



HAL
open science

Récepteurs pour communications numériques sur canaux sélectifs en fréquences

Christophe Laot

► **To cite this version:**

Christophe Laot. Récepteurs pour communications numériques sur canaux sélectifs en fréquences. Sciences de l'ingénieur [physics]. UBO Brest, 2009. tel-02467768

HAL Id: tel-02467768

<https://imt-atlantique.hal.science/tel-02467768v1>

Submitted on 5 Feb 2020

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

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

TELECOM
Bretagne



Rapport de synthèse pour l'obtention de
l'Habilitation à Diriger des Recherches

**Récepteurs pour communications numériques
sur canaux sélectifs en fréquences**

Christophe LAOT

Ingénieur EFREI

Docteur de l'Université de RENNES I

Ingénieur d'études à TELECOM Bretagne

TELECOM Bretagne, Département Signal et Communications
Lab-STICC UMR CNRS 3192, Université européenne de Bretagne (UeB)
Technopôle de Brest - Iroise, CS 83818, 29238 BREST Cedex 3, France

TABLE DES MATIERES

1	Description générale de mes activités de recherche	5
1.1	Préface et contributions	5
	Curriculum Vitae	11
1.2	Activités d'enseignement	12
1.2.1	Formations dispensées	12
1.2.2	Responsabilités d'enseignement	13
1.3	Responsabilités d'encadrement de la recherche.....	16
1.3.1	Encadrement de thèses	16
1.3.2	Encadrement d'ingénieur de recherche ou post-doctorant.....	17
1.3.3	Encadrement de stagiaires	18
1.3.4	Encadrement de projets de recherche	19
1.3.5	Jury de thèse	20
1.4	Publications et expertises	21
1.4.1	Publications	21
1.4.2	Participation à des comités de lecture	24
1.4.3	Présentations diverses (hors conférence et enseignement).....	25
1.5	Contrats de recherche (1992-2008)	26
1.5.1	Modem acoustiques sous-marins.....	26
1.5.2	Turbo-égalisation.....	32
1.5.3	Egalisation aveugle pour transmissions par paquets courts	36
1.5.4	Egalisation au niveau chips pour les transmissions DS-CDMA	38

2	La turbo égalisation MMSE	39
2.1	Préface et contributions	39
2.2	Introduction à la turbo égalisation.....	44
2.2.1	La chaîne de transmission	44
2.2.2	Structure du turbo égaliseur.....	46
2.2.3	Performances du turbo égaliseur	54
2.3	Conclusions	59
2.4	Bibliographie sur la turbo égalisation	61
3	Les communications acoustiques sous-marines	63
3.1	Préface et contributions	63
3.2	Conception et évolution d'un modem ASM	66
3.2.1	L'émetteur	69
3.2.2	Le récepteur	70
3.2.3	La synchronisation rythme et l'effet Doppler	71
3.2.4	Synchronisation de trame et estimation du mouvement.....	75
3.2.5	L'estimation de canal et le rapport signal sur bruit.....	78
3.2.6	Egalisation	82
3.2.7	L'apport du traitement multi-capteurs	85
3.2.8	Le traitement par blocs pour transmission à flot continu	86
3.2.9	Résultats de transmission	88
3.3	Conclusions et perspectives.....	89
3.4	Bibliographie sur les communications ASM.....	90
4	Perspectives de recherche (2009-2012).....	93
4.1	Les communications acoustiques sous-marines	93
4.2	La turbo égalisation : égalisation et décodage conjoints.....	95

CHAPITRE 1

Description générale de mes activités de recherche

1.1 Préface et contributions

Mes activités de recherche ont été essentiellement réalisées au sein du département Signal et Communications où j'ai été recruté en 1997. Mon domaine de compétences englobe les communications numériques, le traitement du signal et de l'information et d'une manière générale la conception de récepteurs pour des transmissions numériques sur des canaux sélectifs en fréquences.

Aujourd'hui avec le développement des services radio-mobiles, de la diffusion numérique du son et de l'image et avec la montée en puissance des services multimédias, on assiste à une véritable explosion de la demande en matière de techniques numériques de transmissions. Ces nouveaux services nécessitent généralement de transmettre des quantités croissantes d'information dans des bandes de fréquence les plus étroites possibles mais aussi, pour certaines d'entre eux, de réduire la puissance émise pour accroître l'autonomie des équipements ou encore, de transmettre de l'information sur des milieux assez sévères. Bien entendu, satisfaire de tels objectifs ne va pas sans poser quelques problèmes aux concepteurs de systèmes de transmissions. En effet l'optimisation du rapport débit bande nécessite d'utiliser des modulations à grand nombre d'états, généralement assez sensibles aux perturbations introduites par le canal de transmission. La réduction de la puissance émise conduit, quant à elle à concevoir des récepteurs fonctionnant à faibles rapports signal à bruit, ce qui pose inévitablement des problèmes de synchronisation et de qualité de transmission. Enfin, l'utilisation de canaux sévères tels que les canaux à trajets multiples nécessite la mise en oeuvre de traitements permettant de combattre l'interférence entre symboles créée par la sélectivité en fréquence de ces canaux.

Pour lutter contre la sélectivité en fréquence des canaux de transmission plusieurs techniques sont possibles parmi lesquelles on peut citer : les transmissions multi-porteuses, les techniques d'étalement de spectre et l'égalisation. Mon intérêt s'est surtout porté sur les techniques d'égalisation numérique pour les modulations mono-porteuse et les récepteurs itératifs utilisant un égaliseur et un décodeur correcteur d'erreurs autour d'un processus conjoint (turbo égalisation).

Pour combattre les effets de la sélectivité en fréquence d'un canal on peut utiliser un récepteur optimisé selon le critère du maximum de vraisemblance, dont nous allons brièvement rappeler le principe. Un canal sélectif en fréquence peut être vu comme un codeur générant des suites d'échantillons corrélés. Le récepteur doit alors, à partir de la séquence reçue rechercher la séquence émise la plus vraisemblable. Ce problème a priori très complexe peut être résolu en représentant le canal par un diagramme en treillis et, en utilisant l'algorithme de Viterbi pour rechercher dans ce treillis le chemin (la séquence) le plus vraisemblable. Ce récepteur optimal est souvent répertorié dans la littérature sous le nom d'égaliseur de Viterbi. Cet égaliseur est approprié aux transmissions à faible rapport signal à bruit. Toutefois lorsque l'étalement temporel des canaux est important par rapport à la durée des symboles émis ou lorsque le nombre d'états de la modulation est grand, la complexité calculatoire rend ce type de récepteur inexploitable. Il est alors nécessaire d'utiliser des récepteurs plus simples à mettre en œuvre tels que des égaliseurs à base de filtres numériques.

Ces égaliseurs ont pour fonction principale d'inverser la réponse du canal de transmission de manière à ce que le couple "canal-égaliseur" puisse être considéré comme un canal idéal. L'opération d'égalisation peut provoquer, selon la nature de l'égaliseur utilisé des remontées plus ou moins importantes du bruit présent à son entrée. Le plus simple de ces égaliseurs est constitué d'un filtre transverse annulant les interférences : égaliseur à forçage à zéro (ZF : zero forcing). Cependant, lorsque le canal est très sévère cet égaliseur peut engendrer une forte augmentation de la puissance de bruit à sa sortie. On utilise donc plus couramment des égaliseurs minimisant l'erreur quadratique moyenne (MMSE : minimum mean square error) dont le principe est de combattre l'interférence entre symbole en limitant l'amplification du bruit. Afin d'augmenter les performances du récepteur, on peut aussi utiliser un égaliseur dit non

linéaire à retour de décisions (DFE : decision feedback equalizer). L'égalisation apparaît alors comme une technique de traitement de l'interférence entre symboles efficace lorsque le rapport signal à bruit est suffisamment élevé. Notons enfin que l'égalisation à base de filtres numériques est bien adaptée pour traiter des canaux ayant une réponse impulsionnelle longue vis à vis de la durée des symboles transmis et qu'elle conduit aussi à de bons résultats en présence de modulations à grand nombre d'états.

La réalisation d'un égaliseur nécessite en général une estimation préalable du canal en réception sur la base d'une séquence pilote connue au récepteur. A partir de cette estimation, on calcule directement les coefficients des filtres de l'égaliseur. Une solution alternative consiste à utiliser des égaliseurs adaptatifs dont les coefficients des filtres sont généralement actualisés à partir d'un algorithme du gradient ou éventuellement, des moindres carrés récurrents. Pour favoriser la convergence d'un égaliseur on utilise usuellement une séquence d'apprentissage c'est-à-dire, un préambule constitué de données connues du récepteur. Lorsque cela n'est pas possible, on est contraint d'utiliser des égaliseurs autodidactes qui basent leur traitement sur la connaissance a priori des propriétés statistiques des signaux émis.

L'intérêt d'un égaliseur autodidacte est multiple. D'une part, l'absence de séquence d'apprentissage permet d'accroître l'efficacité spectrale. D'autre part, pour certaines applications spécifiques (radio ou télédiffusion numérique) il est absolument impensable d'émettre périodiquement des préambules pour satisfaire les utilisateurs potentiels. Dans le contexte de transmission en milieu non coopératif, aucune information sur la source d'émission n'est disponible au niveau du récepteur et la stratégie non supervisée ou autodidacte s'impose. Reste que deux problèmes essentiels se posent : la vitesse de convergence qui doit être la plus rapide possible et l'obtention d'une faible erreur résiduelle en poursuite. Nous avons apporté une réponse élégante à ces deux problèmes par le biais d'un dispositif original dont les performances sont remarquables.

Cet égaliseur autodidacte, appelé par la suite SADFE (Self Adaptive DFE), comporte deux structures différentes selon que l'on se trouve en phase de convergence ou en phase de poursuite. Ainsi, selon le degré de sévérité du canal et sur un critère d'erreur quadratique moyenne estimée, le dispositif bascule d'une structure récursive linéaire

autodidacte à une structure récursive non linéaire de type égaliseur à retour de décisions (DFE) piloté par décisions. Le basculement inverse est envisagé lors de changement brusque du canal. Cet égaliseur est donc qualifié de DFE autodidacte à structure adaptative.

Ce DFE autodidacte a été mis en œuvre dans un récepteur pour transmissions de données, de parole et d'images pour un lien acoustique sous-marin haut débit. Base du récepteur TRIDENT (TRansmission d'Images et de Données EN Temps réel), développé par le GESMA (Groupe d'Etudes Sous-Marines de l'Atlantique), ce DFE a été généralisé pour le traitement de réception par antennes multiples. Bien que le canal acoustique sous-marin soit difficile car soumis à de fortes variations et trajets multiples, les performances obtenues par le système TRIDENT ont permis de proposer un modem actuellement utilisé et commercialisé par la société SERCEL.

Pour lutter contre la sélectivité en fréquences du canal de transmission, on peut aussi utiliser les techniques d'étalement de spectre. Notre approche a été de considérer l'égalisation au niveau chip pour les systèmes d'accès multiples à répartitions par codes (CDMA : code division multiple access). Dans la liaison descendante d'un système, tel que l'UMTS (universal mobile telecommunication system), les utilisateurs sont transmis de manière synchrone dans une même bande de fréquence et dissociés par des codes d'étalement orthogonaux entre eux. Le fait que les canaux de transmission soient généralement sélectifs en fréquences crée de l'interférence entre chips ce qui se traduit par de l'interférence entre utilisateurs. Une solution efficace pour combattre ces interférences est d'inverser le canal de transmission au niveau chip. On utilise alors un égaliseur linéaire classique suivi d'un filtre adapté au code d'étalement de l'utilisateur recherché. Ce type de récepteur donne de meilleures performances que celles obtenues avec le récepteur RAKE.

Pour améliorer la qualité d'une transmission en présence de canaux sélectifs en fréquence on peut aussi utiliser une fonction de codage de canal. Cette fonction introduit de la redondance dans le message à transmettre, redondance qui peut être exploitée en réception par le décodeur de canal pour corriger certaines configurations d'erreurs. Nous avons montré qu'il est possible d'utiliser conjointement l'égalisation et le codage de canal pour s'affranchir de la sélectivité en fréquence des canaux de

transmissions. Cette technique appelée turbo-égalisation MMSE associe un égaliseur de type annuleur d'interférences avec un décodeur de canal à sortie pondérée. Le traitement réalisé par le turbo-égaliseur est itératif. A chaque nouvelle itération, l'égaliseur dispose des sorties du canal de transmission mais aussi, d'une information supplémentaire produite par le décodeur de canal à l'itération précédente pour améliorer son traitement. Cette approche inspirée des turbo-codes permet, sous certaines conditions, de s'affranchir en grande partie de l'interférence entre symboles introduite par le canal, sans toutefois rehausser le bruit de la transmission.

La turbo-égalisation MMSE a ensuite été étendue à de nombreux domaines tels que l'annulation d'interférences d'accès multiples, l'annulation d'interférences multi-antennes dans le cadre des transmission MIMO (multiple input multiple output) en mono-porteuse ou OFDM. Le chapitre 2 présente une introduction à la turbo-égalisation ainsi qu'un descriptif de mes contributions dans le domaine de la turbo annulation d'interférences.

Mes activités de recherche depuis 2004 se sont orientées vers la conception de modems pour les transmissions acoustiques sous-marines dans le cadre de contrats d'études avec des industriels ou avec la DGA (GESMA). Un aspect très expérimental est lié à cette activité et nous sommes confrontés à la dure réalité de devoir traiter des signaux réels enregistrés issus de campagne d'essais en mer. Notre effort s'est notamment porté sur la compréhension des caractéristiques de la transmission et le choix de solutions robustes et fiables adaptées à ce type de transmission. Le chapitre 3 propose l'historique des activités du département Signal et Communications sur les transmissions acoustiques sous-marines (ASM) et la description d'un modem ASM.

Le chapitre 4 donne un aperçu de mes perspectives de recherche pour les années à venir.

La suite de ce premier chapitre constitue un inventaire de mes travaux de recherche. Notons que la plupart de ces travaux ont été exécutés dans le contexte de contrats d'études. Cependant les sujets abordés étant suffisamment amonts, il m'a été possible d'apporter quelques contributions innovantes notamment en égalisation numérique.

Parmi les différentes études réalisées, on pourra retenir les approches suivantes :

- Egalisation adaptative, réalisation d'un égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer) aveugle à structure auto-adaptative.
- Turbo égalisation : égalisation et décodage itératif pour les systèmes radio-mobiles.
- Egaliseurs pour les récepteurs radio-mobiles de 2ème et 3ème génération (GSM, EDGE).
- Détecteurs multi-utilisateurs pour les systèmes à accès multiples à répartitions par codes (DS-CDMA). Application de l'égalisation au niveau chips pour le traitement de la liaison descendante de l'UMTS.
- Récepteurs itératifs MIMO (Multiple Input Multiple Output) pour transmission par multiplexage spatial sur canaux sélectifs en fréquences.
- Conception de modems pour les transmissions acoustiques sous-marines (ASM).
- Etude de systèmes d'estimation et de synchronisation pour les transmissions mono-porteuses.
- Proposition d'un égaliseur présentant des performances intermédiaires entre un simple filtre adapté et un égaliseur linéaire MMSE basé sur le développement en série d'une matrice inverse.
- Comparaison des techniques OFDM et mono-porteuse utilisant en réception une égalisation dans le domaine fréquentiel.

Curriculum Vitae

Christophe LAOT

Né le 12 mars 1967 à Brest, Finistère.

Diplômes

- 1985 Baccalauréat série E - Lycée La Croix Rouge - Brest, Finistère.
1991 Ingénieur de l'Ecole Française d'Electronique et d'Informatique, Paris.
1992 Mastère Communications, Optique, Formes et Images de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (TELECOM Bretagne).
1997 Doctorat de l'Université de Rennes I

Titre : Egalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquences.

Mention : traitement du signal et télécommunications.

Thèse effectuée sous la direction de Alain Glavieux et Joël Labat.

Composition du Jury :

Président :	Georges Vezzosi
Rapporteurs :	Odile Macchi Jacques Citerne
Examineurs :	Jean-Pierre Le Cadre Alain Glavieux Joël Labat

Parcours professionnel

- 1994-1995 Ingénieur de recherche à TELECOM Bretagne (CDD 18 mois).
1995-1997 Etudiant doctorant à TELECOM Bretagne.
Depuis 1997 Enseignant-chercheur à TELECOM Bretagne au département Signal et Communications.

Matières enseignées

- Communications numériques.
- Egalisation numérique et synchronisation.
- Codage de canal et traitement de l'information.

1.2 Activités d'enseignement

1.2.1 Formations dispensées

- Cycle ingénieur en formation initiale (FI), TELECOM Bretagne
- Cycle ingénieur en formation par alternance (FIP), TELECOM Bretagne
- Mastère signal et communications numériques (SCN), TELECOM Bretagne.
- Master 2 Recherche, Université de Bretagne Occidentale.
- Cycle ingénieur formation initiale, ISEN Brest.
- Formations continues en communications numériques.

Année 2007-2008

Cours	ISEN, égalisation numérique	3.0 heures
Cours	FIP, MTS301, radiocommunications mobiles	1.5 heures
Cours	FIP, MTS302 : traitements avancés pour systèmes nouv. Génération	3.0 heures
Cours	FI 3A, F4B301 : systèmes de transmission	10.5 heures
Cours	Mastère SCN, MSC302 : communications numériques	6.0 heures
Cours	UBO, Master 2 STT : communications numériques	20.0 heures
Cours	FI, MTS 411 : communications numériques	9.0 heures
Cours	FC : communications numériques	3.0 heures
Cours	FC : égalisation numérique	9.0 heures
Cours	FI 3A, F4B401 : techniques avancées en codage	6.0 heures
TD	FI, MTS 411 A : communications numériques	6.0 heures
TP	Mastère SCN, MSC302 : communications numériques	3.0 heures
TP	FI, ATE 205 : chaîne de communication numérique	15.0 heures
TP	FIP, MTS302 : traitements avancés pour systèmes nouv. Génération	3.0 heures
TP	FI, F4B301A : systèmes de transmission	3.0 heures
TP	FI, MTS 433 : pratique des signaux aléatoires et communications numériques	18.0 heures

Soit environ une moyenne de 120 heures d'enseignement direct par an.

1.2.2 Responsabilités d'enseignement

Depuis mon recrutement à TELECOM Bretagne en 1997, j'ai eu la responsabilité de mettre en place plusieurs modules d'enseignements dont les principaux sont les suivants.

TELECOM Bretagne, Mastère SCN : communications numériques (12H)

Ce module expose les principes de base des communications numériques. Il décrit les transmissions numériques en bande de base et sur porteuse pour des canaux idéaux ou des canaux à bande limitée. Les structures des émetteurs et récepteurs pour les modulations linéaires (MAQ, MDP) sont étudiées en cours puis validées par un TP sur la démodulation cohérente d'une MDP2 (TP atelier).

TELECOM Bretagne, Majeure MTS : communications Numériques (21H)

La transmission de l'information (parole, son, image,...) est à l'heure actuelle mise en oeuvre en utilisant des techniques numériques. Ces techniques, robustes vis à vis des perturbations introduites tant par le milieu de transmission que par les dispositifs de réception, permettent une gestion efficace des plans de fréquences. Ce module a pour objet de présenter et d'étudier les différentes fonctions de traitement de l'information d'une chaîne de transmission numérique. On examine plus particulièrement les fonctions de modulation, de filtrage et de démodulation. On donne notamment la structure du récepteur optimal sur canal gaussien et on évalue ses performances en terme de probabilité d'erreur.

TELECOM Bretagne, IG 2A : codage de canal (15H)

TELECOM Bretagne, FIP 2A : théorie du codage et de l'information (14H)

Le codage de canal, appelé aussi codage détecteur et/ou correcteur d'erreurs est une fonction spécifique des transmissions numériques, qui permet d'améliorer la qualité d'une transmission. Cette technique est de plus en plus utilisée dans les systèmes de télécommunications et notamment, dans les systèmes de radiocommunications avec les mobiles pour lesquels le milieu de transmission est généralement hostile (présence de trajets multiples). Dans ce module nous présentons deux familles de codes : les codes en blocs et les codes convolutifs. Pour ces codes nous donnons la structure des codeurs et des décodeurs et nous évaluons leurs performances en considérant différents modèles de canaux (canal binaire symétrique, canal gaussien, canal de Rayleigh). Un TP sous

Matlab permet la simulation de chaînes de codage et l'évaluation de l'apport du codage correcteur dans une communication numérique.

TELECOM Bretagne, FIP 3A : radiocommunications avec les mobiles (22H)

Le but de ce module est d'apporter une connaissance aussi ouverte que possible sur les techniques et systèmes de transmission utilisés en communications avec les mobiles. Pour cela, on procède à l'examen des techniques d'accès multiples (FDMA, TDMA, CDMA), des modulations et des canaux de transmission. On décrit le fonctionnement général des standards de radiocommunications mobiles de 2ème et 3ème génération (GSM, EDGE, UMTS,...). Les techniques de communications par satellites sont ensuite envisagées. Finalement, on présente une approche des systèmes de transmission sans fils pour réseaux locaux et réseaux large bande (WiFi, WiMax,...).

UBO Master Recherche STT : communications numériques et égalisation (30H)

Ce cours a pour objectif d'apporter les notions essentielles à la compréhension et à la conception des récepteurs numériques. Dans un premier temps, les techniques de modulations numériques les plus couramment utilisées sont étudiées. Les récepteurs optimaux associés à ces modulations sont définis selon le critère du maximum de vraisemblance a posteriori. Dans un contexte réel soumis à des perturbations, toutes les fréquences d'un signal ne sont pas transmises avec la même énergie engendrant alors de la sélectivité en fréquences. Cette sélectivité en fréquences se traduit par de l'interférence entre symboles sur le signal numérique dégradant parfois fortement la qualité de la transmission. L'objectif principal de ce module consiste alors à déterminer des récepteurs, appelés égaliseurs, permettant d'inverser ou d'atténuer la sélectivité en fréquences du canal de transmission.

TELECOM Bretagne, IG3A : outils de programmation pour le traitement du signal (13H30)

Ce module propose une introduction aux outils de programmation pour le traitement du signal. La première phase consiste à utiliser le logiciel Matlab à partir d'exemples tels que les transmissions en bande de base, le calcul de taux d'erreurs binaires et le codage de source. Une seconde phase consiste en l'apprentissage du langage C illustré par quelques exemples. La mise en œuvre de fonctions en C sous Matlab (mex-files) valide l'acquisition des principes du Langage C.

TELECOM Bretagne, FI 2A, projet expérimental : transmission numérique d'un signal de parole sur canal à bande limitée (simulation sous Matlab) (21H)

Le but de ce projet expérimental consiste à analyser et implémenter un certain nombre de fonctions nécessaires à la transmission des données. On s'intéresse notamment aux problèmes de filtrage sur les canaux à bande limitée, à l'influence du bruit ainsi qu'à la comparaison de différentes modulations (MDP, MAQ). Les performances sont évaluées en termes de taux d'erreurs binaires et les dégradations liées à un mauvais instant d'échantillonnage pourront être mises en évidence. La transmission d'un signal de parole au travers de la chaîne de communication permettra d'évaluer la qualité du signal restitué en fonction des perturbations considérées.

TELECOM Bretagne, Formation continue : l'égalisation pour les communications numériques (3,5 jours)

Cette formation traite de l'architecture des récepteurs pour les systèmes de communications numériques. L'augmentation des débits sur des canaux à bande limitée et/ou sélectifs en fréquences nécessite de définir des récepteurs permettant de lutter efficacement contre l'interférence entre symboles. L'égalisation numérique s'avère être une solution intéressante pour traiter l'interférence entre symboles.

L'objectif de cette formation est d'apporter les connaissances nécessaires à la compréhension et la conception d'un récepteur basé sur le principe de l'égalisation. Une approche de la turbo-égalisation utilisant conjointement l'égalisation et le codage de canal est aussi proposée. A la suite de cette formation, les stagiaires disposent d'une large vision des techniques d'égalisation numérique.

1.3 Responsabilités d'encadrement de la recherche

1.3.1 Encadrement de thèses

Thèse de **Eric Hardouin** :

- "Egalisation au niveau chip pour la liaison descendante des systèmes de communications mobiles DS-CDMA".
- Débutée le 01 octobre 1999 et soutenue le 10 mai 2004, suspendue pendant la période de service militaire.
- TELECOM Bretagne, Université de Rennes I.
- Directeur de thèse : J.M. Boucher, TELECOM Bretagne.
- Taux d'encadrement : 100 %.

E. Hardouin a été recruté à France Télécom R&D.

Thèse de **Raphaël Le Bidan**

- "Turbo-equalization for bandwidth-efficient digital communications over frequency-selective channels".
- Débutée le 01 octobre 2000 et soutenue le 07 novembre 2003.
- TELECOM Bretagne, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes.
- Directeur de thèse : A. Glavieux, TELECOM Bretagne.
- Taux d'encadrement : 75 % (co-encadrement D. Leroux).

R. Le Bidan a été recruté à TELECOM Bretagne au département Signal et Communications en 2003.

Thèse de **Nicolas Le Josse** :

- "Récepteurs itératifs (turbo) pour les transmissions MIMO ST-BICM".
- Débutée le 01 avril 2004, soutenance le 13 juin 2007.
- TELECOM Bretagne, Université de Rennes I.
- Directeur de thèse : R. Pyndiah, TELECOM Bretagne.
- Taux d'encadrement : 75% (co-encadrement K. Amis).

N. Le Josse a été recruté en septembre 2008 à Thales Underwater Systems, Brest.

Thèse de **Goulven Eynard** :

- "Techniques de synchronisation pour les communications acoustiques sous-marines".
- Débutée le 01 octobre 2005 et soutenue le 19 décembre 2008.
- TELECOM Bretagne, Université de Bretagne Sud.
- Directeur de thèse : R. Pyndiah, TELECOM Bretagne.
- Taux d'encadrement : 100 % .

Goulven Eynard est actuellement en post-doc à Bordeaux.

Thèse de **François-Xavier Socheleau** :

- "Transmissions numériques dans un canal acoustique sous-marin fortement dispersif en temps et en fréquences".
- Thèse CIFRE en partenariat avec Thales Underwater Systems
- Débutée le 03 novembre 2008.
- TELECOM Bretagne, Université de Bretagne Occidentale.
- Directeur de thèse : R. Pyndiah, TELECOM Bretagne.
- Taux d'encadrement : 100 %.

1.3.2 Encadrement d'ingénieur de recherche ou post-doctorant

Ingénieur de recherche **Patrice L'Hour** :

- Développement et simulation de modems pour les communications ASM.
- 10 janvier 2005 au 6 novembre 2005 (10 mois)
- 01 avril 2006 au 31 mars 2007 (12 mois)

Post-doctorant **Nicolas Le Josse** :

- Techniques de synchronisation rythme et porteuse.
- 01 septembre 2007 au 30 août 2008 (12 mois).

Post-doctorant **Abderrazek Abdaoui** :

- Techniques d'égalisation adaptative.
- 05 janvier 2009 au 30 octobre 2009 (10 mois).

1.3.3 Encadrement de stagiaires

J.J. Floc'h et G. Le Brun, "Etude des performances d'une transmission numérique utilisant la modulation GMSK", ISEN Brest, du 1^{er} mars au 10 juin 1998.

David Kerneis, "Etude et simulation en langage C d'un décodeur de canal à entrée et sortie pondérée M-aire", DEA STIR, Université de Rennes, 1^{er} mars au 30 juin 2000.

Virginie Corre, "Analyse du fonctionnement d'un récepteur numérique pour les communications à hauts débits", DEA STT, Université de Bretagne Occidentale (UBO), Février à Juin 2001.

