correction in store and forward,” in *International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, Siegen, Allemagne, janvier 2010 ;
- [C19] H. Ben Mâad, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gellé, “Robust clipping demapper for

- LDPC decoding in impulsive channel,” in *International Symposium on Turbo Codes & Iterative Information Processing (ISTC)*, Brest, France, septembre 2010 ;
- [C20] H. Ben Mâad, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gellé, “Asymptotic analysis of performance LDPC codes in impulsive non-gaussian channel,” in *Proceedings of SPAWC’2010*, Marrakech, Maroc, juin 2010 ;
- [C21] C. Poulliat, **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “Performances des codes LDPC pour l’Ultra-Large Bande (ULB) impulsionnelle sous approximation gaussienne généralisée des interférences,” in *Colloque GRETSI*, Dijon, France, septembre 2009 ;
- [C22] **A. Goupil** et D. Declercq, “UEP Non-binary LDPC Codes : a Promising Framework based on Group Codes,” in *International Symposium on Information Theory (ISIT)*, Toronto, Canada, juillet 2008.
- [C23] **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “Décodage des codes LDPC définis sur des groupes abéliens,” in *Colloque GRETSI*, Troyes, France, septembre 2007 ;
- [C24] **A. Goupil**, M. Colas, G. Gellé et D. Declercq. “On belief propagation decoding of LDPC codes over groups,” in *IEEE International Symposium on Turbo-codes*, Munich, Allemagne, avril 2006 ;
- [C25] **A. Goupil**, M. Colas et G. Gellé, “A cluster-based MC-CDMA system for up-link transmission,” *IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Helsinki, Finlande, septembre 2006 ;
- [C26] **A. Goupil**, M. Colas, D. Declercq et G. Gellé. “Multiple access receiver based on hierarchical clusters/users detection using non-binary LDPC codes,” in *IEEE Proceedings of Pacific Rim conference on communications, computers and signal processing 2005*, Victoria, B.C., Canada, août 2005 ;
- [C27] **A. Goupil** et J. Palicot, “Maximum likelihood-like improvement of the output sequence SIMO decision feedback equalizer,” in *Proceedings of SUMMIT’04*, Lyon, France, juin 2004 ;
- [C28] **A. Goupil** et J. Palicot, “On the optimal norm in respect to the EMSE for blind QAM equalization,” in *Proceedings of EUSIPCO’04*, Vienne, Autriche, septembre 2004 ;
- [C29] **A. Goupil** et J. Palicot, “Quasi-Newton formulation and analysis of split LMS,” in *IEEE Proceedings of Digital Signal Processing*, Santorin, Grèce, juillet 2002 ;
- [C30] **A. Goupil** et J. Palicot, “Constant norm algorithms class,” in *Proceedings of EUSIPCO’02*, Toulouse, France, septembre 2002 ;
- [C31] **A. Goupil** et J. Palicot, “Markovian model of the error probability density and application to the error propagation probability computation of the weighted decision feedback equalizer,” in *IEEE Proceedings of ICASSP’01*, Salt Lake city, Utah, USA, mai 2001 ;

- [C32] **A. Goupil** et J. Palicot, “Modèle markovien de la densité de probabilité des erreurs et application au calcul de la probabilité de propagation d’erreur de l’égaliseur à retour de décision pondérée,” in *Colloque GRETSI*, Toulouse, France, septembre 2001.

1.9.3 Brevets

- [B1] V. Dimanche, G. Gellé, **A. Goupil**, L. Clavier, S. Guzzo Bonifacio “Approximation of Log-Likelihood Ratios for Soft Decision Decoding in the Presence of Impulse Noise Channels,” n° EP 3 553 953 A1, octobre 2019 ;
- [B2] V. Le Nir, M. Hélard et **A. Goupil**, “Method for the multi-antenna transmission of a linearly-precoded signal, corresponding devices, signal and reception method,” Brevet déposé au nom de France Télécom No. US Patent 7,933,564, avril 2011 ;
- [B3] V. Le Nir, M. Hélard et **A. Goupil**, “Systèmes de précodage à l’émission pour des systèmes multi-antennes de type Blast et de réception associé,” Brevet France déposé au nom de France Télécom No. 03-14272, octobre 2003.

1.9.4 Workshop et séminaires

- [W1] **A. Goupil** et Z. Guessoum “Intelligence Artificielle et traitement du signal pour l’agriculture,” Journée technique Agriculture Numérique du pôle IAR et Terrasolis, Reims, mai 2020 ;
- [W2] **A. Goupil**, “Algebraic Topology for Signal Processing,” Séminaire à Singapour au laboratoire BII, janvier 2018 ;
- [W3] V. Dimanche, **A. Goupil**, A. Philippot, B. Riera et A. Urbain, “Human factor modeling in railway network,” in *11th Berlin Human-Machine Systems Workshop*, Berlin, Allemagne, octobre 2015 ;
- [W4] **A. Goupil**, “La théorie de Morse pour les réseaux de capteurs,” in *Séminaire LMR*, Reims, France, septembre 2015 ;
- [W5] **A. Goupil**, “Coverage in WSN,” in *Workshop : Environmental monitoring : From data collection to events identification/classification*, Nancy, France, mai 2015, sur l’invitation du CRAN et du projet STIC-AmSud e-SISMOS ;
- [W6] H. Ben Mâad, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gellé, “Asymptotic analysis of performance LDPC codes in non-Gaussian channel,” in *COST 2100 Workshop*, Athènes, Grèce, février 2010 ;
- [W7] **A. Goupil** et H. Snoussi, “Communications numériques et traitement du signal dans les réseaux de capteurs collaboratifs,” in *AG du GdR ISIS*, Le Croisic, France, mai 2009 ;
- [W8] H. Ben Mâad, **A. Goupil**, L. Clavier et G. Gellé, “Performance of Low Density Parity Check in non-Gaussian Channel,” in *COST 2100 Workshop*, Valence, Espagne,

mai 2009 ;

- [W9] **A. Goupil**, “Propagation de croyance et codes LDPC définis sur les groupes,” in *Séminaire Supélec*, Rennes, France, décembre 2005 ;
- [W10] **A. Goupil**, “Accès multiple par hiérarchisation,” in *Séminaire ETIS-ENSEA*, Cergy-Pontoise, France, mai 2005 ;
- [W11] **A. Goupil**, M. Colas, D. Declercq et G. Gellé, “Multiple access receiver based on hierarchical clusters/users detection using non-binary LDPC codes,” in *COST 273 Workshop*, Bologne, Italie, janvier 2005.

Chapitre 2

Contributions au traitement du signal

Le traitement du signal est l'axe de recherche qui fait naturellement suite à mes études pré-doctorales et à mes travaux de thèse. Ces derniers concernent plus précisément les communications numériques et la couche physique pour les communications point à point. Mes contributions sur ces aspects feront l'objet de la section suivante 2.1.

La thématique des réseaux de capteurs développée dans l'équipe de recherche SysCom qui m'a accueilli a alors été l'occasion de prendre en compte les spécificités du traitement du signal distribué aussi bien sur les aspects calculatoires que sur les caractéristiques spatiales des signaux. Ces différents points qui seront approfondis dans la section 2.2 a permis d'acquérir des connaissances en topologie algébrique pour en faire des outils de traitement du signal.

Il s'avère que les outils de topologie permettent d'agréger des données locales en des informations globales. Il paraît alors naturel d'appliquer ces outils au traitement d'images. Nos contributions sur ce point seront décrites dans la section 2.3.

Enfin, la section 2.4 clôturera ce chapitre en se concentrant sur diverses contributions dans le domaine du traitement des données.

2.1 Communications numériques

2.1.1 Égalisation

Mes travaux de thèse se sont concentrés sur l'égalisation pour les communications numériques qui consiste à contrecarrer les effets des trajets multiples des canaux, notamment sans fil, en ajoutant à la réception un composant nommé « égaliseur. »

L'égaliseur proposé s'applique essentiellement aux communications numériques mono-porteuses transmises au travers de canaux sélectifs en fréquence et variables dans le temps.

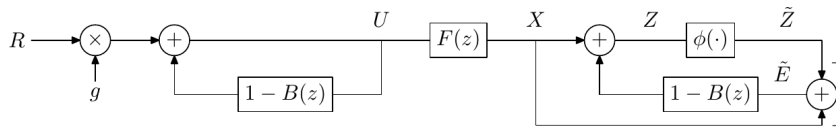


FIG. 2.1 : Structure de l'égaliseur aveugle à retour de décision pondérée [GP10].

L'approche classique dans ce cas consiste à émettre une séquence connue du récepteur sur laquelle il s'appuie pour apprendre les effets du canal et les inverser ou pour apprendre directement les coefficients de l'égaliseur. Ce type d'approche nécessite un envoi régulier de signaux qui ne portent aucune information utile au destinataire. L'égalisation autodidacte, encore dite aveugle ou non supervisée, se démarque par sa capacité d'optimiser ses coefficients pour contrecarrer le canal sans reposer sur une séquence d'apprentissage.

Nous avons proposé un égaliseur aveugle par retour de décision pondérée dont la structure est donnée dans la figure 2.1 et qui a été étudiée dans [GP01a, GP01b, PG08]. La fonction $\phi(\cdot)$ est particulière car elle correspond à un mélange entre l'identité et la décision,

$$\phi(z) = (1 - \alpha) z + \alpha \text{dec}(z). \quad (2.1)$$

La structure précédente réagit comme un simple égaliseur linéaire récursif lorsque $\alpha = 0$ ou comme un égaliseur à retour de décision lorsque $\alpha = 1$. Une analyse des deux types d'égaliseurs [Lao97, LML98] montre que dans ces deux cas, les filtres $F(z)$, $B(z)$ et le gain g sont identiques.

De même, les auteurs de ces travaux utilisent ces égalités de filtre pour proposer un égaliseur qui passe d'une configuration d'égaliseur linéaire à un égaliseur à retour de décision. La structure développée dans nos travaux s'affranchit de cette bascule entre les deux structures qui nécessitait d'introduire une hystérésis pour limiter leur nombre. De plus grâce au paramètre α ce passage devient continu.

De par sa conception, l'adaptation de chaque filtre de l'égaliseur est local. En effet, le gain g est mis à jour par une descente de gradient type LMS pour que sa sortie soit de puissance unité, le filtre $B(z)$ est, quant à lui, modifié parallèlement pour que sa sortie soit blanche. Le filtre $F(z)$ est adapté par une combinaison, dépendante de α , d'un algorithme LMS dirigée par les décisions comme pour un égaliseur à retour de décision classique et par un algorithme LMS de type Bussgang et dérivé du CMA (Constant Modulus Algorithm) de Godard [God80].

Le paramètre α coordonne ces différents éléments en un ensemble cohérent. Son adaptation doit alors prendre en compte un critère global et sans supervision. Pour cela, α minimise un critère que nous avons développé qualifié de norme constante [GP07] particulièrement adapté aux modulations d'amplitude en quadrature.

La figure 2.2 reprend une figure de [GP10] pour illustrer les performances de l'égaliseur proposé (Blind WDFE sur la figure) et les comparer à un égaliseur linéaire non-supervisé (Blind LRE) et à un égaliseur à retour de décision complètement entraîné (Trained DFE)

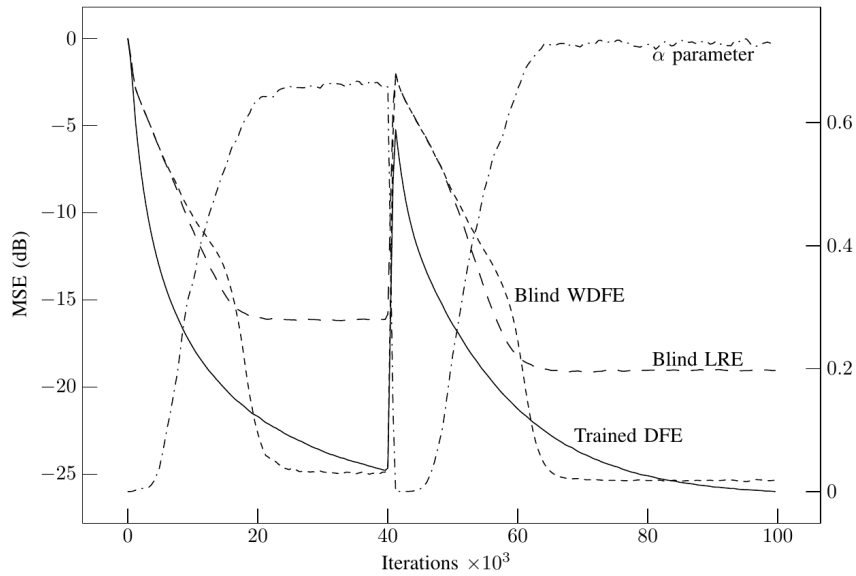


FIG. 2.2 : Performance de l'égaliseur aveugle proposé dans [GP10].

qui sert de référence ici. La forte modification du canal à l'itération 40 000 entraîne une réaction adéquate de l'algorithme d'adaptation en remettant le paramètre α proche de 0 qui indique que les décisions sont impropres et que l'égaliseur doit redevenir linéaire pour finalement retrouver la forme d'une égaliseur à retour de décision, $\alpha \approx 1$, une fois l'apprentissage du nouveau canal terminé.

L'égaliseur proposé dans ces travaux présentait des performances proches voir supérieures à celle de l'égaliseur de [LML98] qui était alors à l'époque l'étalon. Ces travaux, surtout ceux concernant le critère de l'algorithme de la norme constante, ont été poursuivis par Jacques Palicot à Supélec Rennes en l'appliquant à d'autre aspect des communications sans fils comme l'OFDM.

2.1.2 Pré-égalisation en ULB

L'encadrement en post-doctorat de Taoufik Ben Jabeur a permis de continuer ce travail sur l'égalisation en proposant une méthode de pré-égalisation pour les communications ultra large bande (ULB ou Ultra Wide Band, UWB, en anglais). Dans ce cas, les impulsions sont par exemple gaussiennes et sont déformées par le canal comme le montre la vignette à gauche de la figure 2.3. En supposant que l'état du canal est connu à l'émetteur, c'est-à-dire en connaissant ici les coefficients du RAKE du récepteur, il est possible de préfiltrer l'impulsion pour qu'elle devienne gaussienne sous l'action du canal. La vignette de droite de la figure 2.3 montre l'impulsion émise et celle reçue qui approche une gaussienne.

La méthode développée alors dans la publication [JGG11] repose sur un filtre linéaire à base de dérivateurs, plus simple à mettre en œuvre dans les systèmes ULB. Pour des impulsions gaussiennes, les calculs sont facilités en recourant aux polynômes d'Hermite. Cette méthode déplace la complexité d'un RAKE au récepteur en un filtrage à l'émet-

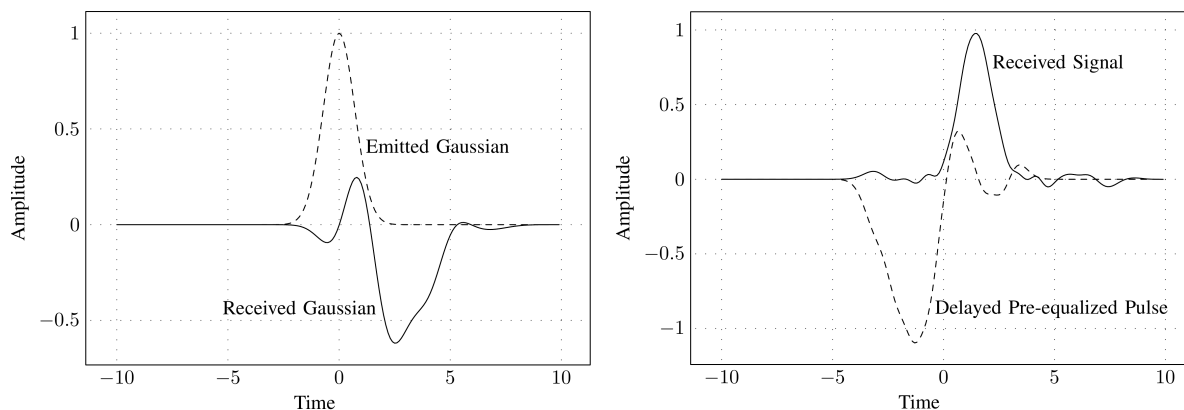


FIG. 2.3 : Pré-égalisation dans un système ULB [JGG11].

teur. Les résultats obtenus montrent que la pré-égalisation parvient à rendre quasiment gaussienne l'impulsion au récepteur limitant alors l'utilisation du RAKE.

2.2 Signal et réseaux

Le développement des réseaux de communications a naturellement amené l'équipe DéCom du laboratoire vers la thématique des réseaux de capteurs. En ont découlés des travaux en codage et en théorie de l'information qui seront vus ultérieurement mais aussi en traitement du signal distribué résumés dans cette section.

L'encadrement de la thèse de Mengyi Zhang [Zha15] a été l'occasion de se former, d'introduire et de développer dans le laboratoire l'utilisation de la topologie algébrique pour le traitement du signal distribué. La topologie, en effet, étudie comment des éléments localisés s'associent entre eux pour former un ensemble global et cohérent. Cette branche des mathématiques est donc tout indiquée pour le traitement du signal distribué qui, justement, fusionne des données disparates et dispersées pour un résultat qui concerne l'ensemble du réseau. De plus, l'aspect « algébrique » de la topologie algébrique permet d'utiliser les outils de l'algèbre linéaire dans les mises en œuvre effectives.

2.2.1 Notions de topologie algébrique

La topologie algébrique étudie un espace avec les outils de l'algèbre. Les espaces considérés ici s'appellent des complexes simpliciaux et sont construits à partir de briques de base tels que des triangles, des tétraèdres, ou plus généralement des simplexes de dimensions quelconques. Ces briques de base peuvent aussi être des carrés, des cubes, des hypercubes, etc ou des points, des lignes, des disques, des boules, et ainsi de suite.

La figure 2.4, issue de [ZG18] va nous servir à présenter les différents éléments de topologie algébrique. L'espace est ici formé de 15 nœuds a, b, \dots, o , de 30 arêtes notées ab, \dots, jk, \dots, fo et de 15 triangles abg, bgh, \dots, afo . Ces éléments sont connectés entre eux selon la figure.

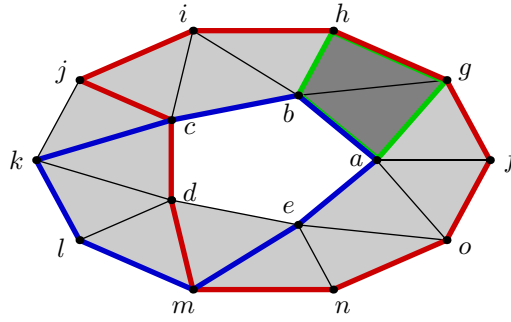


FIG. 2.4 : Exemple d'espace topologique [ZG18].

Pour coder tout cela algébriquement, trois espaces vectoriels sont construits, C_0 , C_1 et C_2 , dont les vecteurs sont appelés des chaînes. L'extension à des dimensions supérieures est immédiate mais leur visualisation plus difficile. C_0 qui contient toutes les combinaisons linéaires de « points » par exemple $a + 5f$ ou $m - b$. Un élément de C_0 est donc un ensemble de nœuds pondérés. L'espace C_1 est construit de manière similaire pour les arêtes. Ainsi $ab + ag + bh - gh$ représente le chemin fermé en vert sur la figure. Il faut remarquer que les éléments de C_1 , à l'instar des autres espaces, sont orientés : le vecteur $-gh$ est identique au vecteur hg ; l'orientation indique le « sens de parcours » de l'arête. Enfin C_2 contient les combinaisons linéaires de triangles, la surface plus foncée sur la figure représente $abg + bgh$.

Les espaces vectoriels C_k contiennent les briques de base et la construction d'un espace à partir de ces dernières se fait grâce au manuel de collage fourni par les applications linéaires $\partial_k : C_k \rightarrow C_{k-1}$ appelées les bords. Par exemple, $\partial_2 abg = ab + bg - ag$ qui indique que les bords du triangle abg sont les arêtes ab , bg et ag orientée en sens inverse. De même le bord de l'arête mn est $\partial_1 mn = n - m$ en tenant compte ici aussi de l'orientation. Grâce à celle-ci, la notion de bord est cohérente car si nous cherchons le bord d'un chemin comme $ab + bc + cd$ qui va de a à d en passant par b et c , on trouve $\partial_1(ab + bc + cd) = (b - a) + (c - b) + (d - c) = d - a$, c'est-à-dire les extrémités du chemin.

L'anneau de la figure 2.4 est un espace qui contient un « trou » que les outils précédents de topologie permettent de détecter. Il s'agit bien d'une propriété globale qui concerne l'ensemble d'un espace décrit localement. Au lieu de trouver ce « trou » directement, l'homologie cherche plutôt un chemin fermé qui l'entoure. Or un chemin fermé est un chemin décrit par une chaîne de C_1 qui n'a pas de bord. Donc l'ensemble des chemins fermés appartient au noyau de ∂_1 . Par exemple les chaînes marquées en rouge, bleu ou vert sur la figure 2.4 sont des chemins fermés, aussi appelés des cycles et forment un sous espace vectoriel de C_1 noté Z_1 avec $Z_1 = \ker \partial_1$.

Il reste ensuite à trier dans ces cycles, ceux qui entourent un « trou » de ce qui entoure un morceau d'espace plein. Par exemple la chaîne $ab + bh + hg - ag$ entoure les triangles $abg + bgh$. Pour le remarquer il suffit de calculer le bord de ces triangles pour obtenir la chaîne en vert : $\partial_2(abg + bgh) = (ab + bg - ag) + (bh + hg - bg) = ab + bh + hg - ag$. L'ensemble des cycles qui sont aussi des bords, comme le cycle en vert de la figure 2.4, forment un sous espace vectoriel noté B_1 et qui est l'image de C_2 par ∂_2 , autrement dit

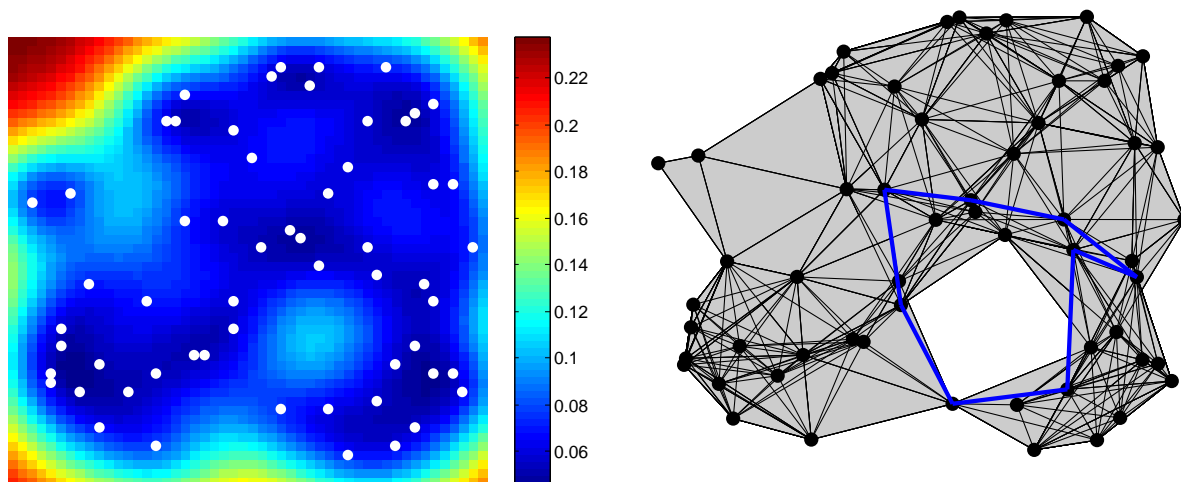


FIG. 2.5 : Précision de l'estimation et détection de trou associée [ZGC13].

$B_1 = \text{Im } \partial_2$. La relation fondamentale $\partial_2 \partial_1 = 0$ indique que le bord du bord est vide et par conséquent B_1 est un sous espace-vectoriel de Z_1 .

En calculant le groupe d'homologie $H_1 = Z_1/B_1$, qui est un espace vectoriel bien défini car $B_1 \subset Z_1$, nous récupérons les cycles qui entourent des trous car les autres sont réduits au vecteur nul et de plus les cycles équivalents sont déformables l'un en l'autre. Par exemple les cycles en rouge et en bleu de la figure sont représentés par le même vecteur dans H_1 car il entoure le même trou et le cycle bleu peut être continûment déformé pour obtenir le cycle rouge. Ainsi la dimension de H_1 compte le nombre de « trous » dans l'espace.

La notion de groupes d'homologie peut être étendue à d'autres dimensions selon ce même principe. Ces groupes comptent alors, selon l'interprétation d'Alexandrov, le nombre de composantes connectées pour H_0 , de trous pour H_1 , de vides pour H_2 , etc.

2.2.2 Détection des trous de couverture et sélection de capteurs

Armés de cette magnifique théorie, nous souhaitons avec Mengyi Zhang détecter les trous de couverture dans un réseau de capteurs. Contrairement à la plupart des modèles de couverture, nous n'avons pas considéré que les nœuds du réseau captent dans un disque d'un certain rayon autour d'eux. Les mesures sont en effet le plus souvent ponctuelles et ce modèle de disques ou ses dérivés sont par conséquent inadaptés en réalité. Nous avons donc supposé dans [ZGC13] que les mesures étaient une version bruitée d'un échantillonnage en certains points d'un champ spatial modélisé par un processus gaussien bidimensionnel.

Un trou de couverture correspond donc à un point de l'espace dont la précision de l'estimation par régression est insuffisante c'est-à-dire est sous un seuil fixé par l'opérateur. La théorie des processus gaussien permet de calculer la précision à partir des corrélations des mesures faites par les capteurs. La vignette de gauche de la figure 2.5 présente la variance de l'estimateur du champ, et non la valeur du champ, selon la position. Les positions des capteurs sont signalées par les points blancs. La présence proche de capteurs diminue

la variance de l'estimation et donc augmente la précision alors qu'une faible densité de couverture détériore l'estimation comme le montre le « trou » en bas à droite de la carte en couleur. Cette variance ne dépend pas des mesures en elles-même mais des corrélations entre elles. Elles peuvent donc être estimées par un moyennage temporelle.

La difficulté résolue dans [ZGC13] consiste à représenter la carte des variances sous la forme approchée d'un complexe simplicial qui ne perd pas, lors de sa construction, les « trous » de couverture. Pour cela, à chaque capteur est associé un nœud du complexe ; puis, une arête entre deux nœuds est ajoutée si la variance le long du segment qui les relie ne dépasse pas un seuil fixé par l'opérateur. Ce calcul reste très exigeant en ressource et nous avons donc proposé une méthode basée sur une petite optimisation quadratique de dimension 2 seulement qui indique si cette variance est inférieure au seuil. Une approche similaire permet de savoir si trois nœuds sont reliés ensemble dans le complexe par un triangle si la variance dans la surface de ce triangle est satisfaisante. In fine, le complexe simplicial est construit uniquement grâce aux corrélations entre les mesures de chaque capteur. La vignette de droite de la figure 2.5 donne le résultat obtenu par cette construction qui approche la carte de variance à sa gauche. On remarque que la zone de forte variance de l'estimateur est représentée par un trou dans le complexe. Ce dernier, grâce au calcul du groupe d'homologie H_1 , est repéré puisque la dimension de cet espace est 1. Ensuite un cycle entourant ce trou est extrait d'une base de H_1 . Ce dernier apparaît en bleu dans la figure.

Deux remarques sont importantes à souligner dans ce travail. D'une part, hormis pour la visualisation, les emplacements des capteurs ne sont utilisés nulle part dans la méthode ; seules les corrélations sont fournies à l'algorithme. Ainsi, cette solution permet de trouver des trous de couverture sans connaître la géométrie de la situation. Seule la topologie est utile car seule importe la notion de proximité des mesures fournies par leurs corrélations. Il y a ici quelque chose de surprenant qui conforte l'idée que la topologie apporte souvent des informations utiles sans avoir à recourir à la géométrie.

Ensuite, seconde remarque, l'approximation faite pour savoir si des nœuds doivent être reliés ensemble peut s'avérer inexacte mais s'il est certifié que si un trou de couverture existe alors la méthode le détectera. Par contre, il est possible qu'elle en détecte un bien qu'inexistant en réalité.

Comme la topologie algébrique rend simple la détection de trous de couverture, il est conceptuellement possible de l'utiliser afin de sélectionner un ensemble de capteurs suffisant pour assurer une certaine couverture. Les capteurs qui ne sont pas sélectionnés seront alors mis en veille pour limiter leur consommation énergétique et augmenter ainsi la durée de vie du réseau.

Cette sélection devient réalisable en utilisant directement un groupe d'homologie relatif H_2 grâce à une construction intelligente de Ghrist *et al.* [DGJ12, dSG06] qui relie la couverture du réseau à son premier groupe d'homologie H_1 puis au second groupe d'homologie relative par rapport à la bordure du domaine. La suite des travaux de thèse de Mengyi Zhang ont mis en œuvre cette solution avec un algorithme adaptatif dans [ZGC15a, ZGC15b].

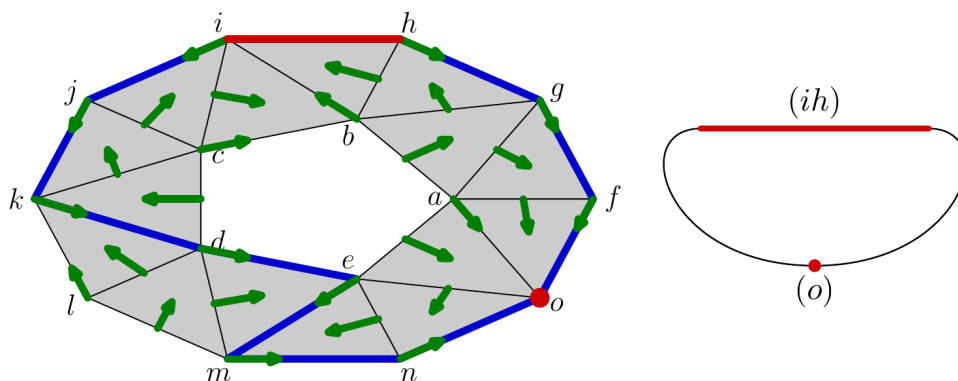


FIG. 2.6 : Champ de vecteurs discrets et complexe de Morse associé [ZGC15b].

Pour cela, nous avons eu recours à la théorie de Morse discrète développée par Forman [For98, For02a, For02b]. Il s'agit d'associer des vecteurs discrets aux éléments constitutifs d'un complexe. Ces vecteurs discrets sont codés comme une paire de cellules adjacentes comme un triangle et une de ses arêtes. Le champ de vecteurs discrets doit vérifier quelques contraintes locales. La figure 2.6, qui reprend à gauche l'exemple précédent de l'anneau, indique les vecteurs discrets par des flèches vertes. Les cellules du complexe qui ne participent pas à un vecteur sont dits critiques et apparaissent en rouge sur la figure. À partir de ces cellules critiques, en suivant le champ de vecteurs, il devient possible de construire une version simplifiée du complexe de départ mais homologiquement identique. Cette construction appliquée à notre exemple produit le complexe à droite de la figure. Ce complexe, dit de Morse, est la quintessence topologique de l'espace de départ et permet de retrouver simplement les trous et des cycles les entourant. Ce complexe de Morse peut être vu comme la rétraction de l'espace de départ par la dynamique imposée par le champ de vecteurs.

Plus le champ de vecteurs contient de vecteurs, moins il y a de cellules critiques et plus simple devient le complexe de Morse. Cette simple constatation amène à trouver un champ de vecteurs le plus grand possible pour extraire du petit complexe de Morse associé les informations topologiques.

Notre solution consiste ainsi à construire un champ de vecteurs discrets cohérent par un algorithme distribué et utilisant uniquement des informations locales pour limiter les communications entre les capteurs à un seul saut maximum. Le coût énergétique de cet algorithme s'en trouve par conséquent limité. Une fois ce champ construit, le complexe de Morse associé permet de trouver rapidement la sélection de capteurs qui assurent la couverture.

La figure 2.7 montre le résultat de notre algorithme. Les numéros indiquent les identifiants des 211 capteurs placés aléatoirement dans un disque. Ceux en vert sont en veille et ceux en rouge restent éveillés pour garantir la couverture du domaine. Il faut ici un peu moins de la moitié des capteurs pour couvrir la surface. Pour indiquer la redondance des capteurs, les zones plus foncées indiquent une densité de capteurs éveillés plus importante.

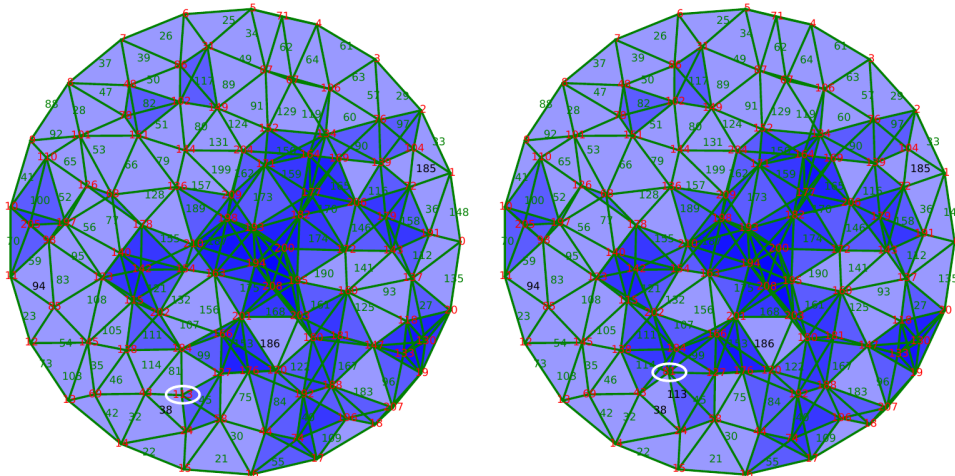


FIG. 2.7 : Adaptation des capteurs sélectionnés [ZGC15a].

Notre algorithme ne donne pas de garantie d’optimalité mais nous obtenons des résultats empiriquement intéressants : la densité des capteurs éveillés reste faible sur une grande partie de domaine surveillé.

