

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 LA RADIO TACTIQUE ET LA RADIO COGNITIVE.....	5
1.1 La radio cognitive.....	6
1.1.1 La radio de Mitola.....	7
1.1.2 L'observation et la détection dans la radio cognitive.....	11
1.2 Définition du contexte d'utilisation de la radio.....	11
1.2.1 La radio tactique idéale.....	12
1.2.2 Situation de conflit.....	13
1.2.3 Situation de crise ou de catastrophe.....	15
1.3 Caractéristiques et limitations de la recherche.....	16
1.3.1 Degré de cognition.....	16
1.3.2 Focus sur l'écoute et la détection de signaux.....	17
1.3.3 Architecture et caractéristiques de la radio tactique.....	17
CHAPITRE 2 ÉCOUTE ET DÉTECTION DES SIGNAUX.....	19
2.1 Défis de la détection de signaux.....	19
2.1.1 Exigence matérielle.....	20
2.1.2 Durée et fréquence de l'écoute.....	21
2.1.3 Sécurité.....	22
2.2 Concepts de la détection de signaux.....	23
2.3 Détecteur.....	25
2.3.1 Détecteur à filtres adaptés.....	26
2.3.2 Détecteur d'énergie.....	27
2.3.3 Détecteur par autocorrélation.....	30
2.3.4 Détecteur de propriétés cyclostationnaires.....	31
2.3.5 Résumé et comparatif des détecteurs présentés.....	33
CHAPITRE 3 ARCHITECTURE, PROTOCOLE ET ÉCOUTE SPECTRALE.....	37
3.1 Architecture de la radio.....	37
3.2 Mode de duplexage.....	39
3.2.1 Duplexage par répartition en fréquence (FDD).....	39
3.2.2 Duplexage par répartition dans le temps (TDD).....	40
3.2.3 Étalement de spectre par saut de fréquence.....	41
3.2.4 Mode d'opération de la communication.....	42
3.3 Protocole de communications dans la radio.....	44
3.3.1 Considérations préalables.....	45
3.3.2 Détails des trames.....	47
3.4 Schémas d'écoute du spectre en fonction du mode de duplexage.....	51

CHAPITRE 4	ÉCOUTE SPECTRALE EN TEMPS RÉEL	55
4.1	Écoute spectrale en temps réel et « hors ligne »	55
4.1.1	Écoute spectrale en temps réel.....	56
4.1.2	Écoute spectrale « hors ligne »	57
4.2	Scénario utilisé pour l'élaboration d'une écoute spectrale	58
4.3	Choix du détecteur	61
4.4	Écoute en temps réel pour une communication TDD	62
4.4.1	Stratégie d'écoute : concept, prérequis et algorithme	62
4.4.2	Simulation de la stratégie d'écoute en temps réel	69
4.4.2.1	Paramètres évalués	71
4.4.2.2	Génération du bruit et des interférences.....	72
4.4.2.3	Génération du signal	73
4.4.2.4	Génération du plan temps-fréquence	74
4.4.2.5	Détection des interférences	74
4.4.2.6	Implémentation de l'algorithme	75
CHAPITRE 5	RÉSULTATS	79
5.1	Taux d'occupation de la bande et ratio entre interférences fixes et aléatoires	79
5.2	Largeur de bande observée.....	87
5.3	Nombre de sous-bandes	94
5.4	Nombre de sauts par trame.....	101
5.5	Résumé des résultats	107
CONCLUSION	109
BIBLIOGRAPHIE	112

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1	Les neuf degrés de fonctionnalités cognitives d'une RC d'après Mitola 8
Tableau 1.2	Types de CME classique 14
Tableau 2.1	Résumé des avantages et des désavantages des différents détecteurs 35
Tableau 4.1	Caractéristiques du récepteur radio utilisé pour la simulation 61
Tableau 4.2	Paramètres contraignants 61