Morgan Lusven, "Etude et simulation d'un récepteur RAKE", TELECOM Bretagne, 2003.

Elisa Royuela Romero, "Etude de récepteurs à complexité réduite pour la turbo-détection", Mastère SCN, TELECOM Bretagne, 8 septembre 2003.

George Kaddhoum, "Conception d'une transmission numérique à l'aide de techniques d'accès multiples DS-CDMA", stage de fin d'études, ENSIETA / Master recherche UBO, Avril-Septembre 2005.

Gouven Eynard, "Etude de techniques d'égalisation pour les transmissions acoustiques sous-marines", stage de fin d'études ENSSAT, Mai-Septembre 2005.

Michaël Razzini, "Conception d'un système de synchronisation pour une transmission numérique à flot continu", Master STT UBO, Février-Juin 2006.

Rami Tawil, "Egalisation MMSE au niveau chips pour une transmission DS-CDMA", stage de fin d'études, Université Libanaise, Mars-Juin 2006.

Bilal Shams, "Amélioration des performances des récepteurs CDMA par égalisation MMSE au niveau chip", Master STT UBO, Février-Juin 2007.

Dalal Ait-Allal, "Conception sous Simulink d'un modem pour communications acoustique sous-marine", Master STT UBO, Février-Juin 2008.

Dinh Thang Vu, "Etude et développement d'un nouveau dispositif d'égalisation pour communications numériques ne nécessitant pas d'inversion matricielle", Master STT UBO, Février-Juin 2008.

1.3.4 Encadrement de projets de recherche

Stéphane Bodin, "Etude d'un égaliseur adaptatif autodidacte", projet de recherche, FI 3A, option Communication Formes Images, TELECOM Bretagne, 1995.

Philippe Frémy, "Etude d'une structure de turbo-égaliseur", projet de recherche, FI 3A, option Signal et Communications, TELECOM Bretagne, Mars 1998.

Cyrille Siclet et **Gabriel Wafo**, "Etude d'un filtre récursif linéaire en treillis pour l'identification d'un filtre blanchissant", FI 3A, option Signal et Communications, TELECOM Bretagne, Mars 1999.

Isabelle Jallat, "UMTS : système mobile de troisième génération. Etude et simulation d'une transmission par étalement de spectre", FI 3A, option Signal et Communications, TELECOM Bretagne, Mars 1999.

Björn Lindahl, "Analyse des performances d'un égaliseur dans le cadre de la turbo-égalisation", FI 3A, option Signal et Communications, TELECOM Bretagne, Mars 2000.

Laeticia Maligne, "UMTS : système mobile de troisième génération. Etude des spécificités de la liaison descendante de la norme UMTS", TELECOM Bretagne, Mars 2001.

Thierry Le Gall, "Etude préalable à l'intégration d'un codage de canal pour une liaison acoustique sous-marine", Mastère SCN, TELECOM Bretagne, Mars 2002

Mario Berti-Garcia et **Ryad Bounoua**, "Etude et implémentation Matlab d'un estimateur de canal pour les systèmes de communication radio-mobiles", projet de recherche FI 3A, option Signal et Communications, TELECOM Bretagne, Mars 2003.

Yassine Gharbaoui et **Mourad Saoud**, "Etude des caractéristiques de transmission de la norme sur la télévision numérique (ATSC)", projet de recherche FI 3A, option Signal et Communications, TELECOM Bretagne, Mars 2004.

Jiawei Li et **Imanol Vellon**, "Synchronisation trame pour les transmissions CDMA. Application à l'UMTS et aux transmissions acoustiques sous-marines", projet de recherche FI 3A, TELECOM Bretagne, Mars 2008.

Mohamed Camara et **Yun Yang**, "Conception sous Simulink d'un modem pour communication acoustique sous-marine", projet de recherche Mastère SCN, TELECOM Bretagne, Mars 2008.

1.3.5 Jury de thèse

Eric Jadas-Hecart, "Architectures de récepteurs multi-utilisateurs pour radio communications en étalement de spectre par séquences directes", Université de Limoges, le 8 juin 2001 (examinateur).

Dominique Pirot-Le Roux, "Turbo égalisation appliquée aux communications radio mobiles", Université de Rennes 1, le 17 décembre 2001 (examinateur).

Charlotte Langlais, "Etude et amélioration d'une technique de réception numérique itérative: Turbo égalisation", INSA de Rennes, le 18 novembre 2002 (examinateur).

Raphaël Le Bidan, "Turbo-equalization for bandwidth-efficient digital communications over frequency-selective channels", INSA Rennes, le 7 novembre 2003 (examinateur).

Eric Hardouin, « Egalisation au niveau chip pour la liaison descendante des systèmes de communications mobiles DS-CDMA », Université de Rennes 1, le 10 mai 2004 (examinateur).

Pierre-Jean Bouvet, "Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes", INSA Rennes, soutenue le 13 décembre 2005 (examinateur).

Benoît Le Saux, "Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses", INSA Rennes, soutenue le 25 octobre 2007 (examinateur).

Nicolas le Josse, "Récepteurs itératifs (turbo) pour les transmissions MIMO ST-BICM", Université de Rennes I, soutenue le 13 juin 2007 (examinateur).

Laurent Boher, "Etude et mise en œuvre de récepteurs itératifs pour systèmes MIMO", INSA Rennes, soutenue le 23 octobre 2008 (membre invité).

Goulven Eynard, "Techniques de synchronisation pour les communications acoustiques sous-marines ", TELECOM Bretagne en habilitation conjointe avec l'UBS, soutenue le 19 décembre 2008 (examinateur).

1.4 Publications et expertises

1.4.1 Publications

Publications en conférences

- [1] A. Goalic, C. Laot and S. Saoudi, "Real Time Implementation of a Low Bit Rate Coder for an Acoustic Underwater Phone on a Fixed Point DSP Motorola 560001", *International Conference on Signal Processing Applications and Technology, ICSPAT'92*, Boston, M.A., USA, 1992.
- [2] C. Laot et A. Glavieux, "détection à décision pondérée sur canal sélectif en fréquence en présence de codage de canal", *GRETSI 95*, Juans-les-pins, France, Sept.1995.
- [3] J. Labat, O. Macchi, C. Laot and N. Le Squin, "Is Training of Adaptive Equalizers Still Useful?", *Globecom' 96*, vol. 2, pp. 968-972, 18-22 Nov. 1996.
- [4] J. Labat, O. Macchi et C. Laot, "Une Structure Universelle pour l'égalisation adaptative", *GRETSI'97*, Grenoble, France, pp. 1435-1439, 15-19 Sept. 1997.
- [5] A. Glavieux, C. Laot and J. Labat, "Turbo-equalization over a frequency selective channel", *International Symposium on Turbo-Codes*, Brest, France, Sept. 1997.
- [6] C. Laot and J. Labat, "Improved Blind Decision Feedback Equalizer with Self-Adapted Structure for High Order QAM signals", *ICT'98*, Greece, vol. 1, pp. 475-478, 1998.
- [7] C. Laot, A. Glavieux, J. Labat et D. Leroux, "Turbo-égalisation des modulations MAQ-M sur canaux non stationnaires sélectifs en fréquences", *GRETSI'99*, Vannes, France, pp. 725-728, 13-17 Sept. 1999.
- [8] J. Labat et C. Laot, "Egalisation Autodidacte Adaptative : Application aux Systèmes d'Accès Multiples à Répartition dans le Temps", *GRETSI'99*, Vannes, France, pp. 1081-1084, 13-17 Sept. 1999.
- [9] J. Labat and C. Laot, "Blind Spatio-temporal Decision Feedback Equalization : a Self-Adaptive Structure Approach", *Globecom' 99*, Brésil, vol.5, pp. 2301-2305, 1999.
- [10] P. Vila, I. Fijalkow, M. Héliard, C. Laot, D. Leroux, D. Pirez, S. Ronger, C. Langlais, "Reduced-Complexity Soft Demapping for Turbo-Equalization", *Proc. 2nd International Symposium on Turbo Codes, ISTC'00*, 4-7 September 2000.
- [11] R. Le Bidan, C. Laot, D. Leroux, A. Glavieux, "Analyse de la convergence en turbo-détection", *Gretsi 2001*, Toulouse, France, Septembre 2001.
- [12] C. Laot, R. Le Bidan and D. Leroux, "Multiple-Input Turbo Equalization over Time-Varying Frequency Selective Channel", *Eusipco 2002*, Toulouse, France, Sept. 2002.
- [13] E. Hardouin and C. Laot, "Iterative Channel Equalization For The Multicode DS-CDMA Downlink", *VTC Spring 2003*, Korea, April. 2003.
- [14] E. Hardouin and C. Laot, "Improved bit error probability estimation for DS-CDMA downlink equalizer-based receivers with small spreading factors", *ICT 2003*, polynésie, Feb. 2003.
- [15] C. Langlais, J.P. Bouvet, M. Héliard and C. Laot, "Which interleaver for turbo-equalization system on frequency and time selective channels for high order modulations?", *SPAWC 2003*, Rome, Italy, June 15-18, 2003.
- [16] E. Hardouin et C. Laot, "Egalisation itérative pour les transmissions multicode de la liaison descendante de l'UMTS-FDD", *GRETSI 2003*, Sept. 2003.
- [17] C. Laot, E. Hardouin et J. Labat, "Amélioration des performances du RAKE par pré-filtrage adaptatif autodidacte pour la liaison descendante de l'UMTS-FDD", *GRETSI 2003*, Sept. 2003.
- [18] S. Houcke, C. Laot et J. Labat, "Egaliseur autodidacte à retour de décisions à configuration variable: comparaisons entre algorithme 'itératif' et 'bloc'", *GRETSI 2003*, Sept. 2003.
- [19] E. Hardouin and C. Laot, "A Chip-Interleaving Pattern Retaining Orthogonality in DS-CDMA Systems: Application to the Multicode Downlink", *VTC 2003 Fall*, Orlando, USA, 4-9 Oct. 2003
- [20] R. Le Bidan, C. Laot and D. Leroux, "Fixed-Point Implementation of an Efficient Low-Complexity Turbo-Equalization Scheme", *ISTC 2003*, Brest, France, 1-5 Sept 2003.
- [21] R. Le Bidan, C. Laot and D. Leroux, "Real-time MMSE turbo-equalization on the TMS302C5509 fixed-point DSP", *ICASSP04, Canada, 2004*.

- [22] C. Laot, E. Hardouin and J. Labat, " Infinite-length implementation of linear chip-level equalizer by blind recursive filtering for the DS-CDMA downlink", *ICC 2004*, Paris, France, June 2004.
- [23] C. Laot, R. Le Bidan and D. Leroux, "Comparaison des turbo-égaliseurs MAP et MMSE pour récepteur à antennes multiples", *ISIVC04*, Brest, France, July 2004.
- [24] J. Labat, C. Laot and G. Lapiere, "Blind adaptive decision feedback equalizer : an efficient solution for burst communication systems ", *ISIVC04*, Brest, France, July 2004.
- [25] R. Le Bidan, C. Laot, D. Leroux and A. Godet, "Real-time turbo-equalization on the TMS320C5509 – Improving the reliability of broadband wireless links", *GlobalDSP Magazine*, <http://www.globaldsp.com>, vol. 3, issue 3, March 2004.
- [26] C. Laot and N. Le Josse, "A closed-Form Solution for the Finite Length Constant Modulus Receiver", *ISIT 2005*, Australia, 2005.
- [27] G. Eynard et C. Laot, "Implementation of a Blind Adaptive Decision Feedback Equalizer", *EUSIPCO'06*, Florence, Italy, September 4-8, 2006.
- [28] N. Le Josse, C. Laot and K. Amis, "Performance Validation for MMSE Turbo Equalization in ST-BICM Systems", *VTC 2006*, Montreal, Canada, September 2006.
- [29] J. Trubuil, G. Lapiere, J. Labat, N. Beuzeulin , A. Goalic, C. Laot. "Improved AUV autonomy provided by an underwater acoustic link", International Society of Offshore and Polar Engineers, *ISOPE 2006*, San Francisco, USA - 28 may-2 June, 2006.
- [30] K. Amis, N. Le Josse and C. Laot, "Efficient Frequency-Domain MMSE turbo equalization derivation and performance comparison with the Time-Domain counterpart", *ICWMC 2007*, Guadeloupe, French Caribbean, march 4-9, 2007.
- [31] G. Eynard and C. Laot, "Non Data Aided Timing Recovery Algorithms for Digital Underwater Acoustic Communications", *OCEANS '07*, Aberden, Scotland, 18-21 june 2007.
- [32] N. Le Josse, L. Boher, C. Laot, K. Amis and M. Hélar, "Frequency-domain turbo equalization for OFDM and single-carrier transmission in ST-BICM systems, *Globecom 2007*, Washington, USA, 26-30 november 2007.
- [33] G. Eynard and C. Laot, "Extended Linear Phase Detector Characteristic of Software PLL", *ISCCSP 2008*, St Julians, Malta, 12-14 march 2008.
- [34] J. Marvaldi, J. Legrand, J.F. Masset, L. Delauney, M. Nicot, D. Barbot , Y. Degres, M. Jouannic, F. Cabioch, J. Guyomarch, P. Billand, A.M. Caujan, S. Hibrat, C. Laot, "ROSE: development and demonstration of a “Mobile Response Observatory” prototype for subsea environmental monitoring", *Subsea Control and Data Acquisition, SCADA 2008*, Pau, France, 10-11 June 2008.
- [35] N. Le Josse, C. Laot and K. Amis, "MMSE turbo equalization using a low-complexity series expansion to approximate the matrix inversion in frequency selective MIMO channels, *5th International Symposium on turbo Codes and Related topics, ISTC 2008*, Lausanne, Suisse, 1-5 September 2008.
- [36] G. Eynard and C. Laot, "Blind Doppler Compensation Techniques for single Carrier Digital Underwater Communications", *OCEAN'S 2008*, Québec, Canada, 15-19 September 2008.

Publications en revues

- [37] J. Labat, O. Macchi and C. Laot, "Adaptive Decision Feedback Equalization : Can you Skip the Training Period ? ", *IEEE Trans. on. Com.*, Vol. 46, No 7, pp. 921-930, July 98.
- [38] J. Labat and C. Laot, "Blind Adaptive Multiple Input Decision Feedback Equalizer : a Self-Optimized Configuration.", *IEEE Trans. on. Com.*, Vol. 49, No 4, pp. 646-654, April 2001.
- [39] C.Laot, A. Glavieux and J. Labat, "Turbo Equalization : Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 19, N°9, September 2001.
- [40] C. Laot, R. Le Bidan and D. Leroux, "Low Complexity Linear Turbo Equalization: A Possible Solution for EDGE," *IEEE Trans. Wireless Commun*, VOL. 4, NO. 3, May 2005.
- [41] N. Le Josse, C. Laot and K. Amis, "Efficient Series Expansion for Matrix Inversion with Applications to MMSE Equalization", *IEEE Communications Letters*, Vol. 12, N°1, January 2008.

Brevets

- [42] J. Labat, C. Laot et O. Macchi, " Dispositif d'égalisation adaptatif pour systèmes de communications numériques", Brevet FTR&D, N° de dépôt 95 10832, 15 septembre 1995.
- [43] A. Glavieux, J. Labat et C. Laot, "Dispositif d'égalisation et de décodage pour un canal de transmission numérique sélectif en fréquence", Brevet FTR&D, N° de dépôt 97 05978, 15 mai 1997.
- [44] J. Labat et C. Laot, "Dispositif d'égalisation adaptative pour récepteurs de systèmes de communication numériques multi-voies", Brevet FTR&D, N° de dépôt 99 14844, 25 novembre 1999.
- [45] C. Laot et J. Labat, "Dispositif d'égalisation et de décodage de canal de canaux sélectifs en fréquences", Brevet FTR&D/GET, N° de dépôt 01 03012, 06 mars 2001.
- [46] C. Laot, C. Langlais, M. Hélar, "Annuleur d'interférences entre symboles", Brevet FTR&D, N° de dépôt 01 13991, 26 octobre 2001.
- [47] C. Laot, N. Le Josse and K. Amis, "Procédé et dispositif de filtrage pour un système de communications numériques comportant une inversion matricielle approchée par un développement en série, produit programme d'ordinateur correspondant", le 11 mai 2007.

Participation à ouvrages

- [48] "Turbo-détection et turbo-égalisation", chapitre 2 de l'ouvrage *Signal et Télécoms*, sous la direction de P. Loubaton, Traité IC2, Hermès, 2004.
- [49] "Le principe Turbo appliqué à l'égalisation et la détection", chapitre 11 de l'ouvrage *Codes et turbocodes*, sous la direction de C. Berrou, Collection IRIS, Springer, 2007.

Thèse de doctorat

- [50] C. Laot, "Egalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquences", *thèse de l'Université de Rennes 1*, juillet 1997.

Indice h

L'indice h (ou indice de Hirsch) permet de quantifier la production scientifique et l'impact des travaux publiés en fonction du nombre de citations de ses publication. Par définition, un chercheur avec un indice de h a publié h articles qui ont été cités h fois. En utilisant le logiciel "Harzing's Publish or Perish", mon indice h est évalué à 7 avec le décompte suivant :

Référence [5]	183 citations
Référence [39]	125 citations
Référence [37]	99 citations
Référence [40]	37 citations
Référence [38]	27 citations
Référence [3]	17 citations
Référence [50]	15 citations

1.4.2 Participation à des comités de lecture

Membre du comité technique de programme pour VTC en 2006, 2007 et 2009

Conférences nationales et internationales : environ 8 papiers par an

- IEEE International Conference on Communications (ICC).
- IEEE Vehicular Technology Conference (VTC).
- IEEE Globecom.
- International Symposium on Turbo Codes (ISTC).
- International Symposium on Image/Video Communications (ISIVC).
- GRETSI.
- International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS).
- IST Mobile & Wireless Communications.
- International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (IWSPAWC).
- International Conference on Information and Communication Technologies (ICTTA).
- European Conference on Wireless Technology (ECTW).

Revue nationale et internationale : environ 4 articles par an

- IEEE Transactions on Communications.
- IEEE Transactions on Wireless Communications.
- IEEE Transactions on Vehicular Technologies.
- IEEE Transactions on Circuits and Systems.
- IEEE Transactions on Information theory.
- IEEE Transactions on Signal Processing.
- IEEE Communications Letters.
- IEEE Signal Processing Letters.
- IEE Electronics letters.
- IEE European Transactions on Telecommunications (ETT).
- EURASIP Journal on Applied Signal Processing (JASP).
- Journal of Wireless Communications and Annales des télécommunications.
- Signal, Image and Video Processing Journal. Mobile Computing (WCMC), Wiley.

1.4.3 Présentations diverses (hors conférence et enseignement)

- "Introduction à la turbo égalisation", Workshop Alcatel sur l'égalisation, Anvers, Belgique, 5 novembre 1999.
- Organisation avec S. Vaton (TELECOM Bretagne) d'une journée Groupe de Recherche - Information, Signal, Images et viSion (GdR-ISIS) sur le thème "Turbo-décodage et turbo-égalisation", Paris, 28 juin 2001.
- "Turbo égalisation", séminaire sur le codage, projet de la Direction scientifique du Groupe des Ecoles des Télécommunications (DS-GET), St Malo, France, 13 juin 2002.
- "Méthodes et techniques usuelles en synchronisation mono-porteuse", séminaire sur les techniques MIMO du Pôle de Recherches Avancées en communications (PRACOM), Brest, France, 27-28 juin 2006.
- "Turbo récepteurs en communications numériques" dans le cadre d'une école d'été du GdR ISIS sur le thème "Décodeurs et récepteurs itératifs en communications numériques", Peyresq, France, juillet 2007.

1.5 Contrats de recherche (1992-2008)

1.5.1 Modem acoustiques sous-marins

"Développement d'un téléphone acoustique sous-marin"

Objectif : concevoir un système de communication par lien acoustique sous-marin (ASM).

Participation : développement d'un codeur de parole bas débit en Langage C.

Responsables TELECOM Bretagne : S. Saoudi et A. Goalic.

Valorisation : publications et étude de faisabilité. Stage de Mastère 1992.

Financement : collectivités régionales, Collaboration Bretagne Acoustique (CBA).

Le but de cette étude était de concevoir et de réaliser un récepteur numérique pour la transmission acoustique sous-marine de signaux de parole. Durant ce stage de Mastère, nous avons développé un codeur-décodeur de parole en langage C. Le codeur utilise une technique CELP (Code Excited Linear Prediction) bas et moyen débit basée sur la modélisation par prédiction et approximation de l'erreur de prédiction à partir d'un dictionnaire ternaire. Les deux filtres prédictifs utilisés, court terme et long terme, ont été étudiés théoriquement et expérimentalement. Différentes méthodes relatives au calcul des coefficients de prédiction ont été décrites. L'accent s'est ensuite porté sur la modélisation du signal résiduel résultant du filtrage prédictif. Deux types de dictionnaires construits à partir de codes algébriques ont été définis. Les deux dictionnaires se différencient par le nombre de bits nécessaire pour coder le signal résiduel. Le premier nécessite un débit de 1 bit par échantillon, tandis que le second ne nécessite que 1/4 de bit par échantillon. Ce gain de débit permet alors de construire un codeur à 5.45 Kbits/s, possédant une qualité sonore appréciable pour l'application envisagée du téléphone sous-marin. De plus les propriétés relatives aux codes algébriques ont permis de réduire les traitements numériques.

De cette diminution du temps de calcul a émergé la validation en langage C du concept de codage de parole à bas débit. Ce bas débit a permis alors d'envisager la transmission de parole par lien acoustique sous-marin dont la bande passante et par conséquent le débit binaire ne dépasse pas en général quelques kbits/s. Une implantation temps réel d'un codeur de parole bas débit sur un DSP 56001 a d'ailleurs été développée par A. Goalic. Des transmissions en temps réels ont été effectuées.

"Structure et performances de récepteurs pour les canaux sélectifs en fréquence"

Objectif : développement de récepteurs optimaux à base de treillis pour des transmissions sur canaux radio-mobiles. Programmation en Langage C.

Responsable TELECOM Bretagne : A. Glavieux.

Valorisation : rapport de recherche et publication, 1994.

Financement : IFREMER - THOMSON SINTRA.

Ce projet traite de la transmission d'un message numérique sur canal acoustique sous-marin. Sous certaines conditions, la propagation sur ce type de canal se fait sous forme de plusieurs trajets, atténués aléatoirement ou non et soumis à un effet Doppler. Ce canal est donc sélectif en fréquence et généralement variable temporellement à l'échelle de quelques secondes. Pour transmettre un message numérique sur un tel canal, il est possible d'utiliser une onde acoustique modulée en phase. Dans le rapport d'études, nous avons présenté deux détecteurs, selon la séquence la plus vraisemblable et selon le symbole le plus vraisemblable. Ces détecteurs permettent d'exploiter la diversité implicite introduite par ce canal. Pour ces deux détecteurs nous avons évalué à partir de simulations, le taux d'erreur avec et sans codage correcteur d'erreurs pour différentes configurations du canal acoustique sous-marin.

"Développement du système TRIDENT"

Objectif : conception et développement d'un modem haut débit les transmissions ASM.

Responsables TELECOM Bretagne : J. Labat et J. Trubuil.

Valorisation : Dépôt de brevets d'invention. Plusieurs publications. Rapports de recherche. Réalisation sur processeur de signal d'un modem haut débit pour la transmission d'images. Thèses de N. Labat-Le Squin (1996), C. Laot (1997), et G. Lapierre (2003). Projet initié en 1994.

Financement : GESMA (DGA).

Ce projet initié en 1994 avait pour but la conception et la réalisation d'un modem acoustique sous-marin haut débit. TELECOM Bretagne, le GESMA et SERCEL (ORCA) ont développé un système permettant de transmettre par voie acoustique des débits avoisinant les 20 kbits/s. Aujourd'hui commercialisé par SERCEL, le système montre un bon comportement face à des conditions de transmissions difficiles.

Un apport important de TELECOM Bretagne dans la conception du récepteur TRIDENT réside dans la définition d'un égaliseur numérique performant et susceptible de combattre les perturbations apportées par le canal acoustique sous-marin. En effet ce canal en liaison horizontale petits fonds est particulièrement difficile et nécessite la

mise en œuvre de techniques de réception performantes. Le choix s'est porté sur une transmission par modulation de phase et un récepteur cohérent construit autour d'un égaliseur autodidacte, c'est à dire que cet égaliseur ne nécessite pas de séquence pilote.

Dans un souci de limiter la complexité du récepteur nous avons opté pour des égaliseurs à bases de filtres numériques. En effet, la réponse impulsionnelle du canal étant en général de plusieurs dizaines de durées symboles, la mise en œuvre de techniques optimales basées sur le maximum de vraisemblance n'est pas envisageable pour une application pratique. Finalement deux possibilités nous restaient offertes, l'égalisation linéaire ou l'égalisation à retour de décision (DFE). La première solution a l'avantage d'être plus robuste que la seconde mais moins performantes en terme de probabilité d'erreur. Des études approfondies, menées dans le cadre de ce contrat et hors contrat, nous ont permis de proposer une structure innovante, appelée par la suite SADFE (Self Adaptive DFE), qui permet de tirer profit des avantages des deux structures d'égaliseurs.

Le SADFE est un égaliseur à retour de décision, autodidacte, dont la structure s'adapte au canal. Lors de la phase de convergence, le SADFE fonctionne en égaliseur récursif linéaire autodidacte. Lorsque le taux d'erreurs en sortie du SADFE est suffisamment faible, il commute vers une structure de type DFE pilotée par décisions. La commutation s'effectue sur un critère de performance tel que la comparaison de l'erreur quadratique moyenne estimée à un seuil. Cet égaliseur a montré un très bon comportement dans le cadre d'essais en mer de part sa rapidité de convergence, son taux d'erreurs binaires et sa capacité à poursuivre des non stationnarités.

Le récepteur TRIDENT ne se résume bien évidemment pas à la définition et conception d'un égaliseur. En effet, ce magnifique projet n'a pu aboutir que grâce à un engagement très fort des partenaires qui ont réalisé l'implémentation sur processeur de signal, les essais et le dépouillement en laboratoire des données enregistrées lors des campagnes d'essais en mer. Aujourd'hui encore, TELECOM Bretagne, le GESMA et SERCEL collaborent afin de fiabiliser la communication dans le cas de transmissions soumises aux mouvements des porteurs.

"Projet Haliostar, Communication par lien acoustique haut débit avec un AUV"

Objectif : développer un engin robotique sous-marin autonome pour l'inspection Offshore pétrolier.

Participation : étude et optimisation d'un égaliseur dans le contexte de transmissions acoustiques sous-marines. Exploitation de fichiers réels issus de campagne de mesure Alistar 3000.

Co-responsables TELECOM Bretagne : J. Labat et C. Laot.

Valorisation : rapports de recherche, 2003-2006.

Financement : le technopôle Brest-Iroise a procédé au montage de l'Institut d'Ingénierie et des Sciences de la mer (ISM), dénommé HALIOD.

Le technopôle Brest-Iroise a procédé au montage de l'Institut d'Ingénierie et des Sciences de la mer (ISM), dénommé HALIOD, dans le but de développer un programme fédérateur portant sur les thématiques technologiques applicables à l'Offshore pétrolier. Ce programme a fait l'objet d'une convention de collaboration entre les partenaires suivants : ECA, iXsea, SERCEL, GESMA, IFREMER, Ecole Navale, ENSIETA et TELECOM Bretagne. Le but de ce projet était de développer un engin robotique sous-marin autonome (AUV) pour l'inspection Offshore pétrolier.