Notre solution est adaptable car elle peut réagir rapidement à la perte d’un capteur suite à l’exhaustion de son énergie. Dans la figure 2.7, les capteurs éteints par épuisement de leurs ressources énergétiques sont en noir. Dans notre exemple, le capteur entouré à gauche de la figure s’éteint, les vecteurs du champ de vecteurs discrets se réorganisent rapidement et localement pour fournir une solution qui nécessite de ne réveiller qu’un seul capteur, celui entouré à droite de la figure.

De part la distribution des calculs de l’algorithme et des communications locales, les adaptations du réseau de capteurs sont le plus souvent limitées à une zone autour des modifications du réseau. C’est ainsi que notre approche peut passer à l’échelle et se comporter correctement même pour des réseaux de grandes tailles.

L’extension de cette mise en œuvre à la détection de trous de couverture par les corrélations a fait l’objet de la publication [ZGC14] et une approche plus générale est publiée dans [ZG18]. Ici, l’état du réseau varie et pas nécessairement seulement par la perte d’un nœud ; des trous apparaissent ou disparaissent au grès des corrélations estimées. Nous avons donc adapté et testé l’algorithme précédent en reprenant les travaux sur la détection de trous de couverture grâce aux corrélations entre les capteurs mais où les corrélations sont estimées au cours du temps par une simple moyenne temporelle. Le résultat se trouve sur la figure 2.8 pour trois instants différents, au début de la mise en place du réseau, au milieu de la vie du réseau et une fois que les estimations des corrélations ont convergé. On remarque que le trou de couverture principal est rapidement identifié et que le réseau a besoin de plus de temps et plus de certitude quant aux corrélations pour statuer sur le second trou potentiel en haut de l’image. L’approche est donc robuste. Une analyse plus fine montre qu’elle réagit bien lors de l’apparition de nouveaux trous.

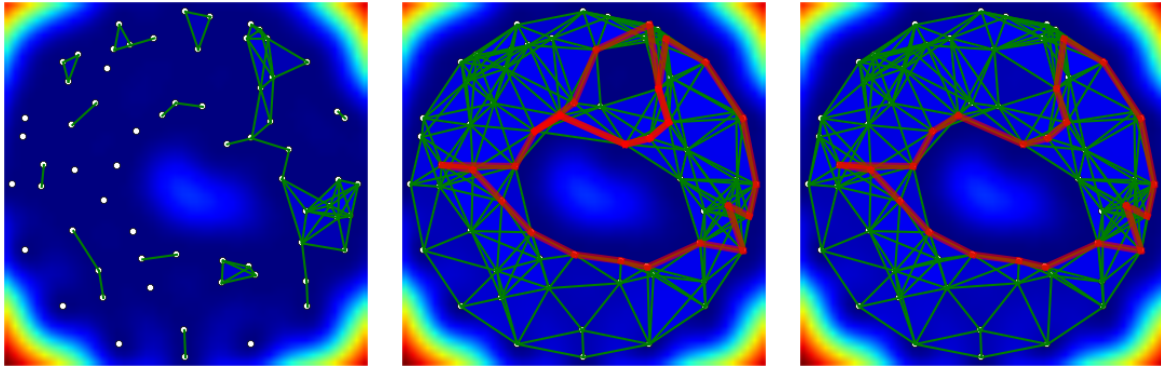


FIG. 2.8 : Détection adaptative des trous de couverture par l'approche gaussienne [ZG18].

2.2.3 Calcul d'invariants topologiques par consensus

Les algorithmes par consensus reposent sur l'idée de messages échangés entre les capteurs proches pour qu'ils remettent à jour leur état selon une règle simple. Il est possible ainsi de faire des estimations distribuées dans le réseaux de capteurs [BC14].

Lors des travaux de thèse effectués par Anas Hanaf [Han16] et avec la collaboration de Mengyi Zhang, nous avons utilisé les algorithmes de consensus étudiés par Anas pour calculer de façon simple et complètement distribuée des invariants topologiques notamment les formes harmoniques de degré 1.

Commençons par l'algorithme du calcul de la moyenne dans un réseau de capteurs. Chaque nœud u mémorise une valeur ϕ_u qui peut être initialisée, par exemple, par une mesure d'un phénomène physique à sa position. Ensuite, deux nœuds voisins u et v modifient leur mémoire par une communication pour la fixer à la moyenne de ϕ_u et ϕ_v . Il semble naturel qu'à la convergence, s'il y a, tout les nœuds du réseau vont partager la même valeur qui sera la moyenne des ϕ_u initiaux.

Nous pouvons écrire que le processus de consensus tend à rendre les ϕ_u égaux sur le réseau ou, de façon équivalente, de rendre nulle la somme $\sum_{u \sim v} (\phi_u - \phi_v)^2$ où $u \sim v$ indique que les nœuds u et v sont voisins. Pour rendre cela plus « topologique, » il faut remarquer que $\phi_u - \phi_v$ est une sorte de gradient et qu'il peut s'écrire $\partial\phi$ avec ϕ une fonction définie sur les arêtes du graphe du réseau, dite 1-forme, et ∂ la notion de bord introduite à la section 2.2.1. Nous avons donc une équivalence entre rendre nulle la somme précédente et la norme du bord de la 1-forme ϕ . En utilisant l'application adjointe du bord ∂ , nous obtenons en plus les égalités

$$\sum_{u \sim v} (\phi_u - \phi_v)^2 = \|\partial\phi\|^2 = \langle \partial\phi, \partial\phi \rangle^2 = \langle \phi, \partial^* \partial \phi \rangle^2 = \langle \phi, \Delta\phi \rangle, \quad (2.2)$$

où $\langle \cdot, \cdot \rangle$ indique un produit scalaire, et $\Delta = \partial^* \partial$ avec ∂^* l'opérateur adjoint de ∂ .

Ainsi le processus de consensus distribué de la moyenne recherche les fonctions ϕ annulant Δ qui est le Laplacien du graphe du réseau. Ces fonctions sont appelées formes harmoniques. Ce Laplacien est un opérateur est particulièrement important car il encode toutes

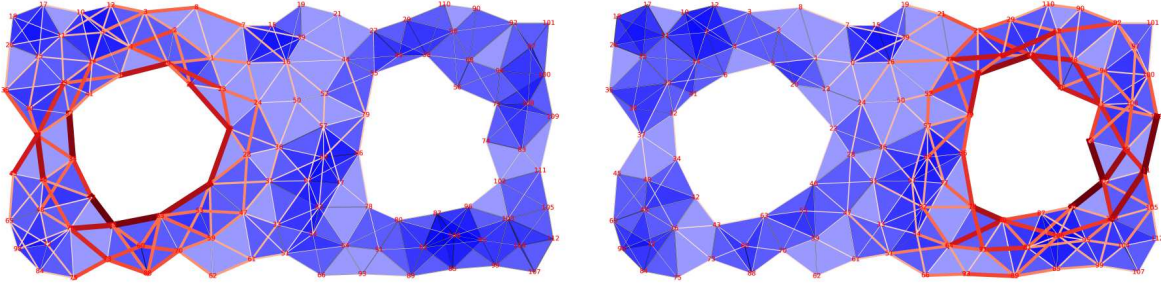


FIG. 2.9 : Base de l'espace des formes harmoniques [ZGH18].

les informations concernant la connectivité du réseau. Par exemple la dimension de son noyau donne le nombre de composantes connexes du réseau. Il est par ailleurs à la base de nombreux algorithmes de détection de communautés ou de partitionnement [SM00].

Dans [ZGH18], nous avons étendu le lien entre un algorithme de consensus et les invariants topologiques de degré 2, c'est-à-dire pour un Laplacien d'ordre supérieur. Grâce à cela, un algorithme de consensus a été développé pour calculer les formes harmoniques et par conséquent obtenir des informations topologiques comme la présence de trous.

Précédemment, nous avons présenté les espaces vectoriels C_i des chaînes sur les nœuds, les arêtes et les triangles d'un espace simplicial de dimension 2. Ces derniers sont reliés entre eux par les opérateurs de bords ∂_1 à ∂_2 . En intégrant un produit scalaire sur chacun de ces espaces, nous obtenons les relations

$$0 \xrightarrow{\partial_3} C_2 \xrightleftharpoons[\partial_2^*]{\partial_2} C_1 \xrightleftharpoons[\partial_1^*]{\partial_1} C_0 \xrightarrow{\partial_0} 0, \quad (2.3)$$

où 0 indique des espaces triviaux et où ∂_3 et ∂_0 sont des opérateurs nuls. Le Laplacien précédent s'écrivait $\Delta_0 = \partial_1^* \partial_1 + \partial_0 \partial_0^*$ et il contenait les informations sur la connexion entre les nœuds.

La théorie de Hodge permet d'étendre cela en introduisant l'opérateur de Hodge-Laplace $\Delta_1 = \partial_2^* \partial_2 + \partial_1 \partial_1^*$ qui permet de décomposer les chaînes de C_1 , c'est-à-dire les combinaisons d'arêtes pondérées selon la somme directe de sous espaces vectoriels

$$C_1 = \overbrace{\text{Im } \partial_1^* \oplus \text{ker } \Delta_1}^{\text{ker } \partial_2^*} \oplus \underbrace{\text{Im } \partial_2}_{\text{ker } \partial_1}. \quad (2.4)$$

L'équation (2.4) relie les formes harmoniques qui sont dans le noyau de l'opérateur de Hodge-Laplace Δ_1 et la topologie car l'ensemble des ces formes harmoniques est isomorphe au groupe d'homologie $H_1 = \text{ker } \partial_1 / \text{Im } \partial_2$ qui encode, comme nous l'avons vu précédemment, le nombre de trous. On renvoie à [ZGH18] pour les preuves et une explication plus détaillée.

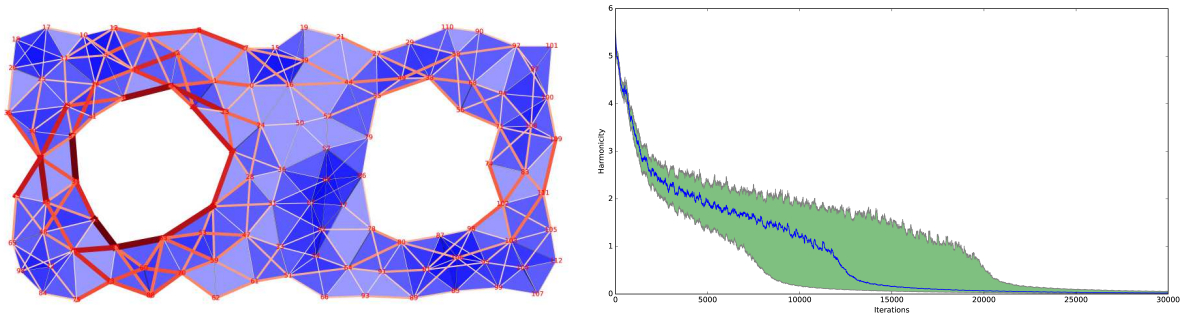


FIG. 2.10 : Forme aléatoire obtenue par l’algorithme de [ZGH18] et vitesse de convergence.

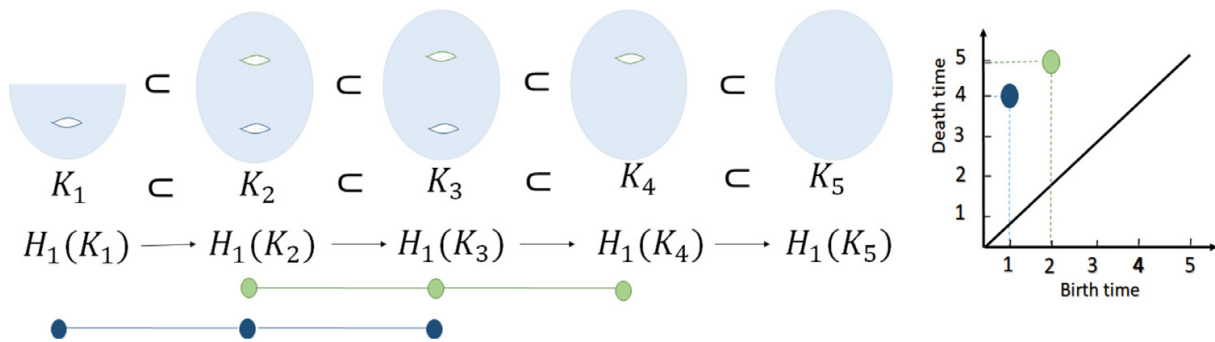
Deux formes harmoniques qui forment une base sont représentées sur la figure 2.9. Ces formes sont portées par les arêtes dont la couleur et l’épaisseur indique la pondération. Nous remarquons dans un premier temps que ces formes concentrent leur pondération au niveau des trous. La dimension du groupe H_1 , ici deux, est bien égale au nombre de trous et à la taille de la base obtenue.

L’algorithme de consensus pour le calcul d’une forme harmonique aléatoire consiste à initialiser aléatoirement la valeur associée à chaque arête puis à mettre à jour ces valeurs par des communications entre nœuds voisins. Deux types de mises à jour : soit au niveau d’un nœud soit au niveau d’un triangle. Aucune coordination n’est nécessaire, ce qui fait la force de cet algorithme. Les mises à jours peuvent être effectuées en parallèle en plusieurs endroits du réseau et leur ordre importe peu.

La figure 2.10 montre à droite le résultat de cet algorithme. Une combinaison linéaire aléatoire des éléments de la bases des formes harmoniques de la figure 2.9 est clairement obtenue pour une vitesse de convergence tracée à droite de la figure 2.10. La vitesse de convergence est mesurée par l’harmonicité, c’est-à-dire la norme de $\Delta_1\phi$ en fonction du nombre de mises à jour effectuées. 95 % des courbes de convergence sont à l’intérieur de la surface verte et la moyenne est figurée en bleue.

Naturellement, une seule forme harmonique est obtenue mais elle est suffisante pour détecter tous les trous presque sûrement. En effet, il suffit de sommer les valeurs des arêtes selon un chemin fermé pour savoir s’il entoure un trou ou non. Si cette somme est nulle, alors le chemin fermé n’entoure rien, sinon il y a un trou dans le réseau et le chemin fermé indique plus ou moins grossièrement sa localisation.

Une fois la forme harmonique trouvée, il reste à trouver les trous de couverture. Comme les valeurs sur les arêtes sont distribuées dans le réseau, il n’est pas envisageable de centraliser le résultat vers un nœud maître sans perdre l’intérêt de l’approche. Nous proposons dans notre article d’ajouter des jetons qui se promènent sur les arêtes du réseau en intégrant la valeur de la forme sur son chemin. Lorsqu’un jeton retourne sur un nœud précédemment visité, il compare sa valeur actuelle avec la valeur précédente ; en cas d’inégalité un trou est découvert.

FIG. 2.11 : Principe de la persistance [AGV⁺18].

2.3 Traitement de l'image

Fort de l'expérience acquise avec l'utilisation de la topologie algébrique pour les réseaux de capteurs, nous nous sommes dirigés vers le traitement d'image avec l'opportunité d'encadrer les travaux de Rabih Assaf [Ass18]. Cette thèse a permis de réaliser le projet ANR BioTop déposé sans succès. Ces travaux ont aussi permis de tisser des liens avec l'Université USEK du Liban via un programme Hubert Curien (PHC) Cèdre avec Mohammad Kacim et avec Thomas Boudier de l'Université Pierre et Marie Curie de Paris alors en visite à l'A-star à Singapour. Un second projet Hubert Curien (PHC) Merlion avec Singapour en a découlé afin de collaborer avec le professeur Lee Hee Kuan du laboratoire BII. Nos contributions dans cette direction font l'objet des quatre prochaines sections. D'autres travaux plus modestes sur le traitement d'image seront aussi évoqués ensuite.

2.3.1 Principes de la persistance topologique

Les travaux initiés avec la thèse de Rabih Assaf utilisent une version dynamique de la topologie algébrique qui s'appelle la persistance topologique [ELZ02, ZC05, EH08]. Il ne s'agit pas seulement de repérer des caractéristiques topologiques dans un espace mais plutôt de les suivre dynamiquement de leur naissance à leur disparition lorsque l'espace varie. Cette variation est fournie par une filtration qui ordonne l'état de l'espace en fonction d'un paramètre, par exemple le temps. Il faut par contre que l'espace ne fasse que grandir, c'est-à-dire que des éléments s'ajoutent au fur et à mesure. Autrement, il faut utiliser la persistance zigzag [CS10] qui n'est pas l'objet ici. La filtration impose donc l'ordonnement $K_1 \subset K_2 \subset \dots \subset K_n$ des complexes lors de la construction de l'espace complet K_n .

La figure 2.11 montre le principe de la persistance homologique : l'espace K varie de l'espace K_1 à l'espace K_5 par ajouts successifs de morceaux selon l'ordre fixé par la filtration. Visuellement, le trou du bas existe dès l'instant 1 et disparaît entre l'instant 3 et l'instant 4 tandis que le trou du haut apparaît à l'instant 2 pour disparaître entre l'instant 4 et le suivant. La persistance homologique code des événements par les deux lignes de vie qui sont indiquées sur la figure en dessous de la filtration. Ces deux lignes forment la signature topologique de la construction encore appelée son code barre selon

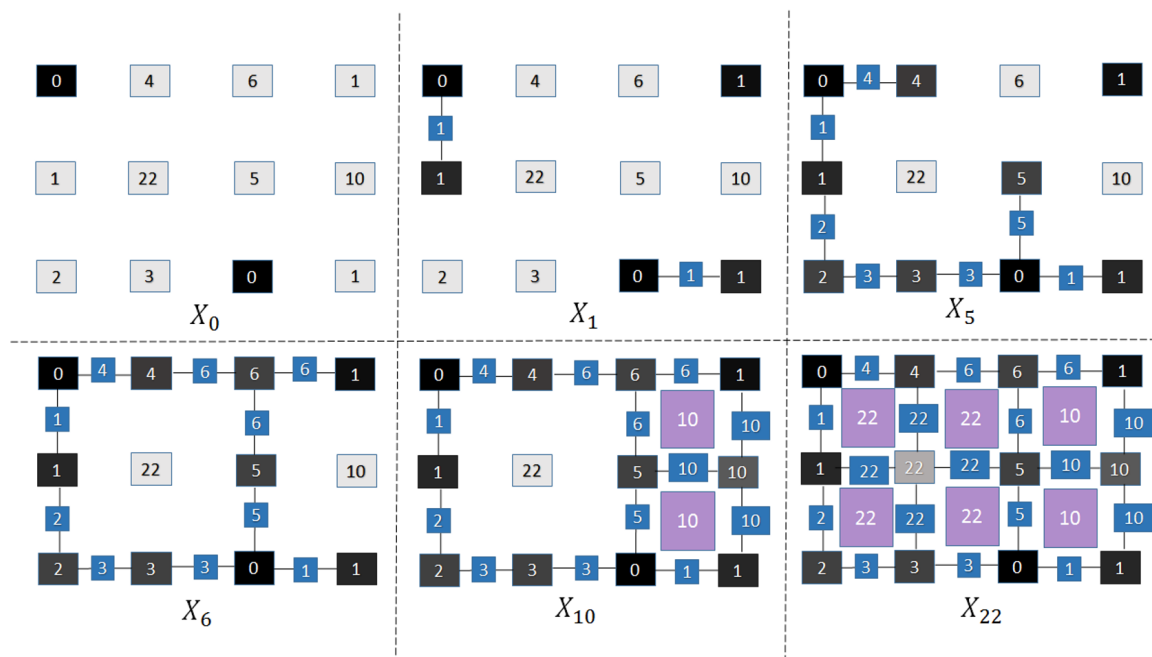


FIG. 2.12 : Construction de la filtration pour une image [AGK17].

la terminologie introduite par Ghrist [Ghr08]. Le diagramme de persistance, à droite de la figure 2.11 apporte une seconde représentation de cette signature. Chaque point de ce diagramme indique une ligne de vie avec en abscisse l'instant de la naissance et en ordonnée celui de sa mort. Tous les points du diagramme sont donc au dessus de la première diagonale dans un monde où la naissance précède la mort.

La grande idée de l'application de la persistance topologique à l'analyse de données ou ici d'image est que les caractéristiques topologiques dont la durée de vie est longue sont pertinents et apportent de l'information sur les données alors que celles qui vivent peu de temps ne sont que du « bruit topologique. » Ainsi, dans un diagramme de persistance, seuls les points éloignés de la diagonales sont d'intérêt.

2.3.2 Persistance topologique et segmentation d'images

Dans le cadre des travaux de Rabih Assaf, une image en niveau de gris telle que celles fournies par imagerie SLIM en biomédicale [WMM⁺11] doit être pré-traitée pour pouvoir apparaître sous forme d'une filtration. La figure 2.12 décrit les étapes de la construction d'une telle filtration. Tout d'abord, le complexe final ressemble à un Goban, le « damier » du jeu de Go, où les intersections sont les pixels, deux pixels côte à côte selon le voisinage de von Neumann donne une arête et enfin quatre pixels connectés deux à deux entourent un carré.

Les pixels sont évalués par le niveau de gris de l'image correspondante. Ensuite, l'indice de la filtration correspond au niveau de gris qui augmente petit à petit. À mesure que ce

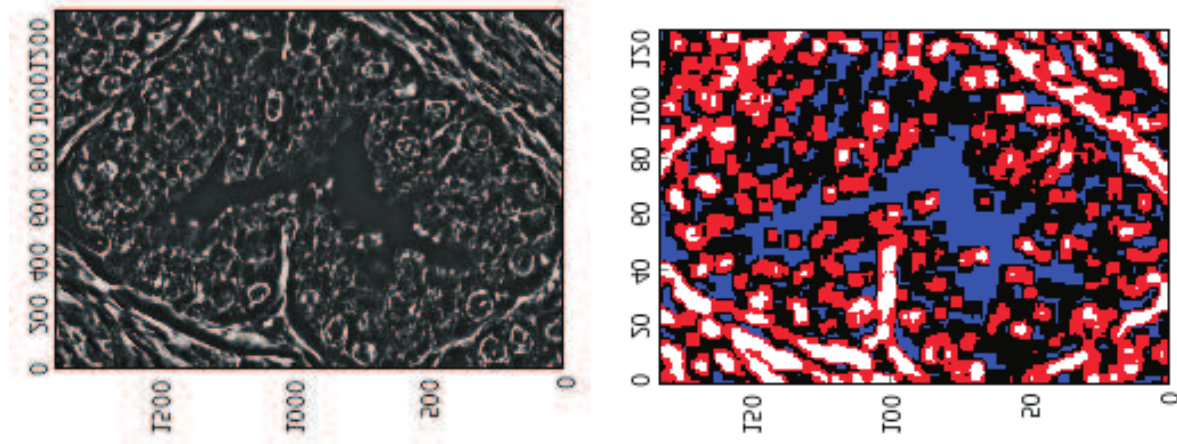


FIG. 2.13 : Segmentation d'une image 1880×1324 de la prostate selon 4 classes [AGK16].

niveau augmente, des pixels sont ajoutés au complexe cubique. Dès que deux pixels d'une arête apparaissent, l'arête est elle aussi ajoutée au complexe et, de même, dès que les quatre pixels d'un carré sont présent dans le complexe, le carré est lui aussi inséré dans la filtration. Cette façon de faire permet de s'assurer d'avoir à chaque instant un complexe cubique pour lequel les bords d'une chaîne appartiennent aussi au complexe. Cela revient à évaluer les arêtes par le maximum des valeurs des sommets de leurs bords et à évaluer les carrés de façon similaire *mutatis mutandis*.

La construction est illustrée sur la figure 2.12. Initialement seuls les pixels ayant la valeur 0 sont dans l'espace X_0 . Lorsque l'indice passe à 1, les pixels de niveau de gris 1 sont ajoutés avec les arêtes connectant deux pixels de niveau inférieur à 1 et ainsi de suite pour atteindre l'espace complet X_{22} dans cet exemple.

Naturellement, pour une image en niveau de gris, il y a deux filtrations possibles : celle dont le niveau va croissant et celle dont le niveau va décroissant ; mais il est possible de relier les deux diagrammes de persistance obtenues par ces deux filtrations [dSMVj11].

Les codes barres obtenus permettent de quantifier la texture d'une image en indiquant les variations topologiques lorsque qu'elle est vue comme une carte de niveau. En extrayant pour chaque imagerie de l'image initiale des caractéristiques aussi bien issues de la persistance topologique que de l'histogramme des niveaux de gris, nous avons proposé une méthode de segmentation non supervisée pour des images SLIM. Ainsi à droite de la figure 2.13 est représentée une image haute résolution 1880×1324 d'une glande de prostate obtenue par microscopie SLIM et dont la partie gauche de cette figure fournit la segmentation résultante. Cette segmentation est obtenue en associant une classe parmi quatre à une fenêtre de taille réduite 50×50 pixels.

Plus précisément, les quatre classes ont été apprises par un simple algorithme des k-moyennes sur un vecteur de 8 caractéristiques calculées sur des imageries extraites de taille 50×50 de l'image. Ces caractéristiques sont la moyenne, la variance des niveaux de gris des imageries mais des caractéristiques calculées à partir de la persistance topologique,

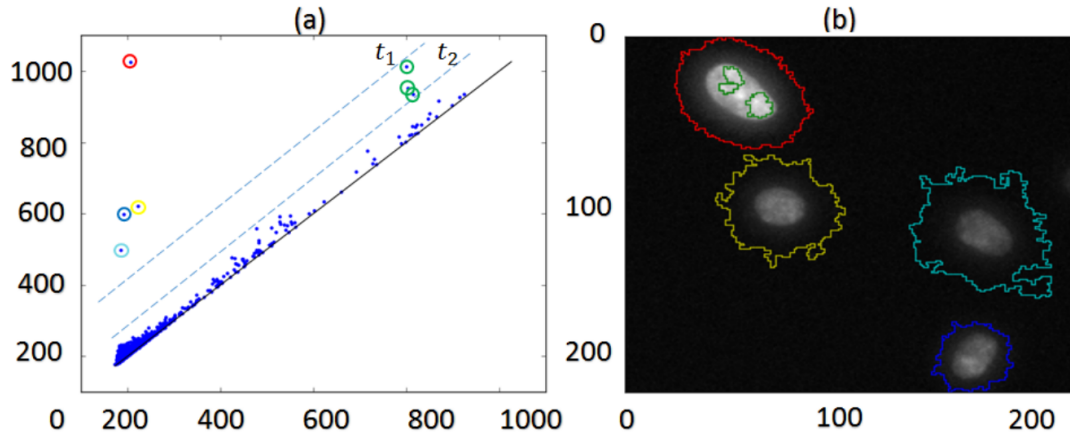


FIG. 2.14 : Exemple de cycles persistant dans une image de cellules [AGK17].

comme la moyenne, la variance et l'entropie des durées des cycles de degré 0, c'est-à-dire les composantes connexes, et ceux de degré 1, c'est-à-dire les trous.

Ces nouvelles caractéristiques permettent d'améliorer la classification en ajoutant des caractéristiques de structure des images qui ne sont pas prises en compte par des caractéristiques basées sur l'histogramme des niveaux de gris. Il est montré par exemple dans [AGK16] que l'entropie des durées de vie des cycles de degré 1 permet à elle seule une bonne séparation des 4 classes trouvées par l'algorithme des k-moyennes.

2.3.3 Extraction topologique de contenu

L'histogramme des durées de vie des cycles lors de la filtration n'est pas la seule donnée fournie par la persistance topologique. En effet, il est possible de récupérer aussi les cycles les plus importants. De plus, grâce à un seuil, le degré d'importance peut-être choisi selon l'application.

Dans [AGK17], nous avons directement appliqué la persistance topologique sur une image de cellule de taille 210×220 . Le résultat est donné sur la figure 2.14.

La construction de la filtration reste identique à la méthode précédente pour les niveaux de gris, ce qui nécessite de limiter la taille des images à traiter. Le diagramme de persistance à gauche de la figure 2.14 montre bien deux types de cycles : ceux dont le niveau de gris de l'apparition et celui de la disparition sont proches et qui sont représentés par des points proches de la diagonale et les autres, au nombre de 8, qui sont significativement éloignés de cette diagonale et qui indiquent des cycles potentiellement porteurs d'information.

Sur l'image de droite de la figure 2.14 sont affichés l'image initiale des cellules et en superposition les cycles associés aux points du diagramme de persistance éloignés de la diagonale d'une distance supérieure à t_1 pour les cycles de couleurs rouge, jaune, cyan et bleu et ceux d'une distance supérieure à t_2 pour les cycles en vert.

La méthode est donc intéressante comme prétraitement pour localiser les cellules dans une

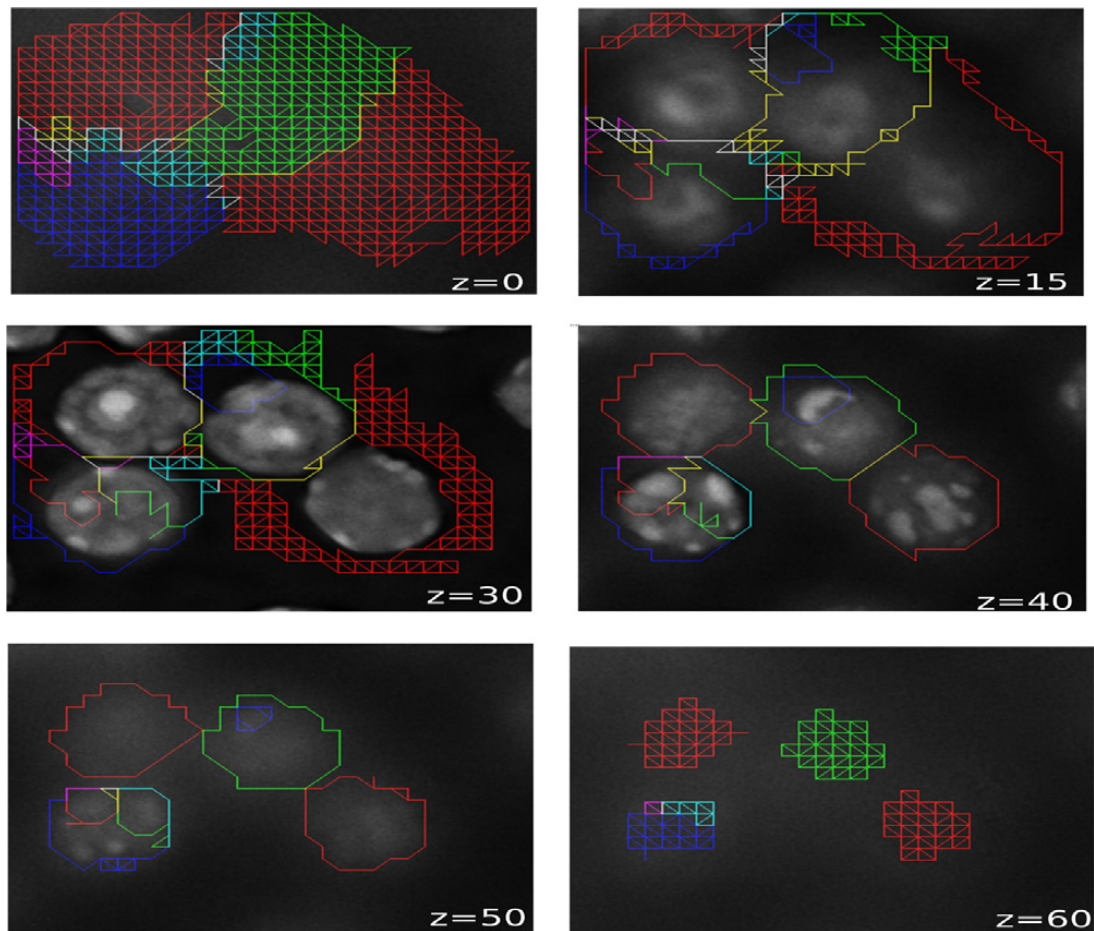
FIG. 2.15 : Application aux volumes 3D [AGV⁺18].

image. Ce prétraitement, qui était primordial pour la société Phasics avec laquelle nous avons eu des échanges sur cet objectif, est particulièrement robuste et n'est pas affecté par des variations du niveau du fond ou par des déformations des contours des cellules. Cette robustesse est inhérente à l'utilisation de la topologie qui est insensible aux déformations continues.

De plus, en modifiant le seuil de t_1 à t_2 , il est possible d'obtenir plus de détails comme sur la figure 2.14 où certains éléments de la cellule peuvent être aussi extraites. Rabih Assaf a par ailleurs construit une hiérarchisation des cycles selon la notion d'appartenance : dans l'exemple les cycles indiqués en verts appartiennent à la cellule entourée en rouge.

2.3.4 Application de la persistance topologique à la 3D

Lors d'une collaboration avec Thomas Boudier de l'Université de Pierre et Marie Curie de Paris, nous avons étendu nos résultats sur des images 3D qui peuvent être soit des volumes soit des vidéos. Les résultats obtenus ont été publiés dans [AGV⁺18] d'où sont extraites les images de la figure 2.15.

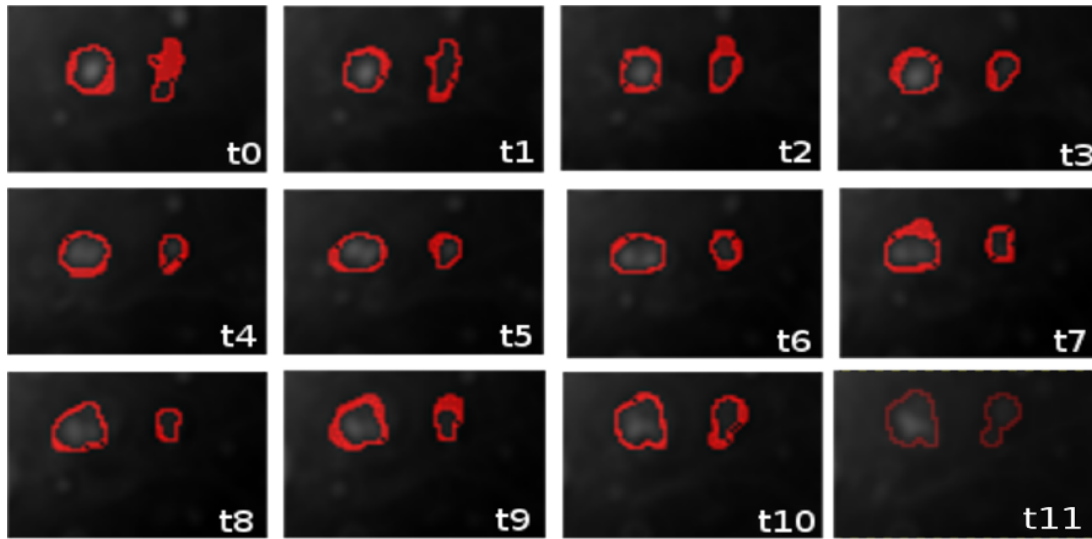


FIG. 2.16 : Détection de cellules mouvantes [AGR⁺21].