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1	Version adaptée du cycle complet de cognition de la radio idéale de Mitola pour le premier degré de cognition 9
Figure 1.2	Figure adaptée du cycle complet de cognition de la radio idéale de Mitola . 10
Figure 2.1	Schéma simplifié d'un récepteur idéal 23
Figure 2.2	Implémentation d'un détecteur d'énergie utilisant a) un filtre analogique et le carré des échantillons b) un « periodogram »avec moyenne 27
Figure 3.1	Schéma du récepteur radio 38
Figure 3.2	Schéma du duplexage par répartition en fréquence 39
Figure 3.3	Schéma du duplexage par répartition dans le temps 40
Figure 3.4	Schéma de l'étalement de spectre par saut de fréquence..... 42
Figure 3.5	Schéma de la trame de communication en mode TDD 45
Figure 3.6	Schéma de la trame de communication en mode FDD..... 46
Figure 3.7	Schéma de la trame de communication 48
Figure 3.8	Schéma de la trame de communication en mode TDD avec écoute spectrale52
Figure 3.9	Schéma de la trame de communication en mode TDD avec écoute spectrale et écoute en début de trame 53
Figure 3.10	Schéma de la trame de communication en mode FDD avec écoute spectrale 54
Figure 4.1	Écoute spectrale en temps réel et « hors ligne ». 56
Figure 4.2	Stratégie d'écoute : exemple d'un scénario d'une liaison radio longue distance 60
Figure 4.3	Stratégie d'écoute : concept de fonctionnement..... 64
Figure 4.4	Stratégie d'écoute : détection d'énergie par sous-bande sans chevauchement65
Figure 4.5	Stratégie d'écoute : détection d'énergie par sous-bande avec chevauchement66

XVIII

Figure 4.6	Stratégie d'écoute : algorithme de transmission des trames	68
Figure 4.7	Stratégie d'écoute : algorithme de réception des trames	70
Figure 4.8	Exemple d'un plan temps-fréquence complet	75
Figure 4.9	Exemple d'un plan temps-fréquence avec écoute spectrale.....	76
Figure 4.10	Différence entre les deux plans temps-fréquence avec et sans écoute.....	77
Figure 5.1	Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande moyenne sur 25 réalisations (95% fixes, 5% aléatoires)	82
Figure 5.2	Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande moyenne sur 25 réalisations (50% fixes, 50% aléatoires).....	83
Figure 5.3	Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande moyenne sur 25 réalisations (5% fixes, 95% aléatoires)	84
Figure 5.4	Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande et du ratio d'interférences fixe et aléatoire avec une moyenne sur 25 réalisations	85
Figure 5.5	Figure 5.4 vue de haut : rouge=proposée pire ; violet=proposée meilleure ..	86
Figure 5.6	Résultats en fonction de la largeur de bande observée (10% fixes / 90% d'aléatoires)	89
Figure 5.7	Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)	90
Figure 5.8	Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)	91
Figure 5.9	Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)	92
Figure 5.10	Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)	93
Figure 5.11	Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (10% fixes / 90% d'aléatoires)	96
Figure 5.12	Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (30% fixes / 70% d'aléatoires)	97

Figure 5.13	Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (50% fixes / 50% d'aléatoires)	98
Figure 5.14	Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (70% fixes / 30% d'aléatoires)	99
Figure 5.15	Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (90% fixes / 10% d'aléatoires)	100
Figure 5.16	Résultats en fonction du nombre de sauts (10% fixes / 90% d'aléatoires) ..	102
Figure 5.17	Résultats en fonction du nombre de sauts (30% fixes / 70% d'aléatoires) ..	103
Figure 5.18	Résultats en fonction du nombre de sauts (50% fixes / 50% d'aléatoires) ..	104
Figure 5.19	Résultats en fonction du nombre de sauts (70% fixes / 30% d'aléatoires) ..	105
Figure 5.20	Résultats en fonction du nombre de sauts (90% fixes / 10% d'aléatoires) ..	106

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ARC	Architecture de la radio cognitive
AGC	« Automatic gain control »
CAM	Classification automatique de modulation
CAN	Convertisseur analogique à numérique
CME	Contre-mesure électronique
ÉTS	École de technologie supérieure
FCC	« Federal Communications Commission »
FCS	Fonction de corrélation spectrale
FDD	« Frequency division duplexing »
FFT	Transformation de Fourier rapide
FHSS	« Frequency Hopping Spread Spectrum »
FPGA	« Field programmable gate array »
GPS	« Global positioning system »
HCR	Radio haute capacité
LO	« Local oscillator »
PLL	« Phase locked loop »
PSN	Processeur de signal numérique
PUE	« Primary user emulation »
RC	Radio cognitive