La tâche de TELECOM Bretagne dans ce projet a été d'étudier les performances d'un modem haut débit pour la transmission d'images en liaison verticale. Pour ce faire, TELECOM Bretagne s'est appuyée sur des signaux enregistrés lors d'une campagne d'essais en mer. Les fichiers de données ont été fournis par l'intermédiaire du GESMA et de SERCEL. Un ingénieur de recherche, P. L'Hour a été recruté en contrat à durée déterminée afin d'étudier les caractéristiques des signaux enregistrés et des améliorations possibles pour fiabiliser la transmission ont été proposées.

La mission Haliostar portait sur une transmission verticale c'est à dire que les informations sont transmises d'un robot autonome sous-marin situé à une profondeur importante vers le navire de surface. De ce fait, il y a peu d'interférences entre symboles. Lors de la campagne de mesure, les hydrophones de réception étaient alignés dans le sens de l'onde acoustique ce qui a fait apparaître un décalage d'environ trois à cinq symboles entre les capteurs les plus éloignés. Dans ce cas précis, il est donc nécessaire de posséder un récepteur susceptible de prendre en compte des retards différents sur les hydrophones de réception.

L'analyse des données a aussi montré que les signaux étaient fortement perturbés par les systèmes extérieurs (balises, sondeurs, ..), principalement sous la forme d'impulsions à

intervalles réguliers. Ces impulsions très énergétiques chevauchaient le spectre du signal transmis. Suite à ces remarques, il a été décidé pour les versions ultérieures du modem d'améliorer le filtrage et le contrôle automatique de gain en amont du récepteur numérique.

"Projet ROSE (Réseau acoustique Orienté Surveillance d'Epaves)"

Objectifs : étudier et de réaliser un prototype opérationnel de système de surveillance d'une épave contenant des produits toxiques (hydrocarbures, chimiques, radioactifs) susceptibles de se répandre ou de se diluer en mer.

Participation : étude et optimisation d'un égaliseur dans le contexte de transmissions acoustiques sous-marines. Exploitation de fichiers réels.

Responsables TELECOM Bretagne : J. Labat et C. Laot.

Valorisation : rapports de recherche, 2004-2006.

Financement : labellisation dans le cadre du Réseau de Recherche et d'Innovation Technologique (RITMER). Les partenaires du projet sont IFREMER, SERCEL, CEDRE, ATLANTIDE, TELECOM Bretagne et MICREL.

Les objectifs du projet ROSE étaient d'étudier et de réaliser un prototype opérationnel de système de surveillance d'une épave contenant des produits toxiques (hydrocarbures, chimiques, radioactifs) susceptibles de se répandre ou de se diluer en mer. Le système est composé d'un ensemble de stations autonomes larguées autour de l'épave, communiquant entre-elles par liaison acoustique. Les stations sont conçues pour être déployées même par mauvaises conditions météo.

Ce programme a fait l'objet d'une labellisation dans le cadre du Réseau de Recherche et d'Innovation Technologique (RITMER), "pollutions marines accidentelles et conséquences écologiques". Les partenaires du projet sont IFREMER, SERCEL, CEDRE, ATLANTIDE, TELECOM Bretagne et MICREL. IFREMER était le coordinateur de projet et le financement a été notifié par le Ministère de la jeunesse, de l'éducation nationale et de la recherche.

La participation de TELECOM Bretagne dans le projet ROSE consistait en l'étude, à partir de signaux réels, des performances du système de transmission acoustique. L'objectif de cette étude était d'évaluer l'apport de techniques innovantes pour l'amélioration des communications ASM. Les signaux analysés dans ce projet étaient issus de campagnes d'essais en mer menées par SERCEL.

Lors de ce projet, nous avons plus particulièrement évalué la récupération de rythme et le traitement par blocs de l'égalisation en partant de l'hypothèse que le canal peut être considéré invariant temporellement sur quelques durées symboles notamment lorsque la transmission s'effectue à haut débit. La modification par rapport à une égalisation à flot continu consiste à égaliser à plusieurs reprises un même bloc d'information en exploitant les paramètres obtenus par l'égalisation précédente. Des résultats intéressants ont été obtenus grâce à cette technique et permettent un gain substantiel assurant une meilleure fiabilité du lien acoustique.

"Modem ASM pour transmission haut débit"

Objectif : améliorations des communications ASM pour les transmissions entre deux unités mobiles.

Participation : étude d'algorithmes de synchronisation.

Responsables TELECOM Bretagne : C. Laot.

Valorisation : thèse de G. Eynard (2008). Rapports de recherche. Projet initié en 2006.

Financement : GESMA (DGA) et SERCEL.

Lors des dépouillements en laboratoire des fichiers de données enregistrés en mer, il est apparu une dégradation des performances pour les transmissions soumises à déplacement comme la transmission d'un navire vers un robot autonome. On a notamment remarqué une sensibilité du système aux fluctuations rapides du canal de transmission et une faiblesse des organes de synchronisation. Afin d'apporter une réponse à ce comportement des études ont été menées afin d'assurer une meilleure robustesse du lien acoustique.

Plusieurs techniques ont été retenues notamment celles permettant d'asservir conjointement la récupération de rythme et la récupération de phase. En effet, il est possible de montrer que, lorsque la transmission est soumise à effet Doppler, l'évolution de la phase est liée à l'évolution du rythme. La compression/dilatation de la durée symbole liée au mouvement des porteurs peut alors être compensée par une estimation du Doppler. Les résultats obtenus sont encourageants et ont été développés dans le cadre de deux contrats d'études et de la thèse de G. Eynard.

1.5.2 Turbo-égalisation

" Les Turbo-Communications "

Objectif - participation : conception et développement d'un turbo égaliseur à base de filtres adaptatifs optimisés selon un critère MMSE. Récepteur itératif utilisant conjointement l'égalisation et le décodage de canal.

Responsables TELECOM Bretagne : A. Glavieux et J. Labat.

Valorisation : dépôt d'un brevet d'invention. Plusieurs publications. Thèses de C. Laot (1997) et de V. Simon (1998). Rapports de recherche 1995-1997.

Financement : CNET-DEST.

Dans le cadre d'une collaboration précédente entre TELECOM Bretagne et le CNET, le concept de turbo égalisation, issu d'une analogie avec un turbo code série, avait été inventé. Ce turbo égaliseur utilisait un processus itératif d'échanges d'informations pondérées entre un détecteur à maximum de vraisemblance et un décodeur de canal. L'objectif de ce nouveau contrat était de montrer que le détecteur pouvait être remplacé par un égaliseur réalisé sur la base de filtres numériques permettant alors des transmissions par modulation à grand nombre d'états sur des canaux à dispersion temporelle élevée.

Dans cette optique, un turbo-égaliseur associant un annuleur d'interférences et un décodeur de canal a été proposé. L'annuleur d'interférences est réalisé sous la forme d'un égaliseur adaptatif minimisant le critère d'erreur quadratique moyen (MMSE). A chaque nouvelle itération du turbo égaliseur, l'annuleur d'interférences dispose des sorties du canal de transmission mais aussi, d'une information supplémentaire produite par le décodeur de canal à l'itération précédente pour améliorer son traitement. Cette approche permet, sous certaines conditions, de s'affranchir en totalité de l'interférence entre symboles introduite par le canal, sans toutefois rehausser le bruit de la transmission. Dans ce projet, les performances de la turbo-égalisation ont été évaluées pour des modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ-M) et pour des canaux variants ou non dans le temps.

Ce contrat a permis de valider le concept de la turbo-égalisation MMSE, lequel concept a depuis reçu un large engouement dans la communauté scientifique.

"Portage de logiciels de turbo égalisation dans l'environnement COSSAP"

Objectif - Participation : développement de programmes en Langage C.

Responsable TELECOM Bretagne : C. Laot.

Valorisation : logiciels écrits en Langage C. Rapport de recherche, 1999.

Financement : FT R&D.

Ce contrat est une extension du contrat sur les turbo communications. Il avait pour objectif de détailler les fonctions de programmation utilisées dans un turbo égaliseur MMSE de manière à pouvoir les insérer dans une chaîne de communications COSSAP, logiciel de simulation utilisé à FT R&D.

"Turbo égalisation - Application aux communications avec les mobiles"

Objectif : étudier l'apport de l'égalisation et du décodage conjoints (turbo-égalisation), pour diverses applications de transmissions numériques par blocs.

Participation : expertise sur la turbo égalisation.

Responsable TELECOM Bretagne : D. Leroux.

Valorisation : thèse de D. Pirot-Leroux (2001). Rapports de recherche, 1999-2001.

Financement : projet RNRT. Le financement est assuré par le Ministère de l'Education Nationale, de la Recherche et de la Technologie (MENRT). Les partenaires du projet sont Thalès, FTR&D, ETIS-ENSEA et TELECOM Bretagne.

Ce projet avait pour objectif d'étudier l'apport de l'égalisation et du décodage conjoints (turbo-égalisation), pour diverses applications de transmissions numériques par blocs (data, multimédia), sur des canaux sélectifs en fréquences et variants dans le temps. Deux axes principaux ont été considérés : le développement d'algorithmes de turbo-égalisation avec estimation de canal et la validation de ces algorithmes sur canal HF et sur canal radio-mobile.

La tâche de TELECOM Bretagne dans ce projet était d'apporter son expérience sur la turbo-égalisation MMSE et de tenter d'apporter des réponses à certains comportements étranges du processus itératif tel que l'apparition de planchers d'erreur à fort rapport signal sur bruit.

" Turbo égalisation appliquée aux réseaux à large bande "

Objectif : analyse des difficultés de convergence des turbo-égaliseurs MMSE sur certains canaux "problématiques".

Participation : expertise sur turbo égalisation.

Responsable TELECOM Bretagne : C. Laot.

Valorisation : rapport de recherche, 2002.

Financement : projet incitatif GET (Institut TELECOM) en collaboration avec l'INT.

Ce projet sur crédits incitatifs de l'Institut TELECOM a été réalisé en collaboration avec P. Regalia (INT). Ce projet a été proposé afin d'analyser les difficultés de convergence des turbo-égaliseurs MMSE sur certains canaux "problématiques", notamment ceux présentant une forte sélectivité en fréquence où l'effet "turbo" ne se déclenche pas. Une démonstration formelle de l'existence des points fixes dans l'espace symbole s'est dégagée. Parallèlement, l'étude des diagrammes EXIT (extrinsic information transfer), adaptée de l'analyse des turbo-décodeurs, a permis de mieux comprendre les conditions qui donne l'unicité par rapport à une multiplicité des points de convergence. Le rôle essentiel de l'entrelaceur a aussi été dégagé, et son influence sur l'existence des points de convergence faux est devenue plus claire.

" Evolution, intérêt et mise en œuvre de la turbo-égalisation "

Objectif - participation : étude et conception d'un turbo égaliseur pour un récepteur à antennes multiples et pour des transmissions par paquets courts.

Responsables TELECOM Bretagne : C. Laot et D. Leroux.

Valorisation : thèse de Raphaël Le Bidan (2003). Publications. Développement d'un démonstrateur sur DSP. Rapports de recherche, 2001-2004.

Financement : FT R&D.

Ce projet s'insère dans la continuité des études sur la turbo égalisation en collaboration avec FT R&D. La thèse de R. Le Bidan financée par ce contrat de recherche a permis de mettre en évidence les potentialités de la turbo-égalisation MMSE, d'en améliorer les performances (nouvelles structures et égalisation spatiale SIMO) et d'en évaluer la complexité par une implémentation sur DSP.

La première partie de cette étude s'est focalisée sur l'état de l'art des structures des égaliseurs utilisant une information a priori et l'analyse de leur complexité et performance. Une contribution de ce contrat d'études est la détermination des fonctions de transfert de l'égaliseur multi-voies minimisant l'erreur quadratique moyenne

(MMSE) avec information a priori. Les résultats de simulation pour des canaux sélectifs en fréquences, fixes ou soumis à évanouissements, montrent que les performances des égaliseurs MMSE dans un schéma de turbo-égalisation sont très proches des performances obtenues avec un égaliseur minimisant la probabilité d'erreur par symboles (MAP). De plus, nous montrons que du fait de sa faible complexité le turbo-égaliseur MMSE peut être utilisé dans le contexte EGPRS/EDGE lequel utilise une modulation 8-PSK et des taux de codage élevés.

On notera par ailleurs que ces études ont été menées en gardant à l'esprit une optique de réalisation, soit la définition de structures de faible complexité. Ainsi, la réalisation par R. Le Bidan d'une maquette d'un turbo-égaliseur autour d'un processeur de signal à virgule fixe et faible coût (TMS320VC5509) a vu le jour. Les premiers résultats ont démontré la faisabilité d'un tel récepteur avec les moyens technologiques actuels.

" Récepteur itératif MIMO "

Objectif - participation : étude et conception de récepteurs itératifs pour des transmissions MIMO à multiplexage spatial ST-BICM. Apport de l'égalisation dans le domaine fréquentiel. Comparaison des performances des récepteurs itératifs pour des transmissions MIMO OFDM et mono-porteuse sur canaux sélectifs en fréquences.

Responsables TELECOM Bretagne : C. Laot et K. Amis

Valorisation : thèse de Nicolas Le Josse (2007). Publications. Rapports de recherche, 2004-2007.

Financement : FT R&D.

L'objet de ce contrat était d'évaluer les potentialités des systèmes mono-porteuses à antennes multiples en émission et réception (MIMO) pour des transmissions sur des canaux sélectifs en fréquences. Pour cela, on s'est placé dans le contexte des transmissions dites ST-BICM (Spatio-temporal Bit Interleaved Coded modulation) et exploité la diversité au niveau du récepteur par l'utilisation de techniques itératives issues de la turbo-égalisation (égalisation et décodage conjoints). L'égalisation est traitée dans le domaine temporel ou fréquentiel. Dans l'optique de déterminer des solutions de faible complexité, une structure d'égaliseur utilisant les développement en série de matrice a été proposée.

Dans l'optique d'une réalisation pratique, il est nécessaire de prendre en compte les aspects de synchronisation du rythme (instant d'échantillonnage optimal) et de

synchronisation de la porteuse. Peu d'études ont été réalisées sur ces points alors que les performances annoncées pour les récepteurs MIMO reposent pour l'essentiel sur une synchronisation parfaite. Ces derniers points ont été abordés dans la dernière phase de ce contrat.

1.5.3 Egalisation aveugle pour transmissions par paquets courts

"Egaliseur DFE autodidacte pour les paquets courts "

Objectif / participation : adapter un égaliseur autodidacte à structure auto-adaptative (SADFE) initialement conçu pour des transmissions à flot continu à des transmissions en mode salve ou paquet.

Responsables TELECOM Bretagne : J. Labat et D. Degrugillier.

Valorisation : thèse de Gilles Ronco (2002). Rapports de recherche, 1998-2000.

Financement : FT R&D.

Dans ce projet, TELECOM Bretagne a eu pour objectif d'adapter un égaliseur autodidacte à structure auto-adaptative (SADFE) initialement conçu pour des transmissions à flot continu à des transmissions en mode salve ou paquet pour lesquels FTR&D avaient des applications possibles (DECT, voie de retour LMDS, ...). D'autre part cette étude avait pour objectif de mener les premières phases de la conception d'un circuit intégré dédié.

La première partie de cette étude a consisté en l'adaptation du SADFE aux transmissions MAQM par paquets courts. Le principe consiste en l'égalisation à plusieurs reprises d'un même paquet d'information en exploitant les paramètres obtenus de l'égalisation précédente. Dans le cadre du système LMDS, ce procédé d'égalisation successive a permis de converger sur des paquets courts (160 symboles MAQ16) et dont les performances sont proches de celles d'un égaliseur à retour de décision (DFE).

La seconde partie de cette étude détaille les modifications à apporter au SADFE pour l'adapter à la modulation GMSK. En se basant sur la décomposition linéaire de la modulation GMSK, on propose une nouvelle structure pour le SADFE. Dans le cadre du système DECT, on montre que l'utilisation d'un récepteur cohérent suivi d'une égalisation itérative autodidacte permet d'obtenir d'excellents résultats sur des paquets de faible longueur (480 bits). L'étude de l'implémentation de l'égaliseur SADFE a été

réalisée au département Electronique de TELECOM Bretagne par D. Degrugillier et G. Ronco.

"Egaliseur DFE autodidacte en milieu non coopératif"

Objectif : réalisation d'études sur la séparation de sources et la démodulation en milieu non coopératif.

Participation : conception et développement sous Matlab d'un égaliseur aveugle pour paquet court dans le cadre de transmissions non coopératives.

Responsables TELECOM Bretagne : C. Laot et J. Labat.

Valorisation : rapports de recherche, 2001-2002.

Financement : I2E Telecom pour le compte de la DGE.

Cette étude se place dans le cadre d'un marché I2E pour le compte de la DGA, dont l'objectif était la séparation de sources et la démodulation en milieu non coopératif. La tâche de TELECOM Bretagne était le développement et la validation d'algorithmes d'égalisation autodidacte mono-voie dans le contexte des transmissions H/V/U-HF.

Ce projet a évalué les performances d'un égaliseur autodidacte à structure auto-adaptative (SADFE) développé à TELECOM Bretagne pour la transmission de paquets de faible longueur et pour des transmissions par modulations linéaires MDP2, MDP4, MDP8, MAQ16, MAQ32 et MAQ64. La modification apportée par rapport à une transmission à flot continu a consisté en l'égalisation à plusieurs reprises d'un même paquet d'information en exploitant les paramètres obtenus de l'égalisation précédente.

L'adaptation du SADFE au mode paquet par égalisation successive n'est parfois pas suffisante lorsque la taille des blocs est faible. Pour améliorer les performances on utilise alors le principe du retournement temporel. Le principe du retournement temporel consiste simplement à renverser la séquence reçue et en prendre le conjugué. On égalise alors la version directe et la version retournée de la séquence reçue.

L'égaliseur SADFE développé permet d'obtenir de manière autodidacte des performances proches de celles d'un égaliseur DFE pour une très large classe de modulations linéaires même lorsque les canaux sont fortement sélectif en fréquences et présentent un étalement temporel important. La validation sur des signaux réels dans le contexte non coopératif a été validé par I2E.

1.5.4 Egalisation au niveau chips pour les transmissions DS-CDMA

"Techniques d'élimination d'interférences appliquées à l'UMTS"

Objectif - participation : étude et conception de récepteurs pour la liaison descendante du système radio-mobile UMTS.

Responsable TELECOM Bretagne : C. Laot.

Valorisation : thèse de Eric Hardouin (2004). Publications. Rapports de recherche, 1999-2003.

Financement : FT R&D.

Ce contrat avait pour première ambition l'apprentissage et la modélisation du système UMTS. La proposition de détecteurs multi-utilisateurs pour la liaison descendante a été considérée. Dans la liaison descendante d'un système DS-CDMA, l'interférence est créée par les trajets multiples qui altèrent l'orthogonalité des signaux reçus. L'idée consiste alors à restaurer cette orthogonalité en égalisant le canal à l'aide de filtres linéaires, les utilisateurs étant séparés par corrélation en sortie de l'égaliseur. Cette technique d'égalisation au niveau chips présente l'avantage d'une complexité indépendante du nombre d'utilisateurs, contrairement aux techniques de type détection de séquence selon le maximum de vraisemblance. De plus, cette approche surpasse largement le récepteur RAKE, principalement lorsque les facteurs d'étalement sont faibles ainsi que lorsque le système est fortement chargé.

La norme HSDPA prévoit la possibilité dans la liaison descendante d'allouer plusieurs codes à un même utilisateur. Des techniques de suppression d'interférences sont alors envisageables ce qui n'était pas le cas lorsque le mobile ne connaissait que son propre code d'étalement. On utilise alors des techniques issues de la turbo-égalisation MMSE, qui conjugue les fonctions d'égalisation et de décodage de canal au moyen de l'échange mutuel d'information au cours d'un processus itératif. De plus, comme le récepteur obtenu minimise l'erreur quadratique moyenne en fonction de l'information a priori disponible, il s'avère particulièrement robuste lorsque tous les codes du système ne sont pas connus de l'utilisateur désiré.

Des réunions régulières entre équipes de recherche étaient organisées par France Télécom et permettaient de confronter les solutions proposées par l'ENSIL/XLIM (J.P. Cances et al) et TELECOM Bretagne (S. Saoudi et C. Laot et al).

CHAPITRE 2

La turbo égalisation MMSE

2.1 Préface et contributions

Le premier article traitant de la turbo égalisation [DOU 95] a été publié en 1995 par Catherine Douillard, Annie Picart, Pierre Didier, Michel Jézéquel, Claude Berrou et Alain Glavieux de TELECOM Bretagne. Issue de l'analogie avec les turbo codes [BER 93], la turbo égalisation a permis de proposer un schéma de récepteur permettant de compenser l'interférence entre symboles en tirant profit du décodage correcteur d'erreurs appelé encore décodage de canal. Le principe de ce récepteur consiste en l'échange d'informations pondérées ou souples entre un détecteur et un décodeur de canal à entrée et sorties pondérées.

L'intérêt majeur d'un turbo égaliseur est de permettre la suppression totale des interférences, lorsque le rapport signal sur bruit au niveau du récepteur est suffisant vis à vis de la sélectivité en fréquences du canal de transmission, ce qui n'est pas le cas des structures classiques d'égalisation qu'elles soient issues du récepteur à maximum de vraisemblance ou du filtrage.

La thèse de Pierre Didier [DID 96] publiée le 10 décembre 1996, utilise pour compenser les erreurs de transmission un détecteur de type SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) afin de fournir en sortie de l'égaliseur des sorties pondérées. Cette première thèse sur le sujet illustre le gain potentiel que peut fournir un turbo égaliseur dans le cadre du GSM (système radio-mobile de 2ème génération). Par la suite, les travaux de G. Bauch et V. Franz [BAU 98] publiés à ICT en 1998, suggèrent de remplacer avantageusement les détecteurs SOVA par des détecteurs MAP (Maximum a Posteriori). Une liste exhaustive des champs d'applications et publications qui découlent de ces premières études est aujourd'hui vraisemblablement impossible à mener et dépasse largement le

cadre de ce mémoire. Je me contenterai donc de rappeler les contributions auxquelles j'ai participé de loin ou de près.

En 1995 et sous l'impulsion d'Alain Glavieux, des études furent entreprises et financées par France Télécom afin de trouver une solution de faible complexité pour remplacer le détecteur SOVA par des techniques moins coûteuses en terme de calcul. Le but était de pouvoir utiliser des modulations à grand nombre d'états. Ayant travaillé plusieurs mois sur l'égalisation adaptative avec Joël Labat dans le cadre des communications acoustiques sous-marines, il nous parut naturel d'essayer de remplacer le détecteur SOVA par un égaliseur à base de simples filtres numériques. Plusieurs verrous sont apparus, notamment la définition de la structure de l'égaliseur mais aussi la manière de transmettre les informations souples du décodeur de canal à l'égaliseur. Une première solution fut de déterminer une estimation pondérée du symbole transmis par un calcul de valeur moyenne fonction des informations probabilistes fournies par le décodeur de canal. La structure de l'égaliseur choisie se composait d'un filtre recevant les échantillons provenant du canal puis d'un second filtre alimenté par les estimées pondérées des symboles. Un calcul de minimisation sous contrainte nous permit de montrer que lorsque les données estimées fournies à l'égaliseur étaient exactes, l'égaliseur optimum au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne était en fait un annuleur d'interférences proposé par Gersho et Lim [GER 81] plusieurs années auparavant. Une version adaptative de l'égaliseur fut alors développée permettant de faire converger les coefficients des filtres de l'égaliseur vers une solution fonction du degré de fiabilité des informations fournies par le décodeur de canal.

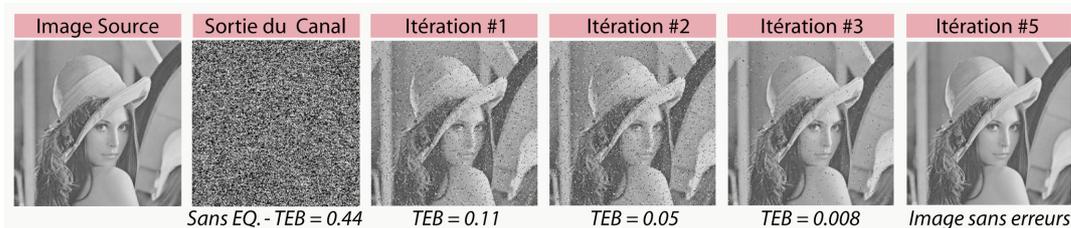
Le premier turbo égaliseur MMSE fut publié en septembre 1997 au 1er International Symposium on Turbo Codes par Alain Glavieux, Christophe Laot et Joël Labat [GLA 97]. La turbo égalisation MMSE a fait l'objet d'un chapitre de ma thèse [LAO 97] soutenue le 4 juillet 1997. A l'issue de ma thèse et de celle de Viviane Simon [SIM 98] subsistait encore beaucoup d'interrogation notamment sur les seuils de déclenchements du processus itératif et des planchers de taux d'erreurs à fort rapport signal à bruit. Depuis, plusieurs contributions sur le comportement et l'analyse des turbo égaliseurs MMSE ont été apportées. En 1999, X. Wang et V. Poor [WAN 99] proposaient une version d'annulation d'interférences pour le CDMA basé sur le critère du MMSE. Puis M. Tüchler en 2002 [TUE 02] apporta une contribution significative quant à la

modélisation et l'explication de l'égalisation basée sur une approche matricielle. Grâce aux diagrammes EXIT de Ten Brink [BRI 98], on a pu donner les limites et comprendre le fonctionnement d'un turbo égaliseur, expliquer les seuils de déclenchement et les bornes que l'on pouvait théoriquement atteindre dans l'hypothèse d'un entrelacement infini.

Pour ma part, j'ai eu l'opportunité d'être recruté à TELECOM Bretagne fin 1997 et de poursuivre cette belle aventure de recherche. Mes activités m'ont permis de suivre les évolutions de la turbo égalisation d'en comprendre les limites et d'apporter d'autres contributions notamment lors de contrats de recherche et d'encadrements de thèses financées pour la majorité par France Télécom. Je garde d'excellents souvenirs de ces collaborations et discussions techniques passionnées avec D. Duponteil, M. Héliard, P. Tortellier, R. Visoz et l'ensemble des personnes que j'ai pu rencontrer lors des réunions d'avancement à France Télécom.

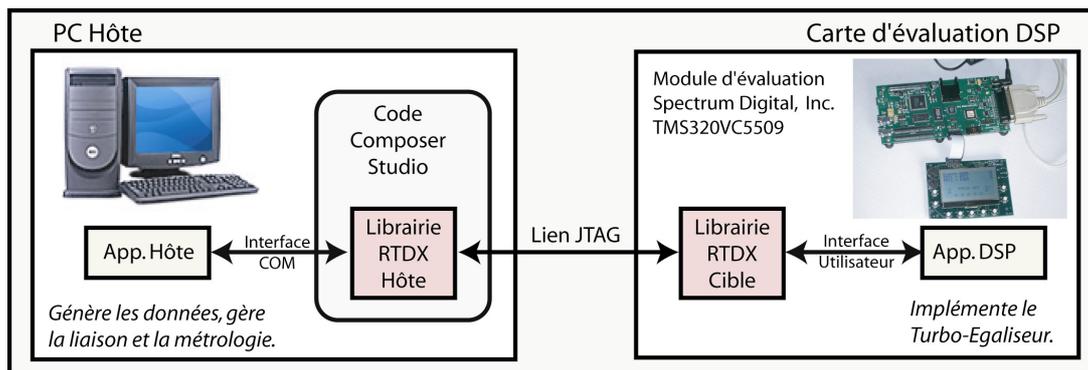
Entre 1997 et aujourd'hui, j'ai encadré ou co-encadré trois étudiants en thèses dont les sujets étaient de près ou de loin proches de la turbo égalisation : Raphaël Le Bidan, Eric Hardouin et Nicolas le Josse. Je les remercie au passage de leurs contributions respectives à ce rapport de synthèse de mes travaux de recherche.