Cette extension n'est pas immédiate car il faut dans un premier temps étendre la filtration qui devient alors bien plus imposante en terme de stockage. Pour cette raison, nous avons regroupés les pixels en superpixels ou les voxels en supervoxels en utilisant la méthode du SLIC [ASS⁺12]. Cela réduit considérablement la taille des données mais détruit complètement la structure de voisinage simple d'une image car la forme des superpixels ou supervoxels peut être diverse. La construction de la filtration a donc été modifiée pour prendre en compte une nouvelle notion de voisinage qu'il a fallu mettre au point tout en s'assurant que la topologie sous-jacente n'en soit pas affectée. Autrement dit, la simplification apportée par le SLIC modifie la topologie s'y les voisinages des superpixels ne sont pas correctement calculés car leur convexité n'est pas assurée et des artefacts homologiques peuvent apparaître.

La méthode a été appliquée à une image 3D de cellules et les résultats sont très encourageants comme le montre la figure 2.15. Les cellules sont bien séparées les unes des autres par un cycle et il est aussi possible de récupérer des constituants intra-cellulaire comme le noyau par la méthode développée. Ici aussi, une adaptation non immédiate de la hiérarchisation des cycles par la relation d'inclusion a due être menée par le doctorant.

En adaptant cette méthode aux vidéos avec en plus l'utilisation de l'homologie relative par rapport à la première et dernière image pour se concentrer sur les éléments qui traversent la totalité de la vidéo, il est possible de suivre des objets mouvants. La figure 2.16 illustre cette détection sur un film de cellules se déplaçant.

2.3.5 Autres travaux en traitement d'images

D'autres travaux ont été menés dans le domaine du traitement d'images notamment lors de l'encadrement du stage de fin d'études d'Amira Zran en collaboration avec l'entreprise Ségula. Ces travaux s'inscrivaient dans le cadre de la thèse de Djalel Belhadj. Bien que

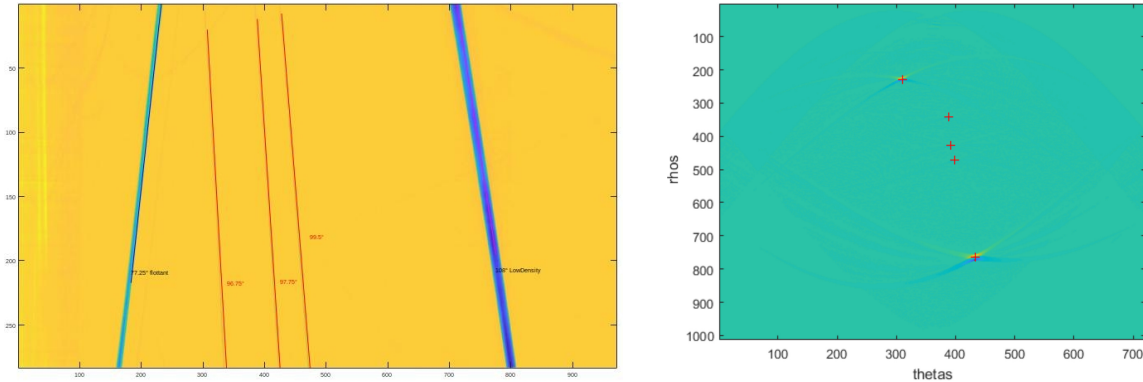


FIG. 2.17 : Détection de trajectoires, image à droite, transformée (2.5) à gauche.

ne participant pas à l'encadrement de cette thèse, j'ai proposé, lors d'un séminaire de l'équipe, d'utiliser une transformation intégrale type Radon pour détecter les trajectoires de résidus solides dans une bouteille, ici de Champagne.

Une caméra filme une bouteille à peine retournée afin d'y détecter des résidus éventuels qui tomberaient. À partir d'une vidéo une image pré-traitée est obtenue à l'instar de celle à gauche de la figure 2.17 sur laquelle le temps est en abscisse et la hauteur en ordonnée. La valeur associée à chaque pixel de cette représentation de coordonnées (t, h) est calculée comme la moyenne de l'intensité de la ligne de la vidéo correspondant à la hauteur h et à l'instant t . Une trajectoire d'un résidu est alors proche d'une droite.

La recherche d'une droite dans une image procède souvent d'un prétraitement de recherche de points d'intérêt comme un fort gradient suivi d'une recherche d'alignement de ces points classiquement par une transformée de type Hough. Toutefois cette approche n'est pas la plus pertinente pour l'application visée. En effet, le résidu peut aussi bien être une poussière qu'un morceau de verre ou d'une bulle dont la forme, la taille, la couleur et la texture peuvent varier fortement d'une bouteille à l'autre. La mise en exergue des points d'intérêt devient plus difficile alors.

C'est pourquoi, un changement de perspective devient nécessaire. Une trajectoire est plutôt définie ici comme une ligne le long de laquelle les valeurs de l'image varient peu. Mathématiquement, en notant $f(t, h)$ la valeur de l'image aux coordonnées (t, h) cela revient à trouver les lignes $L_{\rho, \theta}$ passant à travers l'image paramétrées par ρ — distance de la ligne au centre de l'image — et θ — direction de la ligne — qui minimise le critère

$$Z(\rho, \theta) = \int_{L_{\rho, \theta}} \|\nabla f \cdot dl\| \quad (2.5)$$

où l'intégrale correspond à la variation totale de l'image calculée le long de la droite $L_{\rho, \theta}$. En effet, ∇f est le gradient de l'image et dl correspond à un déplacement le long de la droite $L_{\rho, \theta}$. Ainsi l'intégrande correspond à la magnitude de la variation de l'image le long de la droite.

Les droites $L_{\rho, \theta}$ qui minimise $Z(\rho, \theta)$ sont donc les trajectoires potentielles. Les valeurs

de Z pour l'image de droite de la figure 2.17 sont représentées à gauche de cette même figure. Les minima de Z sont indiqués par une croix rouges et les droites correspondantes ont été dessinées dans l'image de droite de la figure. On remarque que les trajectoires sont retrouvées et que des informations complémentaires sont fournies, la vitesse d'ascension ou de descente grâce à l'angle θ , la largeur du résidu grâce à la forme du minimum de Z associé.

L'approche développée ici s'est montrée suffisamment performante pour être intégrée dans la thèse de Djalel Belhadj comme prétraitement avant une détection.

2.4 Traitement des données

La section sur mes contributions au traitement des données apparaissent dans le chapitre sur le traitement du signal car signal et image peuvent être vus comme des données avec des spécificités temporelles et spatiales particulières et donc les méthodes ne sont pas nécessairement étrangères entre signaux, images et données.

Il m'a été donné de travailler sur des données hyperspectrales sur des questions d'extraction de caractéristiques pertinentes. Ce type de données devient maintenant un axe d'intérêt majeur pour l'équipe et mes travaux dans cette direction vont en s'amplifiant comme en témoigne ma participation dans l'encadrement de thèse de Noémie Lafouge en partenariat avec l'INRA et dans celui de Soizic Lefevre en partenariat avec le CIVC. La prochaine section relate cette partie de mes recherches.

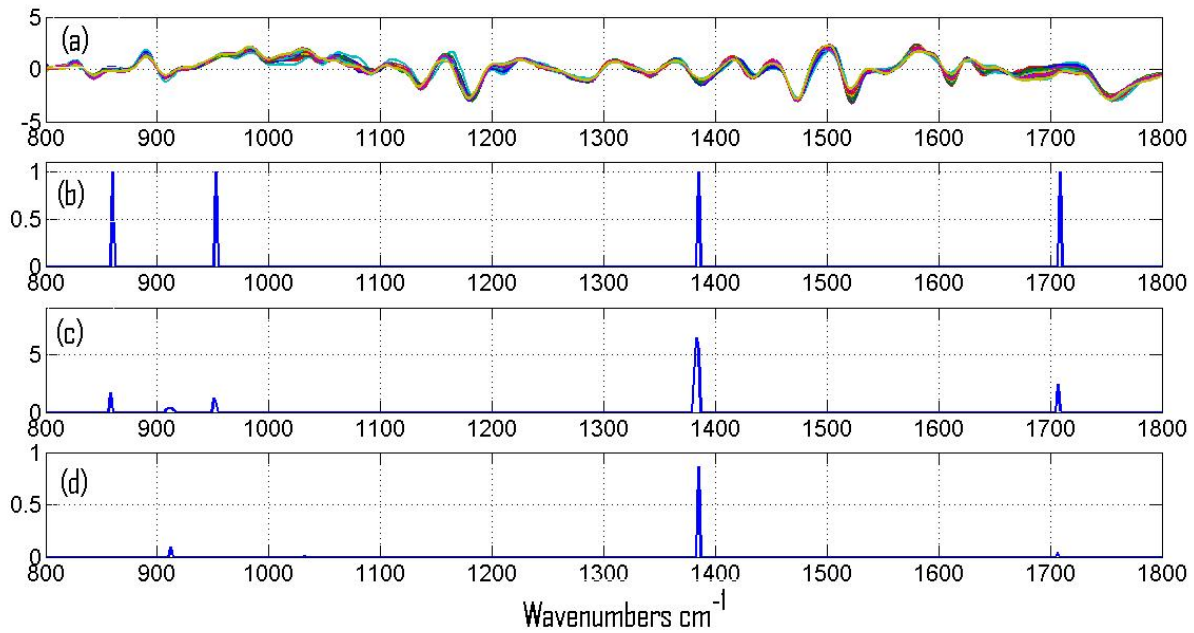
La section suivante s'intéresse à d'autres types de données et surtout à une méthode astucieuse de représentation appelée CorEx qui apporte une lecture pertinente des relations entre variables. Cette méthode a été appliquée aux données ferroviaire de la RATP lors de l'encadrement de thèse de Vincent Dimanche et sera appliquée aux données financières dans le cadre de la thèse CIFRE de Sung-Huyk Pang.

2.4.1 Données hyperspectrales

Les données hyperspectrales sur lesquelles nous avons travaillées proviennent de trois travaux différents : l'étude de la décomposition de la biomasse végétale, celle du raisin et de ses maladies et enfin celle issue d'imagerie par drone pour l'analyse de la couverture du sol par le paillis.

2.4.1.1 Hyperspectrale et décomposition végétale

Les données utilisées dans [RFA⁺15] sont constituées de spectres dans le proche et moyen infrarouge de biomasse végétale pour en étudier la décomposition. Les spectres sont étiquetés selon cinq classes en fonction du degré de décomposition de la biomasse. L'objectif est alors de déduire de cette classification les bandes de fréquences intéressantes. En effet, les spectres étant de grande dimension, les outils d'analyse souffrent de la malédiction de

FIG. 2.18 : Choix des bandes d'intérêt [RFA⁺15].

la dimension de Bellman et la sélection de variables, ici de bandes, permet d'y répondre en partie.

Le doctorant qui travaillait sur ces données, Abbas Rammal, utilisait un algorithme génétique pour chercher l'ensemble des bandes à garder qui permettait d'optimiser l'index de Davies-Bouldin qui mesure la séparation des clusters. Les résultats obtenus sont résumés sur la figure 2.18. Les spectres sont affichés sur l'image du haut (a) et en (b) sont indiquées les bandes obtenus par l'optimisation selon l'algorithme génétique. Seules quatre bandes semblent vraiment importante pour la classification. De plus, ces bandes sont bien associées à des spécificités physico-chimique de la décomposition.

Bien que séduisante cette approche ne permet pas de pondérer l'importance des différentes bandes. C'est pourquoi, nous avons reformulé le problème comme étant la recherche d'une distance paramétrée qui minimise l'index de Davies-Bouldin. Comme cet index dépend naturellement de la distance, il est possible de le prendre comme objectif à optimiser. Lorsque la distance entre les spectres x et y est de la forme $d_{\mathcal{E}}(x, y) = \sum_{i \in \mathcal{E}} (x_i - y_i)^2$ nous retrouvons l'approche initiale utilisant les algorithmes génétiques car alors \mathcal{E} correspond aux indices des bandes à prendre en compte.

Mais cette reformulation selon une distance permet de prendre maintenant une distance de la forme $d_w(x, y) = \sum_i w_i (x_i - y_i)^2$ qui est une forme quadratique. Les paramètres w_i à optimiser ajoutent un degré de liberté qui permet de pondérer l'importance des bandes. L'optimisation réalisée par une simple descente du gradient dans le cadre des données hyperspectrales donne les pondérations de la partie (c) de la figure 2.18. Nous retrouvons bien les bandes obtenues par l'algorithme génétique mais avec une pondération de leur importance.

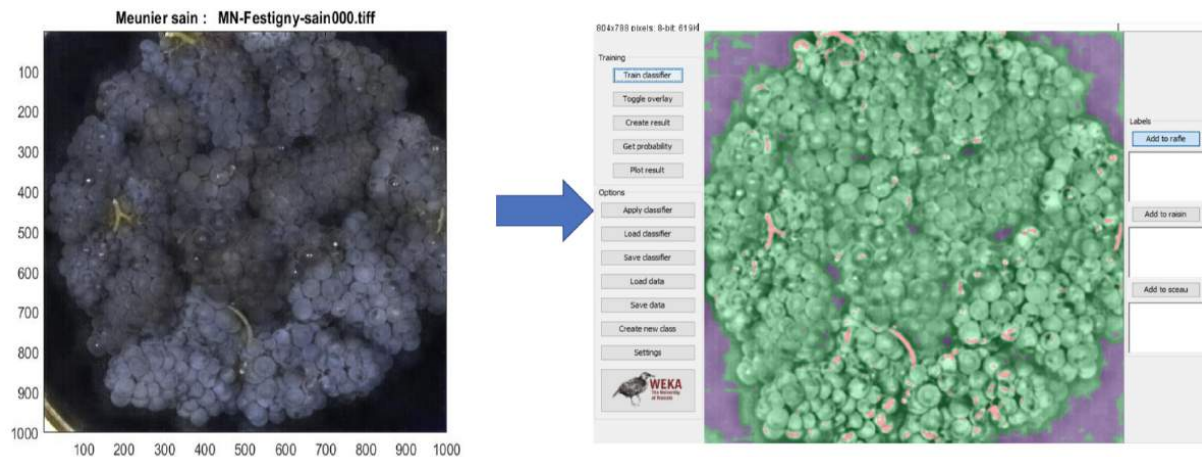


FIG. 2.19 : Segmentation par imagerie hyperspectrale [Lef19].

Toutefois, aucun des paramètres w_i n'est exactement nul et il faut donc recourir à un seuillage ensuite qui détruit un peu l'optimalité. La dernière approche qui repose sur une astuce de l'acquisition comprimée (Compressed Sensing en anglais) a donc consisté à modifier une fois de plus la distance en posant $d_w^1(x, y) = \sum_i w_i |x_i - y_i|$ qui est une norme L_1 pondérée. Le résultat est donné dans la partie (d) de la figure 2.18 ; seules quelques bandes sont réellement d'intérêt maintenant.

2.4.1.2 Segmentation raisins et maladies

J'ai eu l'occasion de participer à l'encadrement du stage de master de Soizic Lefèvre réalisé en collaboration avec le CIVC et que se poursuit actuellement au laboratoire par un doctorat dirigé par Danielle Nuzillard et pour lequel je prends une part active dans son encadrement.

L'objectif de ces travaux est de proposer une méthode de classification des raisins selon la présence ou non de maladie à partir d'images hyperspectrales et/ou en couleur réalisées directement dans le seau ou la caisse lors de la récolte afin d'en extraire un indicateur de qualité.

La figure 2.19 montre un exemple de segmentation simple à partir d'une de ces images. Derrière chaque pixel se trouve un spectre qui permet d'en déterminer les caractéristiques. Sur cet exemple, les segments obtenus sont représentatifs du raisin, du seau et des rafles. La classification des spectres n'est pas toujours simple car elle dépend fortement des conditions d'acquisition *in situ* avec notamment une grande variabilité des conditions d'éclairage.

Des prétraitements sont donc nécessaires et diverses méthodes de classification ont été proposées notamment par modélisation selon un processus gaussien ou par moyennes des classes suite à une réduction de dimension. Ici encore, les spectres sont des données de grande dimension qui demandent donc des outils spécifiquement développés.

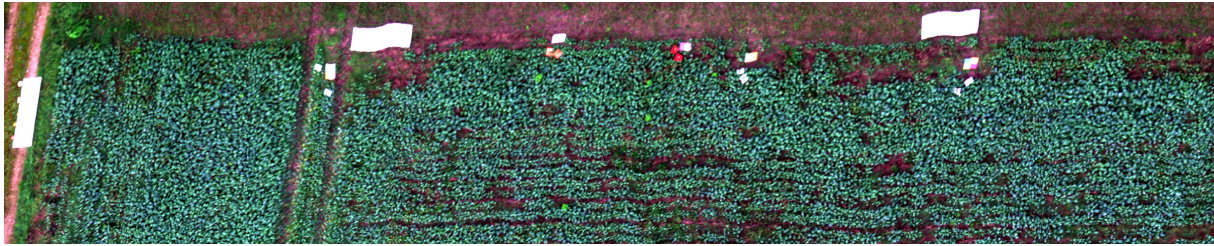


FIG. 2.20 : Exemple de cube de données d'un survol de champ.

2.4.1.3 Analyse de la couverture et du paillis

La poursuite de la collaboration avec l'UMR FARE de l'INRA Reims se réalise au travers de la thèse de Noémie Lafouge. Les données hyperspectrales doivent dans ce cadre permettre d'analyser la couverture sur champs des paillis et de mesurer divers indicateurs d'intérêt pour l'agronomie.

Deux points sont particulièrement importants dans ce cadre. D'une part les données seront fournies par plusieurs survols des champs par un drone, comme par exemple le cube de la figure 2.20 où derrière chaque pixel se trouve un spectre complet. Cette acquisition à faible hauteur implique de revoir la plupart des critères et des indices issus de l'imagerie hyper-spectrale satellitaire. En effet, les perturbations atmosphériques n'ont pas les mêmes effets sur une acquisition satellitaire et une acquisition à quelques mètres de hauteurs. La jeunesse de l'imagerie par drone rend la littérature quasiment inexistante pour l'instant sur les indices biologiques basés sur des hyper-spectres.

Le second point est la volonté de suivre sur le temps l'évolution des paillis. Le problème n'est plus le traitement de données tri-dimensionnelles, deux dimensions spatiales et une dimension fréquentielle mais quadri-dimensionnelle en prenant en compte le temps. Les fréquences d'échantillonnage de chacune de ces dimensions n'ont aucune commune mesure et de plus l'alignement temporel pour le suivi de la décomposition n'est pas simple à mettre en place.

2.4.2 Données ferroviaires et Visual Analytics

Bien que de très grande dimension, les données hyperspectrales restent relativement homogènes quant au pas d'échantillonnage en espace et en longueur d'onde. Les travaux de thèse de Vincent Dimanche en convention CIFRE avec la RATP que j'ai eu l'occasion de co-encadrer concernaient des données d'un autre ordre.

Le sujet intitulé « Compréhension fine du comportement des lignes des réseaux RER, métro et tramway pour la réalisation des études d'exploitabilité, » visait à extraire des connaissances de l'énorme masse de données d'exploitation de la RATP afin d'améliorer les modèles pour le dimensionnement du réseau ou pour comprendre les écarts entre les marches types des trains et les marches réelles.

La première étape fut de proposer un outil de visualisation des marches des trains qui

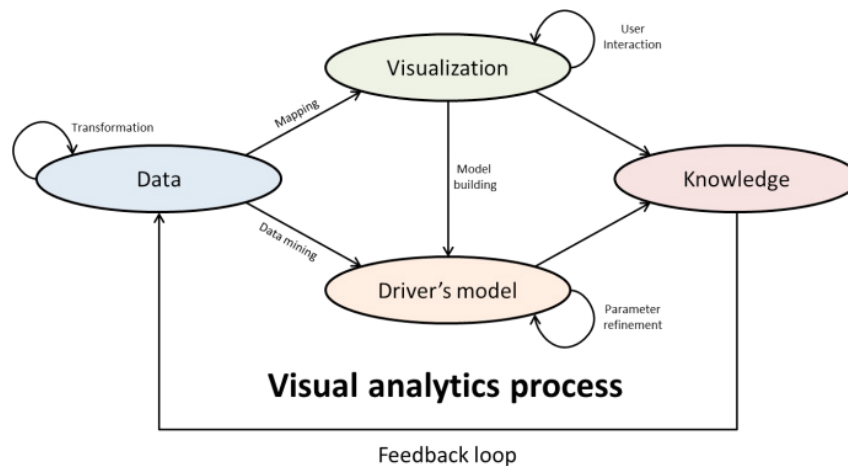


FIG. 2.21 : Méthodologie du Visual Analytics selon Keim [KKE10].

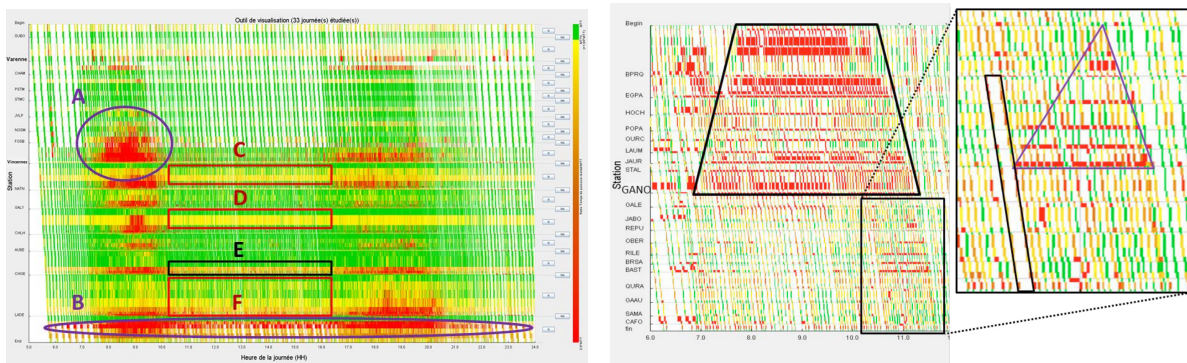


FIG. 2.22 : À gauche, visualisation d'une voie du RER A sur plusieurs jours [Dim18]. À droite, analyse d'incidents [DGP⁺17].

s'inscrivait alors dans la méthodologie du Visual Analytics de [TC05]. Comme le montre la figure 2.21, cette méthodologie comprend des interactions, notamment sous forme de rétroactions, entre les données, la visualisation, la modélisation et les connaissances. Parmi eux, la visualisation se doit de représenter les données de façon intelligible tout en étant interactive et réactive vis-à-vis de l'opérateur qui, grâce à sa compréhension des données et à son expertise, construit alors un modèle. D'autre part, la visualisation aide l'opérateur à construire des connaissances, une expertise, sur le phénomène étudié.

La visualisation proposée [DGP⁺17] permet la superposition des marches sur une ou plusieurs journées d'exploitation grâce à une fonction d'agrégation comme le maximum, la moyenne, un quartile ou autre choisie par l'opérateur. Un exemple de rendu est montré sur la figure 2.22. L'épaisseur des blocs indique la densité des trains sur un tronçon de voie à une heure donnée de la journée. Les couleurs de ces blocs marquent l'écart à la marche type des trains.

Cet outil permet de rapidement relever des situations inappropriées connues ou non des

experts de la RATP. Quelques unes sont indiquées sur l'image de gauche de la figure 2.22 comme par exemple les relèves à Nanterre (B) ou la convergence de Vincennes (A). Les rectangles C, D, E et F montrent des effets imputables à des comportements humains après une étude plus approfondie notamment des distributions des marches des trains fournies par l'outil de visualisation.

Une quantification de certains phénomènes est aussi possible grâce à cet outil. Par exemple, à droite de la figure 2.22 est représentée une journée particulière sur la ligne 5 qui a connu une panne du système de conduite. Les parallélogrammes en surimpression entourent les conséquences de la panne sur les marches des trains suivants. Les pentes des côtés indiquent la vitesse de propagation de l'incident d'une part et la vitesse de résorption de l'autre part.

Ainsi, cet outil permet de mettre en exergue rapidement des comportements inattendus mais aussi de les quantifier ou encore de comparer des situations de fonctionnement différentes.

2.4.3 CorEx pour la fouille de données

La seconde étape des travaux de doctorat de V. Dimanche fut plus prospective puisqu'il s'agissait d'utiliser le CorEx et le Sieve développés par Ver Steeg [SG14, SG15, SG16, VS17]. Ces deux outils reposent sur la mesure de corrélation totale TC définie pour un vecteur de variables aléatoires X_1, \dots, X_n par

$$TC(X_1, \dots, X_n) = \sum_i H(X_i) - H(X_1, \dots, X_n), \quad (2.6)$$

où H est l'entropie de Shannon. TC mesure le contenu commun aux variables X_i en calculant la différence intuitive entre la taille de la description de chacune des variables et de celle nécessaire à la description de l'ensemble des variables prises comme un tout. Cette mesure, qui connaît d'autres noms, quantifie l'écart d'une distribution à la distribution ayant les mêmes lois marginales mais dont la factorisation est complète,

$$TC(X_1, \dots, X_n) = \sum_i p(x_1, \dots, x_n) \log \frac{p(x_1, \dots, x_n)}{p(x_1) \cdots p(x_n)}. \quad (2.7)$$

La définition de la corrélation totale s'étend naturellement au conditionnement par une variable Y ,

$$TC(X_1, \dots, X_n|Y) = \sum_i H(X_i|Y) - H(X_1, \dots, X_n|Y). \quad (2.8)$$

L'élément de base du CorEx consiste à extraire l'information commune aux variables X_1, \dots, X_n en créant une variable annexe Y qui minimise $TC(X_1, \dots, X_n|Y)$. La figure 2.23, issue de [Dim18], explique la méthode pour deux variables X_1 et X_2 : une variable Z qui dépend de X_1 et de X_2 est introduite en définissant $p(z|x_1, x_2) = \Pr[Z = z|X_1 = x_1, X_2 = x_2]$. L'entropie de $H(X_1, X_2)$ se décompose alors en

$$H(X_1, X_2) = H(X_1, X_2|Z) + H(Z), \quad (2.9)$$

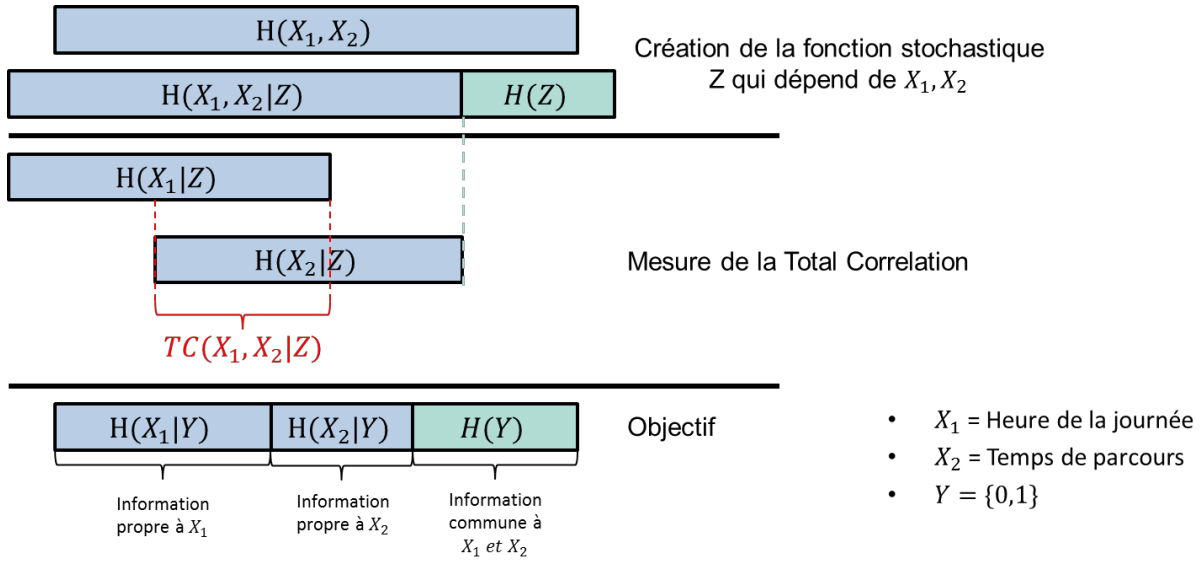


FIG. 2.23 : Minimisation de la corrélation totale [Dim18].

selon le conditionnement de l'entropie.

L'algorithme du CorEx modifie Z via l'encodeur stochastique $p(z|x_1, x_2)$ pour converger vers une variable Y vérifiant

$$H(X_1, X_2) = H(X_1|Y) + H(X_2|Y) + H(Y). \quad (2.10)$$

Cette décomposition permet de séparer l'information contenue dans la paire de variables X_1, X_2 en trois parties. L'information commune modélisée par la variable Y et les informations propres de chacune des variables fournies par $X_1|Y$ et $X_2|Y$. Si cet objectif est atteint, Y explique les relations entre X_1 et X_2 .

Pour parvenir à cette décomposition, il est nécessaire de saisir la différence entre la variable Y et une variable Z quelconque afin de trouver un critère vérifié par Y et qui la particularise. Avec Y , nous avons $H(X_1, X_2|Y) = H(X_1|Y) + H(X_2|Y)$ et donc $TC(X_1, X_2|Y) = 0$ alors qu'avec la variable Z , nous avons $H(X_1, X_2|Z) \leq H(X_1|Z) + H(X_2|Z)$ et par conséquent $TC(X_1, X_2|Z) \geq 0$, comme le souligne la figure 2.23. Ainsi, la corrélation totale $TC(X_1, X_2|Z)$ mesure à quel point la décomposition (2.10) est atteinte ou non par la variable Z .

Extraire des informations de relations d'un vecteur de variables X_1, \dots, X_n revient donc à trouver une variable Z qui minimise la corrélation totale $TC(X_1, \dots, X_n|Z)$. Si cette dernière est suffisamment petite, la décomposition (2.10) est approximativement correcte.

Pour faire cette optimisation, il suffit d'écrire les différentes probabilités qui interviennent dans (2.8) en fonction des $p(x_i)$ et de $p(z|x_1, \dots, x_n)$. Les conditions de d'optimalité sur le lagrangien permettent d'obtenir une équation de point fixe pour $p(z|x_1, \dots, x_n)$,

$$p(z|x_1, \dots, x_n) = \frac{p(z)}{Z(x_1, \dots, x_2)} \frac{p(x_i|z)}{p(x_i)}, \quad (2.11)$$

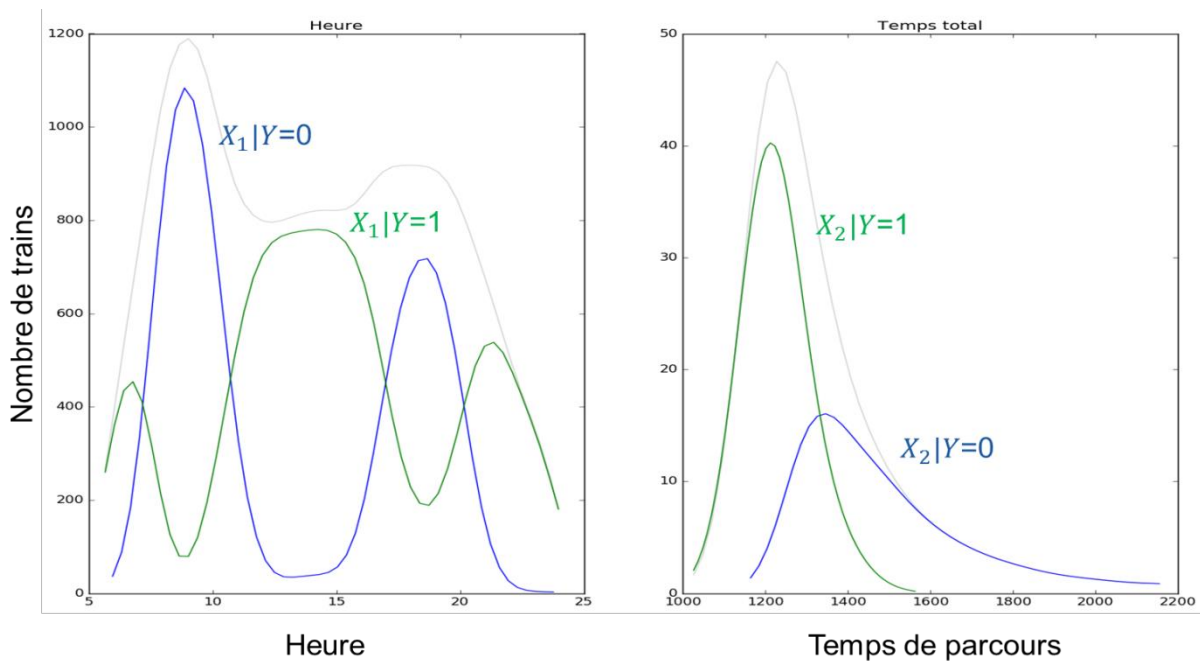


FIG. 2.24 : Exemple décomposition [Dim18].

où $Z(x_1, \dots, x_2)$ est la constante de normalisation assurant une somme de 1 aussi appelée fonction de partition en physique statistique.

En itérant cette équation, si la convergence a lieu, on peut obtenir une bonne approximation de Y . La convergence n'est pas nécessairement assurée mais la décroissance de la corrélation totale l'est en fonction des itérations. En initialisant aléatoirement l'algorithme puis en l'exécutant plusieurs fois, les résultats obtenus sont déjà exploitables.

La procédure précédente a été testée sur deux variables : X_1 qui contient l'heure de départ des trains et X_2 le temps de parcours. Une variable Y binaire est introduite pour minimiser la corrélation totale conditionnelle $TC(X_1, X_2|Y)$ par la recherche du point fixe de (2.11).