Dans le cadre de la thèse de Raphaël Le Bidan [BID 03], nous nous sommes efforcés de montrer le gain en performances apporté par la turbo-égalisation. On peut ainsi voir, sur les images ci-dessous, l'amélioration de qualité en fonction des itérations du turbo-égaliseur.



Plusieurs objectifs ont été atteints lors de cette thèse. En s'appuyant sur les avancées dans le domaine des turbo communications, cette thèse a permis de donner une expression analytique à la fonction de transfert de l'égaliseur MEQM et de généraliser le principe du turbo-égaliseur pour la réception multi-capteurs. Nous avons aussi

montré que le turbo-égaliseur MMSE pouvaient apporter une amélioration de performances au niveau des récepteurs radio-mobiles de 3^{ème} génération (EDGE). On notera par ailleurs que ces études ont été menées en gardant à l'esprit une optique de réalisation, soit la définition de structures de faible complexité. Ainsi, la faible complexité du turbo-égaliseur MMSE a été démontré par la réalisation d'une maquette autour d'un processeur de signal à virgule fixe et faible coût. Les premiers résultats ont démontré la faisabilité d'un tel récepteur avec les moyens technologiques actuels.



Dans le cadre de sa thèse, Eric Hardouin [HAR 04] a développé un récepteur issu du concept de la turbo-égalisation MMSE pour l'annulation des interférences multi-utilisateurs dans la liaison descendante de l'UMTS. Cette étude s'est déroulée dans le cadre d'un contrat de recherche avec FT R&D et d'un financement MENRT.

Pour la réception de la liaison descendante des transmissions CDMA, on utilise généralement un récepteur RAKE, lequel s'avère peu performant lorsque le facteur d'étalement est faible et le nombre d'utilisateurs est important. Une solution consiste alors à utiliser un égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne (MMSE) au niveau chips, ayant pour fonction de rendre partiellement l'orthogonalité des codes des utilisateurs, suivi d'un corrélateur au code d'étalement de l'utilisateur désiré. Ce récepteur appliqué à la voie descendante de l'UMTS-FDD a montré tout son intérêt et permet d'envisager d'atteindre les débits proposés par la norme, jusqu'à 2 Mbits/s.

Partant du principe que le traitement au récepteur est basé sur de l'égalisation au niveau chip, on peut définir un récepteur itératif (turbo-égaliseur) utilisant le gain de codage pour améliorer les performances de l'égaliseur lors des transmissions multi-codes.

La thèse de Nicolas Le Josse [JOS 07] a été financée par un contrat de recherche FT R&D. L'objet de cette thèse était d'évaluer le potentiel de la turbo égalisation MMSE pour les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output). Basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, la technologie MIMO permet d'aboutir à une amélioration importante des débits et/ou des performances d'une liaison numérique par rapport aux systèmes SISO (Single Input Single Output). Cependant, l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception nécessite la mise en oeuvre de traitements plus complexes afin de restituer l'information transmise et conserver le débit d'information. De multiples algorithmes de détection spatio-temporels ont été proposés et les systèmes itératifs turbo en particulier suscitent un grand intérêt. Plus particulièrement, les techniques de turbo-égalisation MMSE associées à une structure d'émission de type ST-BICM (Space Time - Bit Interleaved Coded Modulation) utilisant le multiplexage spatial, offrent un compromis intéressant entre performance et complexité, ainsi qu'une grande efficacité spectrale.

Les contributions originales de la thèse de N. Le Josse concernent principalement les points suivants: l'obtention d'une expression exacte des performances théoriques du turbo-égaliseur MMSE en sortie de l'égaliseur génie pour un canal de type "Rayleigh Block Fading Channel" sélectif en fréquences, la proposition d'un nouveau dispositif d'égalisation performant et de faible complexité ne nécessitant pas d'inversion matricielle et enfin une étude comparative des performances du turbo-égaliseur MMSE dans le domaine fréquentiel avec celles d'une transmission OFDM.

La suite de ce chapitre sur la turbo égalisation MMSE est plus technique et reprend l'extrait d'un chapitre de l'ouvrage "Signal et télécom" publié par Hermès et rédigé sous la direction de P. Loubaton en 2004 [LOU 04]. Cette introduction sur la turbo égalisation MMSE est donnée à titre indicatif dans le but de décrire brièvement son principe et ne constitue ni un état de l'art ni une synthèse du domaine.

2.2 Introduction à la turbo égalisation

Dans les systèmes de transmission numériques, le fait de vouloir passer un flot important d'informations au travers d'un canal dont la bande est souvent limitée a tendance à créer de l'Interférence Entre Symboles (IES). Cette interférence peut dégrader très fortement le signal reçu. Il est donc nécessaire de concevoir des récepteurs permettant de combattre efficacement l'IES.

Les différentes solutions proposées utilisent généralement des procédés d'égalisation et de codage de canal. Dans l'approche classique les fonctions élémentaires d'égalisation et de codage de canal sont traitées de manière disjointe n'exploitant qu'une partie de l'information mise à leur disposition. De ce fait les performances globales du récepteur restent sous optimales. En 1995, un nouveau type de récepteur [DOU 95] est proposé lequel réalise un traitement conjoint de l'égalisation et du décodage de canal permettant une amélioration significative des performances. Ainsi, pour de nombreux canaux de transmission, le turbo détecteur supprime l'influence de l'IES lorsque le rapport signal sur bruit est suffisant.

Cependant, la complexité du turbo détecteur augmente en fonction du nombre d'états de la modulation et de l'étalement temporel du canal ce qui rend son utilisation impossible dans certains contextes de transmission. Une solution consiste alors à remplacer le détecteur optimal de symbole par un égaliseur numérique à base de filtres. La suite de cette introduction à la turbo égalisation MMSE est consacrée à l'étude de ce récepteur [GLA 97][LAO 01] et de ses performances sur canaux sélectifs en fréquences.

2.2.1 La chaîne de transmission

Le schéma de principe de la chaîne de transmission représentée sur la figure 2.1.

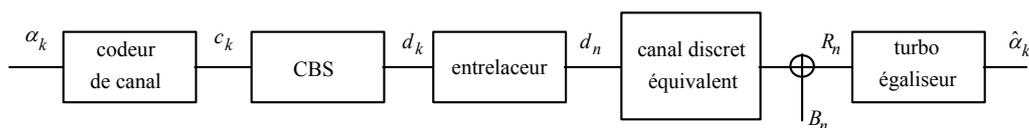


Figure 2.1. Schéma de principe de la chaîne de transmission

Un codeur de canal de rendement R est alimenté par des données binaires α_k , mutuellement indépendantes et uniformément réparties sur l'ensemble $\{0,1\}$, à raison d'une donnée toutes les T_b secondes. A chaque ensemble de $2m$ données codées $c_{k,i}; i = 1, \dots, 2m$ un convertisseur binaire à symbole (CBS) associe un symbole complexe $d_k = (a_k + jb_k)/\sigma$ où les symboles a_k et b_k de variance $\sigma^2/2$ prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm 1, \dots, \pm(2p+1), \dots, \pm(\sqrt{M}-1)\}$ avec $\sqrt{M} = 2^m$. Les symboles d_k de durée T et de variance σ_d^2 unitaire sont alors entrelacés, notés d_n , puis présentés à l'entrée d'un canal discret équivalent.

Le canal discret équivalent comprend le modulateur, le milieu de transmission, le démodulateur, les filtres d'émission et de réception. Le signal en sortie du canal discret équivalent est perturbé par un bruit additif B_n blanc, gaussien, centré et de variance σ_b^2 . L'observation en sortie du canal est égale à :

$$R_n = \sum_{l=0}^L \Gamma_l d_{n-l} + B_n \quad [2.1]$$

où les Γ_l sont les coefficients du canal discret équivalent. Dans cette approche le canal est considéré invariant dans le temps. La fonction de transfert du canal est donnée par :

$$H(f) = \sum_{l=0}^L \Gamma_l \exp^{-j2\pi f l T} \quad [2.2]$$

Le rapport signal à bruit (RSB) en entrée du turbo égaliseur est égal à :

$$RSB = \frac{\rho_0 \sigma_d^2}{\sigma_b^2} = R \frac{\bar{E}_b}{N_0} \log_2(M) \quad [2.3]$$

où \bar{E}_b est l'énergie moyenne reçue par donnée d'information transmise, N_0 la densité spectrale de puissance du bruit à l'entrée du récepteur et ρ_l est la fonction d'autocorrélation du canal donnée par :

$$\rho_l = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Gamma_i \Gamma_{i-l}^* \quad [2.4]$$

2.2.2 Structure du turbo égaliseur

Le turbo égaliseur réalise un traitement conjoint de l'égalisation et du codage de canal de manière itérative. Cette opération consiste à égaliser et décoder à plusieurs reprises un même bloc de données reçues en utilisant les informations fournies par le traitement précédent. La structure de principe du turbo égaliseur est représentée figure 2.2 où les retards correspondent au temps de traitement d'un module.

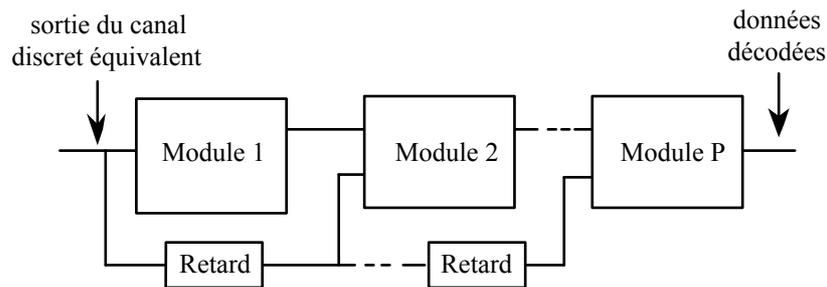


Figure 2.2. Principe de la turbo égalisation

On appelle module un traitement élémentaire d'un bloc d'information. Chaque module p ($p = 1, \dots, P$) comprend une fonction d'égalisation, un désentrelaceur, un décodeur de canal à entrée et sortie pondérées M-aires et un entrelaceur. La structure générale du module p est présentée figure 2.3.

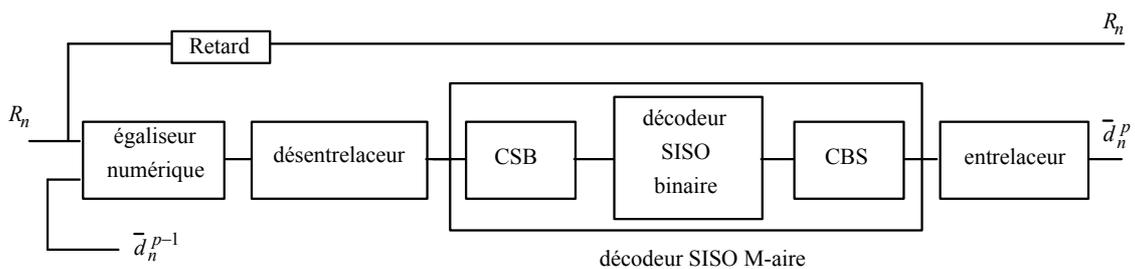


Figure 2.3. Structure d'un module du turbo égaliseur

Pour réduire la complexité du turbo égaliseur lors des transmissions à grand nombre d'états, il est possible de décomposer le décodeur à entrée et sortie pondérées M-aires, comme représenté figure 2.3, en trois éléments distincts : un convertisseur symbole à binaire (CSB), un décodeur de canal à entrée et sortie pondérées binaires et un

convertisseur binaire à symbole (CBS). Dans ce cas, la complexité du turbo égaliseur est quasiment identique quelque soit le type de modulation.

En outre, la décomposition du décodeur de canal en trois fonctions séparées offre la possibilité d'entrelacer sur les données binaires codées au lieu des symboles en modifiant l'emplacement des entrelaceurs et des désentrelaceurs des figures 2.1 et 2.3. Cette modification permet ainsi au turbo égaliseur de s'adapter à de nombreux systèmes de transmissions utilisant l'entrelacement des données codées.

2.2.2.1 Structure de l'égaliseur

L'égaliseur utilisé pour la turbo égalisation est basé sur la structure d'un Annuleur d'Interférences (AI) [GER 81] et permet d'évincer totalement l'interférence entre symboles sous réserve de connaître les données émises. Ces données n'étant a priori pas connues du récepteur, on utilise une version sous-optimale de l'AI en remplaçant les symboles émis d_n par les symboles \bar{d}_n^p estimés par le module précédent. La succession des modules doit permettre de fiabiliser les symboles estimés et d'atteindre les performances de l'AI.

La structure de l'égaliseur proposé est représentée figure 2.4. Elle comprend deux filtres transverses linéaires $P(f)$ et $Q(f)$ alimentés respectivement par les sorties bruitées du canal R_n et les symboles estimés \bar{d}_n . Comme nous le verrons par la suite, cet égaliseur évolue selon la fiabilité des symboles estimés entre un égaliseur linéaire et un annuleur d'interférences (EL-AI).

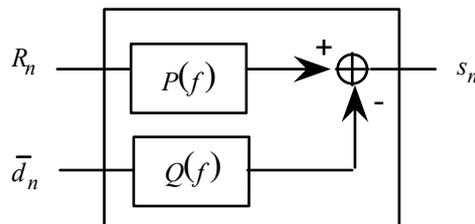


Figure 2.4. Structure de l'EL-AI

L'EL-AI est optimisé selon le critère de l'erreur quadratique moyenne (EQM) :

$$EQM = E\{s_n - d_n\}^2 \quad [2.5]$$

Avec la contrainte d'avoir le coefficient central de $Q(f)$ égal à zéro ($q_0 = 0$), il peut être montré [LAO 04] que les filtres de l'EL-AI ont pour fonction de transfert :

$$P(f) = \lambda \frac{H^*(f)}{|H(f)|^2(\sigma_d^2 - \sigma_a^2) + \sigma_b^2} = \sum_{l=0}^L p_l \exp^{-j2\pi lT} \quad [2.6]$$

$$Q(f) = H(f)P(f) - T \int_{1/2T}^{-1/2T} H(f)P(f)df = \sum_{l=-L}^L q_l \exp^{-j2\pi lT} \quad [2.7]$$

où p_l et q_l sont les coefficients des filtres $P(f)$ et $Q(f)$, σ_d^2 la variance des symboles estimés et λ une constante égale à :

$$\lambda = \sigma_d^2 / (1 + \beta\sigma_d^2) \quad [2.8]$$

avec

$$\beta = T \int_{1/2T}^{-1/2T} \frac{|H(f)|^2}{|H(f)|^2(\sigma_d^2 - \sigma_a^2) + \sigma_b^2} df \quad [2.9]$$

Dans ce cas, la sortie de l'EL-AI peut s'exprimer par la relation suivante :

$$s_n = g d_n + w_n \quad [2.10]$$

où w_n correspond à l'interférence résiduelle et au bruit filtré en sortie de l'égaliseur. On considérera par la suite que w_n peut être approché par une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance σ_w^2 . Le biais qui apparaît sur la sortie de l'égaliseur est un paramètre constant réel et positif défini par $g = \lambda\beta$.

L'erreur quadratique moyenne résiduelle EQM_{EL-AI} et le rapport signal à bruit RSB_{EL-AI} en sortie de l'EL-AI sont données par :

$$EQM_{EL-AI} = (1 - g)\sigma_d^2 \quad [2.11]$$

et

$$RSB_{EL-AI} = \frac{g}{1-g} = \frac{\sigma_d^2 - EQM_{EL-AI}}{EQM_{EL-AI}} \quad [2.12]$$

En reprenant les relations précédentes, on montre que lorsque les symboles estimés sont très proches des données émises $\bar{d}_n \approx d_n$, la variance des symboles estimés $\sigma_{\bar{d}}^2$ tend vers σ_d^2 et l'égaliseur EL-AI converge vers un annuleur d'interférences (AI) en sortie duquel les performances sont équivalentes à celles d'une transmission sur canal Gaussien sans interférences entre symboles [GER 81]. Par contre lorsque l'information a priori est nulle, c'est-à-dire lorsque $\bar{d}_n = 0$, l'égaliseur EL-AI est un simple égaliseur linéaire lequel peut présenter des performances médiocres lorsque le canal est fortement sélectif en fréquences. L'égaliseur proposé ici permet donc d'adapter ses performances selon la fiabilité des informations a priori qui lui sont fournies.

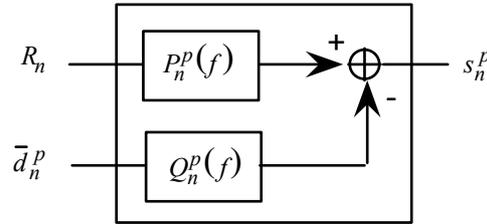


Figure 2.5. Structure de l'égaliseur EL-AI pour un canal à évanouissements

Dans la pratique, l'égaliseur EL-AI est réalisé suivant la figure 2.5 en alimentant respectivement le filtre $P_n^p(f)$ avec les sorties du canal R_n et le filtre $Q_n^p(f)$ avec les symboles estimés \bar{d}_n^p du module précédent. Ainsi, la fonction de transfert de l'égaliseur dépend non seulement du module p considéré mais aussi du temps. Cependant, il est souvent justifié de considérer que le canal de transmission est invariant sur une certaine durée et il n'est pas nécessaire de recalculer à chaque symbole reçu les coefficients de l'égaliseur. Ainsi, les coefficients de l'égaliseur seront réactualisés en fonction du contexte de la transmission et dépendront de la durée sur laquelle est estimée la variance $\sigma_{\bar{d}}^2$, donc du temps. Le paramètre g [2.10] fonction du temps et de l'itération p sera noté g_n^p .

La sortie de l'égaliseur est alors donnée par la relation suivante:

$$s_n^p = g_n^p d_n + w_n^p \quad [2.13]$$

En notant respectivement u_n^p et v_n^p les parties réelles et imaginaires de s_n^p :

$$\begin{aligned} u_n^p &= \Re\{s_n^p\} = \mu_n^p a_n + w_{an}^p \\ v_n^p &= \Im\{s_n^p\} = \mu_n^p b_n + w_{bn}^p \end{aligned} \quad [2.14]$$

où $\mu_n^p = g_n^p / \sigma$ et les échantillons w_{an}^p et w_{bn}^p représentent l'IES résiduelle et le bruit gaussien sur les voies en phase et en quadrature.

On notera que l'égaliseur présenté figure 2.5 peut être réalisé à partir de filtres numériques adaptatifs qui minimisent à chaque instant l'EQM [LAO 97] [LAO 01] [LAN 02]. D'autres solutions applicables à des transmissions par blocs sont données dans les publications [TUE 02] [WAN 99] et [LEB 03].

2.2.2.2 Entrelacement

Un entrelaceur modifie la répartition temporelle des symboles et permet de lutter efficacement contre les évanouissements d'un canal en éclatant les paquets d'erreurs. Utilisé en général pour les canaux fluctuants dans le temps, l'entrelaceur est une fonction essentielle du turbo égaliseur même lorsque le canal est invariant dans le temps. En effet, sur les canaux très sélectifs en fréquence, la vraisemblance des données estimées \bar{d}_n^p fournies à l'égaliseur peut être faible et provoquer en sortie de l'égaliseur des séries d'erreurs qui viennent alors perturber le décodeur de canal. Par conséquent, le pouvoir d'entrelacement doit être suffisant pour éclater les paquets d'erreurs pouvant se produire en sortie du canal mais aussi en sortie de l'égaliseur.

2.2.2.3 Convertisseur symbole à binaire (CSB)

Cette fonction permet d'utiliser un décodeur de canal dont la structure est indépendante du nombre d'états de la modulation MAQM. Le convertisseur symbole à binaire associe à chaque échantillon s_k^p sortant du désentrelaceur $2m$ échantillons $\Lambda_{egal}^p(c_{k,i})$ représentatifs des $2m$ données binaires codées $c_{k,i}; i = 1, \dots, 2m$. Les échantillons $\Lambda_{egal}^p(c_{k,i})$ sont obtenus en calculant le Logarithme du Rapport de Vraisemblance (LRV)

des données binaires codées conditionnellement à l'observation u_k^p (resp. v_k^p) représentative du symbole a_k (resp b_k).

$$\Lambda_{egal}^p(c_{k,i}) = \log \frac{\Pr[c_{k,i} = 1/u_k^p]}{\Pr[c_{k,i} = -1/u_k^p]} \quad i = 1, \dots, m \quad [2.15]$$

$$\Lambda_{egal}^p(c_{k,i}) = \log \frac{\Pr[c_{k,i} = 1/v_k^p]}{\Pr[c_{k,i} = -1/v_k^p]} \quad i = m + 1, \dots, 2m \quad [2.16]$$

Un symbole a_k étant associé à un vecteur constitué des m données binaires codées, on peut prendre la notation suivante $\mathbf{c}_k \equiv (c_{k,1}, \dots, c_{k,i}, \dots, c_{k,m})$. Soit $a_k(\mathbf{c}_k)$ le symbole a_k associé à l'une des 2^m réalisations possibles du vecteur \mathbf{c}_k . En fixant $c_{k,i} = j; j = -1, 1$, on définit un nouveau vecteur $\mathbf{c}_k : c_{k,i} = j$ possédant 2^{m-1} réalisations. En appliquant la règle de Bayes, le LRV donné par la relation [2.15] peut se mettre sous la forme suivante :

$$\Lambda_{egal}^p(c_{k,i}) = \log \frac{\sum_{\mathbf{c}_k : c_{k,i}=1} p[u_k^p / \mathbf{c}_k]}{\sum_{\mathbf{c}_k : c_{k,i}=-1} p[u_k^p / \mathbf{c}_k]} \quad i = 1, \dots, m \quad [2.17]$$

où $p[u_k^p / \mathbf{c}_k]$ est la densité de probabilité de l'observation u_k^p conditionnellement à l'émission du vecteur \mathbf{c}_k . On notera que pour obtenir la relation [2.17], nous n'avons pas pris en compte une éventuelle information a priori provenant du décodeur [BRI 98] laquelle peut apporter un gain substantiel dans un schéma itératif. Ce gain dépend du codage employé pour obtenir les symboles de modulation. Dans le cas d'un codage de Gray le gain est très faible et justifie le fait que l'information a priori puisse être négligée dans la relation [2.17].

En reprenant la relation [2.14], on peut approcher la densité de probabilité conditionnelle $p[u_k^p / \mathbf{c}_k]$ par une loi Normale $\mathcal{N}(\mu_k^p a_k(\mathbf{c}_k), \sigma_k^{2,p})$. L'expression du LRV peut alors s'écrire :

$$\Lambda_{\text{egal}}^p(c_{k,i}) = \log \frac{\sum_{\mathbf{c}_k: c_{k,i}=1} \exp\left[-(u_k^p - \mu_k^p a_k(\mathbf{c}_k))^2 / 2\sigma_k^{2,p}\right]}{\sum_{\mathbf{c}_k: c_{k,i}=-1} \exp\left[-(u_k^p - \mu_k^p a_k(\mathbf{c}_k))^2 / 2\sigma_k^{2,p}\right]}, \quad i = 1, \dots, m \quad [2.18]$$

On peut montrer que l'utilisation d'un codage de Gray permet d'obtenir une approximation de cette expression. Le codage de Gray consiste à lier le vecteur \mathbf{c}_k selon une loi particulière au symbole $a_k(\mathbf{c}_k)$ de telle manière que deux symboles $a_k(\mathbf{c}_k)$ adjacents correspondent à deux vecteurs \mathbf{c}_k distants d'un seul élément binaire comme représenté figure 2.6 pour la modulation MAQ16.

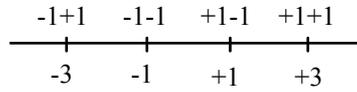


Figure 2.6. Exemple d'un codage de Gray pour la modulation MAQ16.

Le codage de Gray peut alors être défini par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} a_k(\mathbf{c}_k) &= c_{k,1} & \text{MAQ-4} \\ a_k(\mathbf{c}_k) &= c_{k,1}(2 + c_{k,2}) & \text{MAQ-16} \end{aligned} \quad [2.19]$$

En reprenant la relation [2.18], on montre que le LRV du bit codé $c_{k,1}$ associé à la partie réelle du symbole MAQ4 est égal à :

$$\Lambda_{\text{egal}}^p(c_{k,1}) \approx 2 \frac{\mu_k^{2,p}}{\sigma_k^{2,p}} \frac{u_k^p}{\mu_k^p} \quad [2.20]$$

Pour déterminer les LRVs des bits codés $c_{k,1}$ et $c_{k,2}$ associés à la partie réelle du symbole MAQ16, on ne conserve dans la relation [2.19] au numérateur et au dénominateur que le terme prépondérant. Les LRVs peuvent alors être approchés par :

$$\begin{aligned} \Lambda_{\text{egal}}^p(c_{k,2}) &\approx 2 \frac{\mu_k^{2,p}}{\sigma_k^{2,p}} \left(\left| \frac{u_k^p}{\mu_k^p} \right| - 2 \right) \\ \Lambda_{\text{egal}}^p(c_{k,1}) &\approx 2 \frac{\mu_k^{2,p}}{\sigma_k^{2,p}} \frac{u_k^p}{\mu_k^p} \end{aligned} \quad [2.21]$$

Les LRVs associés à la partie imaginaire du symbole MAQM s'obtiennent en remplaçant u_k^p par v_k^p dans les relations [2.20] et [2.21]. Les expressions des LRVs

pour des modulations d'ordre plus élevé ainsi que des résultats sur les pertes liées aux approximations effectuées peuvent être trouvées dans [VIL 00].

2.2.2.4 *Décodeur de canal à sortie pondérée*

Le décodeur de canal utilisé pour la turbo égalisation est un décodeur à entrées et sorties pondérées binaires de type BCJR-MAP [BAH 74] souvent appelé décodeur SISO (Soft In Soft Out). Les observations provenant du CSB, notées *obs*, sont présentées à l'entrée du décodeur de canal qui fournit en sortie une décision sur les bits d'information, mais également une décision pondérée sur les données codées :

$$\Lambda_{dec}^p(c_{k,i}) = \log \frac{\Pr[c_{k,i} = 1/obs]}{\Pr[c_{k,i} = -1/obs]} \quad [2.22]$$

Plusieurs algorithmes existent pour déterminer l'expression [2.22] de manière exacte ou approchée [VIT 98].

2.2.2.5 *Convertisseur binaire à symbole (CBS)*

Les symboles d_n inconnus alimentant le filtre $Q(f)$ de l'égaliseur sont remplacés par leurs estimées $\bar{d}_n^p = (\bar{a}_n^p + j\bar{b}_n^p)/\sigma$ calculées à partir des $\Lambda_{dec}^{p-1}(\mathbf{c}_n)$ du module précédent. L'estimation de d_n est obtenue en convertissant les sorties binaires du décodeur en symboles estimés M-aires.