Le résultat de la décomposition obtenue est donnée sur la figure 2.24. Comme la variable Y est binaire, les marches des trains sont regroupés selon deux classes. Sur la figure 2.24 apparaît à gauche l'histogramme des heures de départ des trains et à droite leur temps de parcours. La décomposition permet de mettre en exergue que les trains roulant en heure de pointe, ceux de la classe $Y = 0$, sont plus lents que les autres $Y = 1$. La sémantique heure de pointe/heure creuse pour les classes n'est bien sûr pas donnée par l'algorithme mais la classification obtenue est bien adaptée aux données fournies. Ce résultat conforte notre choix de la corrélation totale pour fouiller les données sans aucune supervision de l'opérateur.

La décomposition précédente peut être utilisée en série ou en parallèle. La mise en série correspond à l'algorithme du Sieve de Ver Steeg [SG16] et la mise en parallèle au CorEx [VS17]. Le Sieve construit une variable Y_1 qui décompose les variables d'entrée X_1, \dots, X_n . Un nouveau vecteur de variable est construit dans lequel le contenu de Y

est « supprimée » des variables X_i puis une nouvelle décomposition à lieu sur Y et ce nouveau vecteur pour obtenir Y_2 et ainsi de suite. De cette façon, les Y_k contiennent des informations sur le vecteur de départ de moins en moins importantes.

La méthode du CorEx, construit directement plusieurs variables Y_1, \dots, Y_m à partir du vecteur X_1, \dots, X_n . Chaque variable Y_k ne décompose qu'un groupe de variables parmi X_1, \dots, X_n . Ces différents groupes partitionnent l'ensemble des X_1, \dots, X_n . Ainsi, chaque variable Y_k est associée à un seul groupe de variable X_{i_1}, \dots, X_{i_m} et chaque variable X_i appartient à un seul groupe. La construction des groupes se fait automatiquement de façon à maximiser l'information mutuelle entre chaque variable Y_k et son groupe associé.

2.4.3.1 CorEx et données ferroviaires

Pour tester le CorEx, les temps de parcours des trains sur différents tronçons ont été fournis à l'algorithme avec une demande de classification selon 4 variables Y_1, \dots, Y_4 binaires. Le résultat est celui de la figure 2.25. La figure du bas indique en rouge les tronçons, sur l'axe horizontal, associés avec les variables, sur l'axe vertical. Une analyse plus fine des résultats permet de montrer que le CorEx a regroupé par la variable Y_4 , les tronçons qui correspondent aux stations, par la variable Y_1 les tronçons de traction, par la variable Y_2 les tronçons de maintien de la vitesse et par la variable Y_3 les tronçons de freinage. Ce résultat est d'autant plus remarquable que l'algorithme n'a accès qu'au temps de parcours sur chaque tronçon et non à la vitesse ou autre. La sémantique des types de tronçons a été ajoutée à la figure 2.25 : S pour station, M pour maintien, T pour traction et F pour freinage.

L'algorithme du CorEx fournit aussi les informations mutuelles entre les différentes variables Y_i et X_i . Ces données sont représentés sur le diagramme du haut de la figure 2.25. Dans les faits, le diagramme de partitionnement du bas et une version seuillée binaire du diagramme du bas. On remarque que les comportements en station sont indépendants des comportements sur les tronçons roulants. En ajoutant d'autres variables d'entrée comme le type de matériel roulant, il est possible de comprendre les relations résiduelles qui apparaissent encore ici.

Grâce aux capacités des algorithmes du CorEx et du Sieve, V. Dimanche a pu étudier différents phénomènes parmi lesquels des phénomènes de surcharge récurrente et surtout des variations de comportement humain face à la signalisation.

La décomposition obtenue permet non seulement de fouiller des données hétérogènes mais aussi de générer des données aléatoires avec les mêmes relations entre les variables. En effet, en reprenant la décomposition (2.10), il suffit d'échantillonner Y puis ensuite $X_1|Y$ et $X_2|Y$ pour obtenir un couple X_1, X_2 , corrélations incluses.

La perspective de générer les données X en fonction de Y est attrayante car elle permet de construire des marches de trains aléatoires à partir d'indicateurs Y_i fixés ou laissés libres par l'opérateur. Si la sémantique de ces indicateurs a été fixée par les experts du domaine, cela permet de tester différentes configurations du système en simulant les

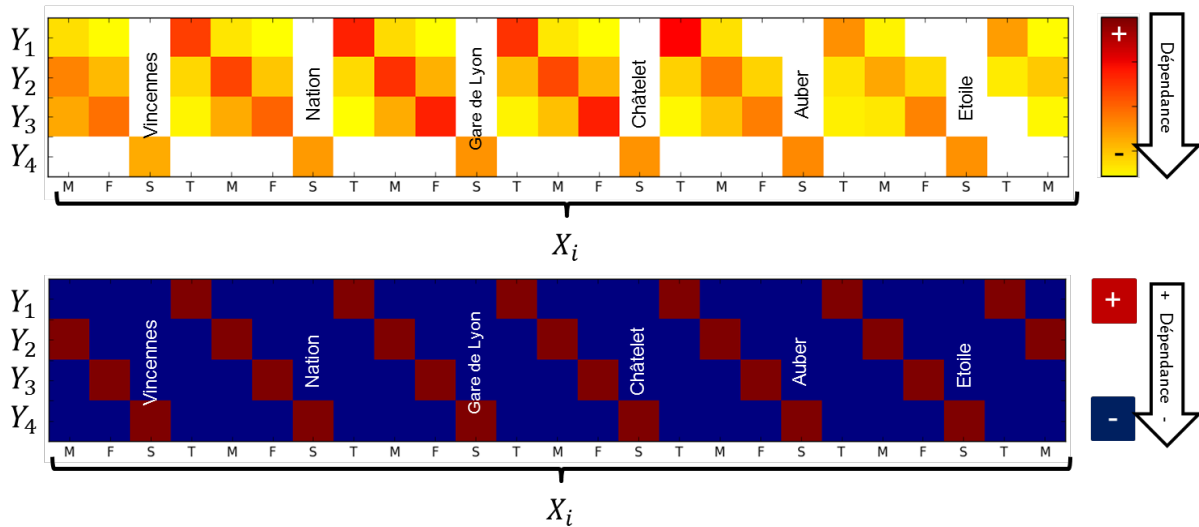


FIG. 2.25 : Regroupement des tronçons par le CorEx [Dim18].

marchés et la transposition à des réseaux simulés pourrait alors orienter la conception des futurs aménagements.

2.4.3.2 CorEx et données financières

Fort de l'expérience acquise lors de l'utilisation du CorEx lors des travaux de V. Dimanche nous proposons de l'adapter dans le cadre des travaux de doctorat de Sung Hyuk Pang en convention CIFRE avec l'entreprise CMG Conseil basée à Paris qui porte sur l'analyse de données financières.

L'un des objectifs de ces travaux qui commencent est la mise en exergue d'indicateurs solides construits à partir de l'historique. Dans ce cadre, le CorEx semble adapté grâce à la possibilité de manipuler des données hétérogènes et aux mesures de performances données par les informations mutuelles entre les variables et les groupes. Pour tester l'approche, le CorEx a été appliqué sur les rendements journaliers de 305 actions du S&P500 sur une fenêtre de 20 ans. Un test similaire avait aussi été fait dans [SG14]. Les résultats obtenus par S. H. Pang sont représentés sur la figure 2.26. Les actions sont classées selon 11 groupes qui sont les variables binaires Y_1, \dots, Y_{11} de la décomposition du CorEx. Chaque action X_i est liée avec le groupe représenté par Y_j par une arête dont la longueur mesure la corrélation totale. Pour comprendre le regroupement fait par le CorEx, les noms et les secteurs d'activité liés aux actions sont ajoutés au graphe. Nous remarquons qu'il y a une forte adéquation entre les groupes trouvés automatiquement par l'algorithme et les secteurs d'activités. Ainsi, le CorEx a réussi à extraire des secteurs uniquement grâce au cours journalier des actions.

Toutefois, cet outil nécessite plusieurs adaptations en profondeur. Tout d'abord, les séries financières ne sont pas stationnaires même à de faibles échelles de temps, ce qui limite fortement la plupart des outils de traitement du signal. Rendre ces séries stationnaires,

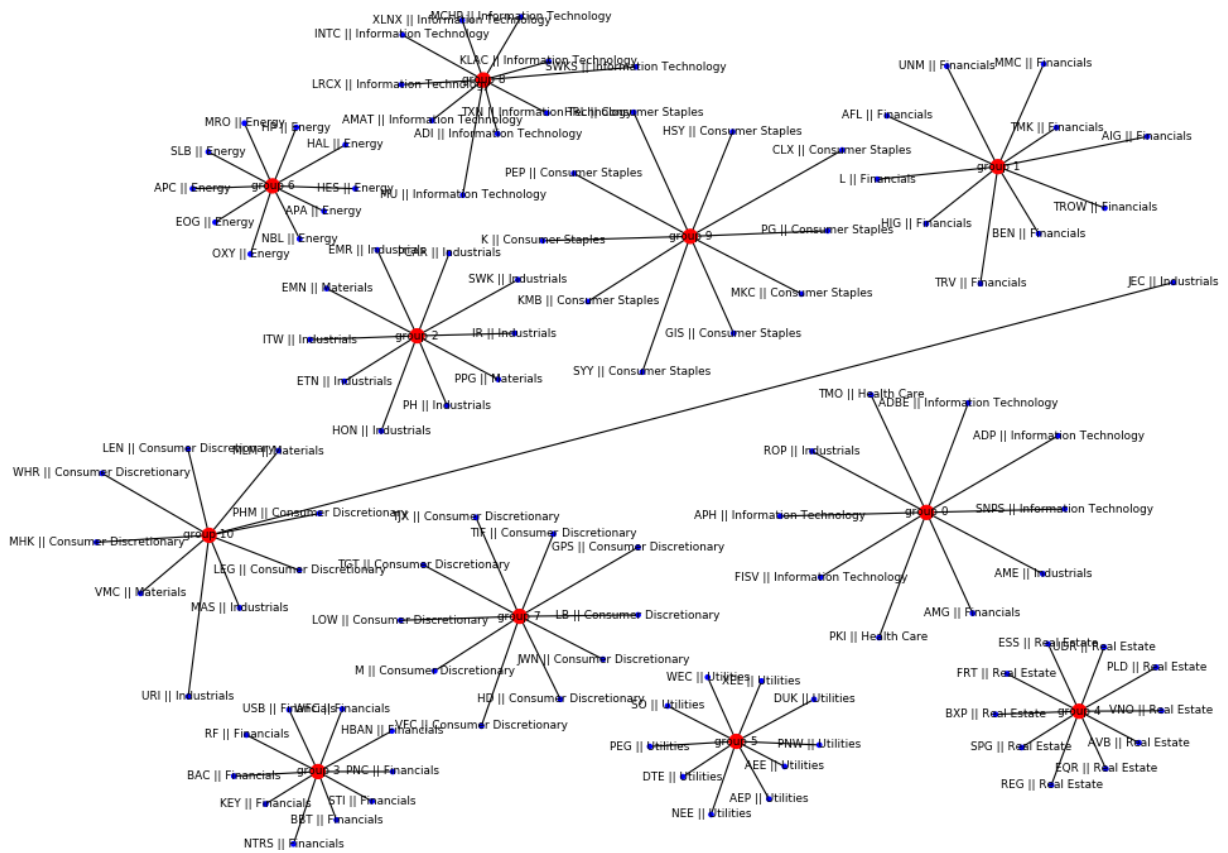


FIG. 2.26 : Regroupement des actions par le CorEx.

par dérivation par exemple, peut être une première approche simple mais supprime une partie de l'information.

De plus, il est primordiale de prendre en compte les dépendances temporelles. En effet, le CorEx, dans sa version initiale, considère la valeur des cours de chaque jour comme étant des réalisations de variables indépendantes et identiquement distribuées, ce qui est une hypothèse par essence absurde. Reprendre la construction du CorEx mais en utilisant des modèles markoviens serait déjà une première approche.

Enfin, les liens de causalité entre les différentes séries financières forment une mine d'information pour la prédiction. La perspective de pouvoir les mettre à jour est par conséquent attrayante. Pour cela et bien que la notion de causalité est difficile à appréhender [Dro12], nous proposons de reconsidérer l'algorithme du CorEx avec la notion d'information dirigée définie par

$$I(X_{1:n} \rightarrow Y_{i:n}) = \sum_{k \leq n} I(X_{1:k}; Y_k | Y_{1:k-1}), \quad (2.12)$$

et qui quantifie l'information allant du processus X au processus Y . Notons par ailleurs que la modélisation de risque financier a déjà profité récemment de l'information dirigée [PKW11], ce qui laisse présager du fort potentiel de cette approche.

Chapitre 3

Contributions à la théorie de l'information

Les aspects codage de canal dans mon parcours ont été initiés à mon arrivée à l'université de Reims lors de mes travaux post-doctoraux. Les codes LDPC étaient alors au cœur de la démarche et n'ont cessé d'être présents dans mes travaux sur le codage. Ces codes font l'objet de la section suivante. Toutefois la mise en réseau d'éléments communicants introduit des spécificités pour le codage. Mes contributions sur ces aspects seront présentés en seconde section. Enfin, cette mise en réseau entraîne des environnements impulsifs qu'il faut savoir gérer et la troisième section montrera quelles solutions nos travaux y ont apportés.

3.1 Codes LDPC

Bien qu'ancien étudiant de Télécom Bretagne, berceau des turbo-codes, mes recherches se sont plutôt orientées vers les codes LDPC qui sont des codes linéaires dont une matrice de parité, encore dite de contrôle, est particulièrement creuse. Cette spécificité permet le développement d'algorithmes de décodage performants, tels que ceux proposés par Gallager [Gal63] ou MacKay [Mac99], qui restent de complexité limitée, c'est-à-dire quasi-linéaire en la taille du code.

Dans cette section, après la présentation des codes LDPC, leur extension à l'utilisation des groupes proposée dans nos travaux seront introduits. Cette extension servira notamment pour la protection inégale des parties du message contre les erreurs lors de mon postdoc au laboratoire ETIS de l'ENSEA dans le cadre du projet M-PIPE. Pendant le projet Jeunes Chercheurs, j'ai introduit une catégorie de codes fontaines qualifiée d'arithmétique qui sera présentée à la suite. Bien que sans rendement, ces codes restent proches des codes LDPC notamment pour leur décodage sur les graphes quand le canal est à effacement.

3.1.1 Généralités et décodage

Un code linéaire \mathcal{C} sur un corps fini \mathbb{F} de longueur n et de rendement $R = k/n$ est défini par une matrice génératrice G de taille $k \times n$. Autrement dit, les mots de codes x sont les vecteurs de \mathbb{F}^n qui s'écrivent $x = uG$ où u est un vecteur de taille $k = Rn$ qui porte l'information à transmettre. De façon équivalente, en utilisant la dualité dans les espaces vectoriels, les mots du code vérifient aussi $Hx^T = 0$ où H est une matrice dite de parités ou de contrôle qui est de taille $m \times n$.

Supposons que le vecteur x dont les coefficients sont notés x_1, \dots, x_n soit transmis au travers d'un canal sans mémoire dont la sortie est le vecteur $y = y_1, \dots, y_n$. Le récepteur doit recouvrir x à partir de y et même plus précisément retrouver les x_i à partir de y pour tout les $1 \leq i \leq n$. Pour cela, afin de minimiser la probabilité d'erreur par symbole, il cherche à trouver le maximum *a posteriori* de x_i étant donné y ,

$$\hat{x}_i = \arg \max_{x_i} \Pr[x_i|y] = \arg \max_{x_i} \sum_{x_{\setminus i}} \Pr[x_1, \dots, x_n|y] \quad (3.1)$$

où la seconde expression exprime la probabilité marginale sur x_i obtenue par marginalisation de la probabilité jointe sur les x_1, \dots, x_n . La notation $x_{\setminus i}$ indique que la somme se fait sur tous les $x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_n$.

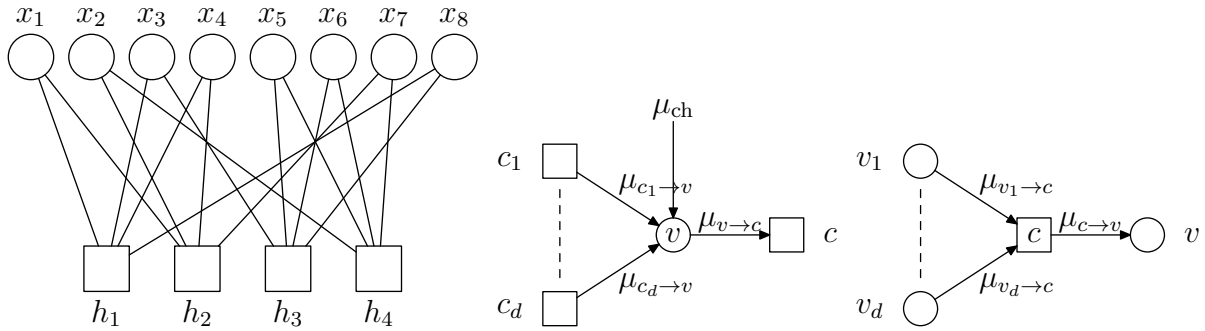
Faire un décodage directement basé sur ce dernier critère est calculatoirement inconcevable car le nombre de cas à tester est exponentiel en la taille du code. Mais le théorème de Bayes indique que $\Pr[x|y] \propto \Pr[y|x] \Pr[x]$ et si la source u est équiprobable alors $\Pr[x]$ est proportionnelle à la fonction indicatrice $[x \in \mathcal{C}]$ qui vaut 1 si x est un mot de code et 0 sinon selon la notation d'Iverson. Comme l'appartenance d'un mot x au code \mathcal{C} peut s'écrire avec la matrice de parité $Hx^T = 0$, en notant h_i les lignes de la matrice H , l'appartenance au code d'un mot x est équivalente à la conjonction des contraintes d'orthogonalité $h_\ell \cdot x = 0$ pour $1 \leq \ell \leq m$ avec \cdot le produit scalaire canonique sur \mathbb{F}^n .

Enfin, le canal étant sans mémoire, la probabilité $\Pr[y|x]$ s'écrit comme le produit des $\Pr[y_j|x_j]$. La combinaison de toutes ces réécritures permet d'exprimer (3.1) sous la forme

$$\hat{x}_i = \arg \max_{x_i} \sum_{x_{\setminus i}} \prod_{\ell=1}^m [h_\ell \cdot x] \prod_{j=1}^n \Pr[y_j|x_j]. \quad (3.2)$$

Bien que visuellement plus complexe, cette expression est plus pratique pour développer un algorithme de décodage dans le cas des codes LDPC. En effet, comme leur nom l'indique, ces codes ont une matrice de parité H creuse et par conséquent les contraintes $[h_\ell \cdot x]$ ne font intervenir que quelques coefficients de x .

Un graphe, dit factoriel ou de Tanner, est associé à une matrice de parité H en introduisant deux types de nœuds : les variables qui sont représentées par des cercles et les parités représentées par des carrés. Ainsi le graphe de la figure 3.1 correspond à la matrice de

FIG. 3.1 : Graphe factoriel associé à la matrice de parité H et passage de message.

parité

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.3)$$

Dans cet exemple la première parité h_1 est liée aux variables x_1, x_3, x_4 et x_8 et correspond à la contrainte $x_1 + x_3 + x_4 + x_8 = 0$. Naturellement la somme se fait dans le corps fini \mathbb{F} et il est possible de mettre des coefficients autres que 1 si \mathbb{F} n'est pas le corps binaire.

Ce graphe permet de dériver un algorithme de décodage, dit à propagation de croyance, qui approche (3.2) par un échange de messages jusqu'à atteindre un point fixe. La qualité de l'approximation dépend notamment de la faiblesse de la densité de la matrice de parité, et se montre donc performant pour les codes LDPC.

Dans cet algorithme [KFL01], les messages transitent par les arêtes dans les deux sens, il y a donc des messages des nœuds de variable vers les nœuds de parité et inversement des parités vers les variables et chaque message entre une source et une destination ne dépend que des nœuds voisins de la source.

Par exemple, dans le cas des codes binaires, les messages sont représentables par une seule valeur réelle. En utilisant les notations de la figure 3.1, le message μ émis par la variable v à destination de la parité c est

$$\mu_{v \rightarrow c} = \mu_{\text{ch} \rightarrow v} + \sum_{i=1}^d \mu_{c_i \rightarrow v} \quad (3.4)$$

où $\mu_{\text{ch} \rightarrow v}$ est la vraisemblance du bit associé à la variable v étant donnée la réception du canal et où la somme se fait sur les parités connectées à v dans le graphe factoriel. Il faut remarquer que le message de la parité c vers la variable v n'intervient pas ici. De même, le message de la parité c vers la variable v est

$$\mu_{c \rightarrow v} = 2 \tanh^{-1} \prod_{i=1}^d \tanh \frac{\mu_{v_i \rightarrow c}}{2}, \quad (3.5)$$

où ici aussi le message de c vers v ne dépend pas du message dans le sens opposé de v vers c .

Enfin, une fois la convergence atteinte, il est possible d'obtenir l'approximation de $\Pr[x_v|y]$ par

$$\Pr[x_v|y] \approx 2 \tanh^{-1} \prod_{x \text{ voisin de } v} \tanh \frac{\mu_{c \rightarrow v}}{2}, \quad (3.6)$$

à partir de laquelle la décision sur le bit x_v associé à la variable v est prise.

3.1.2 Codes LDPC définis sur des groupes

Les parités des codes LDPC non-binaires et définis sur un corps fini sont de la forme

$$h_1 x_1 + h_2 x_2 + \dots + h_d x_d = 0, \quad (3.7)$$

où les h_i sont les coefficients constants de la parité appartenant au corps fini et les x_i sont les coefficients du mot de code qui appartiennent aussi à ce même corps. L'extension au cas de codes linéaires sur un corps fini non binaire n'offre pas de difficultés particulières si ce n'est que les messages sont maintenant des probabilités qui transitent sous forme de tableau et que les coefficients des parités doivent intervenir dans les calculs des messages. Mais ces coefficients agissent comme des permutations des tableaux représentant les messages.

Dans [GCG06, GCG07], nous avons proposé d'étendre les parités en élargissant le domaine des coefficients x_i à un groupe additif G d'ordre fini d'élément neutre 0_G et en utilisant des fonctions h_i de G vers G à la place des constantes. Il faut noter que ces fonctions ne sont pas nécessairement des homomorphismes. Dans ce cas, les parités s'écrivent

$$h_1(x_1) + h_2(x_2) + \dots + h_d(x_d) = 0_G. \quad (3.8)$$

Les codes sur les corps finis entrent dans cette catégorie si le groupe G est la partie additive du corps et si les fonctions h_i sont les fonctions linéaires. Alors l'équation (3.8) redevient équivalente à la contrainte (3.7).

Les groupes abéliens permettent de définir proprement une transformée de Fourier qui permettent de passer d'une convolution à une multiplication terme à terme et inversement. Or, les sommes des parités deviennent des convolutions de lois de probabilités lorsque les messages d'un algorithme de propagation de croyance sont calculés. Ainsi, la version rapide de la transformée de Fourier sur le groupe G permet de réduire dans ce cas la complexité de tels calculs.

En utilisant cet outil nous pouvons reprendre la propagation des messages. Les messages les plus simples sont ceux qui vont d'un nœud de variable v à un nœud de parité c ,

$$\mu_{v \rightarrow c}(g) = \mu_{\text{ch}}(g) \prod_{i=1}^d \mu_{c_i \rightarrow v}(g) \quad \forall g \in G, \quad (3.9)$$

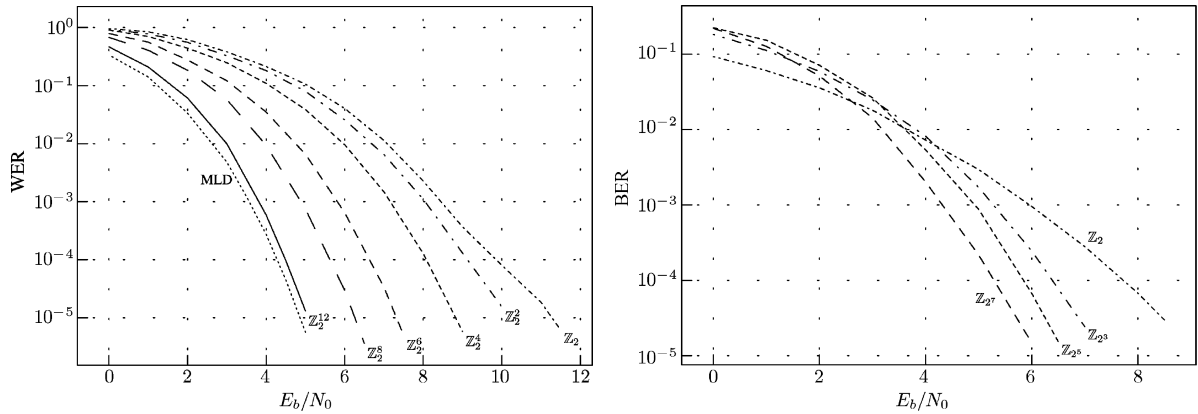


FIG. 3.2 : Performances du décodage sur les groupes des codes $QR[48, 24]$ et Hamming 2-adic [GCG07].

où les messages sont maintenant des tableaux indicés par les éléments de G . Les messages issus d'une parité c vers une variable v sont plus complexes. En effet, en reprenant les notations de la figure 3.1, le message envoyé par la parité $h(x_v) + h_1(x_1) + \dots + h_2(x_2) = 0$ vers la variable v s'exprime

$$\mu_{c \rightarrow v}(g) \propto \mathcal{F}^{-1} \left(\prod_{i=1}^d \mathcal{F}^* (\mu_{v_i \rightarrow c}^{h_i}) \right) (h(g)), \quad (3.10)$$

où \mathcal{F} et \mathcal{F}^{-1} sont les opérateurs de transformée de Fourier dans le groupe G et où

$$\mu_{v_i \rightarrow c}^{h_i}(y) = \sum_{x \in h_i^{-1}(\{y\})} \mu_i(x). \quad (3.11)$$

Dans le cas des codes linéaires sur un corps fini, l'opération (3.11) est équivalente à une permutation des valeurs du tableau du message. La présence de la somme traduit plutôt l'ambiguïté introduit par la fonction h_i : cette somme existe seulement si h_i n'est pas injective.

Ce type de généralisation n'est pas seulement une recherche d'abstraction supplémentaire. En effet, de nombreux codes sont définis sur des anneaux comme \mathbb{Z}_4 pour lesquels les parités doivent se mettre sous la forme générale (3.8) parce que l'anneau est non intègre. Aussi, certains canaux présentent des symétries pouvant être mis à profit dans le codage en choisissant intelligemment le groupe G , les codes LDPC sur les groupes peuvent répondre à ces problématiques [BB04].

Pour tester cette construction, nous avons utilisé une matrice de parité sous forme systématique du code binaire étendu QR de longueur 48 et de rendement 1/2. La matrice n'est pas creuse. De cette matrice de parité binaire sont construites d'autres matrices définies sur les groupes \mathbb{Z}_2^q en regroupant les bits par paquet de q . Les fonctions h_i des parités sont données par des sous-matrices de taille $q \times q$ non nécessairement de rang plein. Les

taux d'erreur mots obtenus par simulation sur un canal gaussien pour différentes valeurs de q de notre algorithme de décodage sur ces codes sont tracés à gauche sur la figure 3.2. La construction proposée permet donc d'améliorer le décodage par regroupement de bits jusqu'à obtenir des performances proches du maximum de vraisemblance au prix d'un surcoût calculatoire limité.

Autres exemples, autres groupes, le code de Hamming peut être étendu au corps 2-adic, dont la matrice de parités est donnée dans [CS95]. À partir de cette matrice peuvent être construites par projection des codes sur les anneaux \mathbb{Z}_{2^q} . Les taux d'erreur binaire sur un canal gaussien, sur la partie droite de la figure 3.2, indiquent la flexibilité de l'approche car à partir d'une même souche, il est possible de construire des codes de rendements identiques mais de longueurs différentes et de plus en plus performant tout en gardant une structure de décodage équivalente.

3.1.3 Protection inégale contre les erreurs

Dans un flux binaire, toutes les parties n'ont pas nécessairement besoin de la même protection contre les erreurs. Par exemple, dans un flux multimédia, les séquences de signalisation doivent être transmises avec le minimum d'erreur car autrement un phénomène de propagation d'erreur s'enclenche et la suite du flux devient inutilisable.

Lors de mon post-doctorat au laboratoire ETIS de l'ENSEA, j'ai utilisé les codes LDPC sur les groupes pour proposer un schéma de protection inégale contre les erreurs [MW67]. L'idée exposée dans [GD08] consiste à associer dans un premier temps un groupe G de symétrie aux signaux de la constellation. Par exemple, une constellation QPSK a pour groupe de symétrie le groupe diédral D_8 dont on peut extraire un sous groupe qui agit transitivement sur les symboles. Comme D_8 est généré par la rotation r d'angle $\pi/4$ et la symétrie s par rapport à la première diagonale, les relations entre les sous-groupes de D_8 sont résumées par

$$\begin{array}{ccccc}
 & & \langle r, s \rangle^* & & \\
 & \swarrow & | & \searrow & \\
 \langle r^2, rs \rangle & & \langle r \rangle^* & & \langle r^2, s \rangle^* \\
 | & \swarrow & | & \swarrow & | \\
 \langle rs \rangle^* & & \langle r^2 \rangle^* & & \langle s \rangle^* \\
 & \swarrow & | & \searrow & \\
 & & \langle \rangle & &
 \end{array} \tag{3.12}$$

où les sous-groupes étoilés agissent transitivement sur la constellation. De même, il est possible de trouver un groupe G isomorphe à Z_2^8 de symétrie agissant sur les paquets de trois symboles successifs d'une BPSK. Le choix d'un groupe agissant transitivement sur la constellation sera à la base de la construction du code LDPC qui protégera la transmission.

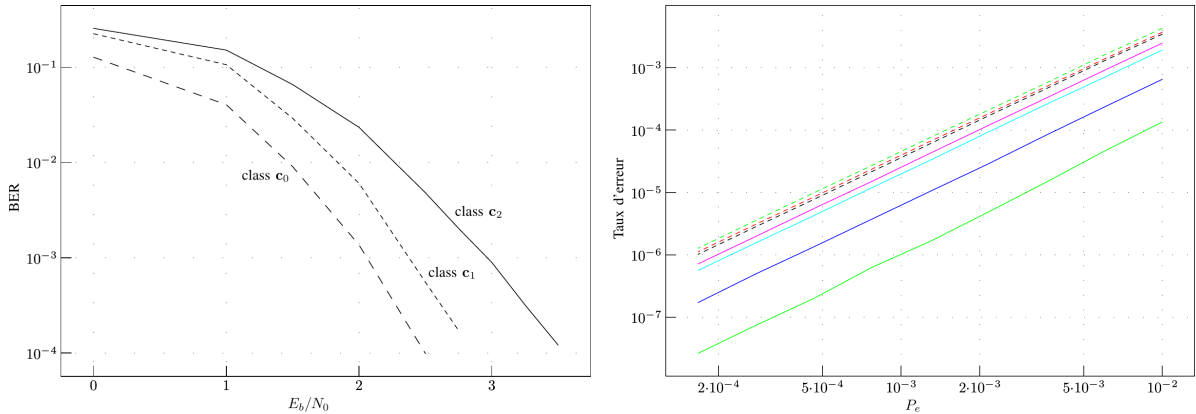


FIG. 3.3 : Performances de codes de protection inégale [GD08, GS09].

Il reste à définir un mapping entre les éléments de G et la séquence binaire. Ce dernier est construit grâce à une décomposition de G en sous-groupes qui partitionnent G en classes qui seront identifiées par des bits différents. Prenons par exemple une QPSK et le groupe $\langle r^2, s \rangle = \{e, s, r^2, r^2s\}$ qui agit transitivement sur la constellation : il est possible de passer d'un symbole à l'autre par l'action d'un unique élément du groupe. Le sous-groupe $\langle r^2 \rangle = \{e, r^2\}$ définit deux cosets $\{e, r^2\}$ et $\{s, r^2s\}$, donc deux groupes de symboles QPSK, auxquels on attache un symbole binaire comme l'illustre la relation

$$\begin{array}{c} \langle r^2, s \rangle \\ | \\ \langle r^2 \rangle \end{array} \longleftrightarrow \begin{array}{ccc} & 1 & \\ 0 & \times & 0 \\ & 1 & \end{array} \quad (3.13)$$

On décompose alors les cosets par un sous-sous-groupe pour affecter un second symbole binaire aux éléments de la constellation. Cette approche très algébrique permet de relier le groupe des symétries de la constellation au groupe de base du code LDPC à l'instar des références [For91, Sle71].

Pour évaluer cette approche, nous avons regroupé le train de symboles d'une BPSK trois par trois et associé à chaque triplet un symbole du groupe Z_8 . Un mapping a alors été défini par la construction précédente et les taux d'erreurs binaires obtenus pour chaque classe sont tracés sur la gauche de la figure 3.3. On remarque que chaque classe a un niveau de protection différent qui dépend du mapping. L'intérêt de l'approche est qu'il découple complètement la construction du code LDPC sur le groupe du mapping qui permet d'introduire une inégalité de protection. Ainsi, il est possible en changeant le mapping de changer les classes de protection.

Dans le cadre du projet Jeunes Chercheurs du GdR ISIS « Communications Numériques et traitement du signal dans les réseaux de capteurs collaboratifs », j'ai utilisé les codes arithmétiques non-linéaires Redundant Residue Number System [Man76] pour un autre schéma de protection inégale. Ces codes, pendant arithmétique des codes de Reed-Solomon,

sont définis par n nombres entiers premiers entre eux m_1, \dots, m_n appelés les modules. Le schéma de codage/décodage est

$$\begin{array}{ccc}
 0 \leq x < K & \xrightarrow[\text{encodage}]{\cong} & (x \bmod m_1, \dots, x \bmod m_n) \\
 & & \downarrow \text{canal } y=x+e \\
 0 \leq \hat{x} < K & \xleftarrow[\text{décodage}]{} & (y \bmod m_1, \dots, y \bmod m_n) \xleftarrow[\cong]{} 0 \leq y < \prod_{i=1}^n m_i
 \end{array} \tag{3.14}$$

Plus précisément, un message est un nombre entier $0 \leq x < K$ avec K le produit de quelques nombres choisis parmi les modules m_1, \dots, m_n . Le mot de code est donné par l'ensemble des n résidus $x_i = x \bmod m_i$. Le canal perturbe ces résidus avec une erreur, ce qui est équivalent à ajouter une erreur e entre 0 et $\prod_i m_i$. Le décodage d'un mot y_1, \dots, y_n reçu recherche l'entier x inférieur à K dont les résidus $x \bmod m_i$ sont les plus proches des résidus $y \bmod m_i$.

Cette recherche peut se faire par réduction de réseau par l'algorithme LLL [GRS00]. En utilisant des représentations binaires des codes et en les transmettant, un phénomène de protection inégale apparaît comme le montre le graphe à droite de la figure 3.3. Dans ce cas, les performances d'une simulation sur canal binaire symétrique sont présentées. Les modules utilisés sont 2, 3, 5, 7, 11, 13 et 17 et $K = 2 \times 3 \times 5 \times 7 = 210$ pour un rendement d'environ 40%. Les courbes qui indiquent les classes les plus protégées correspondent aux modules les plus petits. Le choix des modules permet de créer des classes facilement : les parties du message associées aux plus petits modules sont mieux protégées que celles associées aux grands modules.

3.2 Codage et réseaux

La mise en réseau d'unités communicantes se distingue par la nécessité de gérer le partage de ressources communes supportant les transmissions comme « l'ether » pour les transmissions sans fil ou les liaisons filaires lors de communications multi-sauts. Dans ce cadre le codage permet de repousser quelques limites intrinsèques d'un réseau sans codage ainsi que d'apporter de nouvelles techniques pour le partage de ressources.

Dans cette partie, le codage appliqué au réseau se décline selon trois directions. La première concerne les codes fontaines qui répondent au problème de la diffusion d'un même message de la source vers plusieurs destinataires au travers de canaux de qualités variables. La seconde propose d'utiliser les communications pour maintenir une mémoire partagée par toutes les unités à des fins de synchronisation. Enfin, la troisième propose un système d'accès multiple par codes d'étalement et par codes correcteurs qui servent aussi alors à séparer les signaux des utilisateurs d'un même groupe.

3.2.1 Codes fontaines arithmétiques

Toujours dans le cadre du projet Jeunes Chercheurs du GdR ISIS, j'ai aussi introduit un code fontaine arithmétique qui reste dans la même esprit que les codes RRNS. Les codes

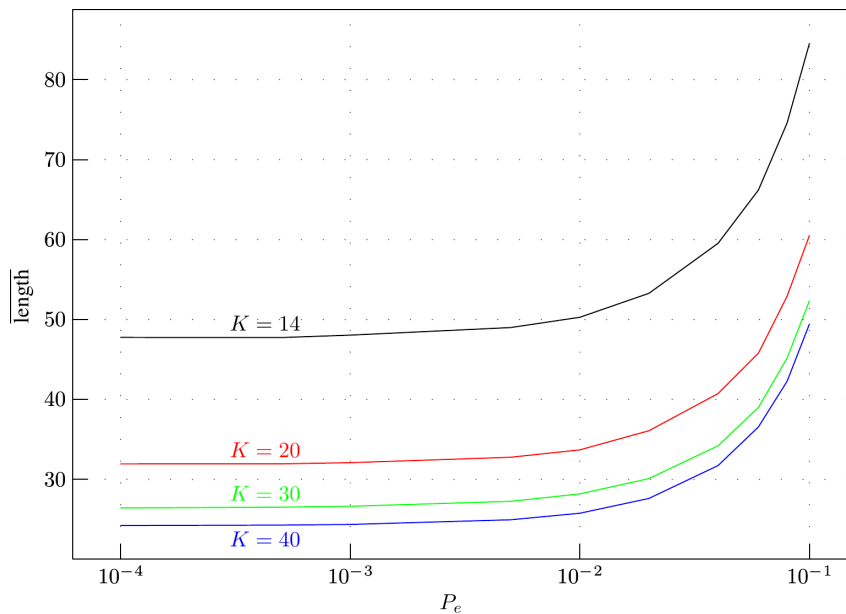


FIG. 3.4 : Performances de codes fontaines arithmétiques [GS09].

fontaines [Lub02] sont particulièrement attrayants pour la diffusion dans un réseau. En effet, il s'agit de transmettre un message d'une source vers plusieurs destinataires. Par conséquent plusieurs canaux de capacités différentes sont à prendre en compte et le rendement du code doit être alors adapté à chacun. Les codes fontaines sont des codes sans rendement adaptés aux canaux à effacement qui approchent théoriquement les communications par paquets dans un réseau. Des extensions à des canaux plus réalistes ont par la suite été développées, à l'instar de la solution proposée.

La source émet continûment des paquets construits à partir du message. Les destinataires reçoivent seulement une partie aléatoire de ces paquets mais il doit pouvoir reconstruire le plus tôt possible le message, s'il en est incapable, un nouveau paquet doit lui parvenir. La source joue le rôle d'une fontaine qui propose continûment une version partielle et différente du message.

Dans notre projet, le message complet que la source doit diffuser est vu comme un entier x compris entre 0 et N . Elle génère alors une suite aléatoire de paquets de la forme $ax + b \pmod{m}$ où a , b et m sont des entiers aléatoires. Un récepteur reconstruit x à partir des valeurs $a_i x + b_i \pmod{m_i}$ des différents paquets i en utilisant encore une fois soit l'algorithme d'Euclide étendu soit pour la correction l'algorithme LLL.

La figure 3.4 montre les performances de notre solution dans un cas simple où le message à diffuser est de 16 bits sur un canal binaire symétrique lorsque les modules sont choisis aléatoirement entre 0 et K avec K valant 14, 20, 30 ou 40. Le valeur de K implique que les paquets font entre 4 et 6 bits. Les performances sont mesurées en nombre de bits moyen à récupérer avant décodage parfait. Ces résultats montre qu'il faut par exemple environ recevoir 25 bits en moyenne pour décoder le message de 16 bits lorsque la pro-

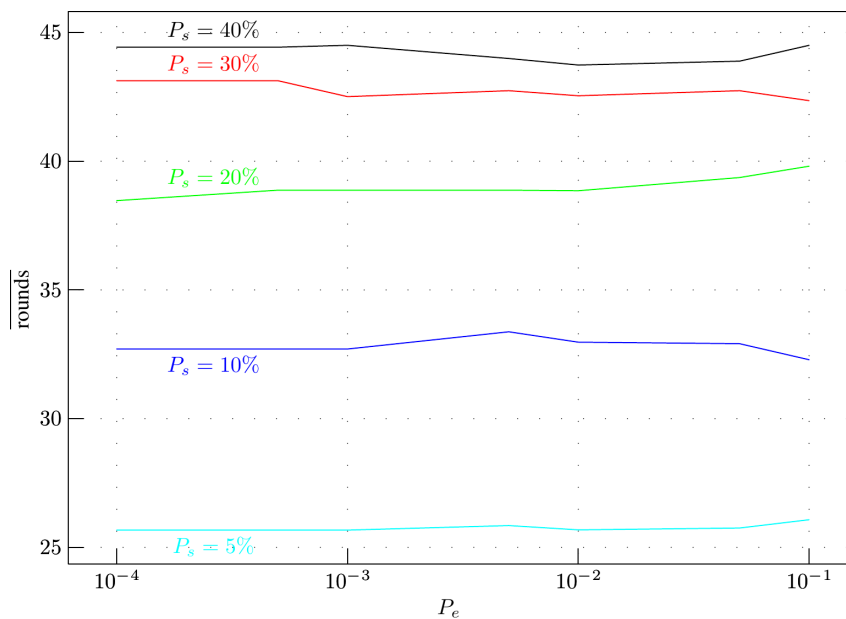


FIG. 3.5 : Performances de la mémoire distribuée partagée [GS09].

babilité d'erreur du canal est de 10^{-4} . Ce rendement moyen de 64% reste faible, mais l'approche bénéficierait à être étendue à des messages plus conséquents et en optimisant la distribution des modules m .

3.2.2 Mémoire partagée distribuée

Le traitement du signal dans un réseau nécessite souvent de calculer une valeur commune au réseau connue de chaque unité comme cela a été discuté précédemment avec les travaux de A. Hanaf où les solutions reposent sur des algorithmes de consensus. Ce type d'approches se conçoit pour des valeurs réelles comme la moyenne des mesures des capteurs où la précision n'est pas le premier critère de performance. Mais pour une mémoire partagée de quelques bits, aucune différence de valeur entre les unités n'est permise. Pour répondre à cette problématique, nous avons proposé dans [GS09] un protocole qui reprend aussi les idées élémentaires du codage fontaine.

Ce protocole fonctionne par rounds durant lesquels les unités du réseau, à tour de rôle émettent la valeur d'une combinaison linéaire aléatoire de quelques éléments de leur mémoire. Les autres unités, qui sont en écoute, enregistrent ces combinaisons. À la fin de chaque round, pour chaque unité, un graphe de Tanner dont les nœuds de parités correspondent aux combinaisons linéaires reçues des autres unités est construit et sert, par la propagation de croyance, à retrouver la mémoire commune.

Bien sûr, il faut dans un premier temps que les mémoires ne diffèrent pas énormément et que les modifications entre les rounds ne soient pas trop brutales pour que ce protocole puisse fonctionner.

Pour tester cette ébauche de protocole, un petit réseau de seulement 4 unités se partage

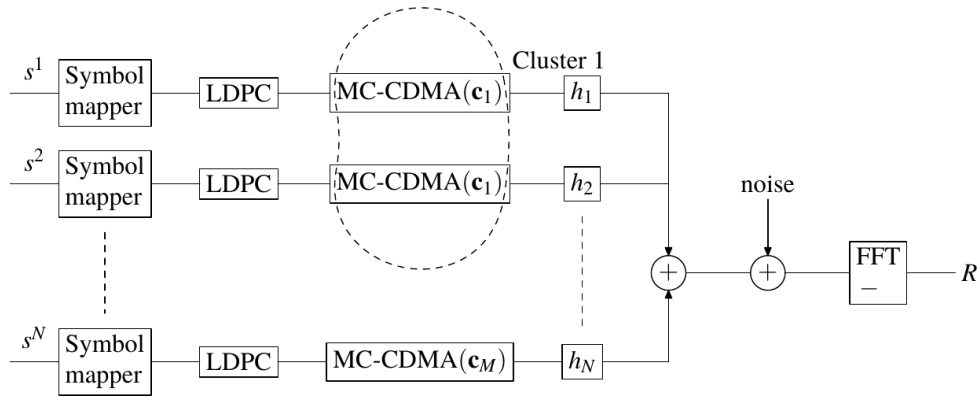


FIG. 3.6 : Synopsis de l'émetteur pour l'accès multiple avec des regroupement [GCD05, GCG06].

une mémoire d'une centaine de bits. Ces unités communiquent entre elles par des canaux binaires symétrique de probabilité d'erreur P_e . Chaque bit des versions locales de la mémoire différent avec une probabilité P_s . La figure 3.5 affiche le nombre moyen de rounds nécessaire pour que les versions locales convergent vers une version identique. Naturellement, plus les mémoires locales sont différentes, plus lente est la convergence vers un consensus. Mais le faible impact de la qualité des liens de communications est par contre surprenant.

Malheureusement, ces approches n'ont pas été développées plus en avant. Mais elles pourront vraisemblablement s'avérer utile pour des calculs topologiques à la façon des travaux avec M. Zhang comme les formes harmoniques mais qui ne reposeraient pas sur le corps des réels mais sur des corps finis.

3.2.3 LDPC pour l'accès multiple

Étant plutôt axées sur les couches hautes, les deux applications précédentes du codage pour le réseau ne considèrent pas d'accès multiple au niveau de la couche physique. Or dans ce contexte, les codes LDPC permettent de séparer les signaux utilisateurs d'un mélange.

Lors de mon postdoctorat au CReSTIC, nous avons considéré un système de type Multi Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) en liaison montante. Le schéma de la figure 3.6 décrit le système. Tout d'abord, pour chaque utilisateur i , la source binaire s^i est encodé par un code LDPC après une transformation bit vers symbole qui permet d'utiliser des codes LDPC non-binaires. Le résultat est modulé par une modulateur MC-CDMA qui étale le signal grâce à un code d'étalement puis distribue les symboles sur les différentes porteuses par une transformée de Fourier inverse.

La nouveauté de nos travaux consiste à permettre à plusieurs utilisateurs de partager le même code d'étalement. Tandis que le nombre de codes d'étalement est limité par la nécessité de leur orthogonalité, cette approche repousse cette limite en autorisant un

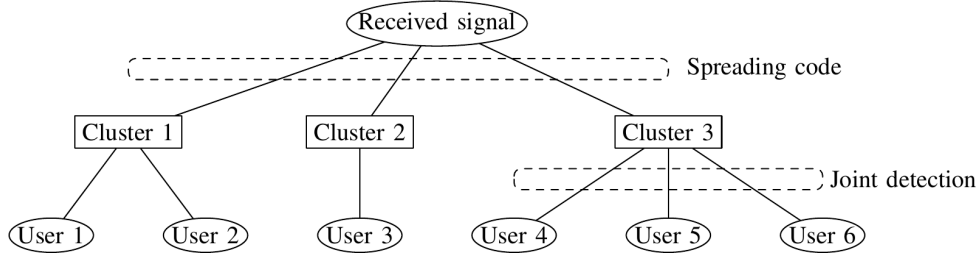


FIG. 3.7 : Relations entre les utilisateurs et leur groupe [GCD05, GCG06].

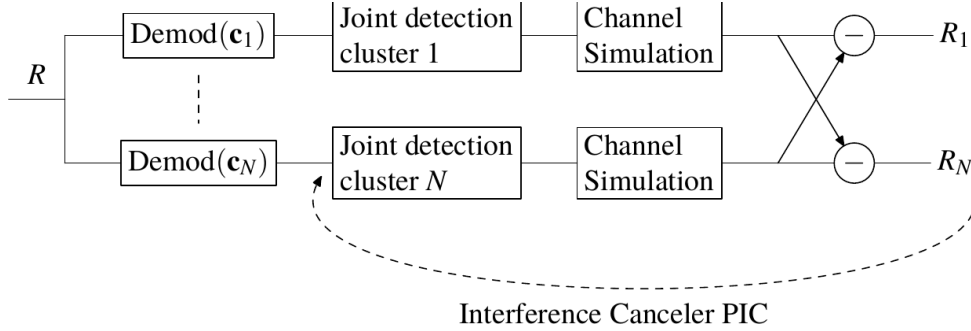


FIG. 3.8 : Principe de décodage conjoint [GCD05].

nombre plus important d'utilisateurs. Néanmoins, comme leurs signaux à la réception ne peuvent plus être séparés, un second système doit être ajouté pour ce faire. Nous proposons d'utiliser les codes LDPC pour cela.

Le schéma de la figure 3.7 décrit la hiérarchisation dans le processus de décodage. Les utilisateurs qui partagent un même code appartiennent à un même groupe, ici appelé « cluster. » À partir du signal reçu, il faut séparer les signaux des clusters puis faire une séparation des signaux par utilisateurs. Naturellement, les interférences entre utilisateurs et entre les différents clusters doivent être gérées intelligemment.

Par soucis de simplification, nous supposons par la suite que le préfixe cyclique absorbe les délais entre les utilisateurs et l'étalement introduit par le canal et que les coefficients des canaux sont connus, ou parfaitement estimés, au niveau du récepteur.

Ainsi qu'illustré dans la figure 3.8, notre solution de décodage commence par une démodulation utilisant les codes de chaque groupe. Le signal démodulé correspondant au groupe g s'écrit

$$r_g = \underbrace{\sum_{k \in G_g} \sum_p \frac{H_p^k}{N_p} s^k}_{\text{Useful signal}} + \underbrace{\sum_{g' \neq g} \sum_{k \in G_{g'}} \sum_p \overline{c_p^g c_p^{g'}} H_p^k s^k}_{\text{MAI}} + \underbrace{\sum_p \overline{c_p^g} b_p}_{\text{Noise}}, \quad (3.15)$$

où H_p^k est le coefficient du canal de l'utilisateur k pour la porteuse p qui est aussi perturbée par le bruit b_p . Le code d'accès multiple du groupe est c_g . La présence du canal détruit l'orthogonalité des codes qui se concrétise sous la forme d'interférences d'accès multiple

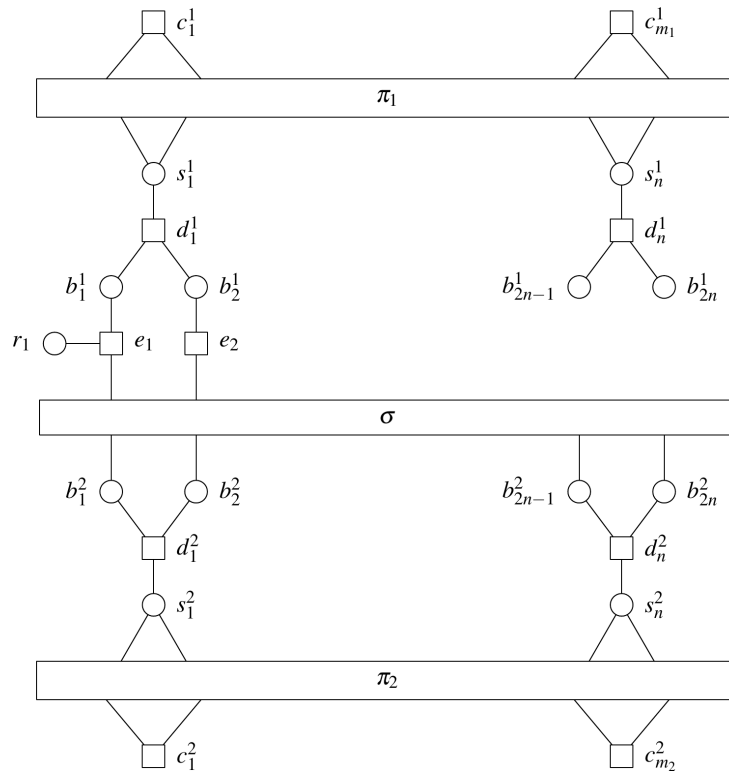


FIG. 3.9 : Graphe factoriel d'un cluster [GCD05].

(MAI) qui dégrade sévèrement les performances. Ce terme peut être atténué selon un annuleur d'interférence en parallèle (PIC pour Parallel Interference Canceler) grâce à la simulation du canal par le récepteur si l'estimation des signaux s_k des utilisateurs sont suffisamment pertinents. Pour recouvrer les signaux utilisateurs, nous avons recours à une détection joint par groupe. En itérant ce processus mêlant la détection des utilisateurs par groupe associé à l'annuleur d'interférence, comme indiqué sur la figure 3.8, nous parvenons à des performances honorables.

Reste toutefois à estimer les signaux utilisateurs d'un mélange en s'aidant uniquement de leur code correcteur. Pour cela, nous approchons le signal reçu (3.15) par l'expression plus simple

$$r_g = \sum_{k \in G_g} h^k s^k + n \quad \text{with} \quad n \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2), \quad (3.16)$$

où le bruit n intègre le bruit thermique et les interférences.

Pour illustrer le processus de décodage joint, la figure 3.9 représente le graphe factoriel d'un groupe de deux utilisateurs dont les codes LDPC sont définis sur \mathbb{F}_4 . Ce graphe est le support de l'algorithme par propagation de croyance qui sert au décodage. Dans ce cas, il faut deux bits, par exemple b_1^2 et b_2^2 pour représenter le premier symbole s_1^2 du mot de code du second utilisateur. Il en est de même pour les symboles du premier utilisateur. La partie LDPC sont représentés par les permutations π_1 et π_2 qui encode la matrice de parités. Les parités sont ici notées c_i^j . La partie centrale avec la permutation σ regroupe

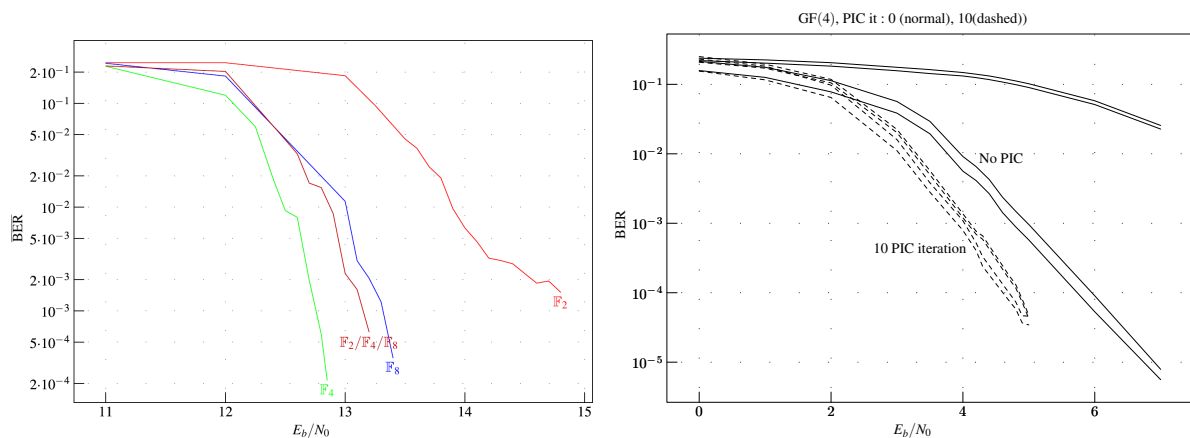


FIG. 3.10 : Performance du décodage conjoint d'un groupe [GCD05] et d'un système complet [GCC06].

les vraisemblances des bits selon la valeur reçue en utilisant (3.16) et modélise la partie de mélange des signaux utilisateurs d'un même groupe. La permutation σ sert surtout à casser les dépendances au maximum en évitant de créer des cycles néfastes au décodage. De plus, cette permutation introduit une diversité qui peut s'avérer profitable dans une application réelle.

Bien sûr, ce graphe factoriel s'élargit simplement lorsque le nombre d'utilisateur est plus important. Par exemple, la partie gauche figure 3.10 montre les performances de notre système lorsque qu'un groupe est partagé par trois utilisateurs dont les puissances à la réception sont identiques avec des codes de rendement $1/2$ pour différentes tailles de corps. Les performances sont données en taux d'erreur binaire moyen sur tous les utilisateurs. On remarque que le système parvient bien à discriminer les différents utilisateurs et que le corps \mathbb{F}_4 semble le plus adapter pour cela. Toutefois cette conclusion mériterait une étude plus approfondie.

Lorsque nous considérons le système complet avec le PIC, les résultats sont aussi encourageants. Ici, le système décode le signal de deux groupes chacun composé de deux utilisateurs dont les codes LDPC sont $(2, 4)$ -régulier définis sur \mathbb{F}_4 . Les performances en terme de taux d'erreur binaire sont affichées sur la droite de la figure 3.10. En trait plein apparaissent les quatre courbes sans utilisation du PIC, donc sans itération. On remarque ici un groupe dont les performances sont fortement dégradées par rapport au second groupe. En itérant 10 fois le décodage conjoint et l'annuleur d'interférence, il est possible de rendre les performances équivalentes pour tous tout en améliorant les performances globales.

3.2.4 Codage de réseau

Lorsque les transmissions nécessitent plusieurs sauts pour atteindre le destinataire, les relais intermédiaires transmettent une copie des paquets aux prochains relais. Cette approche s'est révélée efficace et simple mais ne permet pas d'obtenir le meilleur rendement

possible. En effet, en permettant aux relais intermédiaires de modifier le message, il est possible d'exploiter avantageusement la présence de chemins multiples entre la source et la destination comme l'ont montré [ACL00, YC06].

Lors du projet RISC, avec Maximilien Gadouleau nous avons travaillé sur le codage de canal aléatoire [KK08]. L'idée est de permettre aux relais de transmettre une combinaison linéaire des paquets déjà reçus. Un en-tête est ajouté aux paquets initiaux. Le destinataire reçoit donc plusieurs paquets qui sont des combinaisons linéaires des paquets initiaux. Grâce aux en-têtes, ces combinaisons sont connues et s'il dispose de suffisamment de paquets, le récepteur peut reconstruire les paquets initiaux. L'avantage est que l'information est diluée dans l'ensemble des paquets et qu'il suffit d'en récupérer suffisamment pour la reconstruire. Dans le cas d'un relayage classique, il faut récupérer chaque paquet pour tout reconstruire et s'il en manque un seul, son information ne peut pas être recouverte à partir des autres paquets.

L'exemple classique pour illustrer le codage de réseau est donné par le réseau papillon de la figure 3.11. La source S souhaite transmettre les messages \mathbf{m} et \mathbf{n} aux deux nœuds destinataires E et D . Pour cela, deux en-têtes 01 et 10 sont ajoutés aux messages pour former les deux vecteurs $\mathbf{x} = (01 \mid \mathbf{m})$ et $\mathbf{y} = (10 \mid \mathbf{n})$ qui sont respectivement transmis à A et B . Ces deux relais n'ont d'autres choix que de les retransmettre aux relais suivants E , D et A . Les deux destinataires ne peuvent pas encore récupérer toute l'information. Si aucun codage n'est permis, le nœud A ne pourrait transmettre que \mathbf{x} ou \mathbf{y} à Z et donc au final aux destinataires. S'il choisit \mathbf{x} , E récupère tout le message mais pas le destinataire D ou inversement si \mathbf{y} est choisi. Mais, si A peut former une combinaison linéaire aléatoire de la forme $\mathbf{z} = \mathbf{x} + a\mathbf{y}$ où a est un nombre aléatoire alors E récupère à la fin \mathbf{y} et $\mathbf{x} + a\mathbf{y}$ d'où il peut extraire \mathbf{m} et \mathbf{n} et il en est de même pour D si tant est que a ne soit pas nul car alors $\mathbf{y} = \frac{\mathbf{z} - \mathbf{x}}{a}$. Cette probabilité est rendue faible si le corps fini de l'espace vectoriel des paquets est de taille suffisante.

Les travaux que nous avons alors engagés ont tout d'abord réduit le coût de l'en-tête en le réduisant un peu en introduisant le codage affine pour lequel les combinaisons linéaires aléatoires deviennent des combinaisons affines aléatoires. Ce codage est illustré avec le réseau papillon en bas de la figure 3.11.

Bien que le gain apporté reste anecdotique, ces recherches ont montré que la structure mathématique sous-jacente au bon fonctionnement d'un codage de réseaux aléatoires est celle des matroïdes [GG11]. Cette théorie axiomatise la notion de famille de vecteurs indépendants pour pouvoir l'appliquer à d'autres espaces. Dans ce cadre, un destinataire peut décoder s'il a à sa disposition un nombre suffisant de paquets indépendants.

En transportant vers la théorie des matroïdes les différents types de codage aléatoire comme le codage de réseau linéaire aléatoire ou affine aléatoire ou même le routage simple, store and forward dans nos articles, les principaux indicateurs deviennent accessibles par les mêmes méthodes comme en atteste la figure 3.12. Ces indicateurs autorisent alors une comparaison saine entre les différents schémas de codage.

Les performances des différentes solutions s'expriment surtout comme une application du

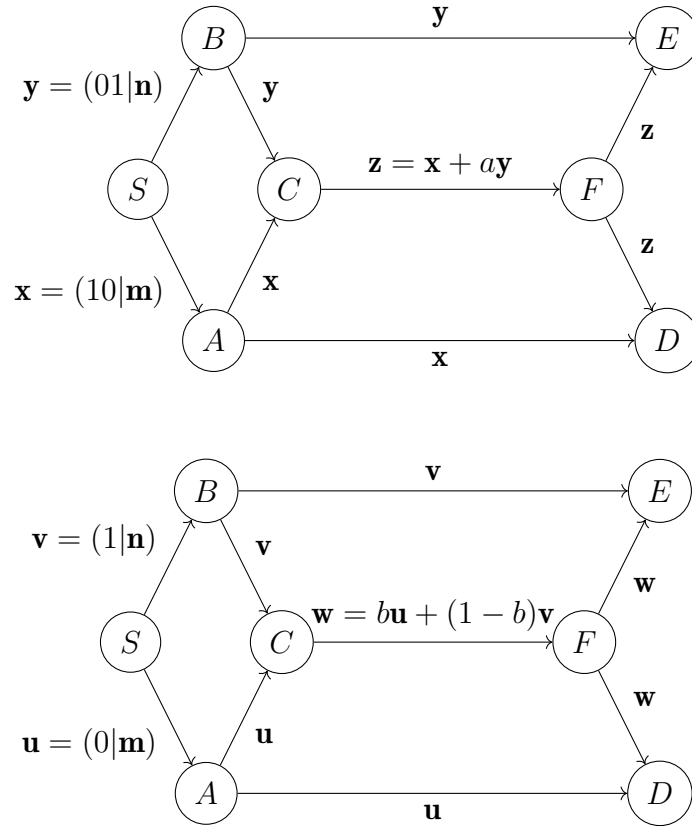


FIG. 3.11 : Codage de réseau aléatoire linéaire et affine [GG11].

	Protocol	SAF	RLNC	RANC
Matroid Parameters	Matroid	U_{q^n, q^n}	$PG(n-1, q)$	$AG(n, q)$
	Rank of the matroid	q^n	n	$n+1$
	Combination	Selection	Linear combination	Affine combination
	Flats	Subsets	Linear subspaces	Affine subspaces
	Number of flats of rank k	$\binom{q^n}{k}$	$\binom{n}{k}$	$q^{n-k+1} \binom{n}{k-1}$
	Cardinality of flats of rank k	k	$\frac{q^k-1}{q-1}$	q^{k-1}
Performance Parameters	Rate	$\sim 1 - \frac{\log_q k}{n}$	$\sim 1 - \frac{k}{n}$	$\sim 1 - \frac{k-1}{n}$
	Average delay	$\sim k \log k$	$\sim k$	$\sim k$
	Throughput	$\sim \frac{1}{\log k} - \frac{1}{n \log q}$	$\sim 1 - \frac{k}{n}$	$\sim 1 - \frac{k-1}{n}$
	Independent elements	$\sim k(1 - e^{-\frac{1}{k}})$	$\sim \min\{r, k\}$	$\sim \min\{r, k\}$
	Partially decodable elements	l	$\sim kq^{l-k}$	kq^{l-k}

FIG. 3.12 : Comparaison des codes de réseaux [GG11].

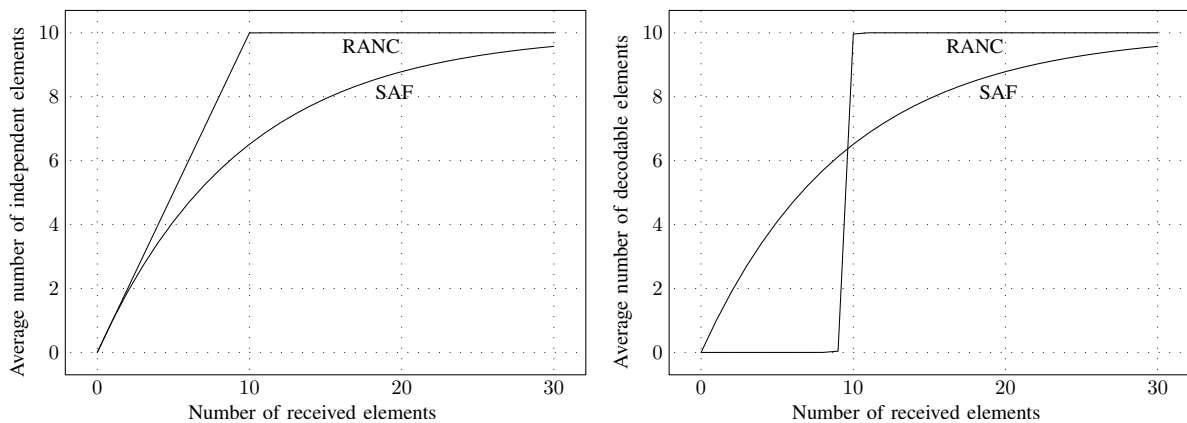


FIG. 3.13 : Performances des codes de réseaux [GG11].

problème du collectionneur de coupons [PKB98, BH97, FGT92]. Ce problème modélise un enfant qui souhaite avoir la collection complète des cartes des athlètes de son sport préféré. Pour cela, il doit acheter des paquets de cartes dont le contenu est aléatoire. Le nombre de paquet à acheter pour avoir la collection complète est une variable aléatoire dont la distribution décrit le coût de sa collection. L'analogie est rapide à mettre en place ici, en effet, les destinataires, qui jouent le rôle de l'enfant, attendent de recevoir suffisamment des paquets indépendants, analogie des nouvelles cartes, parmi l'ensemble des paquets disponibles.

La figure 3.13 compare à gauche le nombre de paquets indépendants reçus en fonction du nombre de paquets reçus. Grâce au codage de réseau et au mélange que permettent les combinaisons linéaires, un paquet a une forte probabilité d'être indépendant de ceux déjà reçus alors que pour un routage simple, il devient de plus en plus probable de recevoir le même paquet une seconde fois. Grâce à cet effet, comme le montre la partie droite de la figure, le décodage complet d'un code de réseau est possible dès que le nombre de paquets est suffisant et proche de l'optimal. Par contre, avant ce nombre, il est impossible de décoder partiellement le message complet contrairement au routage.

Sur le trajet des paquets, certains peuvent subir des corruptions, volontaires ou non, qui rend le décodage impossible même partiellement lorsque le codage de réseau est utilisé. Toutefois, Kötter et Kschischang [KK08] montre qu'un code correcteur d'erreur peut être mis en place pour contrer ces erreurs. Nous proposons dans [GG10] et [GG11] un méthode pour translater les codes correcteurs binaires vers des codes de réseau correcteurs d'erreur et de pertes en utilisant une métrique adéquate dite de Hamming modifiée dont le synopsis du codage/décodage est donné dans 3.14.