Comme précédemment, on notera $a_n(\mathbf{c}_n)$ le symbole a_n associé à l'une des 2^m réalisations possibles du vecteur \mathbf{c}_n . Le symbole estimé de a_n , noté \bar{a}_n^p , est obtenu à partir d'un calcul de valeur moyenne :

$$\bar{a}_n^p = E\{a_n(\mathbf{c}_n)/obs\} \quad [2.23]$$

En utilisant les relations [2.19], et en considérant que les bits codés sont décorrélés, on peut écrire :

$$\begin{aligned}\bar{a}_n^p &= E\{c_{n,1}/obs\} & \text{MAQ-4} \\ \bar{a}_n^p &= E\{c_{k,1}/obs\}(2 + E\{c_{k,2}/obs\}) & \text{MAQ-16}\end{aligned}\quad [2.24]$$

On cherche alors à déterminer :

$$E\{c_{n,i}/obs\} = (1)\Pr[c_{n,i} = 1/obs] + (-1)\Pr[c_{n,i} = -1/obs] \quad [2.25]$$

En reprenant la relation [2.22], on peut écrire :

$$\Lambda_{dec}^{p-1}(c_{n,i}) = \log \frac{\Pr[c_{n,i} = 1/obs]}{1 - \Pr[c_{n,i} = 1/obs]} \quad [2.26]$$

On en déduit alors que : En reprenant la relation [2.25], on obtient la valeur moyenne des symboles a_n :

$$E\{c_{n,i}/obs\} = \frac{\exp^{\Lambda_{dec}^{p-1}(c_{n,i})} - 1}{\exp^{\Lambda_{dec}^{p-1}(c_{n,i})} + 1} = \tanh(\Lambda_{dec}^{p-1}(c_{n,i})/2) \quad [2.27]$$

En remplaçant $E\{c_{n,i}/obs\}$ par son expression dans la relation [2.24], on obtient :

$$\begin{aligned}\bar{a}_n^p &= \tanh(\Lambda_{dec}^{p-1}(c_{n,1})/2) & \text{MAQ-4} \\ \bar{a}_n^p &= \tanh(\Lambda_{dec}^{p-1}(c_{n,1})/2)(2 + \tanh(\Lambda_{dec}^{p-1}(c_{n,2})/2)) & \text{MAQ-16}\end{aligned}\quad [2.28]$$

\bar{b}_n^p est obtenu d'une manière équivalente. Les symboles estimés des modulations à grand nombre d'états sont déterminés selon une méthode similaire.

2.2.3 Performances du turbo égaliseur

Pour les simulations, les données ont été codées par un codeur convolutif non récursif de distance libre $d_F = 7$, de rendement $R = 1/2$, de longueur de contrainte 5 et de polynômes générateurs 23,35 (exprimés en octal).

Pour déterminer les filtres de l'égaliseur, on suppose que la variance du bruit σ_b^2 est connue ainsi que le canal discret équivalent. Lorsque le canal varie au cours du temps, sa fonction de transfert est donnée par $H_n(f)$.

La fonction de transfert du filtre $P(f)$ [2.6] n'est plus constante et varie en fonction du temps n et de l'itération p considérée. On définit la fonction de transfert suivante :

$$P_n^p(f) = \lambda_{n,p} \frac{H_n^*(f)\sigma_d^2}{|H_n(f)|^2(\sigma_d^2 - \sigma_d^2(n,p)) + \sigma_b^2} \quad [2.29]$$

où $\sigma_d^2(n,p)$ sera déterminé par un calcul de valeur moyenne sur une durée fonction du contexte de la transmission. De plus, la fonction de transfert [2.29] représente un filtre à réponse impulsionnelle infinie lequel est impossible à réaliser pratiquement. Ce filtre devra donc être approché par un filtre transverse de longueur finie suffisante afin d'éviter des pertes trop importantes [LAO 04].

Compte tenu de la relation [2.21], le turbo-égaliseur nécessite la connaissance des paramètres μ_n^p et $\sigma_n^{2,p}$ pour fonctionner dans des conditions optimales.

Dans le cas de l'EL-AI optimal, on peut montrer que :

$$\mu_n^p = g_n^p / \sigma \quad \text{et} \quad \sigma_n^{2,p} = g_n^p (1 - g_n^p) \sigma_d^2 / 2 \quad [2.30]$$

2.2.3.1 Canaux invariants dans le temps

Les performances du turbo-égaliseur ont été déterminées pour une modulation d'amplitude suivant deux porteuses en quadrature à 4 et 16 états (MAQ4 et MAQ16), pour plusieurs modèles de canaux discrets équivalents. L'entrelacement est réalisé sur 4096 symboles selon une loi aléatoire.

Pour chaque simulation, on a tracé la borne inférieure du taux d'erreurs binaires obtenue en considérant l'AI alimenté par les données émises suivis du décodeur de canal. Dans le cas d'un canal invariant dans le temps cette borne correspond aux performances sur canal gaussien non sélectif en fréquences avec codage.

Lorsque le canal est invariant dans le temps, celui-ci peut être défini par le vecteur \mathbf{H} de ses coefficients Γ_l , indépendants de l'instant considéré :

$$\mathbf{H} = [\Gamma_0; \dots; \Gamma_L] \quad [2.31]$$

Les canaux discrets équivalents utilisés sont extraits de la littérature [POR 91][PRO 89].

$$\mathbf{H}_{\text{Porat}} = [2 - 0,4j; 1,5 + 1,8j; 1; 1,2 - 1,3j; 0,8 + 1,6j] \quad [2.32a]$$

$$\mathbf{H}_{\text{ProakisB}} = [0,407; 0,815; 0,407] \quad [2.32b]$$

$$\mathbf{H}_{\text{EQ3}} = [1; 1; 1] \quad [2.32c]$$

Lors des simulations la puissance de sortie du canal est normalisée à 1 :

$$\rho_0 = \sum_{l=0}^L |\Gamma_l|^2 = 1 \quad [2.33]$$

Pour évaluer les performances de la turbo-égalisation en termes de taux d'erreurs binaires (TEB) une méthode de type Monte-Carlo a été utilisée, et chaque valeur du TEB a été obtenue en comptant au moins 500 erreurs.

La figure 2.6 donne pour chaque itération le TEB en fonction du rapport E_b / N_0 en sortie d'un turbo-égaliseur, pour le canal EQ3 et une modulation de phase à quatre états (MAQ4). Sur ce canal réputé assez difficile à égaliser les performances du turbo-égaliseur, après quelques itérations se confondent avec celles d'un canal sans interférence entre symboles avec codage, dès lors que le rapport signal à bruit est supérieur à 3.5 dB. De plus, lorsque le rapport signal sur bruit augmente, le nombre d'itérations nécessaire pour atteindre les performances optimales diminue.

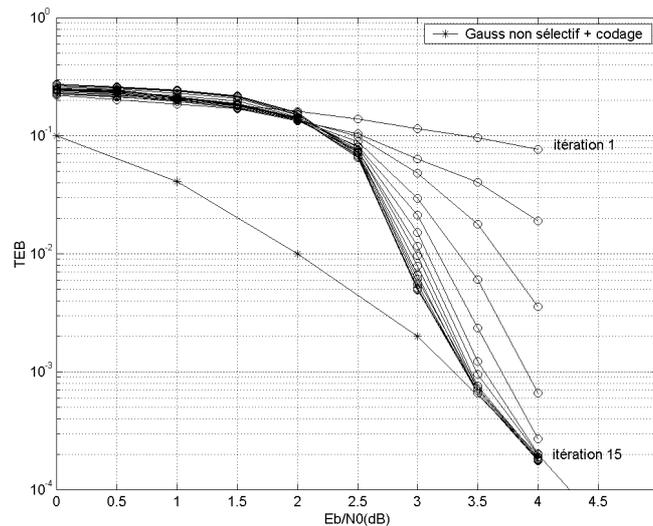


Figure 2.6. Performances de la turbo-égalisation sur canal EQ3 pour une modulation MAQ4 en fonction du rapport E_b / N_0

La figure 2.7 présente les performances obtenues en sortie du turbo égaliseur après 10 itérations pour les trois canaux proposés. Pour l'ensemble des canaux proposés, on parvient à annuler l'interférence entre symboles dès lors que le rapport signal sur bruit est suffisant.

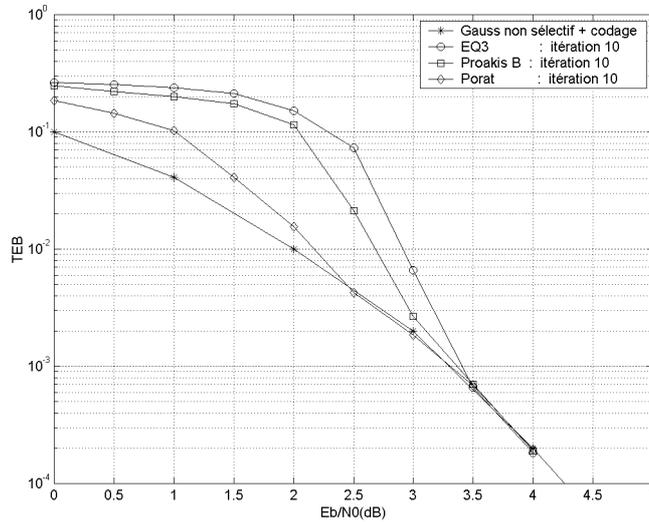


Figure 2.7. Performances de la turbo-égalisation pour une modulation MAQ4 en fonction du rapport E_b / N_0 après 10 itérations et pour différents canaux

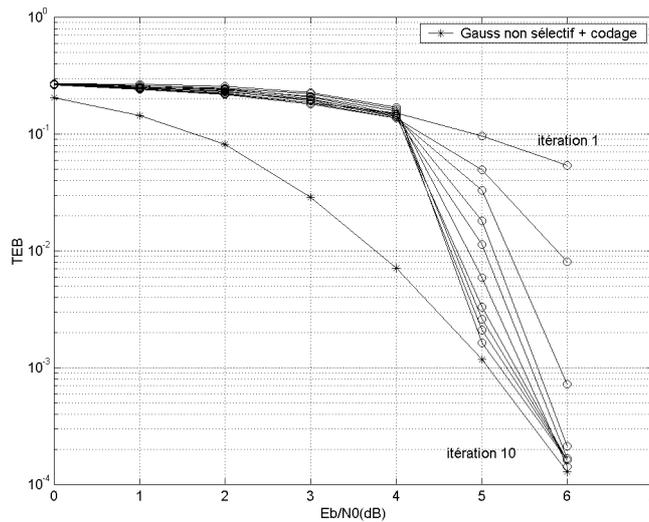


Figure 2.8. Performances de la turbo-égalisation sur canal de Porat et al pour une modulation MAQ16 en fonction du rapport E_b / N_0

La figure 2.8 représente pour chaque itération le TEB en sortie du turbo égaliseur en considérant une modulation d'amplitude suivant deux porteuses en quadrature à 16 états (MAQ16) et le canal de Porat et al. Après 10 itérations les performances du turbo-égaliseur sont très proches de celles d'un canal sans interférence entre symboles et avec codage, dès lors que le rapport signal à bruit est supérieur ou égal à 5 dB.

2.2.3.2 Canaux variants dans le temps

La propagation d'un signal numérique sur certains canaux peut se faire par l'intermédiaire de plusieurs trajets atténués aléatoirement et soumis à un effet Doppler. Ce canal est alors sélectif en fréquence et ses paramètres fluctuent au cours du temps. Les trajets multiples sont généralement affectés par des bruits multiplicatifs complexes dont le module suit une loi de Rayleigh. Les coefficients $\Gamma_l(n)$ du canal discret équivalent sont alors modélisés par des variables aléatoires gaussiennes complexes, centrées données par :

$$\Gamma_l(n) = \sqrt{\frac{P_l}{N}} \sum_{i=1}^N \exp^{j(2\pi(f_d \cos \xi_{l,i})nT + \psi_{l,i})} \quad [2.34]$$

où f_d et P_l correspondent respectivement au Doppler maximal et à la puissance moyenne associée au trajet l . Les valeurs $\xi_{l,i}$ et $\psi_{l,i}$ sont des variables aléatoires uniformément réparties sur $[0, 2\pi]$. Chaque trajet ainsi défini est affecté par un effet Doppler caractérisé par la bande Doppler normalisée égale à $B_{dN} = 2f_d T$. Pour les simulations N a été fixé à 10.

Les simulations sont réalisées en flot continu sur un canal de Rayleigh à trois trajets de même puissance distants d'une durée symbole. Les performances sont évaluées pour un nombre d'erreurs après décodage supérieur à 500 et données en termes de TEB en fonction du rapport E_b / N_0 . Le paramètre B_{dN} est fixé à 0,001. L'entrelacement est réalisé de manière uniforme sur 16384 symboles et permet d'éclater les paquets d'erreurs dus aux évanouissements du canal. Par ailleurs le canal est supposé connu du récepteur.

Sur la figure 2.9, on a tracé en trait plein référencé par ‘*’, les performances optimales du turbo-égaliseur. Les autres courbes représentent les performances obtenues en sortie du turbo-égaliseur en fonction de l'itération p considérée. On peut constater que le phénomène "turbo" fonctionne correctement puisque au fil des itérations le TEB en sortie du décodeur diminue. Après 5 itérations le TEB est à 1 dB de l'optimum.

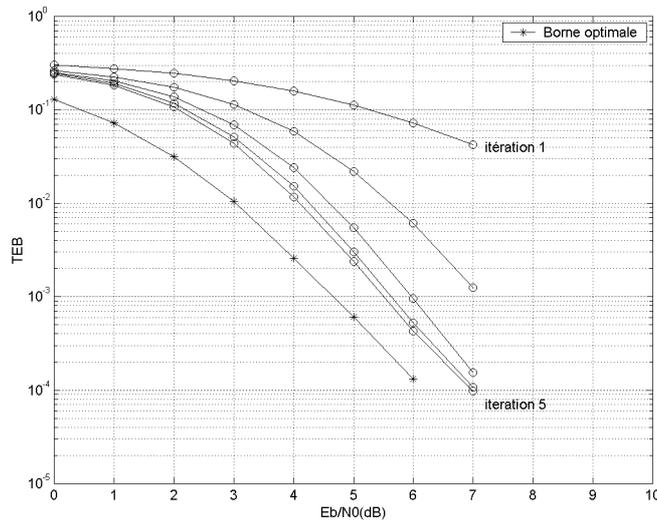


Figure 2.9. Performances de la turbo-égalisation sur un canal de Rayleigh à 3 trajets pour une modulation MAQ4 en fonction du rapport E_b / N_0

2.3 Conclusions

Dans cette introduction à la turbo égalisation MMSE, nous avons proposé un égaliseur numérique avec informations a priori, capable d'exploiter au travers d'un processus itératif les informations produites par un décodeur de canal. De part sa faible complexité, cet égaliseur est bien adapté aux transmissions par modulations à grand nombre d'états sur des canaux à étalement temporel important.

Nous avons vu aussi, que l'effet turbo agit et permet, au fil des itérations d'améliorer les performances de l'ensemble égaliseur-décodeur. Pour les canaux considérés invariants dans le temps, la turbo égalisation à base de filtres numériques semble être une très bonne solution puisqu'elle conduit à des performances très voisines de celles d'un canal gaussien sans interférence entre symboles et cela même pour des modulations à grand nombre d'états. Pour les canaux variants dans le temps, on assiste à un comportement

du turbo égaliseur tout à fait intéressant permettant de tirer profit de la diversité des trajets multiples et de limiter de manière significative les pertes liées à l'IES.

On notera toutefois que pour obtenir de bonnes performances en sortie d'un turbo égaliseur, il est nécessaire d'avoir un rapport signal à bruit suffisant et un entrelaceur de taille assez importante. Le point de déclenchement est fonction du canal de transmission, mais également du codage de canal utilisé.

Depuis son invention, la turbo égalisation MMSE a généré de nombreuses publications et il est difficile d'en dresser une liste exhaustive. Le lecteur intéressé pourra consulter les références dans la bibliographie pour obtenir des informations sur les concepts de la turbo égalisation et ses extensions à l'annulation d'interférences multi-utilisateurs et multi-antennes.

2.4 Bibliographie sur la turbo égalisation

- [AIT 06] T. Ait Idir, "Iterative space-time processing for broadband wireless communications", *thèse de l'Université de Bretagne Sud*, 2006.
- [BAU 98] G. Bauch, V. Franz, "A comparison of Soft-in/Soft-out algorithms for turbo detection", *Proc. International Conference on Telecommunications (ICT98)*, Porto Carras, Greece, pp. 259-263, June 1998.
- [BAH 74] L.R.Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate", *IEEE Trans. IT*, Vol. IT-20, pp. 284-287, March 1971.
- [BER 93] C. Berrou, P. Adde, E. Angui, S. Faudeuil, "A low complexity soft output Viterbi decoder architecture", *Proc. IEEE ICC'93*, Vol 2/3, pp. 737-740, Geneva, May 1993.
- [BID 03] R. Le Bidan, "Turbo-equalization for bandwidth-efficient digital communications over frequency-selective channels", *thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, le 7 novembre 2003.
- [BOH 08] L. Boher, "Etude et mise en oeuvre de récepteur itératifs pour systèmes MIMO", *thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, le 23 octobre 2008.
- [BOU 05] P.J. Bouvet, "Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes", *thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, le 13 décembre 2005.
- [BRI 98] S. Ten Brink, J. Speidel, and R. H. Yan, "Iterative demapping and decoding for multilevel modulation", in *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. GLOBECOM'98*, vol. 1, Sidney, Australia, 8-12 Nov. 1998, pp. 579-584.
- [BRI 00] S. Ten Brink, "Designing iterative decoding schemes with the extrinsic information transfer chart", *AEU Int. J. Electron. Commun.*, vol. 54, no. 6, pp. 389-398, Nov. 2000.
- [CAN 01] J.P. Cances, G.R. Mohammad-Khani and V. Meghdadi, "Turbo Soft Interference Cancellation for Coded Asynchronous DS/CDMA", *Annales des Télécommunications*, VOL. 56, No. 7-8, 2001.
- [DEJ 04] A. Dejonghe, "Novel turbo-equalization techniques for coded digital transmission", *thèse de l'Université Catholique de Louvain*, Dec. 2004, Belgium.
- [DID 96] P. Didier, "La turbo égalisation et son application aux communications radio mobiles", *thèse de l'Université de Bretagne Occidentale*, décembre 1996.
- [DOU 95] C. Douillard, A. Picart, P. Didier, M. Jézéquel, C. Berrou, A. Glavieux, "Iterative Correction of Intersymbol Interference : Turbo-equalization", *European Transactions on Telecommunications*, Vol.6, N°5, september/october 1995.
- [ETS 91] ETSI, "GSM Technical specifications : GSM 05 Series", 1991.
- [GER 81] A. Gersho and T.L. Lim, "Adaptive cancellation of intersymbol interference for data transmission", *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 60, no. 11, pp. 1997-2021, Nov. 1981.
- [GLA 97] Glavieux A., Laot C., Labat J., "Turbo-equalization over a frequency selective channel", *International Symposium on Turbo-Codes*, Brest, France, Sept. 1997.
- [HAR 04] Hardouin E., "Egalisation au niveau chip pour la liaison descendante des systèmes de communications mobiles DS-CDMA", *thèse de l'Université de Rennes I*, le 10 mai 2004.
- [JOS 07] N. Le Josse, "Turbo égalisation MIMO pour une transmission ST-BICM sur canaux sélectifs en fréquence", *thèse de l'Université de Rennes I*, le 13 juin 2007.
- [KHA 02] M.A.Khalighi, "Etude des systèmes de communications multi-antennes; capacité de canal et détection itérative", *thèse de l'INPG*, le 15 octobre 2002.
- [LAL 06] M. Lalam, "Optimisation de la concaténation de codes spatio-temporels et de codes correcteurs d'erreurs dans une transmission MIMO", *thèse de l'Université de Rennes I*, le 7 décembre 2006.

- [LAN 02] C. Langlais, "Etude et amélioration d'une technique de réception numérique itérative : Turbo-égalisation", *thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, Novembre 2002.
- [LAO 97] C. Laot, "Egalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence", *Thèse de l'Université de Rennes I*, Juillet 1997.
- [LAO 01] C. Laot, A. Glavieux, J. Labat, "Turbo Equalization : Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized", *Journal on Selected Areas in communications*, vol. 19, no. 9, pp. 1744-1752, Sept 2001.
- [LAO 04] C. Laot, R. Le Bidan and D. Leroux, "Low Complexity MMSE Turbo Equalization: A Possible Solution for EDGE", *IEEE Trans. Wireles Commun.*, July 2002.
- [LEB 03] R. Le Bidan, "Turbo-equalization for bandwith-efficient digital communications over frequency-selective channels", *Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, Novembre 2003.
- [LER 01] D. Pirot-Leroux, "Turbo égalisation appliquée aux communications radio mobiles", *thèse de l'Université de Rennes I*, le 17 décembre 2001.
- [LOU 04] P. Loubaton, "Signal et télécoms", traité IC2, traitement du signal et de l'image, Hermès, 2004.
- [MOH 02] G. R. Mohammad-Khani., "Détection Multi-Utilisateurs pour les Systèmes Asynchrone à Etalement de Spectre sur Canaux de Propagation Multitrajets", *thèse de l'ENSIL*, Novembre 2002.
- [POR 91] B. Porat, B. Friedlander, "Blind equalization of digital communication channels using high-order moments", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 39, 1991, pp. 522-526.
- [PRO 89] J.G. Proakis, "Digital Communications", *Mc Graw-Hill int. ed.*, second edition 1989, pp. 572.
- [REG 03] P. A. Regalia, "Blind turbo equalization using the constant modulus algorithm", *13th IFAC Symp. System Identification (SYSID 2003)*, Rotterdam, The Netherlands, August 2003.
- [ROU 00] A. Roumy, "Egalisation et décodage conjoints : méthodes turbo", *thèse de l'Université de Cergy-Pontoise*, 24 Oct. 2000.
- [SAU 07] B. Le Saux, "Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses", "*thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, le 25 octobre 2007
- [SIM 98] V. Simon, "Turbo égalisation, application aux radiocommunications avec les mobiles", *thèse de l'Université de Bretagne Occidentale*, soutenue le 13 mars 1998.
- [TUE 02] M. Tüchler, R. Kötter, C. Singer, "Turbo-equalization: Principles and new results", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 754-767, May 2002.
- [VAN 06] C. Vanstraceele, J.P. Barbot, J.M. Brossier, B. Geller, "A Block Turbo Phase Synchronization Scheme", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 13 no 3, pp. 125-128, March 2006.
- [VIL 00] P. Vila et al, "Reduced-Complexity Soft Demapping for Turbo-equalization", *in Proc. Int. Symp. on Turbo-Codes*, Brest, France, Sept 2000.
- [VIT 98] A.J. Viterbi, "An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP Decoder for Convolutional Code", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 16, N°2, Feb. 1998.
- [VIZ 07] R. Visoz, A.O. Berthet and N. Gresset, "Advanced Transceiver Architectures for Downlink MIMO CDMA evolution", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, VOL. 6, No. 8, August 2007.
- [WAN 99] X. Wang, V. Poor, "Iterative (Turbo) Soft Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA", *IEEE Trans. Communications*, vol. 47, n°7, July 1999, pp. 1046-1061.
- [WAU 06] X. Wautelet, "turbo equalization and turbo estimation for multiple-input multiple-output wireless systems", *thèse de l'Université Catholique de Louvain*, May 2006, Belgium.

CHAPITRE 3

Les communications acoustiques sous-marines

3.1 Préface et contributions

Les communications acoustiques sous-marines (ASM) présentent l'avantage de permettre la transmission d'informations entre le fond et la surface par l'intermédiaire d'une onde acoustique. Ce lien sans fils permet notamment de transmettre des données numériques de contrôle ou d'information. Cependant le milieu de propagation sous-marin est souvent difficile et les communications peuvent être fortement dégradées. Des algorithmes spécifiques de traitement du signal doivent être mis en œuvre pour améliorer les communications.

L'étude des communications acoustiques sous-marines à TELECOM Bretagne remonte aux années 1980 lors d'une collaboration avec IFREMER [GLA 87]. Un prototype fut d'ailleurs testé en mer avec succès et utilisé lors de la campagne d'exploration de l'épave du Titanic. Dans la continuité de ces premières études, Joël Labat a soutenu en 1994 une thèse [LAB 94] portant sur l'égalisation adaptative, la synchronisation rythme et porteuse pour les transmissions mono-porteuses. Par ailleurs, l'étude des transmissions multi-porteuses pour les communications ASM a fait l'objet d'une thèse soutenue par Stéphane Coatelan [COA 96] sous l'encadrement d'Alain Glavieux. Dans un soucis de caractérisation et de compréhension des transmissions acoustiques sous-marines, Hubert Mariotte [MAR 95] encadré par P.Y. Cochet a présenté ses travaux de thèse sur la caractérisation du canal acoustique horizontal en 1995.

Ma première contribution relative aux transmissions ASM remonte à décembre 1994 dans le cadre d'un contrat IFREMER - Thomson Sintra et concerne l'étude des récepteurs optimaux pour les communications ASM. J'ai ensuite participé au développement d'un téléphone acoustique sous-marin dans le cadre d'un contrat d'études financé par la Direction Régionale de l'Industrie de la Recherche et de l'Environnement

(DRIRE) et le Conseil Régional de Bretagne (CRB) et dont les participants étaient IFREMER, Orca-instrumentations (aujourd'hui SERCEL), Thomson-Sintra, TELECOM Bretagne et Sub-Atlantic. Les premiers essais de transmission en mer ont été effectués en utilisant une modulation QPSK à 6 kbits/s avec, au niveau du récepteur, un égaliseur DFE adaptatif piloté par séquences d'apprentissage.

Suite à ces premiers essais, le choix s'est porté sur une transmission à flot continu et une égalisation et synchronisation aveugle. C'est dans le cadre de cette étude que nous avons proposé avec J. Labat, O. Macchi et N. Labat une structure d'égalisation adaptative autodidacte robuste [LAB 96]. Cet égaliseur a fait l'objet de plusieurs publications et permet d'obtenir les performances d'un DFE tout en évitant les phénomènes de propagation d'erreur. L'initialisation des coefficients du DFE est obtenue par un algorithme aveugle ne nécessitant pas de connaissances des données émises. Pour les transmissions soumises à rapport signal sur bruit relativement faible en réception, l'utilisation d'un égaliseur spatio-temporel aveugle a été proposé [LAB 01]. Cette approche est particulièrement bien adaptée pour des raisons de simplicité de mise en œuvre et de meilleure efficacité spectrale par rapport à un récepteur piloté.

Les performances de cet égaliseur ont été testées dans le cadre d'un Modem appelé TRIDENT (TRansmission d'Images et de Données EN Temps réel) et développé par le GESMA. L'implémentation sous processeur de signal et la réalisation de ce modem incombe à J. Labat et J. Trubuil et démontre le savoir-faire de TELECOM Bretagne en matière d'intégration temps-réel. La première version du Modem TRIDENT a été testée avec succès dans le cadre de plusieurs essais en mer en 2002. La thèse de Gérard Lapierre [LAP 03] encadré par Joël Labat et soutenue en 2003, a permis d'étudier de nouvelles perspectives afin d'améliorer la robustesse du système. On retiendra notamment la proposition d'un traitement itératif par paquets du signal reçu dans le but d'obtenir un gain en performances dans les contextes de transmissions difficiles.

Pour ma part, mes activités dans le domaine des communications ASM se sont arrêtées en 1998 et ont repris six ans plus tard en tant que responsable du projet structurant TASM (Transmission Acoustique Sous-Marine) de l'Institut TELECOM. Le projet structurant TASM vise à étudier et évaluer des systèmes de communication ASM correspondant à des applications spécifiques (haut débit, discrétion, réseaux). Les

approches évaluées sont l'égalisation autodidacte multi-capteurs pour le lien haut débit, la technique à spectre étalé sur signaux ASM pour les communications requérant la discrétion (militaire) [OUE 08], les techniques d'accès multiples pour les réseaux de communication ASM [DOU 07] et l'apport du codage correcteur d'erreurs [TRU 08]. Bon nombre d'études réalisées dans le cadre du projet TASM n'auraient pas pu voir le jour sans le soutien de G. Ayela (SERCEL) et de N. Beuzelin (GESMA) que je remercie pour leur confiance et pour la qualité des échanges que nous avons eu.