3.3 Communications en environnements impulsifs

Lors de communications filaires, l'agitation thermique au niveau du récepteur explique en grande partie les bruits perturbant les signaux porteurs d'information. Le théorème cen-

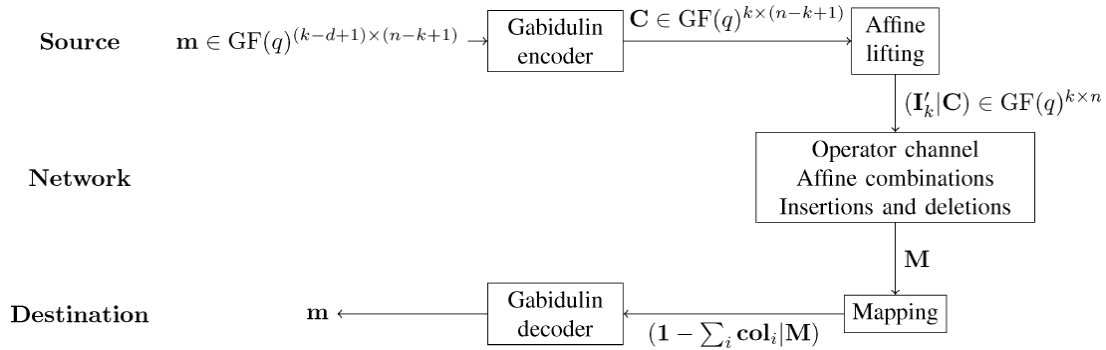


FIG. 3.14 : Schéma de codage/décodage pour le codage de réseau affine [GG11].

tral limite sert alors de justification à leur modélisation par une distribution gaussienne centrée. En effet, l'agitation thermique consiste en un grand nombre de fluctuations centrées, indépendantes et de puissance finie qui correspond aux prémisses du théorème qui conduit au modèle gaussien.

Les communications sans fils et en réseau subissent en plus du bruit thermique des interférences avec les communications voisines qui ne peuvent pas être considérées comme du bruit indépendant et gaussien. Plusieurs techniques ont été développées pour les limiter comme l'alignement d'interférences au niveau de la couche physique [APRWH12] ou des techniques d'évitement de transmissions simultanées comme le CSMA au niveau de la couche MAC. Enfin, d'autres méthodes essaient de les supprimer efficacement au niveau du récepteur comme l'annulation successive d'interférences (SIC).

Toutes ces techniques ne peuvent pas parfaitement annuler les interférences. Cela se vérifie d'autant plus que nous nous dirigeons vers des réseaux denses comme LoRa, Sigfox, la 5G ou en général l'IoT sans contrôle centralisé d'accès à la ressource radio ni de gestion des puissances des émissions.

Par conséquent, prendre en compte la présence des interférences au niveau du récepteur devient une nécessité, voire une obligation. Une modélisation fine et pratique des interférences s'avère alors un prérequis pour concevoir la chaîne de réception. Plusieurs approches ont été envisagées dans la littérature pour construire ces modèles. La première, tournée vers la théorie, consiste à utiliser les outils mathématiques comme la géométrie aléatoire [WPS09, WA12] avec des hypothèses sur la conception et l'utilisation du réseau pour en déduire des modèles pertinents. Ces travaux, comme ceux de Pinto et Win, mènent par exemple aux modèles alpha-stables [PW10] ou aux différentes classes des modèles de Middleton [Ber81]. Le second type d'approche est plus pragmatique : il s'agit de trouver des familles de lois de probabilité qui soient simples d'utilisation et qui correspondent aux aspects impulsifs des interférences. Ces lois doivent avoir une queue lourde pour modéliser les événements impulsifs qui se caractérisent par des valeurs de forte amplitude. Parmi ces modèles nous retrouvons les gaussiennes généralisées ou les mélanges de gaussiennes.

Nous avons concentré particulièrement nos travaux sur les distributions alpha-stable symétriques et centrées comme modèle des interférences même si d'autres modèles ont été

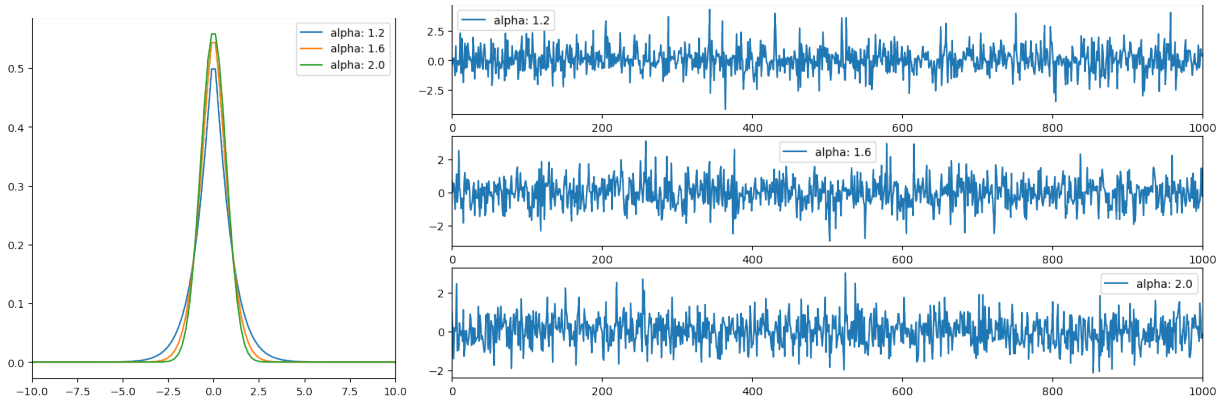


FIG. 3.15 : Densités normales généralisées et réalisations.

utilisés pour tester nos solutions. Ces travaux sont surtout le fruit d'une collaboration avec L. Clavier lors du stage de V. Dimanche, des thèses de H. Ben Mâad et Y. Mestrah. Toutefois, des approches similaires ont aussi été menées lors du projet RISC notamment avec C. Poulliat pour une modélisation par une distribution gaussienne généralisée.

3.3.1 Canaux impulsifs

Commençons par le modèle le plus simple qui a été utilisé dans [PGC09] dans le cadre de l'Ultra-Large Bande (ULB). N_u utilisateurs utilisent le canal avec un accès multiple par répartition de saut temporel (Time-Hopping, TH) et une modulation binaire. Dans ce cas, avec un récepteur de type RAKE, la sortie du canal est bruitée par un bruit thermique blanc gaussien de variance $N_0/2$ et un terme d'interférence gaussienne généralisée de densité

$$p(x) = \frac{\alpha}{2\gamma^\alpha \Gamma(1/\alpha)} e^{-|\frac{x}{\gamma}|^\alpha}, \quad (3.17)$$

où les deux paramètres α et γ dépendent du système, plus précisément du nombre d'utilisateurs, du temps symbole, de la durée des chips et du nombre de trames par temps symbole.

Notons que la densité (3.17) ressemble à une distribution normale pour laquelle l'exposant 2 a été remplacé par α . Ce dernier mesure la lourdeur de la queue de distribution ; plus α est faible, plus les interférences sont impulsives. Afin d'illustrer cela, quelques densités normales généralisées pour $\gamma = 1$ et pour différentes valeurs de α sont tracées à gauche sur la figure 3.15 et quelques réalisations de ce bruit sont affichées à droite. Le facteur d'échelle γ mesure, quant à lui, la puissance des interférences.

L'utilisation des distributions normales généralisées est pragmatique et ne se justifie pas par des théorèmes de stabilité ou de distribution limite. Elles sont surtout simples et facilement manipulables. En effet, à l'instar des gaussiennes qui sont associées à la norme L_2 , les gaussiennes généralisées correspondent aux normes L_p .

Dans d'autres situations, ce modèle devient incorrect notamment lorsqu'il n'y a aucun

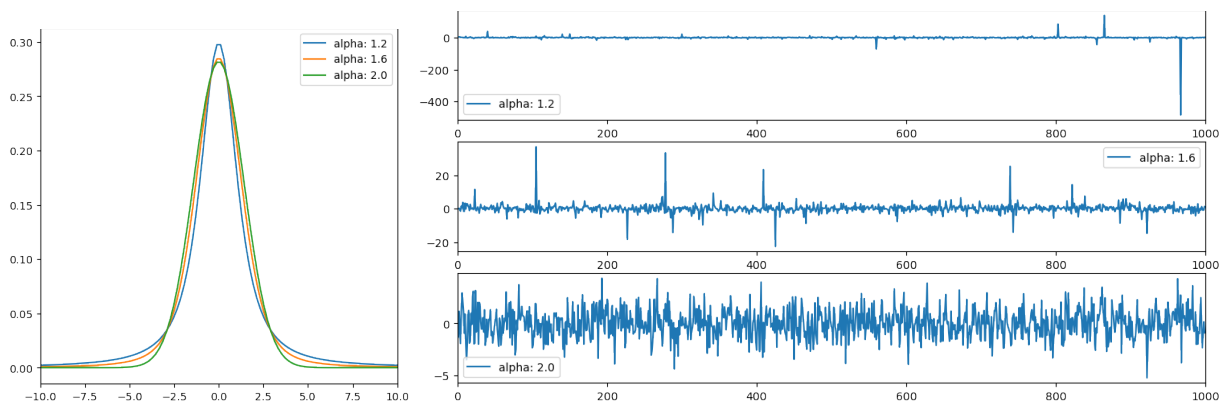


FIG. 3.16 : Densité de lois alpha-stables et réalisations.

contrôle sur la puissance des interférents. Leur nombre aidant, une modélisation par une somme de nombreuses variables aléatoires semble plus justifiée, et les distributions alpha-stables apparaissent alors comme un modèle plus adéquat.

Plus précisément, les distributions alpha-stables sont les distributions limites des sommes de variables aléatoires normalisées et centrées lorsqu'elles existent [GdH00]. Nous nous limiterons par la suite aux versions symétriques, et, dans cette situation, ces distributions limites se décrivent par leur fonction caractéristique

$$\phi(t) = e^{-\gamma |t|^\alpha}, \quad (3.18)$$

paramétrée par leur exposant caractéristique α et leur facteur d'échelle γ . Parmi ces distributions se trouvent les lois normales lorsque $\alpha = 2$ et $\gamma = \sigma/\sqrt{2}$ et les distributions de Cauchy quand $\alpha = 1$ et $\gamma = 1/a$.

Des densités de probabilité de lois alpha-stables pour différentes valeurs de α sont tracées sur la gauche de la figure 3.16. Le cas gaussien $\alpha = 2$ se particularise vraiment car la probabilité des grandes amplitudes décroît exponentiellement et non plus selon une loi inverse comme pour les autres α . À droite de la même figure sont affichées des réalisations pour lesquelles les échelles des ordonnées diffèrent de plusieurs ordres. Elles illustrent bien le caractère « queues lourdes » de ces modèles qui permet de prendre en compte le caractère impulsif des interférences. Il est visible que le paramètre α caractérise l'impulsivité du bruit : plus α est faible plus la probabilité d'avoir des échantillons de forte amplitude augmente ainsi que la valeur de ces amplitudes. De plus, ces réalisations illustrent bien la différence de modélisation entre un bruit alpha-stable et gaussien généralisé.

Étant des lois limites de sommes de variables aléatoires, les distributions alpha-stables bénéficient de l'importante propriété de stabilité dont fait référence leur nom [NS95]. En effet, la forme de leur fonction caractéristique (3.18) montre que la somme de deux variables indépendantes alpha-stables de même exposant α et de facteurs d'échelle respectifs γ et γ' suit une distribution alpha-stable de même exposant et de facteur d'échelle $\sqrt[\alpha]{\gamma^\alpha + \gamma'^\alpha}$.

Bien qu'attrayantes les distributions stables souffrent de deux défauts importants. Le premier concerne leur variance qui est infinie lorsque $\alpha < 2$. Par conséquent, la notion

de rapport signal sur bruit devient inopérante et c'est pourquoi, pour indiquer l'intensité des interférences nous utiliserons plutôt le facteur d'échelle γ ou le rapport signal à bruit géométrique (Geometric Signal to Noise Ratio, GSNR) défini dans [GPA06] mais qui s'avère peu pratique à l'usage et porte à confusion.

Le second défaut est l'absence d'expression simple de la densité de probabilité en général ; pour la calculer il faut avoir recours à des intégrations numériques approchées pour obtenir la transformées de Fourier inverse de la fonction caractéristique (3.18),

$$p(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} e^{-t|^\alpha} \cos(xt) dt, \quad (3.19)$$

et même si des approximations existent, elles font appel à des séries infinies complexes.

3.3.2 Décision sous bruit impulsif

L'hypothèse de bruit impulsif implique de revoir les récepteurs, et pour bien en comprendre les spécificités, considérons une modulation binaire avec un bruit additif alpha-stable avec un code à répétition de longueur 2. Ainsi, l'entrée du canal est $(X_0, X_1) = (+1, +1)$ ou $(X_0, X_1) = (-1, -1)$ avec la même probabilité et la sortie du canal est $Y_i = X_i + N_i$ pour $i = 0$ ou 1 et N_0, N_1 deux bruits alpha-stables indépendants entre eux et avec la source.

Sous les hypothèses d'équiprobabilité et d'indépendance du bruit, la décision entre $(+1, +1)$ et $(-1, -1)$ se fait selon le maximum *a posteriori* en comparant à 0 le logarithme du rapport

$$\begin{aligned} & \log \frac{\Pr[(X_0, X_1) = (+1, +1) \mid (Y_0, Y_1) = (y_0, y_1)]}{\Pr[(X_0, X_1) = (-1, -1) \mid (Y_0, Y_1) = (y_0, y_1)]} \\ &= \log \frac{\Pr[(Y_0, Y_1) = (y_0, y_1) \mid (X_0, X_1) = (+1, +1)]}{\Pr[(Y_0, Y_1) = (y_0, y_1) \mid (X_0, X_1) = (-1, -1)]} \\ &= \log \frac{\Pr[Y = y_0 \mid X = +1]}{\Pr[Y = y_0 \mid X = -1]} + \log \frac{\Pr[Y = y_1 \mid X = +1]}{\Pr[Y = y_1 \mid X = -1]} \\ &= \Lambda(y_0) + \Lambda(y_1), \end{aligned} \quad (3.20)$$

où $\Lambda(y)$ est le logarithme du rapport de vraisemblance (Log Likelihood ratio, LLR) d'observer y en sortie du canal. Cette fonction permet donc de faire la décision et sert d'entrée aux décodeurs LDPC par exemple. Cette fonction ne dépend *in fine* que de la distribution du bruit avec nos hypothèses de canal.

Sur l'exemple précédent, si la somme des LLR est positive alors le récepteur décide que $(+1, +1)$ a été émis sinon ce sera le mot $(-1, -1)$. Lorsque le bruit est gaussien, ces calculs sont linéaires et donc les régions de décisions sont simples et connexes. Mais, comme le montre la figure 3.17, dans le cas d'un bruit impulsif, ces régions deviennent bien plus complexes notamment à cause de la non convexité de la fonction du LLR. Dans cet exemple, le paramètre α vaut 1.6 et γ est fixé à l'unité. Les régions rougeâtres indiquent une décision $(+1, +1)$ et les régions bleuâtres tendent vers $(-1, -1)$, les deux symboles

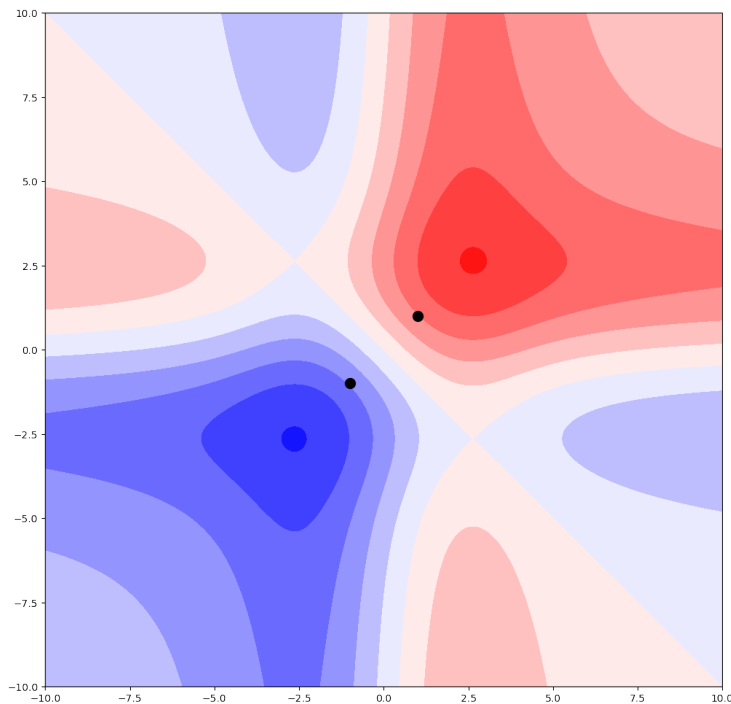


FIG. 3.17 : Région de décision pour un canal impulsif.

$(+1, +1)$ et $(-1, -1)$ sont indiqués par des points noirs. De plus, la profondeur de la couleur mesure la valeur du LLR.

La première diagonale, qui reste bien dessinée dans cet exemple, est la bordure d'une règle de décision linéaire typique d'un bruit gaussien ; elle devient ici insuffisante pour s'adapter aux bruits impulsifs. Intuitivement, la complexité de la bordure de décision pour seulement 2 mots de codes simples et courts annonce de la difficulté de faire un décodage efficace pour des codes plus longs si le calcul du LLR n'est pas viable. Ce constat est à la base de plusieurs des travaux présentés ci-dessous.

3.3.3 Capacités des canaux impulsifs

Les systèmes qui nous intéressent sont toujours de la forme $Y = X + N$ avec X l'entrée du canal, Y sa sortie, et N le bruit indépendant de X qui sera modélisé par une distribution à queue lourde.

Comme souvent, le calcul des capacités des canaux s'avèrent difficiles voir impossible et il faut alors s'en tenir à des évaluations numériques reposant par exemple sur l'algorithme de Blahut-Arimoto [NAD09]. Toutefois, des bornes sont parfois accessibles qui permettent de dimensionner un système.

Le cas le plus simple est, par symétrie, lorsque l'entrée X est binaire et peut prendre de façon équiprobable les valeurs $+1$ et -1 . En effet, il devient alors simple de calculer numériquement la capacité du canal qui se réduit en un calcul d'information mutuelle

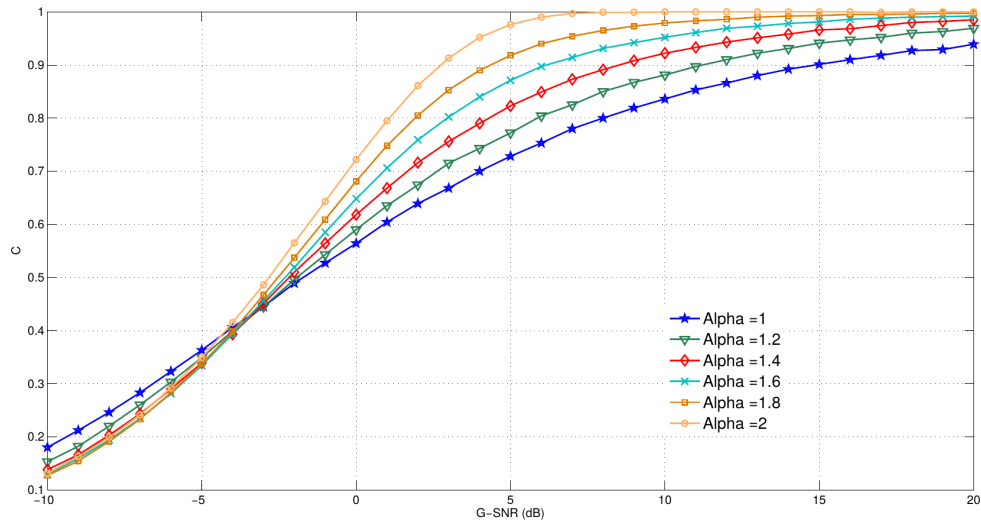


FIG. 3.18 : Capacité des canaux MBISO alpha-stables [BMGC10a].

donnée par

$$C = 1 - \mathbb{E} \left[\log_2(1 + e^{-\Lambda(Y)}) \right], \quad (3.21)$$

où $\Lambda(Y)$ est le LLR de la sortie du canal sur laquelle se fait la moyenne. Cette moyenne est facilement estimée par une méthode de Monte-Carlo. À l'instar de [RU08], nous nommerons ces canaux les MBISO pour Memoryless Binary Input Symmetric Output.

Les capacités des canaux MBISO avec un bruit alpha-stable pour différentes valeurs de α sont tracées sur la figure 3.18 en fonction du rapport signal à bruit géométrique. Ces capacités varient naturellement entre 0 et 1 et montrent qu'à fort rapport signal à bruit, le canal est d'autant plus mauvais que le bruit est impulsif, c'est-à-dire que α est petit. La tendance est inversée à très faible rapport signal à bruit car alors le canal se comporte comme un canal à effacement dont la probabilité d'effacement augmente avec α . Toutefois, cette courbe indique la difficulté de comparer des canaux qui ne partagent pas le même exposant. C'est pourquoi nous avons depuis abandonné l'utilisation du rapport signal à bruit géométrique dont le but initial était justement de produire un indicateur sensé permettre le rapprochement des différents paramètres des canaux alpha-stables.

La capacité du canal se calcule de la même façon lorsque le bruit suit une distribution normale généralisée. La figure 3.19 fournit la capacité selon le rapport signal à bruit de deux systèmes ultra large bande décrits précédemment qui diffèrent par le nombre d'utilisateurs. Les commentaires restent identiques si ce n'est que les capacités convergent vers une valeur commune à très faible SNR contrairement aux bruits alpha-stables. La comparaison ne peut pas se faire plus fine car les situations des deux canaux, alpha-stable et gaussien généralisé, sont trop différentes.

Lorsque l'entrée X du canal n'est plus binaire, la situation devient plus complexe. Tout d'abord, la notion de rapport puissance à bruit n'existe plus et les contraintes sur l'entrée en ressortent différentes. Ainsi, comme le montre [FAF12], lorsque l'entrée X est contrainte

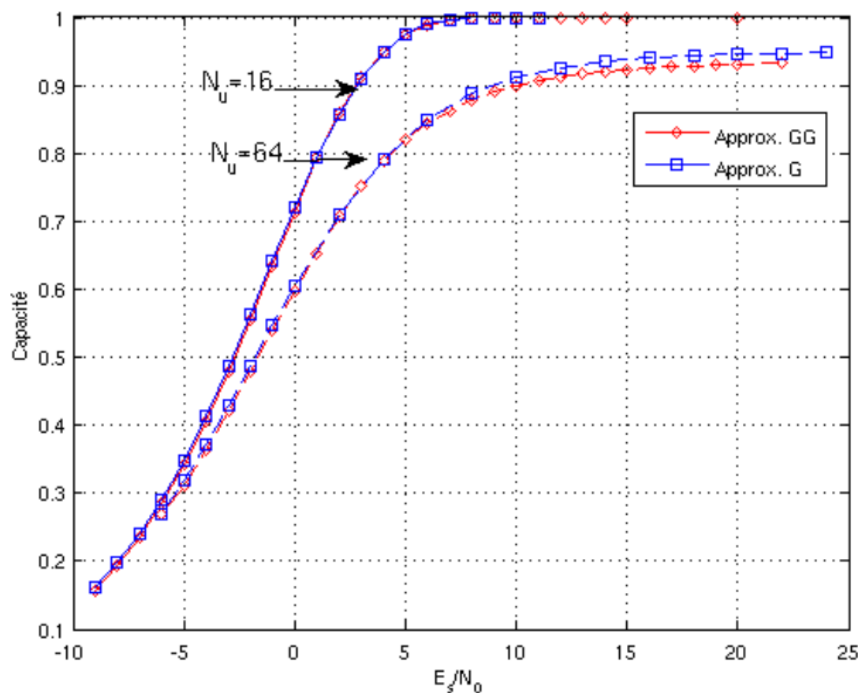


FIG. 3.19 : Capacité des canaux MBISO avec bruit de loi gaussienne généralisée [PGC09].

par $\mathbb{E}[|X|^r] < a$ pour $r > 1$, alors l'entrée atteignant la capacité pour $1 < \alpha < 2$ est discrète avec possiblement un point d'accumulation en 0. Ce résultat montre l'étrangeté des canaux alpha-stables mais n'en indique pas la capacité atteignable.

En partant d'une remarque anodine sur la propriété de stabilité des variables aléatoires alpha-stables, nous avons pu trouver une borne inférieure sur la capacité. En effet, si X suit une loi alpha-stable de facteur d'échelle γ_X et de même exposant α que le bruit dont le facteur d'échelle vaut γ_N , alors la sortie Y suit aussi une loi alpha-stable de facteur d'échelle $\sqrt[\alpha]{\gamma_X^\alpha + \gamma_N^\alpha}$. En évitant de trop s'interroger sur la rigueur mathématique, l'information mutuelle entre Y et X vaut par additivité du canal et indépendance du bruit $I(Y; X) = h(Y) - h(N)$, avec h l'entropie différentielle. Or N s'écrit sous la forme $N = \gamma_N S_\alpha$ avec S_α une variable alpha-stable de facteur d'échelle unité; par conséquent $h(N) = \log \gamma_N + h(S_\alpha)$ et de même $h(Y) = \log \sqrt[\alpha]{\gamma_X^\alpha + \gamma_N^\alpha} + h(S_\alpha)$. En faisant la différence de ces valeurs, la capacité du canal est bornée inférieurement par

$$C \geq \frac{1}{\alpha} \log \left(1 + \frac{\gamma_X^\alpha}{\gamma_N^\alpha} \right). \quad (3.22)$$

Le cas gaussien correspond à $\alpha = 2$ et l'inégalité de l'équation précédente devient l'expression connue de la capacité. Ainsi le rapport $\gamma_X^\alpha/\gamma_N^\alpha$ joue un rôle similaire au rapport signal à bruit du canal gaussien.

En développant ce type d'idée et surtout en ajoutant la rigueur mathématique nécessaire, la capacité du canal alpha-stable a pu être bornée inférieurement et supérieurement dans [EdFC⁺16] et [dFEC⁺17] pour des contraintes similaires à [FAF12].

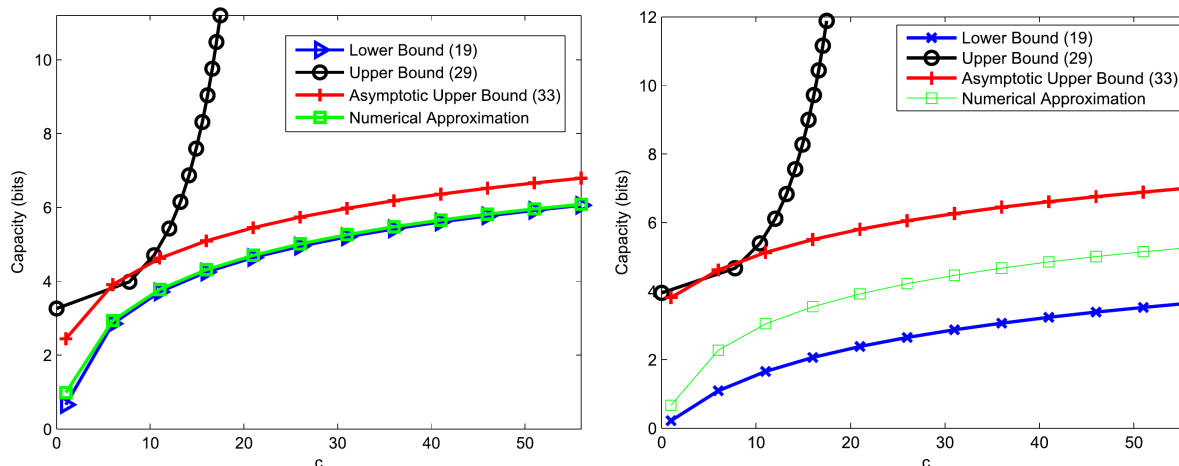


FIG. 3.20 : Approximation et bornes sur la capacité des canaux alpha-stables pour $\alpha = 1.1$ et $\alpha = 1.9$ [dFEC⁺17].

Certaines de ces bornes sont représentées sur la figure 3.20 pour deux exposants $\alpha = 1.1$ et $\alpha = 1.9$ en fonction de c défini par $\mathbb{E}[|X|] \leq c$. La borne (3.22) correspond à l'indication de légende « Lower Bound (19). »

3.3.4 Évolution de densité et récepteurs

Après s'être intéressé à la capacité, vient naturellement la question du codage pour l'atteindre. Les codes LDPC sont particulièrement attractifs pour cela. Et, grâce à la souplesse de leur description, il est même possible d'en optimiser facilement les paramètres. La méthode de l'évolution de densité permet justement ceci.

Comme son nom l'indique, l'évolution de densité [RSU01] suit les densités des messages qui transitent dans le graphe factoriel d'un code LDPC en le supposant de taille infini et donc en le supposant structuré localement comme un arbre qui permet l'introduction de l'hypothèse d'indépendance. L'approximation gaussienne des densités rend le suivi des messages encore plus simple et basé uniquement sur leur moyenne [CRU01].

Cet outil permet notamment d'optimiser les codes LDPC, ou plus précisément les degrés de nœuds de variables et des nœuds de parités, afin de minimiser le seuil du rapport signal à bruit qui permet un décodage parfait. Cette méthode a été utilisée avec le canal gaussien généralisé pour l'ULB; et les résultats sont représentés sur la figure 3.21. À gauche, les performances du système non codés selon le nombre d'utilisateurs et à droite les performances une fois un code optimisé mis en place selon plusieurs rendements. Y sont aussi tracées les limites de Shannon du canal et du seuil de décodage des codes LDPC.

Nous avons aussi utilisé l'évolution de densité pour comparer les différents récepteurs lorsqu'ils sont combinés avec un code LDPC, ici régulier. Ces travaux, publiés dans [BMGC10a], montrent la perte associée à un récepteur sous optimal, c'est-à-dire dont l'expression du LLR est approchée.

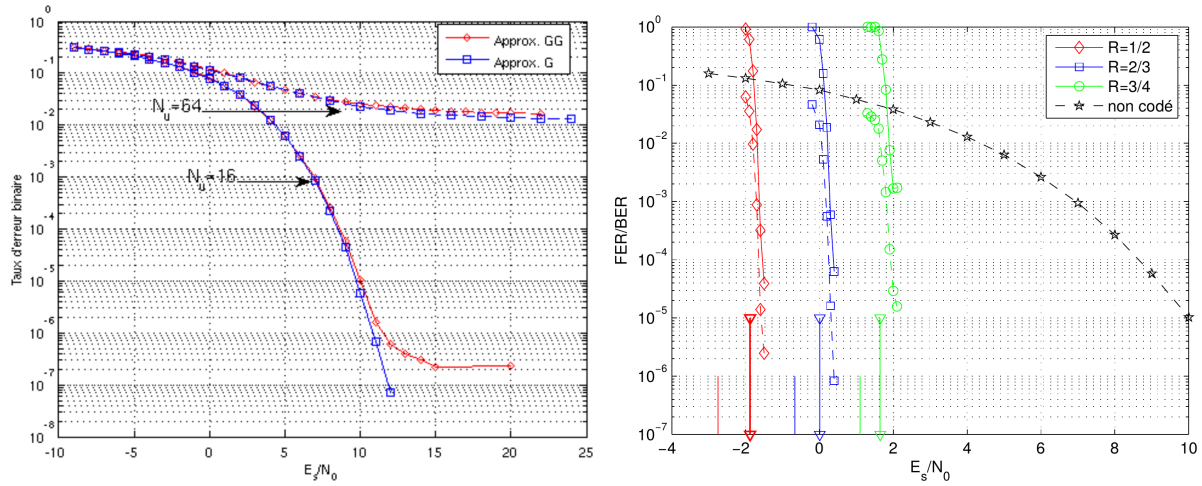


FIG. 3.21 : Codes LDPC pour l'Ultra-Large Bande [PGC09].

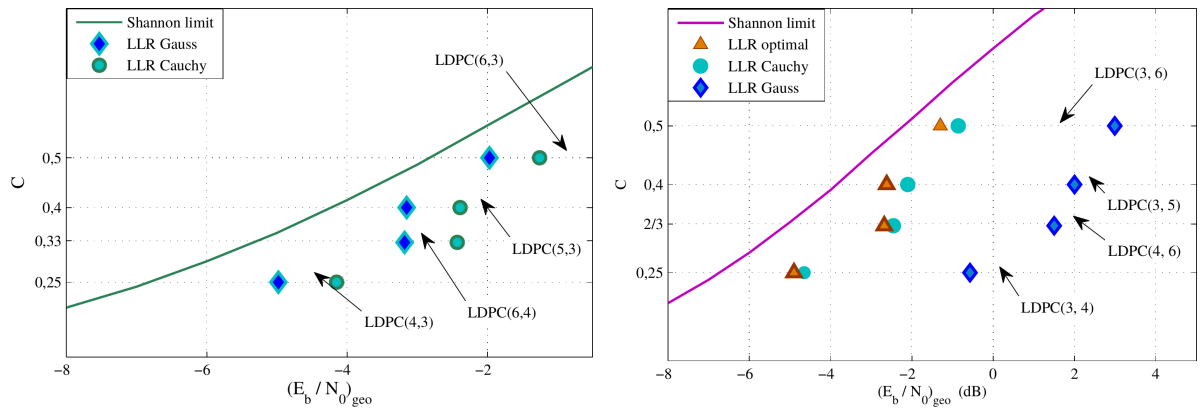


FIG. 3.22 : Capacité des canaux MBISO alpha-stables pour $\alpha = 2$ et $\alpha = 1.5$ [BMGC10a].

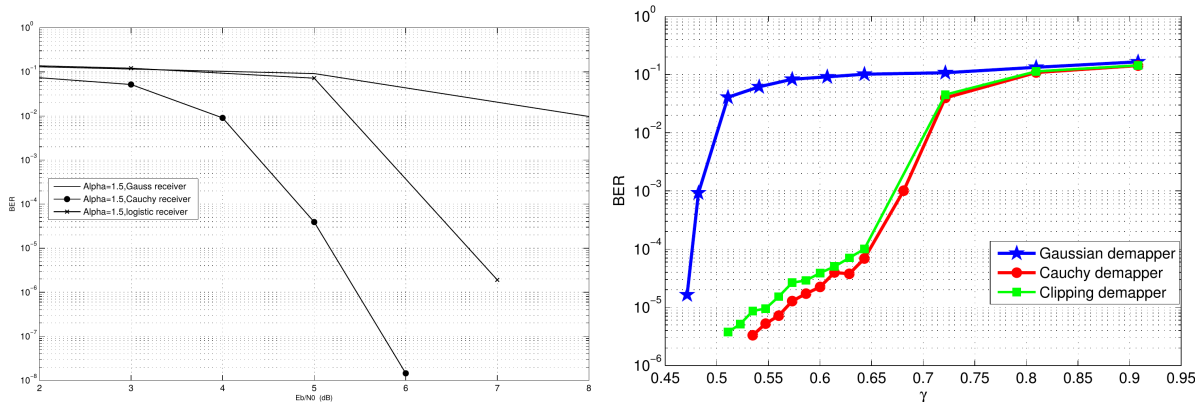


FIG. 3.23 : Performances des LDPC Margulis-11 pour un canal alpha-stable $\alpha = 1.5$ [BMGC09, BMGC10b].