Plus personnellement et depuis 2004, j'ai axé mes activités de recherche sur les techniques de synchronisation rythme et porteuse afin de fiabiliser la transmission de données notamment lors de transmission à flot continu entre plate-formes en mouvement. L'effet Doppler lié aux mouvements des porteurs engendrent une compression/dilatation temporelle du signal reçu qui doit être prise en compte à la réception au niveau de la synchronisation rythme et porteuse.

Sur la base de signaux enregistrés par le GESMA et SERCEL lors de précédentes campagnes en mer, Patrice L'Hour [LHO 05] a montré l'importance du gain apporté par la diversité spatio-temporelle. Différents dysfonctionnements de la chaîne de réception ont été mis et notamment montré les limites du modem lors de transmissions mobiles au niveau des organes de synchronisation. Nous avons donc décidé de proposer un sujet de thèse sur la définition d'algorithmes de synchronisation robustes permettant de fiabiliser les transmission à forte mobilité comme par exemple la communication entre un AUV est un bateau.

Dans un premier temps, ce travail de thèse mené par Goulven Eynard [EYN 08] s'est focalisé sur les boucles à verrouillage de phase et leur application en synchronisation porteuse. L'étude des caractéristiques de la PLL a abouti à la détermination d'un jeu de paramètres garantissant la robustesse des algorithmes de synchronisation, en prenant en compte les caractéristiques de transmission connues au récepteur (débit utilisé, distance et vitesse relative maximale, rapport signal à bruit). En acoustique sous-marine, l'effet Doppler déforme en temps et en fréquence le signal reçu, il s'en suit que le rythme et la phase au niveau du récepteur sont soumis à une dérive proportionnelle. En prenant en compte cette particularité, des algorithmes robustes ont été développés assurant une synchronisation conjointe rythme et porteuse. Cette thèse s'est déroulé en collaboration

étroite avec N. Beuzelin et A. Bourre du GESMA dans le cadre d'un contrat de recherche. Les algorithmes proposés seront prochainement testés et validés sur des enregistrements effectués lors d'essais en mer.

Afin d'apporter un certain éclairage aux problématiques de la transmission par le canal acoustique sous-marin, les sections suivantes détaillent la conception d'un modem haut débit pour canal horizontal dit petits fonds et pour une communication par trames de plusieurs secondes. L'ensemble de ces travaux résulte de plusieurs années d'études et d'acharnement à tenter de trouver de nouvelles solutions permettant de transmettre des informations numériques sous l'eau avec une bonne fiabilité. Notons que le challenge est important et les applications nombreuses. En effet, un lien de transmission robuste devrait permettre dans les années à venir de nouvelles possibilités dans la lutte sous-marine et dans l'inspection de sécurité.

3.2 Conception et évolution d'un modem ASM

En matière de lien acoustique sous-marin, il ne semble pas exister sur le marché de modem haut débit (quelques dizaines de kbits/s) permettant des communications robustes sur des distances de l'ordre du km entre des plates-formes en mouvement. Cependant les applications militaires et civiles seraient nombreuses si un tel lien existait. Dans ce but, le GESMA en collaboration avec TELECOM Bretagne et SERCEL a développé le système TRIDENT permettant de transmettre des informations hauts débits (8 à 20 kbits/s) sur une fréquence porteuse à 35kHz. Les données numériques émises transportent des images provenant d'une caméra embarquée dans un AUV (autonomous underwater vehicle), des signaux de parole en vue de réaliser un téléphone sous-marin ou encore des données de texte.

Les perturbations apportées par le canal ASM sont nombreuses : rapport signal sur bruit fluctuant à l'entrée du récepteur, compression/dilatation de la transmission par effet Doppler lié au mouvement des porteurs, trajets multiples par réflexion sur la surface et sur le fond, effet doppler différentiel lié aux mouvements de la mer. Toutes ces perturbations doivent être prises en compte au niveau du récepteur afin de réaliser un modem robuste et fiable.

Les choix sont nombreux en matière de transmissions numériques pour la conception de modems hauts débits. Nous avons opté pour une modulation mono-porteuse avec une transmission à flot continu avec égalisation en réception. Ce choix est assez discutable en cette période où la transmission par paquet est classiquement utilisée et la technique multi-porteuses considérée comme la seule alternative aux traitements de l'interférence entre symboles. Cependant, un tel choix peut être justifié par les fréquences porteuses utilisables qui sont de l'ordre de quelques dizaines de kHz afin de permettre des transmissions sur plusieurs centaines de mètres. De ce fait, la bande disponible pour la transmission de l'information est faible et l'on doit donc maximiser l'efficacité spectrale. L'étalement temporel étant important, les temps de garde sont à éviter ce qui suppose une transmission à flot continu mal appropriée aux techniques multi-porteuses. De plus, l'effet Doppler engendre une compression/dilatation du temps néfaste à l'orthogonalité des sous-porteuses d'un signal OFDM. Bien évidemment des traitements existent pour compenser l'effet Doppler notamment une égalisation temporelle préalable au traitement du signal OFDM, mais on peut alors se poser la question de l'intérêt d'utiliser l'OFDM dans ces conditions. Il n'est bien évidemment pas question d'écarter la solution multi-porteuses qui associée à des traitements efficaces en réception reste un candidat prometteur en ASM. Une autre alternative est la transmission par étalement de spectre très robuste au bruit et à la sélectivité en fréquence mais qui nécessite des facteurs d'étalement assez élevés réduisant d'autant les débits envisageables. La transmission par étalement de spectre est donc souvent réservée aux transmissions de contrôle en bas débit. On peut cependant envisager une transmission multi-codes de type DS-SS permettant alors d'adapter le débit en fonction de la quantité d'informations à transmettre. On voit donc qu'il n'y a pas de solution unique et que chaque technique de transmission est potentiellement candidate apportant ses avantages et ses inconvénients.

Au niveau du récepteur et quelque soit la technique de transmission retenue, plusieurs paramètres doivent être estimés précisément afin de réaliser les traitements de synchronisation, d'égalisation et de détection. En théorie de l'estimation, on montre que les performances optimales d'un récepteur sont obtenues lorsque l'ensemble des paramètres du récepteur sont déterminés de manière conjointe. Cependant une estimation conjointe de tous les paramètres est souvent délicate à réaliser. En effet, cette estimation conjointe nécessite une charge de calcul importante et une supposition de

non évolution des paramètres à estimer sur la durée de l'estimation. De plus, le nombre de paramètres à estimer conjointement étant parfois très important, on aboutit souvent en pratique à des solutions peu robustes. On a donc opté pour une stratégie plus fiable qui consiste à estimer les paramètres de manière la plus indépendante possible. Ainsi un éventuel dysfonctionnement dans l'égalisation n'aura aucun impact sur la synchronisation rythme.

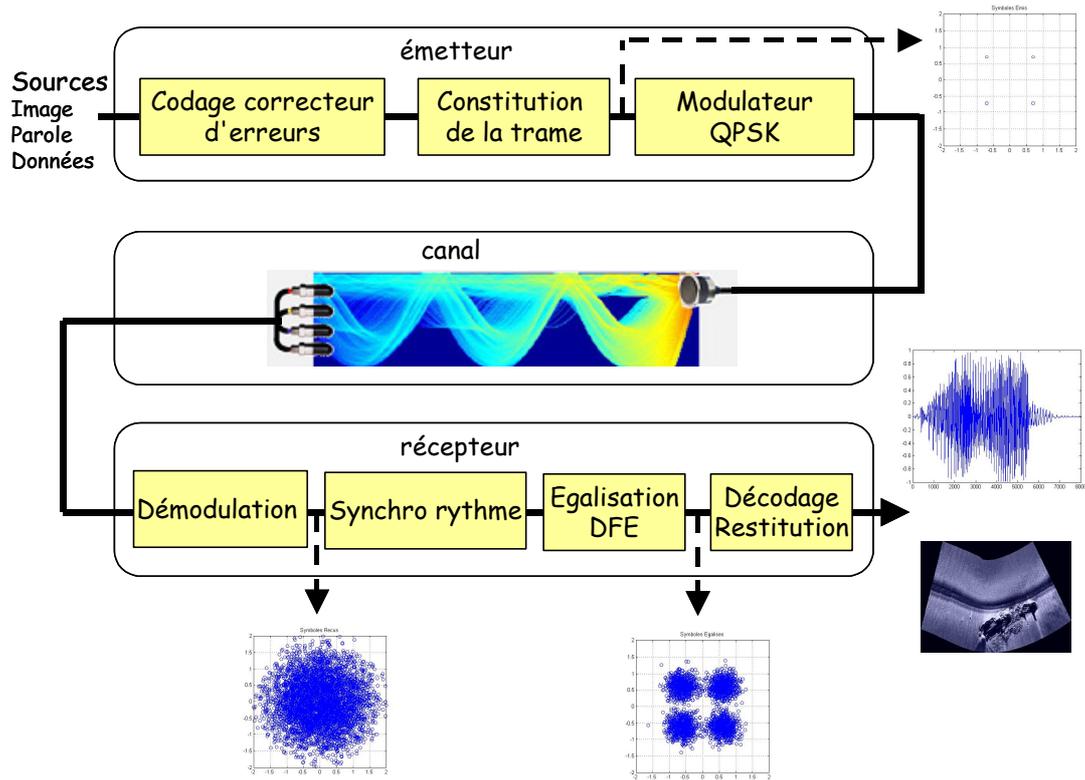


Figure 3.1. Schéma de principe de la chaîne de transmission

La structure de la chaîne de transmission retenue est donnée sur la figure 3.1. Pour cela, on met en œuvre une transmission QPSK. En réception, le signal acoustique est récupéré par 4 hydrophones immergés à partir du navire et un traitement d'égalisation spatio-temporel est effectué. La suite de ce chapitre décrit le principe de la transmission et les traitements effectués au récepteur pour la définition d'un modem ASM haut débit.

3.2.1 L'émetteur

La modulation utilisée pour la transmission de l'information est une modulation de phase à 4 états (QPSK), la fréquence porteuse f_c varie entre 12 kHz et 35 kHz.

Soit T la durée symbole avec $D = 2R$ et $R = 1/T$. Les débits utilisés varient de 5 à 20 kbps ce qui correspond à des transmissions plutôt hauts débits en acoustique sous-marine.

La structure des données émises est décrite figure 3.2. Chaque trame est constituée d'un préambule suivi de données d'information.

- Les premiers symboles complexes constituent le préambule. Il permet d'effectuer la synchronisation des trames et d'avoir une estimation ponctuelle du Doppler à chaque période trame.
- Les symboles suivants contiennent les données utiles.
- La durée de la trame est fonction de l'application et s'étend de quelques secondes à plusieurs minutes.

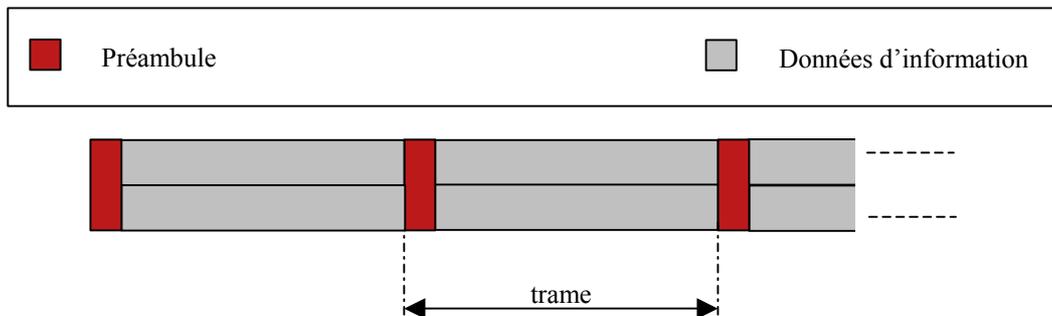


Figure 3.2. Structure des données émises

Sur la figure 3.3, on a tracé la réponse en temps et fréquence des signaux reçus sur les 4 hydrophones. Le signal est centré autour de 35 kHz et la bande occupée par le signal utile est d'environ 10 kHz pour une rapidité de modulation de 5 kbauds.

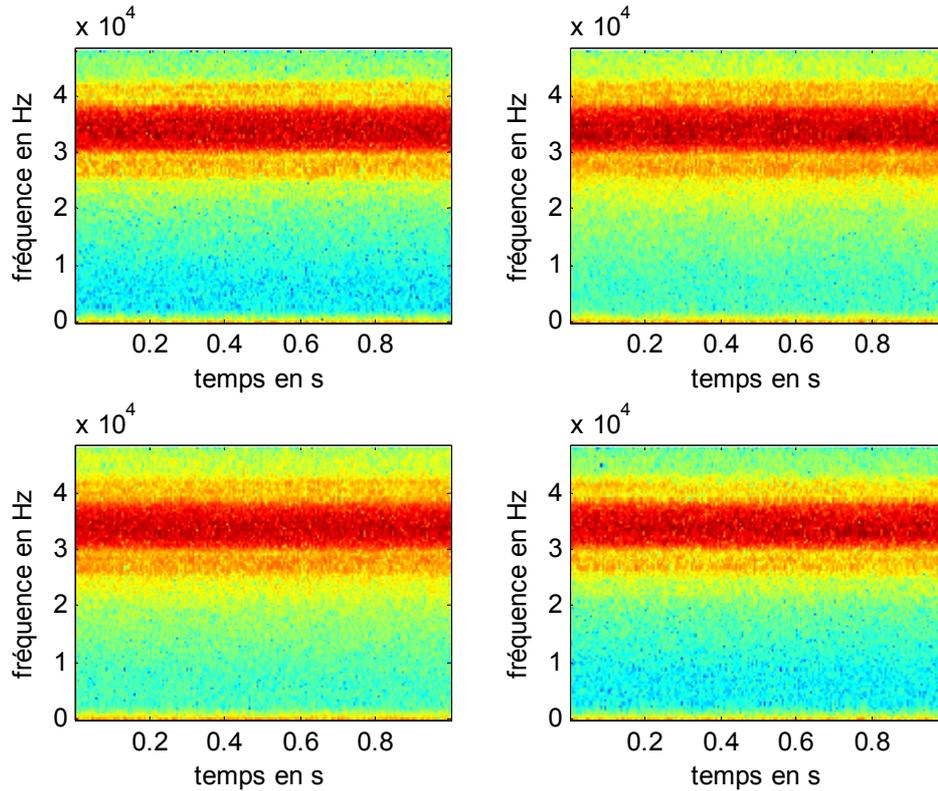


Figure 3.3. Réponse temps-fréquence de la communication QPSK

3.2.2 Le récepteur

Le récepteur est entièrement numérique. Le signal reçu est échantillonné à $f_e = 1/T_e$. On notera F_e le nombre d'échantillons par durée symbole avec $F_e = f_e T$. Afin de respecter le théorème d'échantillonnage, il faut $f_e \geq 2f_{\max}$ où f_{\max} est la fréquence maximale du signal émis que l'on peut approcher par $f_{\max} = f_c + R$. Il faudra donc que $f_e \geq 2(f_c + R)$. En remarquant que la rapidité de modulation est toujours inférieur à 10 kbauds, la fréquence d'échantillonnage devra être supérieur à 90 kHz.

La démodulation est cohérente sur les quatre voies. Elle est réalisée, en multipliant les échantillons par $\exp(-j2\pi f_c k T_e)$. Le filtrage passe-bas est réalisé par un filtre en racine de Nyquist afin de conserver un bruit blanc discret. Notons que le facteur de retombée doit être assez fort pour permettre l'asservissement du rythme par l'algorithme de Gardner.

La détection de trame est effectuée par corrélation avec le préambule. Une corrélation classique est inadaptée à cause de la rotation de phase due au Doppler présent sur la transmission. On a retenu une méthode dite de corrélations partielles [CAI05] pour son insensibilité à un éventuel effet Doppler. De plus, cette méthode permet d'obtenir une estimation du glissement Doppler majeur supposé identique sur les différents capteurs et fonction de la vitesse relative entre les mobiles. Par un calcul simple, on en déduit une estimation grossière de la dérive de rythme et une estimation de la dérive de phase. Une compensation grossière sera réalisée à partir de ces estimés de manière conjointe sur le rythme et la phase. On associe ensuite à cette récupération de rythme grossière, un suivi de la dérive de l'instant d'échantillonnage optimal par l'algorithme aveugle de Gardner. Afin de garantir un niveau d'entrée de l'algorithme de récupération de rythme, un calcul de gain est réalisé sur la base des corrélations partielles.

La sélectivité en fréquence et les différentes perturbations engendrées par le canal acoustique sous-marin sont généralement importantes. De ce fait, il faut en réception, après démodulation du signal reçu et récupération de rythme, des techniques d'égalisation permettant de retrouver l'information émise avec un maximum de fiabilité. L'égalisation est réalisée par un DFE spatio-temporel adaptatif et autodidacte [LAB 01] associé à une boucle à verrouillage de phase (PLL).

3.2.3 La synchronisation rythme et l'effet Doppler

La transmission de données par lien acoustique d'un véhicule autonome sous-marin (AUV) vers un bateau (Figure 3.4) est soumise à l'effet Doppler. Cet effet Doppler agit comme un effet de compression/dilatation du signal émis. Le fait que la célérité du son dans l'eau soit assez faible $c \approx 1500$ m/s, le récepteur devra compenser la dérive en rythme et en phase liée à cet effet doppler.

Sur la base des travaux de Milica Stovanovic [STO] et de Gérard Lapierre [LAP] ainsi que des résultats obtenus lors des derniers essais en mer, il apparaît qu'un effet Doppler important provoque une dérive rapide du rythme qui doit être absolument compensée avant tout traitement d'égalisation.

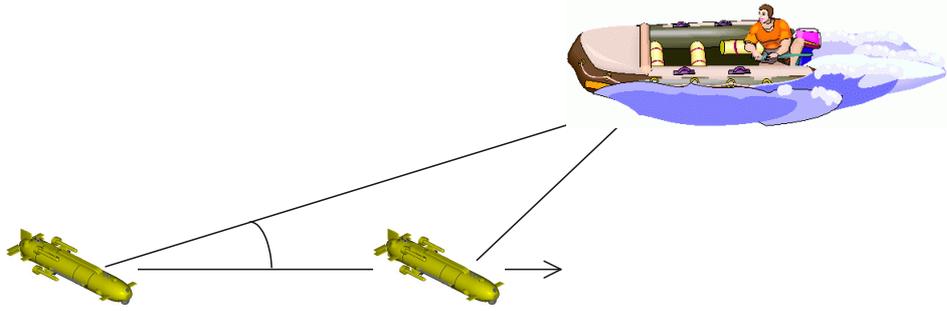


Figure 3.4. *Transmission acoustique soumise à effet Doppler*

Pour démontrer l'intérêt d'une pré-compensation du rythme, on suppose une transmission M -PSK soumise à un glissement Doppler majeur de part le mouvement des porteurs avec une vitesse relative de déplacement v supposée constante sur la durée d'une trame soit quelques secondes. Bien que cette hypothèse soit généralement respectée en pratique, une variation lente de la vitesse sur la durée d'une trame est cependant possible et pourra être compensée ultérieurement par un algorithme de poursuite.

On émet des symboles d_n à un rythme de $1/T$, par l'intermédiaire d'un filtre d'émission et d'une porteuse de fréquence f_c . Le signal transmis subit une compression/dilatation temporelle liée à la vitesse v et à la célérité c du canal, ce qui revient à considérer que le signal reçu démodulé de manière numérique $p(kT_e)$, s'exprime par :

$$p(kT_e) = A \exp\left(j2\pi f_c \frac{v}{c} kT_e\right) \sum_n d_n h\left(\left(1 - \frac{v}{c}\right)kT_e - nT - \tau\right) + w(kT_e) \quad [3.1]$$

où le filtre $h(t)$ inclut le filtre d'émission, le transducteur, le canal, l'hydrophone et le filtre de réception. A ce niveau, aucune hypothèse n'est faite sur le degré de sévérité du canal lié à la sélectivité en fréquences du canal. L'atténuation A est fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Le signal $p(kT_e)$ peut être vu comme le passage des données dans un canal discret équivalent dont la réponse fluctue dans le temps en fonction du paramètre v/c . On montre qu'il est cependant possible de considérer un instant d'échantillonnage optimal

$t[k]$ différent de kT_e tel que la sortie $p(t[k])$ représente bien la suite des données d_k passées dans un canal discret équivalent non fluctuant dans le temps.

En supposant qu'une interpolation idéale est réalisée au niveau du récepteur et en remplaçant kT_e par $t[k]$, le signal échantillonné à $t[k]$ s'exprime par :

$$p(t[k]) = A \exp\left(j2\pi f_c \frac{v}{c} t[k]\right) \sum_n d_n h\left(\left(1 - \frac{v}{c}\right)t[k] - \tau - nT\right) + w(t[k]) \quad [3.2]$$

En prenant :

$$t[k] = kT + k\left(\frac{v/c}{1 - v/c}\right)T + \tau\left(1 + \frac{v/c}{1 - v/c}\right) \quad [3.3]$$

on obtient :

$$p(t[k]) = A \exp(j\theta[k]) \sum_n d_n h((k - n)T) + w(t[k]) \quad [3.4]$$

avec :

$$\theta[k] = 2\pi f_c k \frac{v/c}{1 - v/c} T + 2\pi f_c \frac{v/c}{1 - v/c} \tau \quad [3.5]$$

Une compensation du rythme et de la phase peut donc être réalisée conjointement sur la base d'une estimation du paramètre v/c . On notera qu'en règle générale, lorsque le facteur de sur-échantillonnage est élevé une interpolation linéaire ou une simple décimation du signal $p(kT_e)$ donne une bonne estimation du signal recherché $p(t[k])$.

La synchronisation rythme consiste à déterminer l'instant optimal d'échantillonnage $t[k]$. Cet instant évolue dans le temps en fonction de la vitesse relative v de déplacement des porteurs. Une estimée de la vitesse est obtenue à partir des corrélations partielles [CAI 05] réalisées en début de trame (voir section suivante). On détermine alors de manière grossière la dérive de l'instant d'échantillonnage. On considère ensuite un algorithme de suivi car la dérive liée au Doppler n'est jamais parfaitement constante et l'estimation effectuée en début de trame évolue dans le temps et doit être prise en compte. Pour assurer le suivi de l'instant d'échantillonnage, on peut par exemple utiliser une boucle à verrouillage de délai (DLL) utilisant un comparateur de type aveugle [GAD 86]. Un algorithme aveugle est privilégié car beaucoup d'algorithmes pilotés par

les décisions ou par les données émises supposent la récupération de porteuse effectuée ce qui peut s'avérer très délicat à réaliser en amont de la chaîne. Cette synchronisation de suivi est adaptative et a pour fonction d'affiner la correction du rythme.

Pour illustrer l'importance de la compensation de la dérive de l'instant d'échantillonnage, on a tracé respectivement sur les figures 3.5 et 3.6 l'évolution de la réponse impulsionnelle en considérant un échantillonnage fixe kT_e et un échantillonnage optimal $t[k]$ prenant en compte la compression/dilatation par effet Doppler. Sur la figure 3.5, l'instant d'échantillonnage est fixe et ne suit pas l'éventuel glissement lié au Doppler ou à une imprécision sur les oscillateurs, il s'en suit une dérive dans le temps de la réponse impulsionnelle du canal. Dans le cas où la récupération de rythme est bien effectuée, soit sur la figure 3.6, les retards des trajets de la réponse impulsionnelle ne varient pas dans le temps.

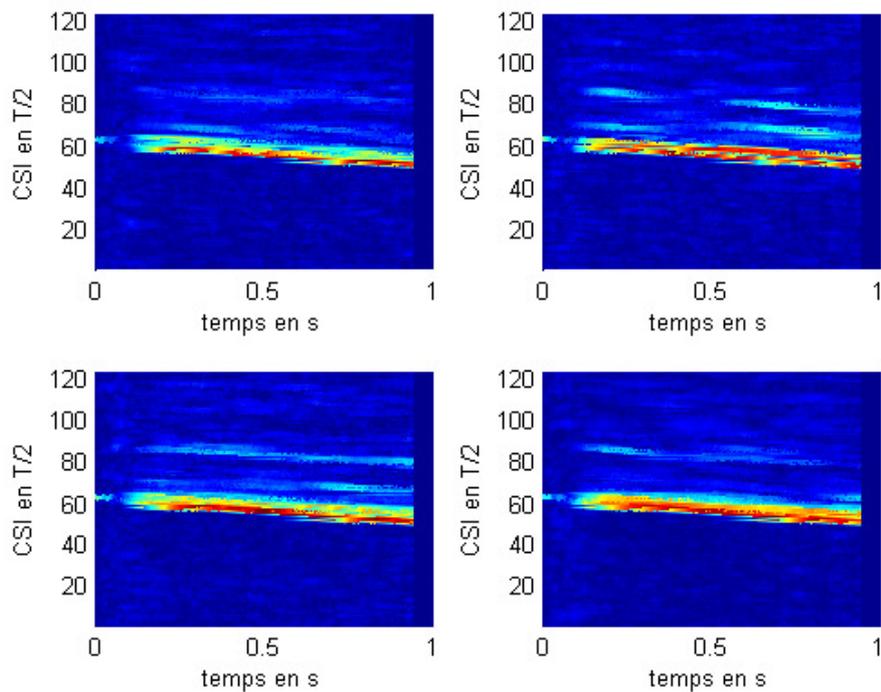


Figure 3.5. Estimation des réponses impulsionnelles sur les 4 hydrophones sans prise en compte de l'effet Doppler.

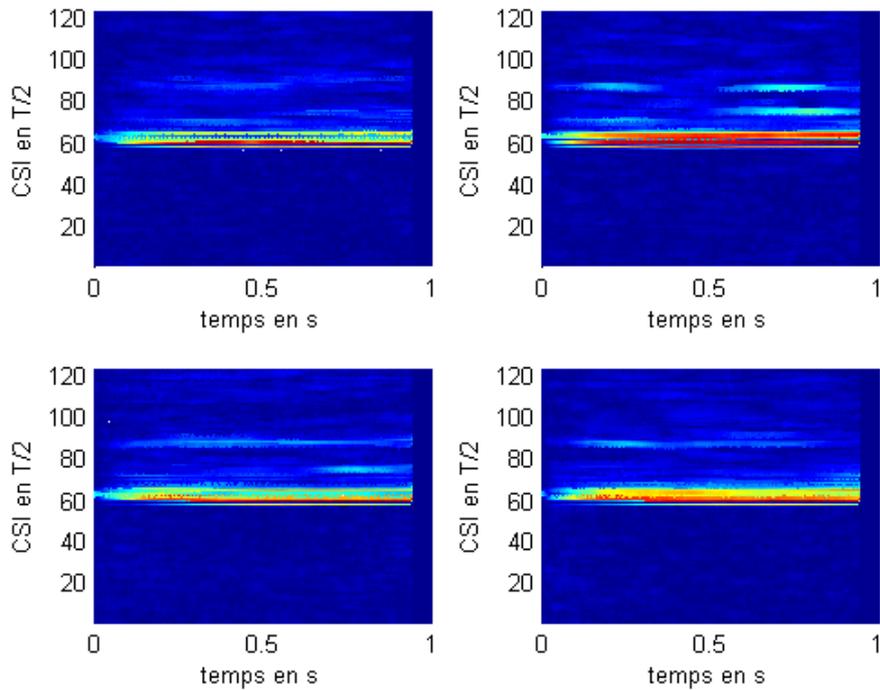


Figure 3.6. *Estimation des réponses impulsionnelles sur les 4 hydrophones avec prise en compte de l'effet Doppler.*

3.2.4 Synchronisation de trame et estimation du mouvement

La trame émise dispose d'une séquence de référence ou préambule qui permet de venir repérer le début de la trame. Classiquement, la synchronisation trame est réalisée en corrélant le signal reçu avec le préambule. Lorsque le Doppler est important, la rotation de la constellation peut être très importante. La détection de la trame par des corrélations classiques n'est plus une solution fiable. La méthode des corrélations partielles [CAI 05] permet d'obtenir une meilleure estimation des pics de corrélation pour des Dopplers importants. En outre elle fournit une estimation de la vitesse de déplacement entre l'émetteur et le récepteur ce qui permet d'évaluer la compression/dilatation de la durée symbole.

Pour illustrer le gain apporté par les corrélations partielles, nous avons simulé une transmission QPSK sur canal non sélectif en fréquences soumise à l'effet Doppler. Le rapport signal sur bruit est de 15dB. La longueur de la séquence pilote est de 256

symboles. La fréquence porteuse est de 35 kHz, la vitesse relative inférieure à 3 m/s et le débit égal à 5 kbits/s.

Sur la figure 3.7, on a tracé les résultats de la corrélation classique du signal reçu avec la séquence pilote de 256 symboles. On voit nettement que lorsque le paramètre $DFT = f_c v T / c$ devient trop important le pic de corrélation disparaît et il n'est plus possible de synchroniser la trame. Sur la figure 3.8, on a tracé les résultats obtenus en utilisant les corrélations partielles. Pour réaliser les corrélations partielles on a découpé le préambule en 16 sous-blocs de 16 symboles. On voit que l'estimation de début de trame par pic de corrélation reste fiable même pour des vitesses de déplacement supérieures à 3 m/s.

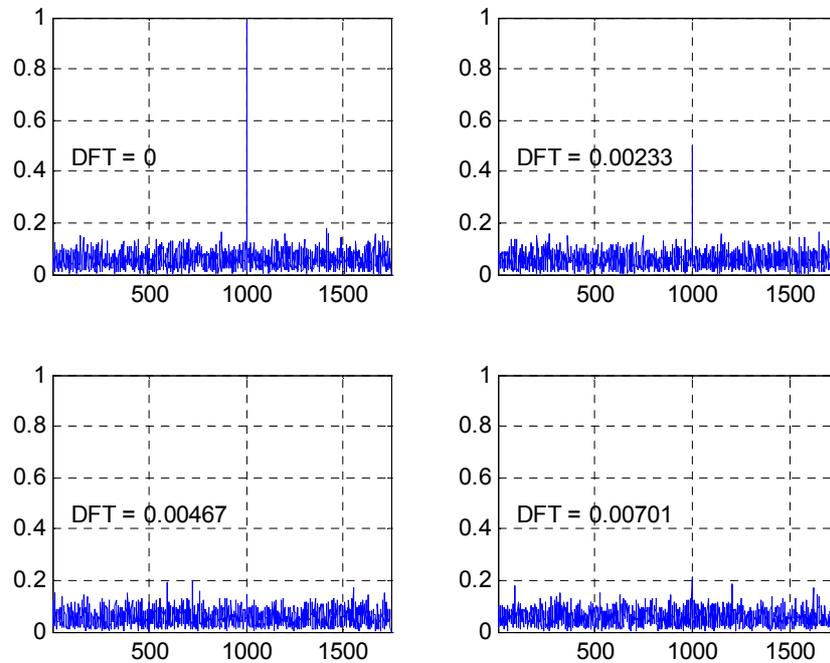


Figure 3.7. *Corrélation classique appliquée à un signal soumis à l'effet Doppler*

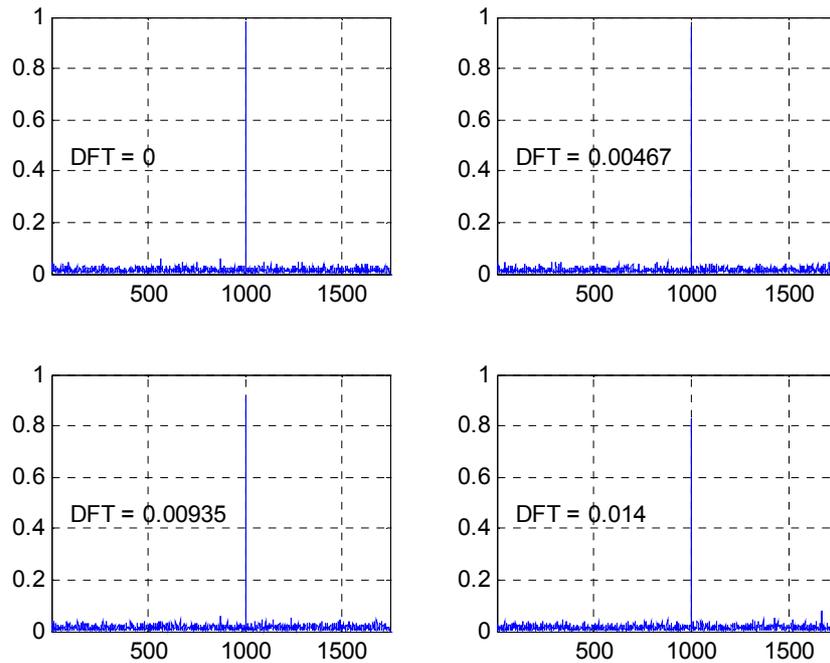


Figure 3.8. *Corrélation partielle appliquée à un signal soumis à l'effet Doppler*

Le principe des corrélations partielles appliquées à une voie de réception est décrit figure 3.9. Le signal ramené en bande de base est prélevé à une cadence de $1/T$.

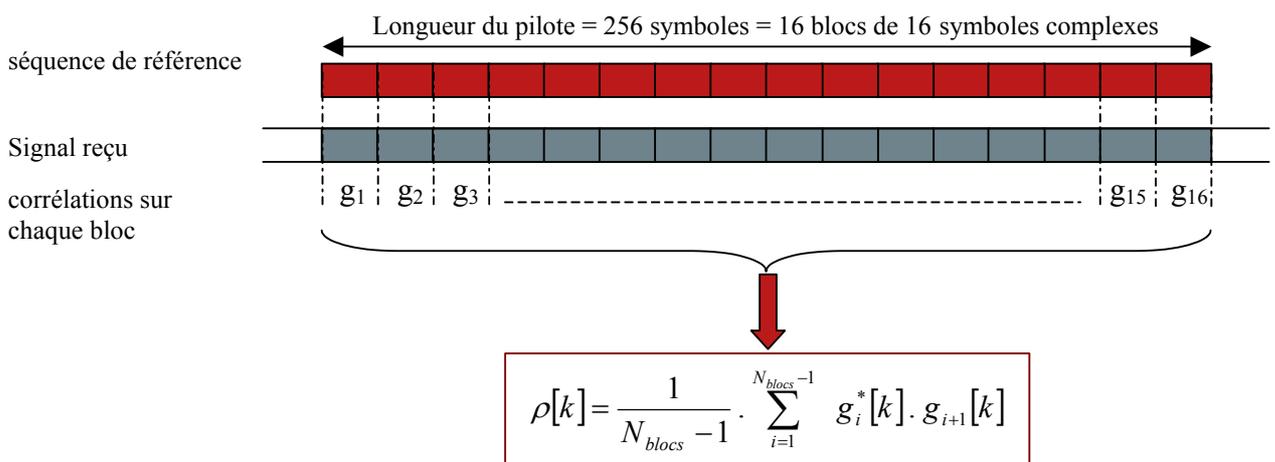


Figure 3.9. *Détail des opérations réalisées pour déterminer les corrélations partielles*

Méthode des corrélations partielles et estimation de l'excursion Doppler :

1. La séquence de référence est de longueur $L_{réf}$ (256). On la découpe en N_{blocs} blocs de longueur L_{bloc} (16 x 16 sur la figure ci-dessus).
2. A chaque instant kT , un buffer contenant $L_{réf}$ échantillons du signal reçu est découpé selon la même partition que sur la séquence de référence ($N_{blocs} \times L_{bloc}$).
3. On calcule les corrélations partielles ($g_i[k]$) sur les blocs en vis-à-vis.
4. Ces blocs sont combinés hiérarchiquement pour donner le coefficient de corrélation $\rho[k]$ de la voie considérée.
5. Lorsque le coefficient de corrélation $\rho[k]$ est supérieur au seuil de détection, on obtient le début de la trame donné par l'indice k_0 .

Un intérêt majeur de cette méthode est qu'elle permet aussi d'obtenir une estimation de l'excursion de fréquence Doppler Δf à l'instant kT à partir de $\rho[k_0]$:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi L_{blocs} \cdot T} \cdot \arg\{ \rho[k_0] \} \quad [3.6]$$

3.2.5 L'estimation de canal et le rapport signal sur bruit

Le canal acoustique sous-marin est fonction de l'environnement de transmission : la distance entre l'émetteur et le récepteur, la profondeur d'eau, le positionnement des transducteurs et hydrophones, l'état de la mer sans parler des bruits liés à l'activité marine ou autres phénomènes naturels. La connaissance des caractéristiques du canal est importante pour la conception du récepteur et nécessite notamment l'étude de la rapidité de fluctuation des paramètres à estimer et de l'étalement temporel des trajets multiples. Une difficulté associée à cette tâche réside dans la précision de la mesure. En effet comme nous l'avons vu précédemment, si on ne compense pas en entrée le glissement lié à l'effet Doppler, les retards de la réponse impulsionnelle estimée du canal semblent dériver dans le temps ce qui n'est pas réellement le cas. On doit donc mettre en œuvre une technique d'estimation robuste permettant d'obtenir une mesure du canal aussi fiable que possible.

La description du dispositif utilisé pour estimer le canal est présenté figure 3.10. On utilise une compensation du rythme avant l'estimation proprement dite afin de dissocier

les phénomènes liés au Doppler de la réponse du canal. Pour traiter les $N_R = 4$ voies de réception de l'antenne, on a mis en oeuvre 4 filtres adaptatifs, actualisés par un algorithme du gradient stochastique piloté par les données émises (LMS-DA : least mean square – data aided), et associés à 4 boucles à verrouillage de phase (PLL : phase-locked loop).

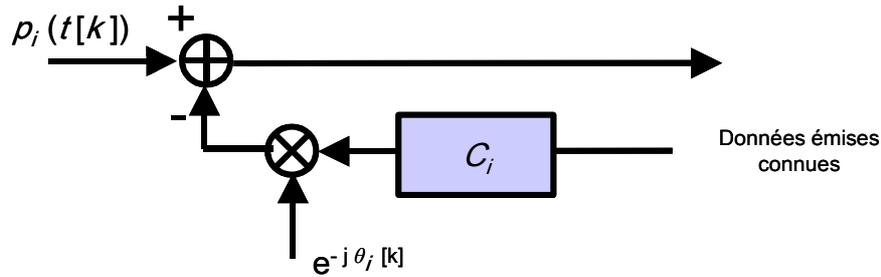


Figure 3.10. Synoptique de l'estimation du canal

Soit $p_i(n) = p_i(t[n])$ les observations démodulées et échantillonnées provenant des hydrophones avec $i = 1, \dots, N_R$. On adapte les coefficients $c_{l,i}(n)$ des filtres et les phases $\theta_i(n)$ en minimisant l'erreur $e_i(n)$ entre cette observation et l'estimé du signal reçu :

$$e_i(n) = y_i(n) - \sum_l c_{l,i}(n-1) \exp(j\theta_i(n-1)) d_{n-l} \quad [3.7]$$

On minimise l'erreur quadratique $E\{e_i(n)^2\}$ afin d'obtenir les coefficients $c_{l,i}(n)$ et la phase $\theta_i(n)$. Les équations d'actualisation LMS-DA sont données par :

$$c_{l,i}(n) = c_{l,i}(n-1) + \mu_h e_i(n) (\exp(j\theta_i(n-1)) d_{n-l})^* \quad [3.8]$$

$$\theta_i(n) = \theta_i(n-1) + \mu_\theta \Im m \left\{ e_i(n) \left(\sum_l c_{l,i}(n-1) \exp(j\theta_i(n-1)) d_{n-l} \right)^* \right\} \quad [3.9]$$

où μ_h et μ_θ sont deux pas d'adaptation. En pratique, une boucle du second ordre sera utilisée pour estimer la dérive de phase au niveau des PLLs.

On évalue la réponse impulsionnelle du canal sur une durée de 60 secondes et une profondeur de 40 durées symboles. La réponse impulsionnelle du canal (RI) est obtenue pour deux échantillons par durée symbole. Les figures 3.11 et 3.12 présentent les résultats obtenus pour une réalisation issue d'enregistrements effectués en rade de Brest (K7-16_AIT-08). La modulation est une QPSK avec $f_c = 17,5$ kHz et $D = 5,8$ kbps. La distance entre l'émetteur et le récepteur est de 1000 mètres. Sur cet exemple, le canal présente un trajet prédominant et plusieurs trajets réfléchis de plus faible puissance et fluctuants dans le temps. L'étalement temporel du canal est d'environ 10 ms.

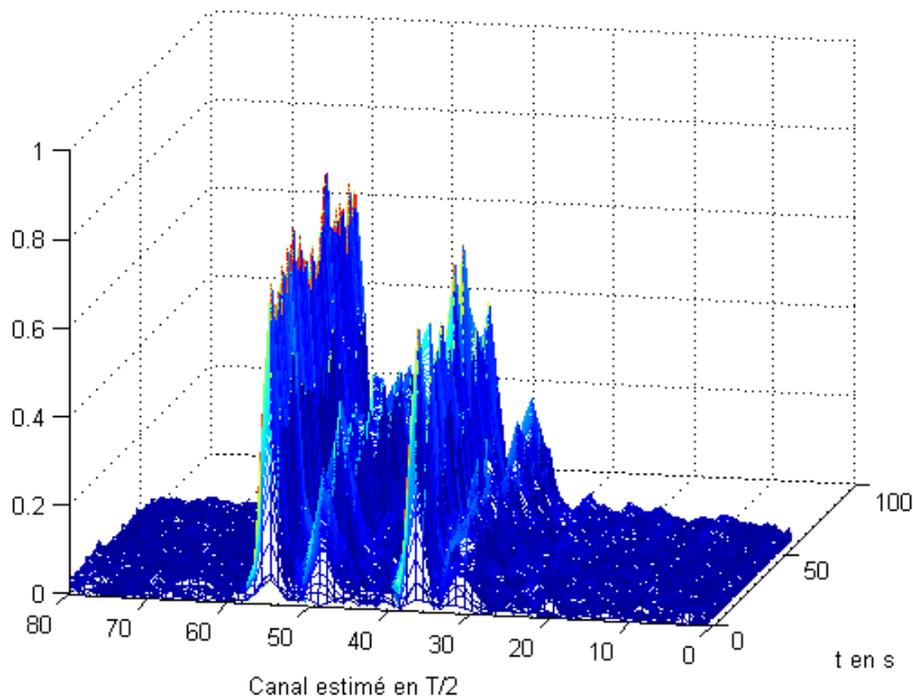


Figure 3.11. Estimation de la réponse impulsionnelle du canal ASM

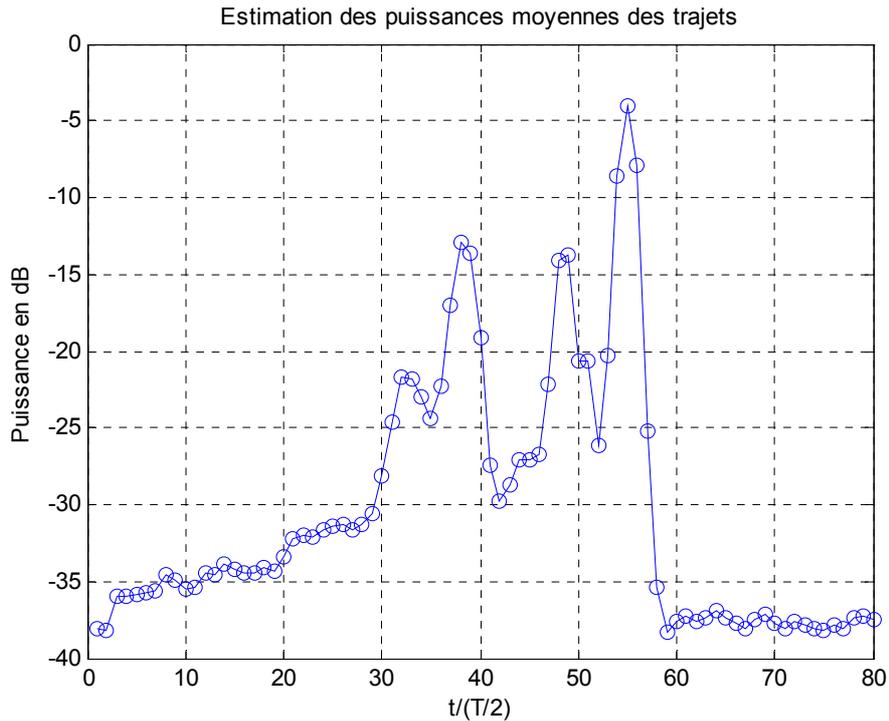


Figure 3.12. Estimation de la réponse impulsionnelle du canal ASM

A partir de l'estimation des coefficients du canal, il est possible d'obtenir une estimation du rapport signal sur bruit. Si le canal est bien estimé, les échantillons $e_i(n)$ correspondent aux échantillons de bruit présents sur le canal. On estime alors le rapport signal sur bruit par :

$$SNR_i(n) = \lambda SNR_i(n-1) + (1-\lambda) \frac{|d(n)|^2 \sum_l |c_{l,i}(n)|^2}{|e_i(n)|^2} \quad [3.10]$$

où λ est un facteur d'oubli permettant de lisser l'estimation.

La figure 3.13 présente une estimation du rapport signal à bruit pour 1 hydrophone et la réponse impulsionnelle du canal associée. Le SNR estimé sur ce fichier varie de 5 à 10 dB sur une période de 60 secondes.

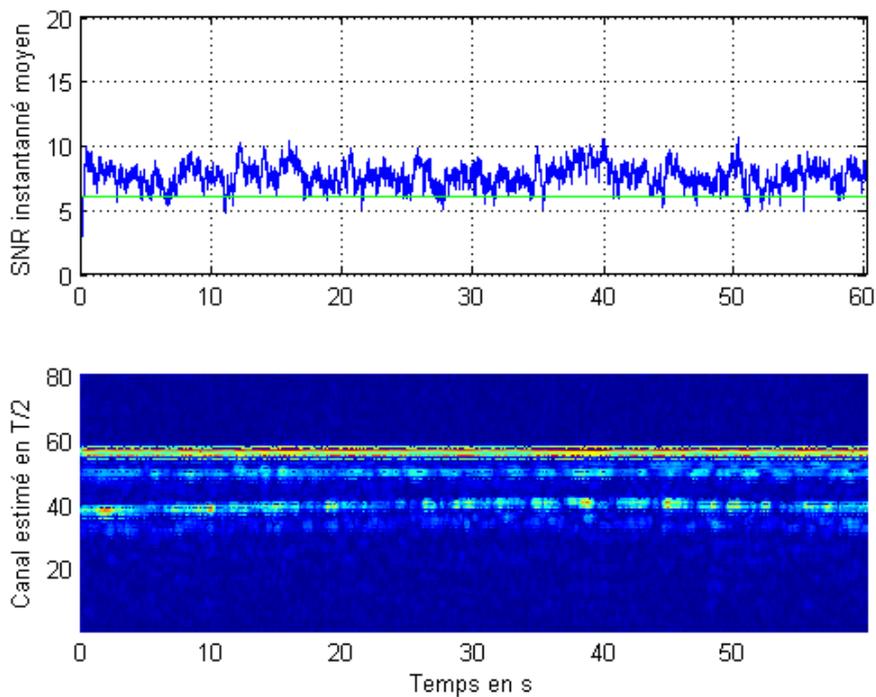


Figure 3.13. Estimation du rapport signal sur bruit sur un hydrophone et évolution de la réponse impulsionnelle du canal dans le temps.

L'estimation du canal présentée figures 3.11 à 3.13 fait apparaître plusieurs trajets multiples qui vont créer de l'interférence entre symboles laquelle doit être combattue. Pour cela, on va utiliser un égaliseur adaptatif permettant de suivre les variations du canal dans le temps. Le rapport signal sur bruit de réception étant assez faible, l'utilisation d'un égaliseur DFE spatio-temporel s'avère indispensable afin de profiter du gain d'antenne. La description de cet égaliseur fait l'objet de la section suivante.

3.2.6 Egalisation

La transmission d'information sur canal sélectif en fréquence est confrontée au phénomène d'interférence entre symboles (IES) ce qui nécessite l'application d'un traitement spécifique au niveau du récepteur. L'utilisation d'une antenne munie de plusieurs capteurs permet la mise en œuvre d'un égaliseur spatio-temporel.

Développé au département Signal et Communications de TELECOM Bretagne, le SADFE [LAB 01] est un égaliseur spatio-temporel à retour de décision autodidacte et à configuration variable caractérisé par son adaptabilité structurelle et algorithmique.

Le mode de convergence est le mode de départ (Figure 3.14). L'égaliseur possède une structure linéaire réursive purement autodidacte dans la mesure où les algorithmes d'actualisation des filtres de l'égaliseur ne font appel à aucune séquence d'apprentissage, mais nécessitent seulement la connaissance des propriétés statistiques des symboles émis.

Une fois le processus d'égalisation suffisamment avancé, l'égaliseur commute en mode de poursuite (Figure 3.15). Il se configure alors en égaliseur à retour de décisions, piloté par décisions (DFE-DD). Cette commutation est réversible si bien qu'en cas de brusque variation du canal de transmission, un retour en mode de convergence évite à l'égaliseur de rester dans un état pathologique lié au phénomène de propagation des erreurs de décision. Ceci rend l'égaliseur particulièrement performant sur des canaux variants dans le temps et non stationnaires tels que le canal ASM.

La commutation d'un mode à l'autre se fait en fonction du taux d'erreur binaire (TEB). En règle générale, le TEB n'est pas connu de l'égaliseur mais on peut montrer qu'il est fonction de l'EQM. Le critère de basculement d'une structure à l'autre est alors basé sur la comparaison de l'EQM estimée à un seuil fonction du type de modulation utilisée [LAO 97].

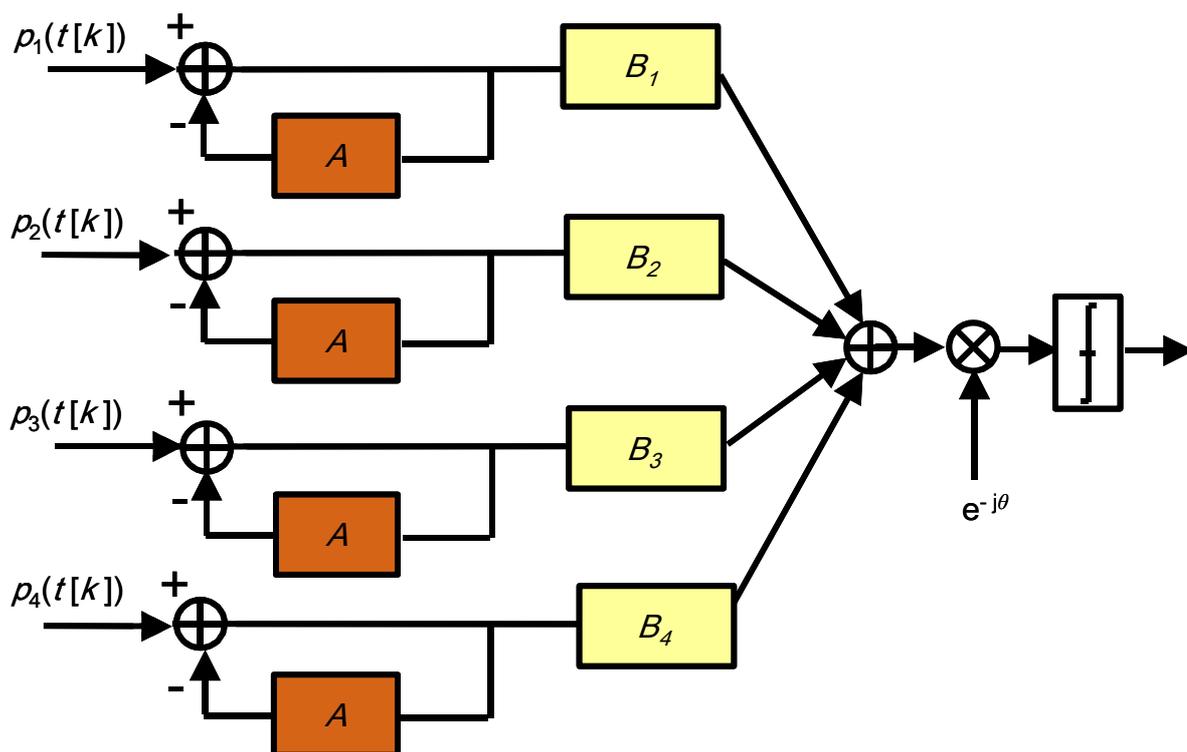


Figure 3.14. SADFE en phase de convergence

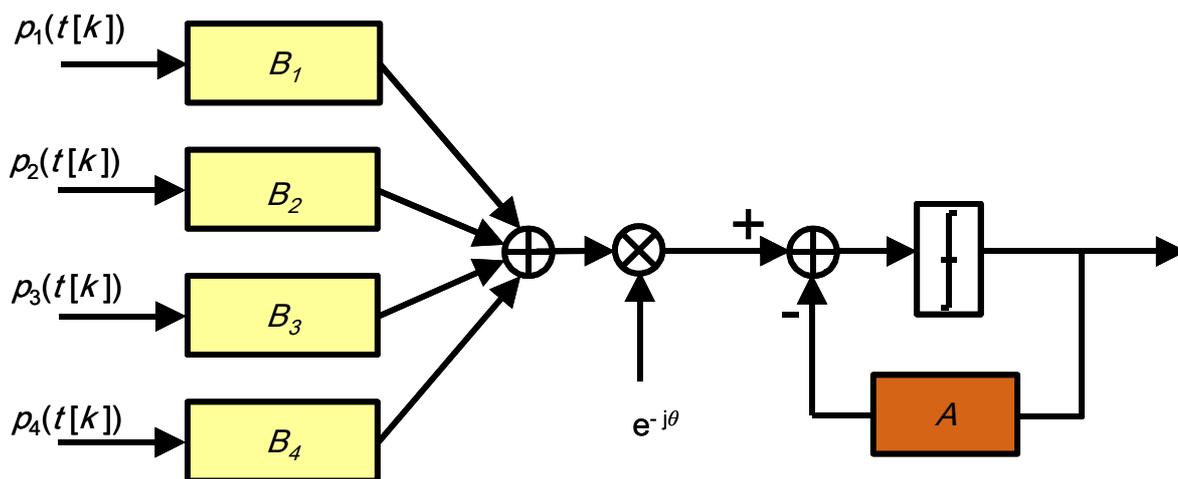


Figure 3.15. SADFE en phase de poursuite

On présente figure 3.16, les résultats en terme d'erreur quadratique moyenne (EQM) estimée, la constellation en sortie du récepteur et l'évolution de la phase (PLL).