La figure 3.22 montre à gauche les seuils obtenus par évolution de densité sur un canal gaussien pour des codes LDPC réguliers de différents rendement lorsque le LLR calculé est adapté au canal, ici gaussien, ou non, ici en utilisant le LLR d'un canal de Cauchy qui correspond à $\alpha = 1$. Naturellement dans ce cas, le récepteur linéaire de Gauss s'approche le plus de la limite de Shannon et le récepteur de Cauchy accuse une perte de quasiment 1 dB.

Comme l'illustre la partie droite de cette même figure, la situation s'inverse lorsque l'impulsivité du canal augmente, ici $\alpha = 1.5$. Le récepteur linéaire se révèle inopérant alors que le récepteur de Cauchy s'approche de l'optimal.

Cette constatation se traduit aussi en terme de taux d'erreur sur des codes de taille finie. La figure 3.23 montre ces taux d'erreur pour le code de Margulis-11 pour ce même canal, en fonction de E_b/N_0 géométrique ou de γ . Le récepteur linéaire ne permet pas un décodage alors que celui de Cauchy y parvient.

3.3.5 Approximations des LLR

Fort des résultats précédents, nous avons cherché à concevoir des approximations des LLR pour des canaux impulsifs qui soient à la fois simples à mettre en œuvre, robustes relativement aux variations du canal et qui laissent les performances d'un code LDPC relativement proches de celles obtenues avec le LLR.

Encore un fois, le canal considéré ici est un canal binaire à bruit additif

$$Y = X + N, \quad (3.23)$$

où l'entrée X est une variable aléatoire valant de façon équiprobable $+1$ ou -1 à l'instar d'une modulation bipolaire BPSK et N modélise le bruit de distribution symétrique, principalement de type alpha-stable. Le bruit et l'entrée sont indépendants l'un de l'autre.

Par symétrie de ce canal, le logarithme du rapport de vraisemblance s'exprime aussi bien

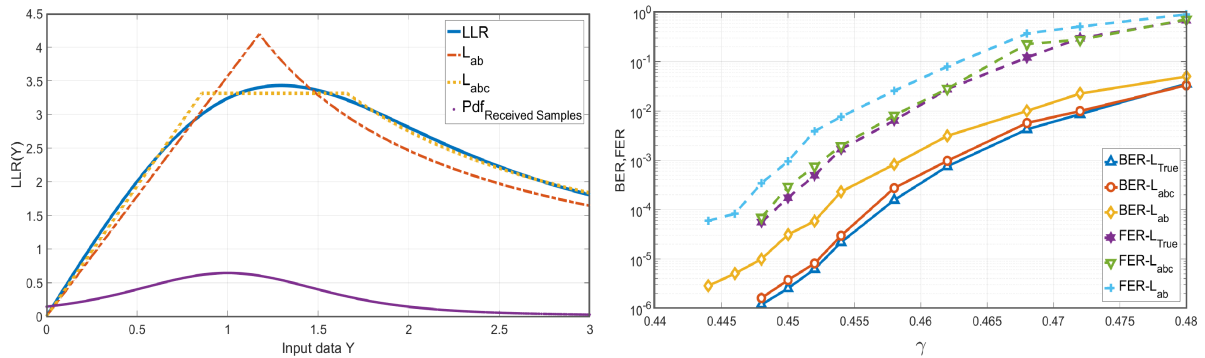


FIG. 3.24 : Nouvelle approximation du LLR et ses performances comparées [MSG⁺19a].

avec l'*a posteriori* qu'avec la vraisemblance ou avec la densité p_N du bruit N ,

$$\Lambda(y) = \log \frac{\Pr[Y = y|X = +1]}{\Pr[Y = y|X = -1]} = \log \frac{\Pr[X = +1|Y = y]}{\Pr[X = -1|Y = y]} = \log \frac{p_N(y - 1)}{p_N(y + 1)}. \quad (3.24)$$

En cherchant la simplicité, une des premières approximations proposée a été celle du récepteur linéaire étêté, encore dit clippeur,

$$L_{H,P}(y) = \begin{cases} Py & \text{si } -H < Py < H, \\ \pm H & \text{sinon,} \end{cases} \quad (3.25)$$

qui dépend de la pente P à l'origine et du niveau maximum H . Cette approximation permet de limiter les effets des impulsions en limitant leur vraisemblance.

Cette approximation reste limitée car elle ne réduit pas la vraisemblance pour les grandes impulsions. Or, plus la sortie du canal est grande en amplitude, plus l'entrée est incertaine car la probabilité d'une impulsion d'amplitude $n - 1$ et celle d'amplitude $n + 1$ sont équivalentes pour une grande valeur de n . Pour limiter cela, un « hole punching » a été testé mais finalement, par analyse asymptotique, il est préférable de recourir à l'approximation $L_{a,b}$ définie par

$$L_{a,b}(y) = \begin{cases} ay & \text{si } -\sqrt{b/a} < y < \sqrt{b/a}, \\ b/y & \text{sinon,} \end{cases} \quad (3.26)$$

qui dépend de la pente à l'origine a et du coefficient de décroissance b .

Un mélange nommé $L_{a,b,c}$ entre l'approximation $L_{a,b}$ et $L_{H,P}$ a aussi été étudié comme l'indique les résultats affichés sur la figure 3.24 : à gauche la forme des deux dernières approximations et à droite leur comparaison en terme de taux d'erreur pour un système codé.

D'autres approximations ont été envisagées mais l'approximation $L_{a,b}$ reste très simple à mettre en œuvre et offre des performances suffisantes pour une large classe de canaux. La plupart de nos travaux se sont focalisés dessus.

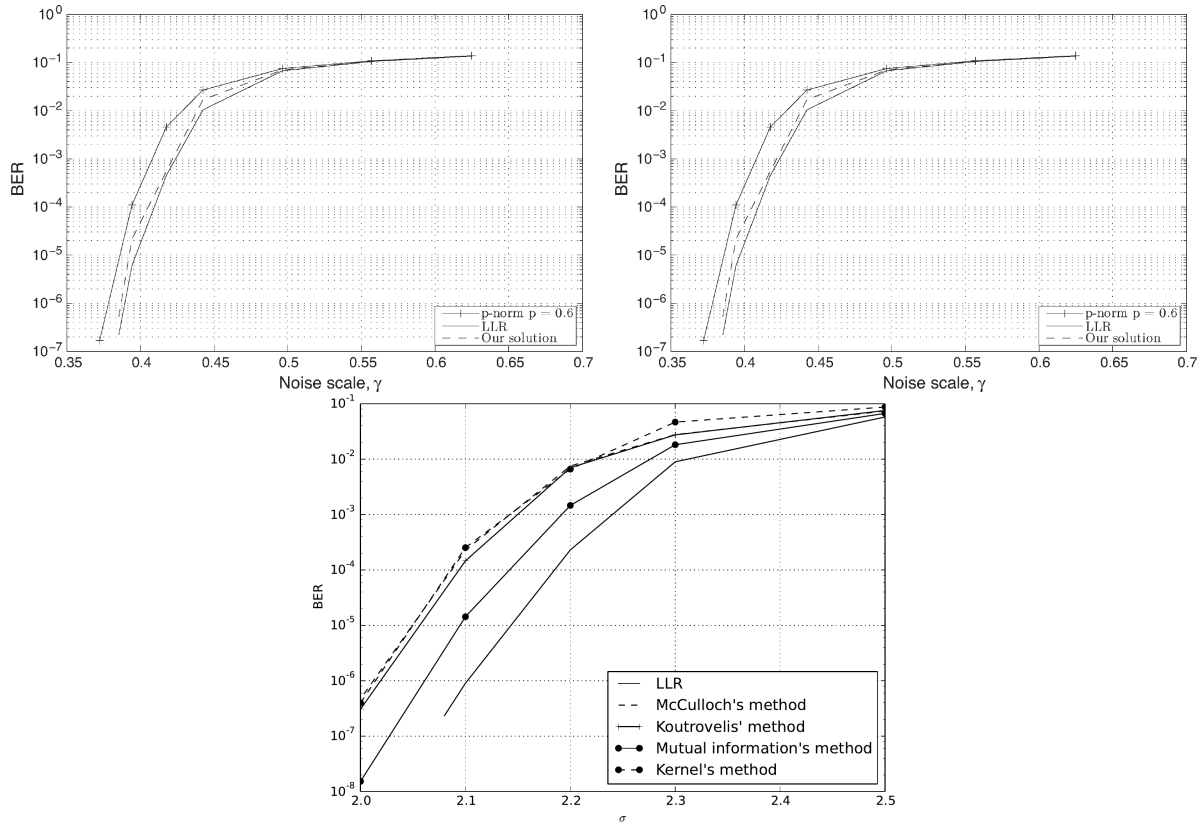


FIG. 3.25 : Estimation indirecte des paramètres des approximations [DGC14] et [DGC16] sur canal alpha-stable avec $\alpha = 1.4$, $\alpha = 1.6$ et sur canal Middleton.

3.3.6 Apprentissage des paramètres

Une fois la famille d'approximations du LLR choisie, reste la délicate question de trouver les meilleurs paramètres pour un canal donné. Chercher directement ces derniers pour optimiser le taux d'erreur binaire du décodage est trop gourmand et trop spécifique à une situation pour être envisageable.

La première approche a consisté à lier par une linéarisation autour de 0 et par une analyse asymptotique les paramètres aux conditions du canal, comme l'exposant α et le facteur d'échelle γ de la distribution alpha-stable du bruit. En situation réelle, ces deux paramètres du canal sont estimés grâce aux échantillons de bruit puis utilisés directement dans les expressions des paramètres de l'approximation. La figure 3.25 montre les taux d'erreurs avec une telle approche en utilisant plusieurs estimateurs sous canal alpha-stable, ici selon les méthodes de McCulloch et Koutrovelis. Pour mesurer la robustesse quant à une modélisation erronée, cette même figure indique les performances calculées par simulation lorsque le bruit est distribué selon la classe C de Middleton.

Autre solution, trouver les paramètres optimisant des indicateurs de performances. Certains ont fait l'objet d'étude comme le seuil obtenu par évolution de densité ou encore la puissance du bruit en sortie. La figure 3.26 illustre ce type d'approche. À gauche, la

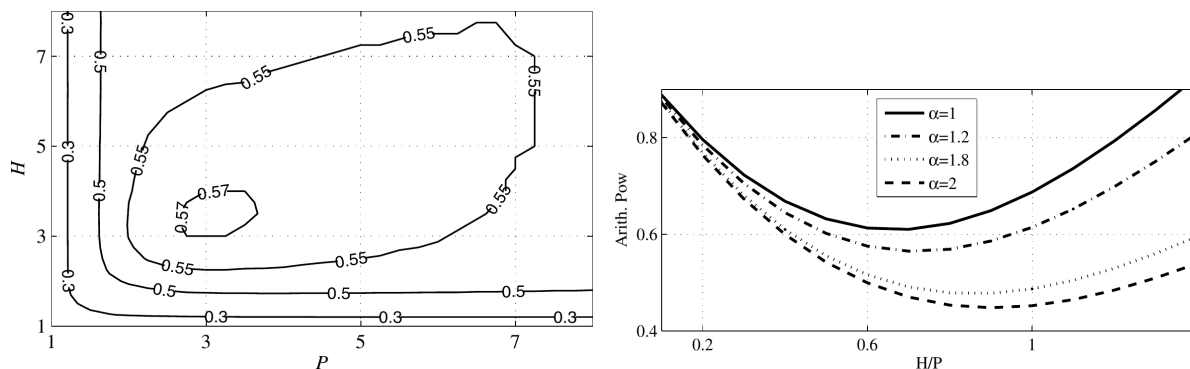


FIG. 3.26 : Fonction objectif pour l'évolution de densité et pour la puissance du bruit en sortie [BMGC13].

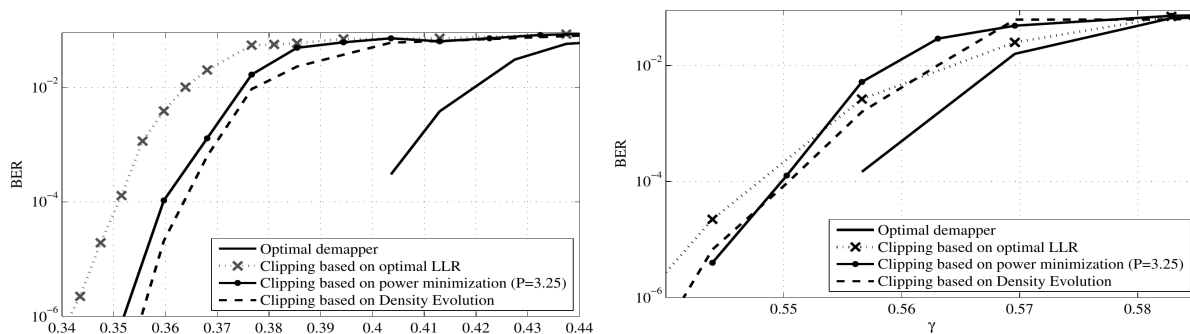


FIG. 3.27 : Performances avec optimisation selon l'évolution de densité et selon la puissance du bruit en sortie [BMGC13].

fonction du seuil obtenu par évolution de densité en fonction des deux paramètres H et P de l'approximation $L_{H,P}$ pour un canal donné montre l'existence d'une solution optimale. De même à droite, l'indicateur de la puissance du bruit en sortie permet de lier les deux paramètres et de faciliter ensuite la recherche des valeurs optimales.

Une fois les paramètres fixés, une simulation permet d'estimer le taux d'erreur et de justifier la pertinence de ce type d'approche. La figure 3.27 permet de comparer les performances obtenues avec les optimisations précédemment exposées.

Naturellement, ce type d'apprentissage nécessite une certaine robustesse face à une modélisation du canal inexacte ou trop grossière. C'est pourquoi il devient nécessaire de faire des études de robustesse, souvent par simulations, qui ne prouvent logiquement rien mais qui permettent d'entrevoir le comportement général à partir de cas particuliers.

3.3.7 Apprentissage des paramètres par approche variationnelle

Les méthodes précédentes pour fixer les paramètres des approximations du LLR dépendent directement du modèle de canal et d'une optimisation au préalable pour construire une table de valeurs pré-calculées. Ce type d'approches est sensible à l'inadéquation entre le

modèle de canal et la distribution de bruit réellement expérimentée par le récepteur.

Les derniers travaux menés avec V. Dimanche et poursuivis lors des travaux de doctorat de Y. Mestrah se sont concentrés sur une approche variationnelle avec la maximisation de l'information mutuelle entre l'entrée du canal et le LLR approché. Cette maximisation, dans le cadre d'un modèle fixé pour un calcul de LLR se trouve dans [YA09] mais nous avons étendu cela en situation d'apprentissage supervisé et non supervisé sans modèle de bruit explicite.

Plus précisément, soit $\Lambda(y)$ le LLR pour un canal binaire symétrique donné, alors la capacité de ce canal s'exprime par

$$C = 1 - \mathbb{E} \log_2 \left(1 + e^{-X\Lambda(Y)} \right), \quad (3.27)$$

où X et Y sont les variables aléatoires de l'entrée et de la sortie du canal. Réciproquement, étant donné le couple X, Y , si la capacité C est vue comme une fonctionnelle de Λ alors le LLR maximise C [YA09]. Comme le second terme de (3.27) est l'entropie conditionnelle, il est équivalent de minimiser cette dernière. Ainsi la recherche d'une approximation $L(y)$ du LLR $\Lambda(y)$ peut se faire en minimisant la fonctionnelle

$$H_L(X|Y) = \mathbb{E} \log_2 \left(1 + e^{-XL(Y)} \right). \quad (3.28)$$

Il s'avère que notre approche s'inscrit finalement dans les approches variationnelles de l'apprentissage automatique comme [BKM17, GB20] car l'écart entre la fonctionnelle $H_L(X|Y)$ avec l'approximation L et celle $H_\Lambda(X|Y)$ avec le LLR Λ vaut la divergence de Kullback-Leibler entre l'*a posteriori* $\Pr[X = x|Y = y]$ et son approximation $q(x|y)$. En effet, comme le canal est binaire symétrique, l'équation (3.24) peut être inversée pour obtenir l'*a posteriori*

$$\Pr[X = x|Y = y] = \frac{1}{1 + e^{-x\Lambda(y)}}, \quad (3.29)$$

et une forme équivalente permet de passer de l'approximation L du LLR à celle de l'*a posteriori*. De plus, comme nous l'avons montré dans [MSG⁺19b], cet écart $H_L(X|Y) - H_\Lambda(X|Y)$ peut être encadré, à des constantes multiplicatives près par l'écart quadratique moyen entre le LLR et son approximation, $\mathbb{E} \left[(L(Y) - \Lambda(Y))^2 \right]$. Une équivalence existe donc entre chercher l'approximation du LLR qui minimise $H_L(X|Y)$ et chercher celle qui approche au mieux le LLR selon la distance quadratique.

Bien sûr, minimiser (3.28) demande de connaître la distribution du couple (X, Y) qui n'est pas nécessairement connue *a priori*. C'est pourquoi nous avons proposé d'utiliser une séquence $(x_1, y_1), \dots, (x_N, y_N)$ de réalisations indépendantes du couple pour remplacer l'espérance par une moyenne arithmétique et ainsi obtenir le critère du choix de l'approximation

$$L^*(y) = \arg \min_{L \in \mathcal{L}} \widehat{H}_L(x_{1:N}|y_{1:N}) \quad \text{avec} \quad \widehat{H}_L(x_{1:N}|y_{1:N}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + e^{-x_k L(y_k)} \right), \quad (3.30)$$

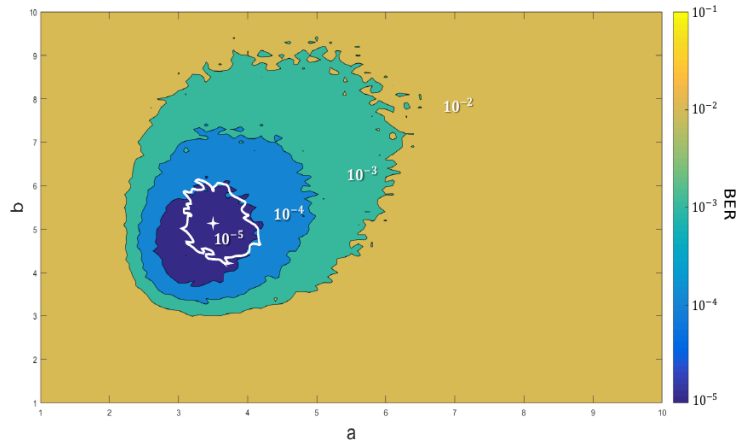


FIG. 3.28 : Taux d'erreur binaire en fonction de l'approximation du LLR et du critère (3.30) [Mes19, MSG⁺19b].

où \mathcal{L} dénote la famille de fonctions parmi lesquelles l'approximation du LLR est recherchée, comme par exemple l'ensemble des fonctions $L_{a,b}(y)$ de (3.26).

Ce critère se révèle performant car proche du minimum du taux d'erreur binaire comme le montre la figure 3.28. Pour obtenir cette dernière, les taux d'erreurs ont été calculés par simulation pour un canal alpha-stable avec $\alpha = 1.4$ et une dispersion $\gamma = 0.45$, pour des approximations de LLR issues de la famille des fonctions $L_{a,b}$ définies dans (3.26) et pour un codage LDPC de taille 20 000 bits. La croix indique l'optimum de notre critère (3.30) et le contour blanc représente la limite du domaine pour lequel le critère reste proche de sa valeur optimale. Ici, il y a une bonne adéquation entre les approximations de LLR optimisant notre critère et celles qui minimisent le taux d'erreur binaire.

Le schéma d'apprentissage est dit supervisé lorsque la séquence x_1, \dots, x_N est une séquence binaire d'apprentissage connue par avance par le récepteur et que y_1, \dots, y_N est la séquence reçue correspondante. Dans ce cas, le récepteur optimise (3.30) pour obtenir l'approximation du LLR que servira à décoder la séquence reçue suivante d'entrée inconnue.

Le schéma devient non supervisé lorsque la séquence x_k est inconnue du récepteur. Nous utilisons alors une première décision grossière $x_k = \text{signe}(y_k)$ qui sert ensuite à la recherche du LLR approché. Ce schéma a l'avantage de ne pas réduire la bande passante par des envois de séquences d'apprentissage et en plus d'adapter le LLR approché au plus près de la réalisation effective des bruits du canal.

Les performances pour ces deux schémas sont illustrées sur la figure 3.29 avec le taux d'erreur binaire pour deux canaux alpha-stables avec $\alpha = 1.4$ et $\alpha = 1.8$, en utilisant un code LDPC long de 20 000 bits pour limiter les effets d'estimation par moyenne arithmétique. L'approche est très satisfaisante car la perte vis-à-vis du LLR reste maîtrisée.

Des améliorations ont ensuite été proposées lors de la thèse de Yasser Mestrah pour augmenter la robustesse de ces schémas grâce à une augmentation de la taille de la séquence

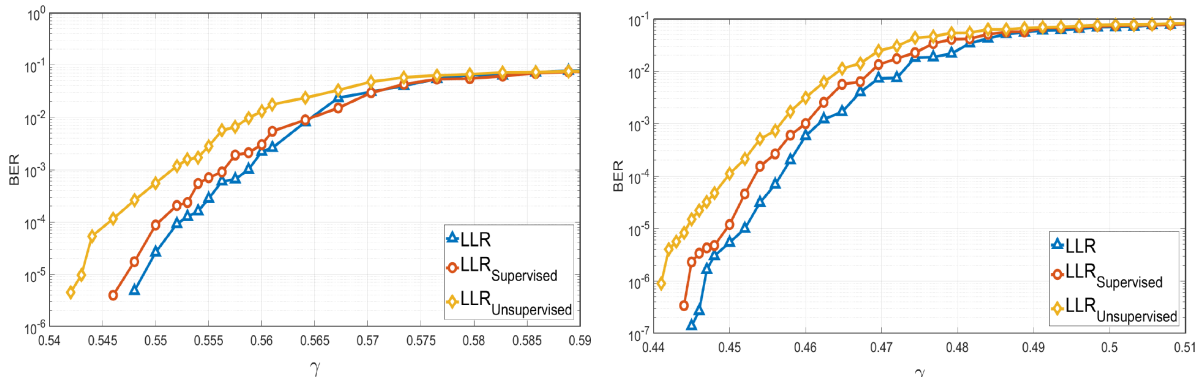


FIG. 3.29 : Performances de l'estimation directe de l'approximation du LLR [MSG⁺18].

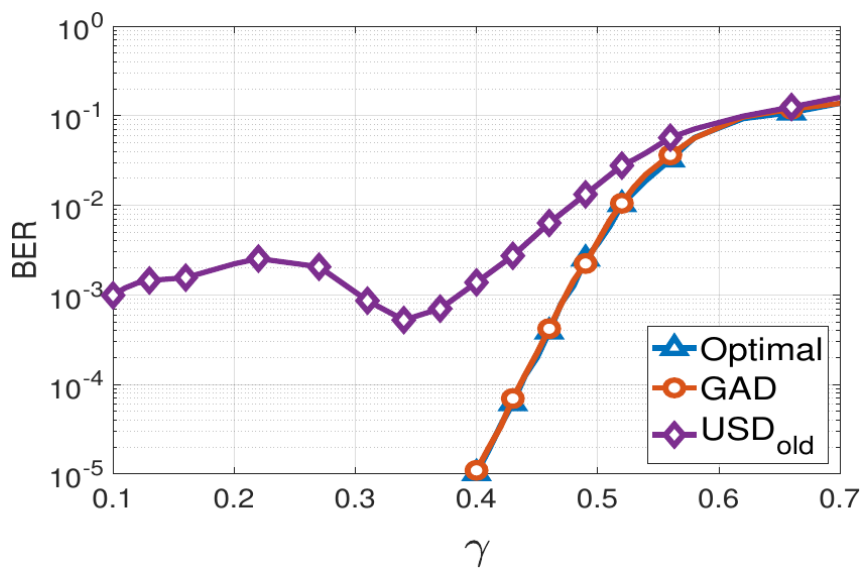


FIG. 3.30 : Performances non supervisées avec un code court [Mes19].

par l'utilisation des symétries du canal ou grâce à l'introduction de terme de régularisation dans l'optimisation. De plus, le cas des mots de code courts de quelques centaines de bits a été finement étudié car alors l'estimation de l'espérance devient volatile et se combine avec difficulté avec l'approche non supervisée. Des modifications pertinentes ont permis de se rapprocher d'un comportement optimal comme le montre la figure 3.30 pour un canal alpha-stable avec $\alpha = 1.8$ et un code LDPC de longueur 408 bits. Sur cette figure USD_{old} réfère à la solution non supervisée sans amélioration et GAD avec amélioration.

Chapitre 4

Perspectives

4.1 Poursuite des travaux actuels

Naturellement, les travaux actuels méritent d'être poursuivis en ajoutant de nouvelles méthodes ou en les étendant. Ces travaux concernent l'approximation non supervisée du rapport de vraisemblance sur une chaîne codée pour canaux impulsifs ; l'extraction de données à partir d'imagerie hyper-spectrale sur les résidus de culture ; la classification de la qualité des caisses de raisins à partir d'image ; le développement d'indicateurs issus de la théorie de l'information pour les données financières ; l'utilisation de caractéristiques topologiques pour l'analyse d'image.

Ainsi, la recherche non supervisée d'approximation du rapport de vraisemblance se basait sur une modulation de type BPSK. L'extension à des modulations plus élevée type ASK ou QAM devient nécessaire pour rendre la méthode applicable en situation plus réalistes avec les constellations utilisées dans les technologies actuelles. Ce travail est en cours à travers une collaboration avec une chercheuse algérienne et le groupe construit autour des canaux impulsifs. Autres améliorations envisagées : l'intégration de l'optimisation des approximations par l'approche variationnelle directement dans le décodeur permettrait grâce à un seul algorithme mêlant la méthode du champ moyen et celle de la propagation de croyance de profiter d'un effet « turbo » dans le décodage complet des mots de codes en mettant en synergie la recherche de l'approximation et celle du mot de code.

Pour le traitement des données de résidus de culture, la poursuite des travaux va consister à comparer des modèles plus fins d'absorbance comme une somme pondérée d'hyper-spectres à démêler ou un modèle de type réseau bayésien à inférer, ou des modèles plus grossiers de régression qui peuvent s'avérer plus robustes aux conditions d'acquisition très variables dans les champs. Le traitement des images de caisse de raisins doit maintenant intégrer une analyse spatiale, par exemple en utilisant un modèle de voisinage de type champ de Markov. Le souci, alors, est de rendre ce type d'approche robuste et surtout suffisamment rapide pour l'application visée. Ces approches pourront alors se transposer dans le cadre de l'analyse des images de résidus. Des caractéristiques basées sur la persis-

tance topologique peuvent aussi s'avérer payantes pour l'analyse d'image comme cela a été montré précédemment et son extension à la multi-persistance permettrait une meilleure prise en compte des canaux multiples, par exemple RGB ou HSV pour les photos.

Enfin, les données financières sont naturellement indexées par le temps et les différentes séries s'influencent mutuellement fortement avec aussi des causalités exogènes très variables. Les outils de décomposition basés sur la théorie de l'information comme la Correlation Explanation (CorEx) [SG14] ou l'Information Bottleneck (IB) [TPB99] sont bien adaptés pour des variables discrètes mais pas pour des variables continues et encore moins pour des processus stochastiques. L'approche variationnelle permet l'extension de l'IB aux variables continues et une extension de l'IB et du CorEx aux séries temporelles, via les processus, serait intéressante. Pour cela, une représentation idoine des processus est nécessaire, par exemple via une équation différentielle stochastique type une équation de Langevin et l'équation de Fokker-Plank associée. Ces modélisations sont pertinentes avec le principe d'énergie libre de Friston [Fri19] et donc vraisemblablement transposable à l'IB ou au CorEX.

4.2 Topologie et entropie

En travaillant sur l'utilisation de la topologie algébrique et des mesures issues de la théorie de l'information, il semble naturel et pertinent de relier les deux avec bien sûr comme objectif et contrainte l'applicabilité à des problématiques d'analyse de données notamment non supervisée ou de traitement du signal.

4.2.1 Introduction

L'entropie de Shannon est une mesure logarithmique de diversité d'une distribution remarquable. Par diversité, il faut entendre une mesure de variabilité, d'information, de complexité ou d'extension du domaine. Elle fait partie d'une famille de mesures de diversité H_q pour q réel ou infini, qui révèlent chacune des angles de vue différents. Le livre de Leinster [Lei21] illustre cela en l'appliquant à la famille des hominidés constitués de huit espèces dont une, les humains, représentent 99.99% des individus. Dans ce cas, $H_0 = \log 8$ indiquant qu'il y a huit espèces différentes mais $H_1 \approx 0 = \log 1$ montrant que la distribution des hominidés est quasiment aussi diverse qu'une famille formée d'une seule espèce.

La famille $H_q(p)$ est déjà connue sous le nom d'entropie de Rényi de la distribution

$p_1, \dots, p_n,$

$$H_q = \begin{cases} \frac{1}{1-q} \log \sum_{i|p_i \neq 0} p_i^q & \text{pour } q \neq 1, \pm\infty \\ \log \sum_{i|p_i \neq 0} p_i \log 1/p_i & \text{pour } q = 1 \\ -\log \min_{i|p_i \neq 0} p_i & \text{pour } q = -\infty \\ -\log \max_{i|p_i \neq 0} p_i & \text{pour } q = +\infty \end{cases}, \quad (4.1)$$

où H_1 est l'entropie de Shannon. Cette famille se caractérise [Lei21] par des conditions de symétrie, de continuité, et surtout de modularité qui permet d'exprimer la diversité d'une distribution selon la diversité d'une de ses décompositions pondérées, extension du principe des choix successifs de la caractérisation de l'entropie de Shannon [Sha48]. Naturellement, les caractérisations de l'entropie se transpose aussi aux autres formes de mesures associées que sont l'entropie relative, l'entropie conditionnelle et l'information mutuelle.

En statistique ou en apprentissage automatique, l'utilisation de l'entropie de Shannon se justifie surtout par le principe d'équipartition asymptotique (AEP pour Aymptotic Equipartition Property) [CT06] qui assure que la distribution de n observations identiquement distribuées se concentre uniformément sur un support de taille $2^{n H_1(p)}$ lorsque le nombre d'observations n grandit. Ainsi l'entropie de Shannon mesure le nombre d'éléments « typiques », susceptibles d'être observés, par rapport aux nombres total d'éléments y compris ceux de probabilité quasi-nulle. Intuitivement, cela revient à travailler avec un espace donc les éléments typiques ont tous la « même probabilité, » d'où la simplification. Ce type de résultat se retrouve aussi avec l'information mutuelle et les entropies conditionnelles et relatives.

L'universalité apparente de l'entropie de Shannon associée au parenté avec l'entropie de Boltzmann, rend séduisante l'utilisation de la maximisation de l'entropie comme critère de sélection de distribution *a priori* dans un cadre bayésien lorsque le modèle est lacunaire [Jay82].

Il n'y a donc qu'un pas, que beaucoup ont fait, d'utiliser les mesures de la théorie de l'information afin d'étudier, d'analyser ou de disséquer une distribution en éléments plus basiques à des fins de prédiction par exemple.

4.2.2 Problématique

Mais avant d'appliquer les mesures entropiques comme l'information mutuelle ou les entropies relatives et conditionnelles, quelques précautions sont nécessaires comme le soulèvent Ver Steeg *et al.* dans [VSGS14]. En effet, ces mesures ne prennent pas en compte une quelconque mesure de voisinage et donc de topologie, par exemple dans le cas où certaines variables sont continues.

L'illustration 4.1 tirée de [VSGS14] est parlante. À gauche est affichée une distribution

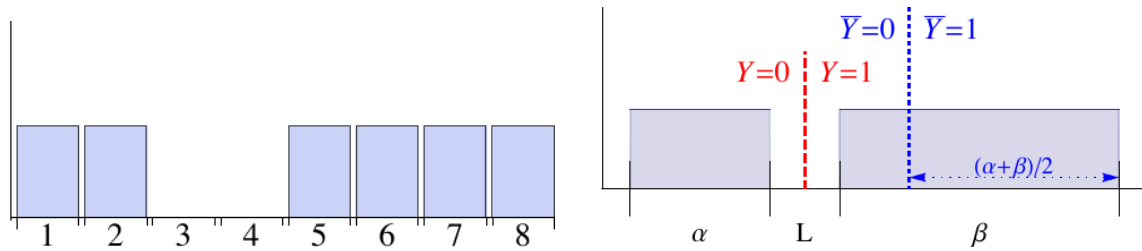


FIG. 4.1 : Entropie sans topologie, exemples tirés de [VSGS14].

discrète sur huit éléments, dont deux ont une probabilité nulle. L'entropie de Shannon est donc de $\log 6$ et non de $\log 8$ car elle ne dépend que du support et non d'une quelconque proximité entre les éléments. Il s'agit d'ailleurs d'une des conditions des caractérisations des entropies de Renyi. Cette situation perdure pour les variables continues, à droite de cette même figure : l'entropie ne dépend que de $\alpha + \beta$ et non d'une segmentation en deux parties pourtant visuellement naturelle.

Cet exemple montre que les mesures issues de la théorie de l'information sont complètement étrangères à une notion de proximité. Par conséquent, elles sont inutilisables en l'état pour résoudre des problèmes de segmentation, de classification ou encore de régression. Ainsi, construire une variable binaire Z qui minimise l'information mutuelle $I(X; Z)$ ne pourra pas retourner la variable Y de la figure, correspondant intuitivement à la segmentation, mais fournira \bar{Y} qui reste aveugle à la discontinuité du domaine de la distribution.