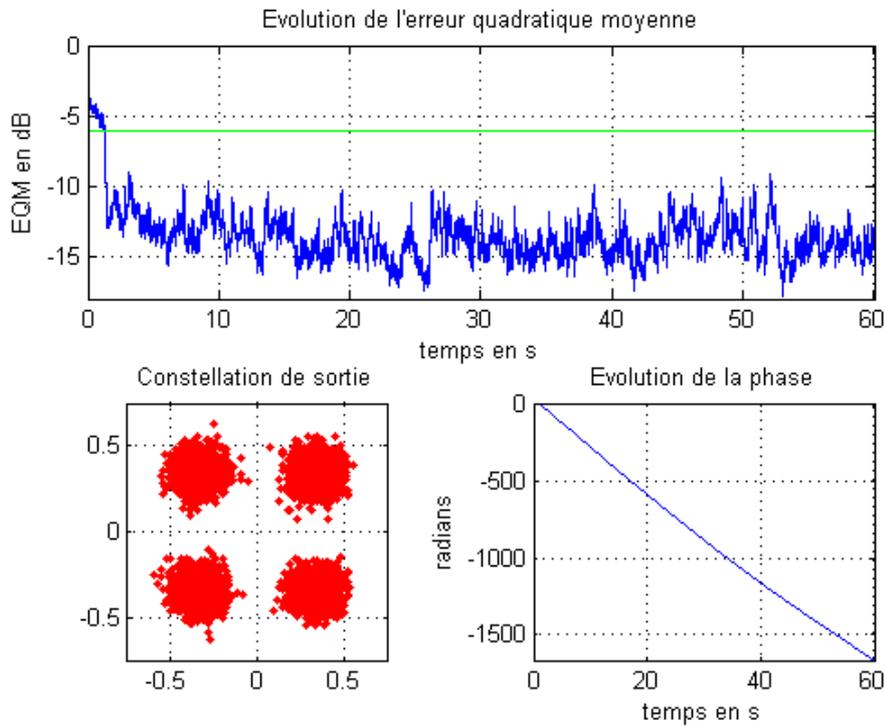


Figure 3.16. Performance de l'égaliseur en terme d'EQM estimée

3.2.7 L'apport du traitement multi-capteurs

La réception par plusieurs capteurs doit permettre d'obtenir un gain. Ce gain dépend du nombre de capteurs utilisés. Ainsi pour un SNR_i de réception supposé identique sur chaque capteur i , on peut espérer par un traitement spatio-temporel récupérer un rapport signal à bruit de sortie augmenté d'un facteur $10 \log_{10}(N_R)$ dB par rapport à l'utilisation d'un seul capteur. Dans le cas de 4 hydrophones en réception, un gain de 6 dB peut être envisagé par le traitement spatio-temporel. Sur la figure 3.17, on a tracé les performances en terme d'erreur quadratique moyenne estimée en sortie de l'égaliseur spatio-temporel pour 1, 2, 3 et 4 capteurs. Ces résultats sont issus de l'étude de fichiers réels enregistrés en mer dans la rade de Brest [LHO 05]. La modulation est une QPSK, le débit de 10 kbits/s et la distance entre l'émetteur et le récepteur de 500 mètres (K7-2

AIT-1 N₀-14 Vx-0_42). Le gain apporté par le traitement des 4 voies est bien de l'ordre de 6 dB.

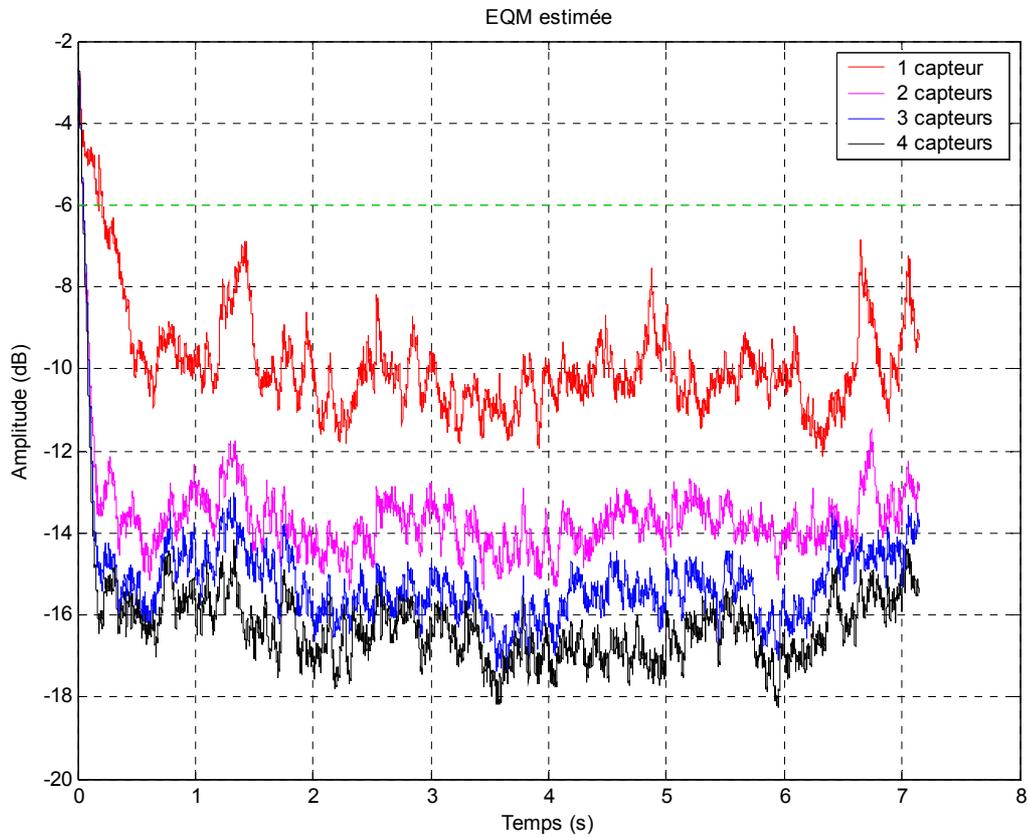


Figure 3.17. EQM estimée en sortie du récepteur spatio-temporel

3.2.8 Le traitement par blocs pour transmission à flot continu

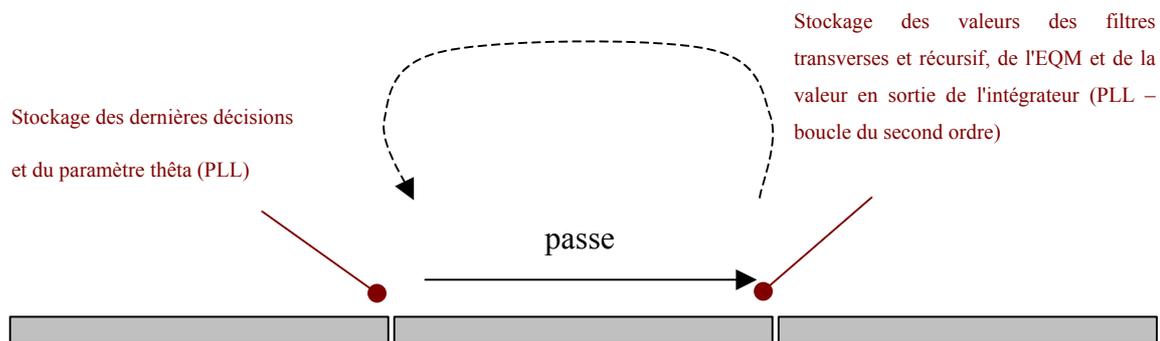


Figure 3.18. Traitement par bloc

Le traitement par bloc consiste à découper le signal en blocs et à égaliser en plusieurs passes un même paquet d'information en exploitant les paramètres obtenus de l'égalisation précédente [LAP 03]. Si le canal est stationnaire sur la durée du bloc, l'égalisation par des passes successives permet à l'égaliseur d'améliorer sa connaissance du canal et de converger vers la solution optimale. Les algorithmes adaptatifs reposant sur la statistique des données, les blocs traités ne doivent donc pas être trop petits pour que l'égaliseur ait le temps de s'adapter au canal et surtout que la statistique soit suffisante.

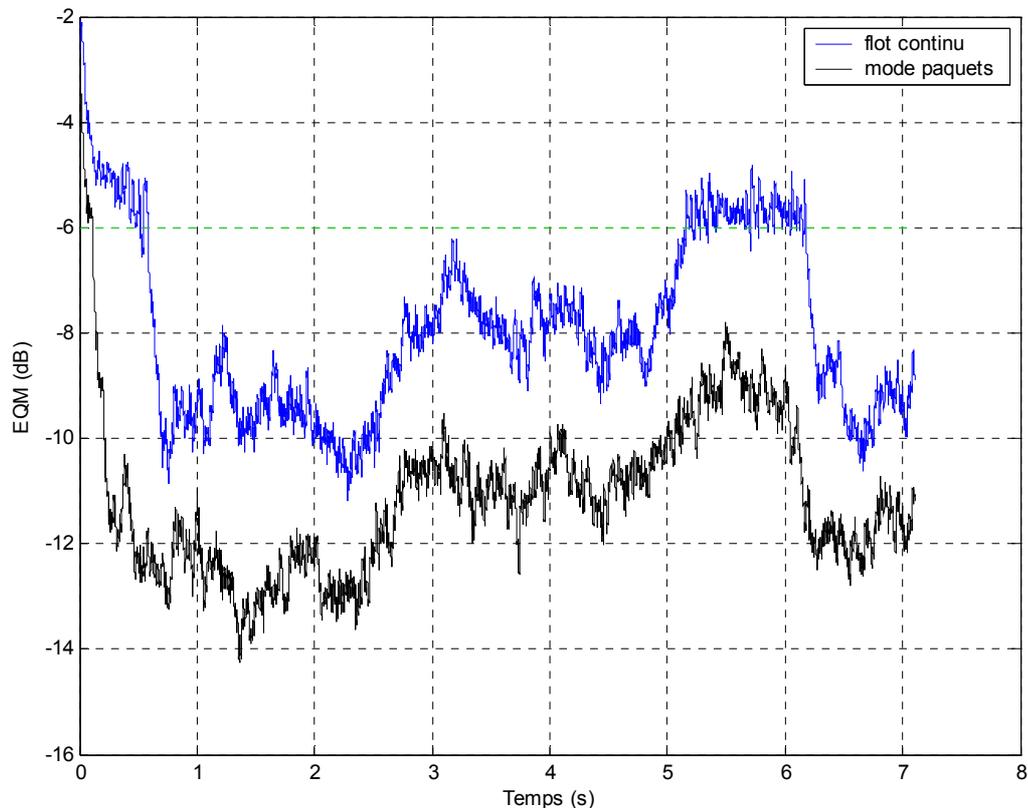


Figure 3.19. SA-DFE - Traitement par blocs de 500 symboles sur 5 passes

Pour mesurer le gain du traitement par bloc en fonction du nombre de passes, on a tracé les EQM estimées à flot continu et en traitement par blocs. Ces résultats sont issus de l'étude de fichiers réels enregistrés en mer sur le site des Pierres Noires. La modulation est une QPSK, le débit de 10 kbits/s et la distance entre l'émetteur et le récepteur de 2000 mètres (K7-4 AIT-1 N₀-14 Séquence 2). Un traitement en 5 passes sur des blocs de 500 symboles a été réalisé. On voit sur la figure 3.19 un gain de performance par le traitement par bloc de l'ordre de 2 dB ce qui permet de plus d'éviter à l'égaliseur de passer en mode de convergence dans la tranche de signal située entre 5 et 6 secondes.

Ce résultat est intéressant et tend à démontrer que le canal évolue peu sur une durée de quelques dizaines de ms et qu'un traitement par bloc peut être envisageable.

3.2.9 Résultats de transmission

Plusieurs campagnes d'essais ont été réalisées par le GESMA et SERCEL afin de tester expérimentalement les performances du modem. Les transmissions réalisées lors de déplacements modérés sont de bonnes qualités. En présence de mouvements des plates-formes, les résultats sont plus mitigés et ont donné lieu à des études complémentaires dont certaines sont exposées dans ce chapitre.

Sur la figure 3.20, on peut voir une image reconstituée après passage dans le canal sous-marin. La modulation utilisée est une QPSK avec une fréquence porteuse de 35 kHz. La distance entre l'émetteur et le récepteur était d'environ 1000 mètres par une profondeur de 30 mètres, soit un canal dit horizontal. L'image représentée nécessite de maintenir le lien pendant une durée de 50 secondes et comprend des traitements d'égalisation, de synchronisation, de détection et de corrections d'erreurs.

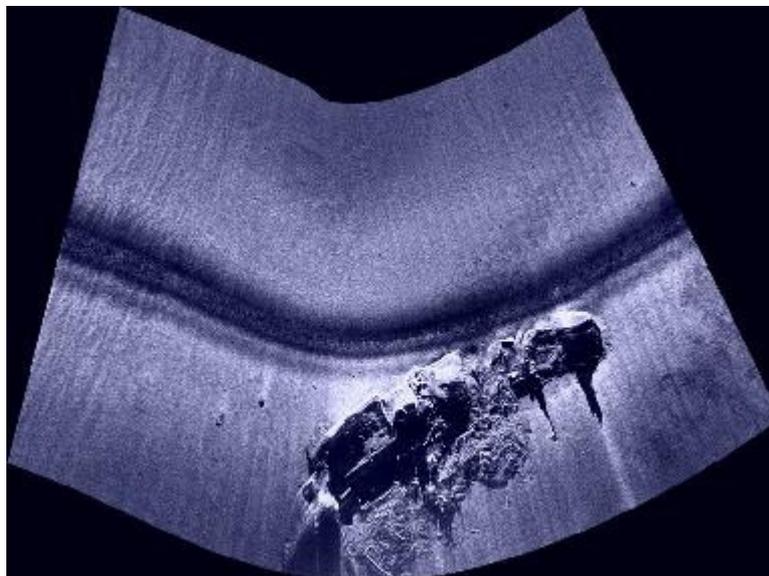


Figure 3.20. *Image reconstituée après transmission sur le canal acoustique sous-marin*

3.3 Conclusions et perspectives

Pour optimiser l'efficacité spectrale de la transmission, le modem décrit dans ce chapitre utilise une transmission de type flot continu utilisant une modulation mono-porteuse en émission et un égaliseur adaptatif aveugle DFE en réception. On montre que l'égalisation spatio-temporelle améliore nettement les performances du récepteur en permettant notamment un gain en terme de rapport signal sur bruit de réception. Le modem TRIDENT a été validé expérimentalement en mer et implémenté sur DSP par Joël Trubuil (TELECOM Bretagne).

Les perspectives pour les communications ASM sont nombreuses et les travaux récents démontrent l'importance et la nécessité de trouver de nouvelles solutions de traitement du signal permettant de réaliser des modems hauts débits fiables et robustes. L'utilisation des techniques itératives associant codage et égalisation semble être envisageable afin de permettre des transmissions avec des rapports signaux à bruit modérés et des modulations à grand nombre d'états. Des publications récentes utilisent la turbo égalisation [CHO 08][SIF 08][SAN 08] et les transmissions MIMO associées à des traitements itératifs [ROY 07][SIN 09]. Un des axes important de recherche en communications ASM réside dans la compréhension et la modélisation du canal ASM [WAL 08][STO 09] afin de définir des techniques de réception appropriées. Les approches réseaux sont aussi très importantes et nécessite des techniques innovantes de part la faible vitesse de propagation dans le milieu sous-marin [CHI 08][RUT 09].

3.4 Bibliographie sur les communications ASM

- [BRO 92] J.M. Brossier, "Estimation de phase et égalisation adaptative. Application aux communications sous-marines", *thèse de l'INPG*, 1992.
- [BRO 97] J.M. Brossier, "Signal et communication numérique : égalisation et synchronisation", Hermès, 1997.
- [CAI 05] Q. Cai, A. Wilzeck and T. Kaiser. "A Compound Method for Initial Frequency Acquisition in WCDMA Systems", *IEE DSP Enabled Radio Conference*, Southampton, England, September 19.-20., 2005.
- [COA 96] S. Coatelan, "Conception et évaluation d'un système de transmission sur canal acoustique sous-marin horizontal petits fonds", *thèse de l'Université de Bretagne Occidentale*, le 19 janvier 1996.
- [CHI 08] M. Chitre, S. Shahabudeen, M. Stovanovic, "Underwater Acoustic Communications and Networking: Recent Advances and future Challenges", *Spring 2008*, Vol. 42, No.1, 2008.
- [CHO 08] J.W. Choi, R.J. Drost, A. Singer and J. Preisig, "Iterative multi-channel equalization and decoding for high frequency underwater acoustic communications", 2008.
- [DOU 07] H. Doukkali, "Réseau de données en acoustique sous-marine", *thèse de TELECOM Bretagne en habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne Sud*, 2007.
- [EYN 08] G. Eynard, "Techniques de synchronisation pour les communications acoustiques sous-marines", *thèse de TELECOM Bretagne en habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne Sud*, le 19 décembre 2008.
- [GAD 86] Floyd M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 34, pp. 423-429, May 1986.
- [GEL 96] B. Geller, V. Capellano, J.M. Brossier, A. Essebbar and G. Jourdain, "Equalizer for Video Rate Transmission in Multipath Underwater Communications", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, VOL. 21, No. 2, April 1996.
- [GLA 87] A. Glavieux et J. Labat, "Transmission d'images sur canal acoustique sous-marin", *GRETSI'87*, Nice, 1-5 juin 1987.
- [LAB 93] J. Labat, J. Trubuil et D. Rioualen, "Comparaison des algorithmes RLS et SGLMS en communications acoustiques sous-marines", *GRETSI'93*, Juans-les-Pins, septembre 1993.
- [LAB 94] J. Labat, "Apport de l'égalisation auto-adaptative en communications acoustiques sous-marines", *thèse de l'Université de Bretagne Occidentale*, le 26 avril 1994.
- [LAB 96] J. Labat, O. Macchi, C. Laot and N. Le Squin, "Is training of adaptive equalizers still useful ?," *Proc Globecom'96*, London (UK), November, 1996.
- [LAC 07] J.L. Lacoume et al., "Geneviève Jourdain : sa carrière et son œuvre", *GRETSI 2007*.
- [LAO 97] C. Laot, "Egalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquences", *thèse de l'Université de Rennes I*, le 4 Juillet 1997.
- [LAB 01] J. Labat and C. Laot, "Blind Adaptive Multiple-Input Decision-Feedback Equalizer with a Self-Optimized Configuration", *IEEE Transactions on Communications*, VOL. 49, N°4, April 2001.
- [LAP 00] G. Lapiere, J. Labat, J. Trubuil, ' Evaluation of high speed acoustic link: contribution of blind spatio-temporal equalization', *Proc. ECUA'2000*, Lyon, France, Vol.1, pp. 549-554.
- [LAP 03] G. Lapiere, J. Labat, J. Trubuil, " Iterative equalization for underwater acoustic channel – Potentiality for the TRIDENT system ", *Proc. OCEANS 2003*, San Diego, pp1547-1553.
- [LAP 03] G. Lapiere, "Contribution à l'égalisation adaptative autodidacte multi-dimensionnelle – Application au canal acoustique sous-marin ", *thèse de l'Université de Rennes I*, le 28 novembre 2003.

- [LAP 05] G. Lapiere, N. Beuzelin, J. Labat, J. Trubuil, A. Goalic, S. Saoudi, G. Ayela, P. Coince and S. Coatelan, "1995-2005: Ten years of active research on underwater communications in Brest", *Oceans'05*, Brest, France, 2005.
- [LAP] G. Lapiere, "Correction Doppler sur les transmissions acoustiques à base de MDP", rapport de recherche.
- [LHO 05] P. L'Hour et C. Laot, "Etude d'un récepteur dans le cadre du contrat ROSE", rapport de recherche dans le cadre du projet ROSE, 2005.
- [MAR 95] H. Mariotte, "Caractérisation d'un canal non stationnaire et sélectif : application aux communications numériques acoustiques sous-marines", thèse de l'Université de Bretagne Occidentale, 1995.
- [OUE 08] K. Ouertani, S. Saoudi and M. Ammar, "Toward performance improvements of RAKE receiver with pilot power allocation and Lagrange filtering", *Proc OCEANS'08*, April 8-11, Kobe, Japan, 2008
- [ROY 07] S. Roy, T.M. Duman, V. McDonald and J.G. Proakis, "High-Rate Communication for Underwater Acoustic Channels Using Multiple Transmitters and Space-time Coding: Receiver Structures and Experimental Results", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, VOL. 32, No. 3, July 2007.
- [RUT 09] D.P. Rutgers and I.F. Akyldiz, "Overview of networking Protocols for Underwater Wireless Communications", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 47, No. 1, January 2009.
- [SAN 08] E. Sangfelt, T. Oberg, B. Nilsson and M. Lundberg-Noverdenvaad, "Underwater Acoustic Communication Experiments in the Baltic Sea", *Underwater Defence Technology, EDT 2008*, November 2008.
- [SIF 08] J.F. Sifferlen, H.C. Song, W.S. Hodgkiss, W.A. Kuperman and J.M. Stevenson, "An iterative equalization and decoding approach underwater acoustic communication", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 33, No. 2, April 2008.
- [SIN 09] A.C. Singer, J.K. Nelson, S.S. Kozat, "Signal processing for underwater acoustic communications", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 47, No. 1, January 2009.
- [STO] M. Stovanovic and L. Freitag, "Integrated Doppler Tracking and Efficient Resampling for Phase-Coherent Acoustic Communication", article non soumis disponible sur internet.
- [STO 09] M. Stovanovic, "Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 47, No. 1, January 2009.
- [TRU 01] J. Trubuil, T. Le Gall, G. Lapiere, J. Labat, "Development of a real-time high data rate acoustic link", in *Proc Oceans 2001*, Hawaii, Vol. 4, pp 2159-2164.
- [TRU 02] J. Trubuil, G. Lapiere, T. Le Gall, J. Labat "Presentation of a real-time high data rate acoustic link based on a spatio-temporal blind equalization. The TRIDENT acoustic system" *Oceans 2002*.
- [TRU 08] J. Trubuil, A.Golic and N. Beuzelin, "Synchronization and channel coding in shallow water acoustic communication", *Proc. OCEANS 2008*, Canada, Québec, 2008.
- [WAL 08] P.A. van Walree, T. Jenserud and M. Smedsrud, "A Discrete-Time Channel Simulator Driven by Measured Scattering Functions", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 26, No. 9, December 2008.

CHAPITRE 4

Perspectives de recherche (2009-2012)

4.1 Les communications acoustiques sous-marines

La recherche à l'Institut TELECOM est organisée autour de projets structurants. En tant que responsable du projet TASM (Transmission Acoustique Sous-Marine), mes activités s'orientent naturellement vers l'organisation et la recherche en communications acoustiques sous-marines. Dans le cadre de ce projet, les sujets traités sont fortement liés au Pôle de Compétitivité Mer et aux industriels désirant développer des moyens de communications acoustiques sous-marines (ASM).

D'un point de vue technique, les canaux acoustiques sous-marins peuvent être classés dans les types de canaux les plus difficiles à traiter. En effet, ils sont non stationnaires et les réponses impulsionnelles considérées peuvent atteindre plusieurs dizaines de durée symbole. La conception d'un modem haut débit pour la transmission de données par voie ASM est un véritable challenge.

L'étude des transmissions ASM a été initiée il y a plusieurs années au département Signal et Communications. Cette activité a permis la réalisation d'un modem pour la transmission d'images par voie acoustique (système TRIDENT) en collaboration avec le GESMA et SERCEL. De bons résultats, ont été obtenus pour des transmissions à faible mobilité. Cependant dans un contexte applicatif de transmission entre un robot autonome sous-marin (AUV) et un navire, le déplacement de l'émetteur par rapport au récepteur provoque un effet Doppler relativement important qui n'est pas pris en compte par le modem actuel. Il s'en suit des pertes de communications et un manque de fiabilité dans la transmission. Des études théoriques amonts sur les systèmes de synchronisation sont donc nécessaires et des solutions innovantes doivent être trouvées. Cet objectif est important et doit se situer dans une stratégie à long terme afin de pouvoir construire un

modem fiable attendu par le monde industriel. Pour cela, un travail conséquent d'implémentation et de validation du système sera réalisé à partir d'essais en mer.

Dans le cadre des transmissions dites furtives plusieurs actions ont été initiées et doivent se poursuivre. D'un point de vue stratégique, cette étude est importante car elle doit permettre des communications discrètes (non repérables) entre navires. La technique d'accès multiples à spectre étalé a été retenue. Les premiers tests en mer, réalisés en temps réel dans le milieu acoustique sous marin, ont donné des résultats très satisfaisants.

Un dernier axe d'investigation, à savoir celui des approches réseaux, est appliqué à la problématique des transmissions acoustiques sous-marines, dans le contexte des plates-formes pétrolières.

Face au réel besoin de proposer des modems ASM fiables, les collaborations avec les partenaires industriels et académiques devraient s'intensifier dans les années à venir. Pour cela, un effort sera porté dans plusieurs directions avec pour objectifs :

- La recherche de financements permettant d'assurer la pérennité de cette activité.
- L'étude des caractéristiques du canal ASM pour optimiser les techniques de transmission.
- L'utilisation du codage correcteur d'erreurs pour l'amélioration des performances des récepteurs.
- La validation des algorithmes sur plate-forme pour des applications en temps réel.
- La mise en place de collaboration avec différents organismes académiques nationaux et internationaux.
- La présentation de résultats innovants à la communauté scientifique internationale par l'intermédiaire de publications en revues ou en conférences.

4.2 La turbo égalisation : égalisation et décodage conjoints

Dans le cadre des activités du département Signal et Communications, du laboratoire LabSTICC (CNRS UMR) et de PRACOM (Pôle de Recherches Avancés en Communications), je participe aux activités liées au traitement conjoint de l'égalisation et du codage de canal. Issues d'une forte collaboration avec France Télécom R&D, plusieurs contributions majeures en turbo égalisation ont été apportées par TELECOM Bretagne. Les études sur la turbo égalisation s'insèrent aujourd'hui dans le projet structurant TCTE (Turbo CDMA Turbo Egalisation) de la cartographie de l'Institut TELECOM.

Les projets auxquels j'ai participé ont permis de montrer la faisabilité d'un turbo égaliseur MMSE (Minimum Mean Square Error) ainsi que son implémentation sur processeur de signaux. L'extension de la turbo-égalisation aux systèmes à antennes multiples (MIMO) a mis en évidence le potentiel des récepteur itératifs à combattre tous types d'interférences. Mon objectif majeur dans l'étude de la turbo égalisation est d'apporter des solutions innovantes de faible complexité permettant d'envisager la mise en oeuvre d'un tel système dans un récepteur.

D'autre part, la réalisation d'un récepteur nécessite la mise en place d'organes de synchronisation rythme et porteuse. Ces deux fonctions sont souvent éludées dans les études théoriques mais demeurent essentielles au fonctionnement de tout récepteur. Les perspectives de recherche en synchronisation sont importantes et notamment pour les récepteurs MIMO pour lesquels peu de solutions ont été proposées.

Plusieurs études actuellement en cours devraient aboutir et apporter des contributions notamment dans les domaines suivants :

- Apport de l'égalisation réalisée dans le domaine fréquentiel.
- Comparaison des performances des récepteurs itératifs pour des transmissions MIMO OFDM et mono-porteuse sur canaux sélectifs en fréquences.
- Réduction de complexité dans la mise en œuvre des égaliseurs MMSE.
- Etude de la synchronisation en MIMO ST-BICM.