Ces observations couplées à la puissance des notions d'entropie amènent la problématique à résoudre suivante : comment intégrer efficacement la notion de voisinage et donc de topologie dans les mesures de la théorie de l'information pour en extraire des outils d'analyse et/ou prédictifs performants ? Par ailleurs, les distributions sont souvent observées au travers des données vues comme réalisations de variables aléatoires. Comment intégrer les estimations et les estimateurs dans ce schéma liant topologie et entropie ?

4.2.3 Courte revue de l'existant

Naturellement, amener de la topologie dans la théorie de l'information n'est pas nouveau. Par exemple, l'article cité précédemment [VSGS14] expliquant l'aveuglement de l'entropie vis-à-vis du voisinage propose d'utiliser les artefacts des estimateurs de l'information mutuelle pour construire une mesure de bonne segmentation. En effet, l'entropie est aveugle à ces artefacts mais les estimateurs sont souvent basés sur une notion de distance pour calculer des statistiques de rang [KSG04]. Ces estimateurs introduisent donc indirectement la notion de voisinage. Par conséquent, cet axe reste plutôt pragmatique et ne permet pas une interaction fine, et surtout contrôlée, entre la topologie et l'entropie.

Baudot et Bennequin ont initié [BB15a, BB15b, Vig19] une étude sur la cohomologie de la théorie de l'information. C'est-à-dire qu'ils ont utilisé la topologie algébrique et même plus largement la théorie des catégories [ML78], pour étudier un ensemble de variables

aléatoires qui permettent de partitionner l'univers des événements pour construire une « structure de l'information. » À partir de cette dernière, il devient possible d'y apposer la notion de cocycle et de cobord qui mesurent à quel point les variables sont cohérentes notamment via des relations entre extensions multivariées de l'entropie et de l'information mutuelle. Par exemple la relation $H(X, Y) = H(X) + H(Y|X)$ est un 1-cocycle. Cette théorie utilise la topologie algébrique pour analyser une distribution multivariée mais ne correspond pas à l'introduction de la notion de voisinage dans la mesure même de l'entropie. De plus, le cadre théorique est ardu et demande un effort important pour parvenir à son applicabilité quoique les auteurs y soient parvenu avec succès dans [BTB19].

Bien que le nom soit attrayant pour notre problématique, l'entropie topologique [AeMHM65] est surtout utilisée pour mesurer la complexité des systèmes dynamiques. Elle repose sur le nombre minimum d'ouverts d'un recouvrement d'un compact puis s'étend aux systèmes dynamiques en prenant la limite de l'entropie topologique moyenne des raffinements des recouvrements successifs. Il n'y a donc pas de retranscription directe vers l'analyse de données ou l'étude de distributions ; mais les séries temporelles peuvent profiter de cette approche soit en mesurant un équivalent d'un noyau de diffusion soit en mesurant l'orbite de leurs plongements de Takens ou équivalent [RS18].

Enfin, Leinster et Cobbold propose de prendre en compte la similarité des espèces dans les mesures de diversité en écologie. Cela revient, au niveau de l'entropie, d'introduire une matrice Z de similarité et de calculer l'entropie selon la formule

$$H_1^Z(p) = - \sum_{i|p_i \neq 0} p_i \log(Zp)_i, \quad (4.2)$$

où Zp est le produit matriciel de Z et de la distribution p et donc $(Zp)_i$ représente la similarité moyenne de la i -ème espèce. Bien sûr les équivalents $H_q^Z(p)$ pour $q \neq 1$ se construisent *mutatis mutandis* à partir de (4.1). Cette approche est séduisante car les propriétés de H_q^Z sont satisfaisantes [Lei21]. Toutefois, leur définition demande une notion de similarité *a priori* qui soit additive pour définir correctement une moyenne bien qu'il soit possible de lier la similarité avec une distance en posant $Z_{ij} = e^{-d(i,j)}$. De même, l'extension au cas continu n'est pas nécessairement évidente.

4.2.4 Pistes envisagées

Mêler entropie et topologie demande donc plusieurs éléments afin de fournir des mesures de complexité sur les distributions qui prennent en compte intelligemment le voisinage. Les pistes envisagées ci-dessous sont orientées vers l'entropie de Shannon mais leur extension aux entropies de Renyi H_q sont à garder à l'esprit.

La première difficulté vient de la topologie elle-même qui est non triviale dans le cas non discret, ce qui permet alors l'apparition de « monstres » mathématiques. Mais en transposant le principe de continuité d'Aristote ou le « *natura non facit saltus* » de Leibniz, les distributions sous-jacentes aux données sont en pratique continues par morceaux et suffisamment dociles. En effet, ces cas pathologiques apparaissent avec l'introduction de

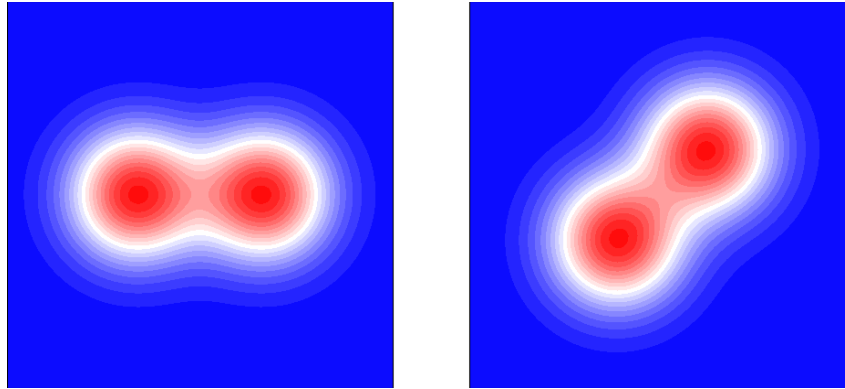


FIG. 4.2 : Indépendance et référentiel.

l'infini au travers de limites mal maîtrisées ou non maîtrisables. Ainsi, serait-il profitable de travailler avec des domaines qui se décomposent en éléments gérables comme une structure o-minimale [vdD98] qui permettrait de travailler directement avec des décompositions cellulaires bien définies moins complexes sur lesquelles, par exemple, la caractéristique d'Euler est toujours bien définie. Ces décompositions s'appliquent aussi bien aux domaines qu'aux fonctions vues comme des graphes. D'autres décompositions encore plus simples et combinatoires sont aussi envisageables comme les trisps de [Koz08]. Une première étape consiste donc à trouver une structure suffisamment souple pour représenter le domaine des données et les distributions.

Ensuite, il faut tester l'univers des événements au travers de variables aléatoires qui concentrent l'attention sur certaines parties des données à l'instar de l'approche de Baudot et Bennequin. Mais ici, bien que la théorie de l'information se soit montrée efficace pour la sélection de variables [BPZ12], les variables aléatoires ne doivent pas se restreindre aux seuls facteurs des données, i.e. les colonnes du tableau de données. Par exemple, la densité représentée à gauche de la figure 4.2 peut se factoriser comme un produit $p(x)p(y)$, c'est-à-dire comme une distribution d'un couple de variables aléatoires indépendantes alors que cette même densité vue sous un autre angle, à droite de la figure, ne peut plus se mettre sous cette forme sans opération entre les facteurs. Topologiquement, les deux distributions sont semblables mais la vision des données fournies par les facteurs reste trompeuse. C'est pourquoi, l'analyse doit reposer sur des variables aléatoires simples topologiquement construites à partir des facteurs des données. Cependant, pour répondre à la difficulté précédemment levée, ces nouvelles variables doivent fournir ou reposer sur une décomposition simple de l'univers des événements comme par exemple des fonctions constantes sur les cellules d'une décomposition de cet univers.

Prenons comme exemple les données unidimensionnelles affichées sur la figure 4.3. Les traits verticaux représentent un échantillon d'une centaine de réalisations d'une variable aléatoire réelle X . Les ouverts U_i sont les domaines pour lesquels des variables aléatoires Y_i sont constantes et valent 1. De cette façon, une variable aléatoire Y_i fournit une décomposition en deux cellules du domaine de X .

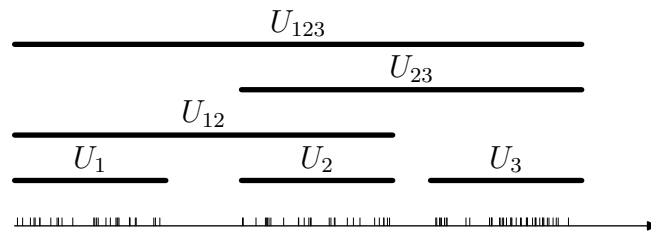


FIG. 4.3 : Données et recouvrements.

Par conséquent, nous pouvons restreindre le domaine sur lequel calculer l'entropie en conditionnant sur une valeur de Y_i : $H(X|Y_i = 1)$, qui nous noterons aussi $H(X|U_i)$. Cette expression n'est pas l'entropie conditionnelle *per se* car il n'y a pas de moyenne sur le conditionnement. Bien sûr, pour l'exemple, les variables Y sont des fonctions indicatrices mais elles peuvent être plus générales et dans ce cas, la persistance topologique permet une étude des variations de densités ou la mise en œuvre d'une simplification topologique basée sur une fonction de Morse discrète comme [Bau11] le construit pour les images. Cette possibilité de simplification demande un travail important car la transposition aux dimensions supérieures n'est pas triviale.

Troisième ingrédient, lorsque plusieurs variables Y_i coexistent, il est naturel de profiter de leurs interactions. En reprenant l'exemple précédent, les variables Y_i indicatrices des cellules U_i permettent de repérer des segments : ici, l'entropie $H(X|U_{12})$ est en défaut par rapport à $H(X|U_1)$ et $H(X|U_2)$. Autrement dit, l'apparition d'une structure lors du passage de U_1 et U_2 vers l'union U_{12} est révélée en remarquant que $H(X|U_{12})$ est plus faible qu'attendue alors que $H(X|U_1)$ et $H(X|U_2)$ sont maximales. Ce comportement lors du passage d'une grandeur locale, ici $H(X|U_1)$, vers une grandeur globale, ici $H(X|U_{12})$, relève typiquement de la topologie, notamment algébrique. Ce type de phénomène de passage du local au global se retrouve par exemple dans la formule de Gauss-Bonnet qui relie la courbure, élément local, à la caractéristique d'Euler, élément global ou dans la théorie de Morse qui connecte les points critiques d'une fonction, phénomène local, et l'homologie de son domaine, résumé global de l'espace.

Pour conclure, la topologie qui est déjà un outil de premier ordre pour l'analyse de données [DW21], peut être couplée à l'entropie et aux autres mesures de la théorie de l'information afin d'en augmenter les résultats. Ces travaux s'inscrivent dans la lignée de ceux de Baudot et Bennequin et de ceux de Ver Steeg et de ses collaborateurs même si les approches sont suffisamment différentes dans leur formalisme et dans leur applicabilité.

En résumé, l'entropie mesure bien la taille effective d'un espace des données dans son ensemble ; la topologie analyse un domaine par une découpe et peut en refaire la synthèse. La combinaison des deux doit pouvoir analyser une distribution de données en sous-parties judicieusement choisies.

Bibliographie

- [ACL00] Rudolf Ahlswede, Ning Cai, Shuo-Yen Robert Li, and Raymond W. Yeung. Network information flow. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 46(4) :1204–1216, July 2000.
- [AeMHM65] Roy L. Adler and Alan Konheim et M. H. McAndrew. Topological entropy. *Transactions Amer. Math. Soc.*, 114, 1965.
- [AGK16] Rabih Assaf, Alban Goupil, Mohammad Kacim, and Valeriu Vrabie. Homology functionality for grayscale image segmentation. In *Proceedings of Current Research in Information Technology, Mathematical Sciences, Science and Technology International Conference (CRIMSTIC)*, Melaka, Malaysia, April 2016.
- [AGK17] Rabih Assaf, Alban Goupil, Mohammad Kacim, and Valeriu Vrabie. Topological persistence based on pixels for object segmentation in biomedical images. In *Proc. Fourth International Conference on Advances in Biomedical Engineering (ICABME)*, Beirut, Lebanon, October 2017.
- [AGR⁺21] Rabih Assaf, Alban Goupil, Abbas Rammal, Valeriu Vrabie, and Mohammad Kacim. 2d+t track detection via relative persistent homology. *International Journal of Imaging Systems and Technology*, n/a, June 2021, <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/ima.22503>.
- [AGV⁺18] Rabih Assaf, Alban Goupil, Valeriu Vrabie, Thomas Boudier, and Mohammad Kacim. Persistent homology for object segmentation in multidimensional grayscale images. *Pattern Recognition Letters*, 112 :277–284, September 2018.
- [APRWH12] Omar El Ayach, Steven W. Peters, and Jr Robert W. Heath. The practical challenges of interference alignment. arxiv, June 2012.
- [ASS⁺12] R. Achanta, A. Shaji, K. Smith, A. Lucchi, P. Fua, and Sabine Süsstrunk. SLIC superpixels compared to state-of-the-art superpixel methods. *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, 34(11) :2274–2282, November 2012.
- [Ass18] Rabih Assaf. *Approches de topologie algébrique pour l’analyse d’images*. PhD thesis, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2018.

- [Bau11] Ulrich Bauer. *Persistence in discrete Morse theory*. PhD thesis, Georg-August-Universität Göttingen, 2011.
- [BB04] Amir Bennatan and David Burshtein. On the application of LDPC codes to arbitrary discrete-memoryless channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 50(3) :417–438, March 2004.
- [BB15a] Pierre Baudot and Daniel Bennequin. The homological nature of entropy. *Entropy*, 17 :3253–3318, 2015.
- [BB15b] Pierre Baudot and Daniel Bennequin. Topological forms of information. *AIP Conference Proceedings*, 1641(1) :213–221, 2015.
- [BC14] S. Bandyopadhyay and S. Chung. Distributed estimation using Bayesian consensus filtering. In *Proc. American Control Conference*, pages 634–641, Portland, OR, USA, June 2014.
- [Ber81] L.A. Berry. Understanding Middleton’s canonical formula for class a noise. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 23(4) :337–344, November 1981.
- [BH97] Arnon Boneh and Micha Hofri. The coupon-collector problem revisited : A survey of engineering problems and computational methods. *Communications in statistics. Stochastic models*, 13(1) :39–66, 1997.
- [BKM17] David M. Blei, Alp Kucukelbir, and Jon D. McAuliffe. Variational inference : A review for statisticians. *Journal of the American Statistical Association*, 112(518) :859–877, 2017, 1601.00670.
- [BMGC09] Hassen Ben Mâad, Alban Goupil, Laurent Clavier, and Guillaume Gelle. Performance of low density parity check in non-Gaussian channel. In *Proc. COST 2100 Workshop*, Valence, Espagne, May 2009.
- [BMGC10a] Hassen Ben Mâad, Alban Goupil, Laurent Clavier, and Guillaume Gelle. Asymptotic analysis of performance LDPC codes in impulsive non-Gaussian channel. In *Proceedings of SPAWC’2010*, Marrakech, Morocco, June 2010.
- [BMGC10b] Hassen Ben Mâad, Alban Goupil, Laurent Clavier, and Guillaume Gelle. Robust clipping demapper for LDPC decoding in impulsive channel. In *International Symposium on Turbo Codes & Iterative Information Processing (ISTC)*, Brest, France, September 2010.
- [BMGC13] Hassen Ben Mâad, Alban Goupil, Laurent Clavier, and Guillaume Gelle. Clipping demapper for LDPC decoding in impulsive channel. *IEEE Commun. Lett.*, 17(5) :968–971, 2013.
- [BPZ12] Gavin Brown, Adam Pocock, Ming-Jie Zhao, and Mikel Lujà. Conditional likelihood maximisation : A unifying framework for information theoretic feature selection. *Journal of Machine Learning Research*, 13(2) :27–66, 2012.

- [BTB19] Pierre Baudot, Monica Tapia, Daniel Bennequin, and Jean-Marc Goillard. Topological information data analysis. *Entropy*, 21(9) :869, sep 2019.
- [CRU01] Sae-Young Chung, Thomas J. Richardson, and Rüdiger L. Urbanke. Analysis of sum-product decoding of low-density parity-check codes using a Gaussian approximation. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 47(2) :657–670, February 2001.
- [CS95] A. R. Calderbank and N. J. A. Sloane. Modular and p-adic cyclic codes. *Designs, Codes and Cryptography*, 6(1) :21–35, July 1995.
- [CS10] Gunnar Carlsson and Vin Silva. Zigzag persistence. *Foundations of Computational Mathematics*, 10(4) :367–405, 2010.
- [CT06] Thomas M. Cover and Joy A. Thomas. *Elements of Information Theory*. Wiley, second edition edition, 2006.
- [dFEC⁺17] M. L. de Freitas, M. Egan, L. Clavier, A. Goupil, G. W. Peters, and N. Azzaoui. Capacity bounds for additive symmetric α -stable noise channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 63(8) :5115–5123, August 2017.
- [DGC14] V. Dimanche, A. Goupil, L. Clavier, and G. Gelle. On detection method for soft iterative decoding in the presence of impulsive interference. *IEEE Commun. Lett.*, 18(6) :945–948, June 2014.
- [DGC16] Vincent Dimanche, Alban Goupil, Laurent Clavier, and Guillaume Gellé. Estimation of an approximated likelihood ratio for iterative decoding in impulsive environment. In *Proceedings of Wireless Communication and Network Conference (WCNC)*, Doha, Qatar, April 2016.
- [DGJ12] P. Dłotko, R. Ghrist, M. Juda, and M. Mrozek. Distributed computation of coverage in sensor networks by homological methods. *Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing*, 23 :29–58, 2012.
- [DGP⁺17] Vincent Dimanche, Alban Goupil, Alexandre Philippot, Bernard Riera, Alain Urban, and Gérard Gabriel. Massive railway operating data visualization; a tool for ratp operating expert. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1) :15841–15846, 2017. 20th IFAC World Congress.
- [Dim18] Vincent Dimanche. *Compréhension fine du comportement des lignes des réseaux RER, métro et tramway pour la réalisation des études d’exploitabilité*. PhD thesis, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2018.
- [Dro12] Isabelle Drouet. *Causes, probabilités, inférences*. Vuibert, 2012.
- [dSG06] V. de Silva and Robert Ghrist. Coordinate-free coverage in sensor networks with controlled boundaries via homology. *International Journal of Robotics Research*, 25(12) :1205–1222, December 2006.

- [dSMVj11] Vin de Silva, Dmitriy Morozov, and Mikael Vejdemo-johansson. Dualities in persistent (co)homology. *Inverse Problems*, 27(12) :124003, December 2011, 1107.5665.
- [DW21] Tamal Krishna Dey and Yusu Wang. *Computational Topology for Data Analysis*. Cambridge University Press, 2021.
- [EdFC⁺16] Malcolm Egan, Mauro de Freitas, Laurent Clavier, Alban Goupil, Gareth W. Peters, and Nourddine Azzaoui. Achievable rates for additive isotropic alpha-stable noise channels. In *Proceedings of International Symposium of Information Theory*, Barcelona, Spain, July 2016.
- [EH08] Herbert Edelsbrunner and John Harer. Persistent homology – a survey. *Contemporary Mathematics*, 453 :257–282, 2008.
- [ELZ02] Herbert Edelsbrunner, David Letscher, and Afra Zomorodian. Topological persistence and simplification. *Discrete Comput Geom*, 28 :511–533, 2002.
- [FAF12] Jihad Fahs and Ibrahim Abou-Faycal. On the capacity of additive white alpha-stable noise channels. In *Proc. International Symposium on Information Theory (ISIT)*, Cambridge, MA, USA, July 2012.
- [FGT92] Philippe Flajolet, Danièle Gardy, and Löys Thimonier. Birthday paradox, coupon collectors, caching algorithms and self-organizing search. *Discrete Applied Mathematics*, 39 :207–229, 1992.
- [For91] G. David Forney, Jr. Geometrically uniform codes. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 37(5) :1241–1260, September 1991.
- [For98] Robin Forman. Morse theory for cell complexes. *Advances in Mathematics*, 134 :90–145, 1998.
- [For02a] Robin Forman. Discrete Morse theory and the cohomology ring. *Trans. Amer. Math. Soc.*, 354(12) :5063–5085, June 2002.
- [For02b] Robin Forman. A user’s guide to discrete Morse theory. In *Séminaire Lotharingien de Combinatoire*, volume 48, 2002.
- [Fri19] Karl Friston. A free energy principle for a particular physics, 2019, 1906.10184v1.
- [Gal63] Robert G. Gallager. *Low density parity check codes*. M.I.T press, 1963.
- [GB20] Sebastian Gottwald and Daniel A. Braun. The two kinds of free energy and the Bayesian revolution. *PLOS Computational Biology*, 16(12) :1–32, 2020, 2004.11763v3.
- [GCD05] Alban Goupil, Maxime Colas, David Declercq, and Guillaume Gelle. Multiple access receiver based on hierarchical clusters/users detection using non-binary LDPC codes. In *Proceedings of Pacific Rim conference on commu-*

- nications, computers and signal processing 2005*, Victoria, B.C., Canada, August 2005.
- [GCG06] Alban Goupil, Maxime Colas, Guillaume Gelle, and David Declercq. On belief propagation decoding of LDPC codes over groups. In *International Symposium on Turbo-codes*, Munich, Germany, April 2006.
- [GCG07] Alban Goupil, Maxime Colas, Guillaume Gelle, and David Declercq. FFT-based BP decoding of general LDPC codes over Abelian groups. *IEEE Trans. Commun.*, 55(4) :644–649, April 2007.
- [GD08] Alban Goupil and David Declercq. UEP non-binary LDPC codes : a promising framework based on group codes. In *Proceedings of International Symposium on Information Theory*, pages 2227–2231, Toronto, Canada, July 2008. IEEE.
- [GdH00] J. L. Geluk and L. de Haan. Stable probability distributions and their domains of attraction : a direct approach. *Probability and mathematical statistics*, 20(1) :169–188, 2000.
- [GG10] Maximilien Gadouleau and Alban Goupil. Binary codes for packet error and packet loss correction in store and forward. In *Proc. International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, Siegen, Germany, January 2010.
- [GG11] Maximilien Gadouleau and Alban Goupil. A matroid framework for non-coherent random network communications. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 57(2) :1031–1045, February 2011.
- [Ghr08] Robert Ghrist. Three examples of applied and computational homology. *Nieuw Archief voor Wiskunde*, 5/9 :122–125, June 2008.
- [God80] D. Godard. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE Trans. Commun.*, 28(11) :1867–1875, November 1980.
- [GP01a] Alban Goupil and Jacques Palicot. Markovian model of the error probability density and application to the error propagation probability computation of the weighted decision feedback equalizer. In *Proceedings of ICASSP'01*, pages 2525–2528, Salt Lake city, Utah, May 2001.
- [GP01b] Alban Goupil and Jacques Palicot. Modèle markovien de la densité de probabilité des erreurs et application au calcul de la probabilité de propagation d’erreur de l’égaliseur à retour de décision pondérée. In *Proceedings of GRETSI'01*, Toulouse, France, September 2001.
- [GP07] Alban Goupil and Jacques Palicot. New algorithms for blind equalization : the constant norm algorithm family. *IEEE Trans. Signal Process.*, 55(4) :1436–1444, April 2007.

- [GP10] Alban Goupil and Jacques Palicot. An efficient blind decision feedback equalizer. *IEEE Commun. Lett.*, 14(5) :462–464, May 2010.
- [GPA06] J. G. Gonzalez, J. L. Paredes, and G. R. Arce. Zero-order statistics : A mathematical framework for the processing and characterization of very impulsive signals. *IEEE Trans. Signal Process.*, 54(10) :3839–3851, 2006.
- [GRS00] Oded Goldreich, Dana Ron, and Madhu Sudan. Chinese remaindering with errors. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 46(4) :1330–1338, July 2000.
- [GS09] Alban Goupil and Hichem Snoussi. Communications numériques et traitement du signal dans les réseaux de capteurs collaboratifs. Rapport projet Jeunes Chercheurs GdR ISIS, May 2009.
- [Han16] Anas Hanaf. *Algorithmes distribués de consensus de moyenne et leurs applications dans la détection des trous de couverture dans un réseau de capteurs*. PhD thesis, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2016.
- [Jay82] E. T. Jaynes. On the rationale of maximum-entropy methods. *Proc. IEEE*, 70(9) :939–952, 1982.
- [JGG11] Taoufik Ben Jabeur, Alban Goupil, and Guillaume Gelle. Pre-equalization for IR-UWB system. In *Proceedings of International Conference on Advanced Technologied for Communications (ATC/REV)*, Da Nang City, Vietnam, August 2011.
- [KFL01] Frank R. Kschischang, Brendan J. Frey, and Hans-Andrea Loeliger. Factor graphs and the sum-product algorithm. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 47(2) :498–519, February 2001.
- [KK08] Ralf Koetter and Frank R. Kschischang. Coding for errors and erasures in random network coding. *IEEE Transactions on Information Theory*, 54(8) :3579–3591, August 2008.
- [KKE10] Daniel Keim, Jörn Kohlhammer, Geoffrey Ellis, and Florian Mansmann, editors. *Mastering the Information Age Solving Problems with Visual Analytics*. Eurographics Association, 2010.
- [Koz08] Dmitry Kozlov. *Combinatorial Algebraic Topology*. Springer, 2008.
- [KSG04] Alexander Kraskov, Harald Stögbauer, and Peter Grassberger. Estimating mutual information. *Physical Review E*, 69 :066138–1–066138–16, 2004.
- [Lao97] Christophe Laot. *Égalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence*. PhD thesis, Université de Rennes 1, July 1997.
- [Lef19] Soizic Lefevre. Mise en œuvre des méthodes de segmentation/classification des images hyperspectrales dans le cadre de la détection des pourritures de raisins. Master’s thesis, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2019.

- [Lei21] Tom Leinster. *Entropy and Diversity : The Axiomatic Approach*. Cambridge University Press, 2021, 2012.02113.
- [LML98] J. Labat, O. Macchi, and C. Laot. Adaptive decision feedback equalization : can you skip the training period? *IEEE Trans. Commun.*, 46(7) :921–930, 1998.
- [Lub02] Michael Luby. LT codes. In *Proceedings of the ACM symposium on foundations of computer science FOCS*, 2002.
- [Mac99] David J. C. MacKay. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45(2) :399–431, March 1999.
- [Man76] David M. Mandelbaum. On a class of arithmetic codes and a decoding algorithm. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 22(1) :85–88, January 1976.
- [Mes19] Yasser Mestrah. *Robust Communication Systems in Unknown Environments*. phdthesis, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2019.
- [ML78] Saunders Mac Lane. *Categories for the Working Mathematician*. Springer, 1978.
- [MSG⁺18] Yasser Mestrah, Anne Savard, Alban Goupil, Laurent Clavier, and Guillaume Gelle. Blind estimation of an approximated likelihood ratio in impulsive environment. In *Proc. 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Bologna, Italy, September 2018.
- [MSG⁺19a] Yasser Mestrah, Anne Savard, Alban Goupil, Guillaume Gelle, and Laurent Clavier. Robust and simple log-likelihood approximation for receiver design. In *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Marrakech, Morocco, April 2019.
- [MSG⁺19b] Yasser Mestrah, Anne Savard, Alban Goupil, Guillaume Gellé, and Laurent Clavier. Mesure indirecte des performances de LLR approché. In *Proceedings of GretsI*, Lille, France, 2019.
- [MW67] Burt Masnick and Jack Wolf. On linear unequal error protection codes. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 3(4) :600–607, October 1967.
- [NAD09] Z. Naja, F. Alberge, and P. Duhamel. Geometrical interpretation and improvements of the Blahut-Arimoto’s algorithm. In *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 2505–2508, Brighton, United Kingdom, 2009.
- [NS95] Chrysostomos L. Nikias and Min Shao. *Signal processing with alpha-stable distributions and applications*. John Wiley & Sons Inc, 1995.

- [PG08] Jacques Palicot and Alban Goupil. Performance analysis of the weighted decision feedback equalizer. *Signal Processing*, 88(2) :284–295, February 2008.
- [PGC09] Charly Poulliat, Alban Goupil, Maxime Colas, and Guillaume Gelle. Performances des codes LDPC pour l’ultra-large bande (ULB) impulsionnelle sous approximation gaussienne généralisée des interférences. In *Proceedings of GRETSI’09*, Dijon, France, September 2009.
- [PKB98] Vassilis G. Papanicolaou, George E. Kololakis, and Shahar Boneh. Asymptotics for the random coupon collector problem. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 93 :95–105, 1998.
- [PKW11] H. H. Permuter, Y. Kim, and T. Weissman. Interpretations of directed information in portfolio theory, data compression, and hypothesis testing. *IEEE Transactions on Information Theory*, 57(6) :3248–3259, June 2011.
- [PW10] Pedro C. Pinto and Moe Z. Win. Communication in a Poisson field of interferers—part i : Interference distribution and error probability. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 9(7) :2176–2186, July 2010.
- [RFA⁺15] Abbas Rammal, Hassan Fenniri, Goupil Alban, B. Chabbert, I. Bertrand, and Valeriu Vrabie. Features’ selection based on weighted distance minimization, application to biodegradation process evaluation. In *Proceedings of European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, September, Nice, France 2015.
- [RS18] Lei Rong and Pengjian Shang. Topological entropy and geometric entropy and their application to the horizontal visibility graph for financial time series. *Nonlinear Dynamics*, 92(1) :41–58, 2018.
- [RSU01] Thomas J. Richardson, M. Amin Shokrollahi, and Rüdiger L. Urbanke. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 47(2) :619–637, February 2001.
- [RU08] Tom Richardson and Ruediger Urbanke. *Modern Coding Theory*. Cambridge University Press, 2008.
- [SG14] Greg Ver Steeg and Aram Galstyan. Discovering structure in high-dimensional data through correlation explanation. In Z. Ghahramani, M. Welling, C. Cortes, N.d. Lawrence, and K.q. Weinberger, editors, *in Proc. Advances in Neural Information Processing Systems 27*, pages 577–585, Montreal, Canada, 2014. Curran Associates, Inc.
- [SG15] G. Ver Steeg and A. Galstyan. Maximally informative hierarchical representations of high-dimensional data. In *Proceedings of the International Conference on Artificial Intelligence and Statistics*, San Diego, California, USA, May 2015.

- [SG16] Greg Ver Steeg and Aram Galstyan. The information sieve. In Maria Florina Balcan and Kilian Q. Weinberger, editors, *Proceedings of the 33rd International Conference on Machine Learning*, volume 48 of *Proceedings of Machine Learning Research*, pages 164–172, New York, New York, USA, 20–22 Jun 2016. PMLR.
- [Sha48] Claude E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, 27 :379–423, 623–656, July, October 1948.
- [Sle71] David Slepian. On neighbor distances and symmetry in group codes. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 17(5) :630–632, September 1971.
- [SM00] Jianbo Shi and Jitendra Malik. Normalized cuts and image segmentation. *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, 22(8) :888–905, August 2000.
- [TC05] James. J. Thomas and Kristin A. Cook. *Illuminating the path : The research and development agenda for visual analytics*. IEEE Computer Society, 2005.
- [TPB99] Naftali Tishby, F Pereira, and William Bialek. The information bottleneck method. In *Proc. 37th annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*, Monticello, Illinois, USA, 1999.
- [vdD98] Lou van den Dries. *Tame topology and o-minimal structures*, volume 248. Cambridge University Press, 1998.
- [Vig19] Juan Pablo Vigneaux. *Topology of statistical systems A cohomological approach to information theory*. PhD thesis, Université Paris Diderot, 2019.
- [VS17] Greg Ver Steeg. Unsupervised learning via total correlation explanation. In *International Joint Conference on Artificial Intelligence*, Melbourne, Australia, 2017. 1706.08984v1.
- [VSGS14] Greg Ver Steeg, Aram Galstyan, Fei Sha, and Simon DeDeo. Demystifying information-theoretic clustering. In *Proc. of the 31st International Conference on Machine Learning*, volume 32 of *Proceedings of Machine Learning Research*, pages 19–27, Beijing, China, 22–24 Jun 2014.
- [WA12] Steven Weber and Jeffrey G. Andrews. *Transmission Capacity of Wireless Networks*. Foundations and Trends(R) in Networking. Now Publishers Inc, January 2012.
- [WMM⁺11] Zhuo Wang, Larry Millet, Mustafa Mir, Huafeng Ding, Sakulsuk Unarunotai, John Rogers, Martha U. Gillette, and Gabriel Popescu. Spatial light interference microscopy (SLIM). *Optics Express*, 19(2) :1016–1026, Jan 2011.
- [WPS09] M. Z. Win, P. C. Pinto, and L. A. Shepp. A mathematical theory of network interference and its applications. *Proc. IEEE*, 97(2) :205–230, February 2009.

- [YA09] R. Yazdani and M. Ardakani. Linear LLR approximation for iterative decoding on wireless channels. *IEEE Trans. Commun.*, 57(11) :3278–3287, November 2009.
- [YC06] Raymond W. Yeung and Nin Cai. Network error correction, Part I : basic concepts and upper bounds. preprint, January 2006.
- [ZC05] Afra Zomorodian and Gunnar Carlsson. Computing persistent homology. *Discrete Comput. Geom.*, 33(2) :249–274, February 2005.
- [ZG18] Mengyi Zhang and Alban Goupil. Adaptive discrete vector field in sensor networks. *Sensors*, 18(8) :2642, August 2018.
- [ZGC13] Mengyi Zhang, Alban Goupil, Maxime Colas, and Guillaume Gellé. WSN sensing coverage based on correlation. In *Proceedings of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Hangzhou, China, October 2013.
- [ZGC14] Mengyi Zhang, Alban Goupil, Maxime Colas, and Guillaume Gellé. Adaptive and distributed homology computation with application to large scale sensor networks. In *Proceedings of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Hefei, China, October 2014.
- [ZGC15a] Mengyi Zhang, Alban Goupil, Maxime Colas, and Guillaume Gellé. Activation adaptative et distribuée des unités d’un réseau de capteurs. In *Colloque Gretsi*, Lyon, France, September 2015.
- [ZGC15b] Mengyi Zhang, Alban Goupil, Maxime Colas, and Guillaume Gellé. Adaptive and distributed sensor activation in WSN. In *Proc. International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Nanjing, China, October 2015.
- [ZGH18] Mengyi Zhang, Alban Goupil, Anas Hanaf, and Tian Wang. Distributed harmonic form computation. *IEEE Signal Processing Letters*, 25(8) :1241–1245, August 2018.
- [Zha15] Mengyi Zhang. *Optimisation de la couverture de communications et de mesure dans les réseaux de capteurs*. PhD thesis, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2015.