XXII

RF	Radio fréquences
RRD	Récepteur radio double
RRS	Récepteur radio simple
SCT	Système de communication tactique
TDD	« Time division duplexing »
TEB	Taux d'erreurs binaires
VLO	« Variable local oscillator »
WRAN	« Wireless Regional Area Networks »

INTRODUCTION

Le « Federal Communications Commission (FCC) », l'agence américaine de régulation des télécommunications, dans un rapport déposé en 2003 [21] montre la vétusté de la méthode actuelle d'attribution et de gestion du spectre de fréquence. Le FCC milite donc en faveur d'un nouveau paradigme dans les télécommunications afin de faire une exploitation opportuniste de la bande de fréquences afin de permettre un meilleur accès au spectre de fréquences pour tous ainsi qu'une meilleure utilisation du spectre tout en minimisant l'impact sur les signaux des usagers primaires. La réponse proposée est l'accès dynamique au spectre, «Dynamic Spectrum Access» combiné à la radio cognitive est vue par plusieurs comme le meilleur moyen pour y parvenir comme rapporté par Zhao et Sadler dans cet article [59]. La radio cognitive tel que définie par Mitola dans [39] et [38] permet en effet un usage opportuniste de la bande du spectre des radiofréquences comme l'illustre Haykin dans [28] avec le concept d'exploitation des « trous spectraux » ou des « espaces blancs ». Autrement dit, un usager sans licence ou un usager secondaire peut réutiliser la bande passante pourvu qu'ils minimisent les interférences avec l'usager possédant la licence et les droits sur la bande (usager primaire). La radio cognitive peut donc utiliser une partie ou l'ensemble de la bande d'un usager primaire s'il a détecté la bande libre de tout utilisateur. Il doit toutefois la libérer aussitôt qu'il détecte le retour de l'usager primaire de cette bande.

Dans le cas d'une radio cognitive utilisée dans un contexte de résolution de conflits armés, de maintien de la paix ou encore dans une situation d'urgence, le concept d'usager primaire et secondaire doit être revu. Même si le concept d'usager primaire et secondaire ne tient plus, l'idée d'une utilisation plus efficace et opportuniste de la bande de fréquences est intéressante pour les militaires et les services d'urgence compte tenu de la suite à de longues discussions et réflexions, une simple modification de la stratégie afin de modifier la congestion grandissante dans toutes les bandes de fréquences. La « Defense Advanced Research Projects Agency » (DARPA), avec leur projet « NeXt Generation » (XG), vise justement l'implantation d'une radio intelligente basée sur des politiques, également connus comme une radio cognitive, afin d'augmenter la bande passante des usagers à l'aide de réseaux sans fil hétérogènes et de techniques

d'accès dynamiques au spectre. La principale cause de cette congestion est l'augmentation année après année du nombre de dispositifs sans fil utilisés autant par les civils, les industriels, les scientifiques ou les militaires surtout depuis l'avènement de l'Internet et des communications mobiles comme l'indique le FCC dans son étude de 2010 [20]. Dans ce même article, la FCC conclut que les États-Unis auront besoin d'au moins 275 MHz de spectre additionnel pour faire face à la demande d'ici 2014. La principale raison est la demande du haut débit mobile.

Les buts de ce mémoire sont premièrement d'adapter les concepts clés du modèle « commercial » de la radio cognitif aux réalités et exigences d'une radio tactique utilisée en situation d'urgence ou de guerre électronique ; deuxièmement, d'évaluer les exigences de l'écoute du spectre et de la détection de signaux ; troisièmement, présenter une stratégie d'utilisation opportuniste de la bande de fréquence avec écoute spectrale et détection de signaux pour une radio tactique déployée dans une situation de guerre électronique ou d'urgence ; et dernièrement, de simuler la stratégie pour en évaluer les performances et les paramètres clés.

Dans le premier chapitre, on définit tout d'abord les principaux objectifs, concepts et idées derrière le modèle « commercial » de radio cognitif. Une attention toute particulière sera portée sur l'importance et la nécessité de l'écoute et de la détection dans la radio cognitive. Suivra la définition ou ce que l'on considère comme étant le concept de radio tactique ainsi que son utilité en situation de guerre et d'urgence.

On présente au second chapitre les quatre algorithmes de détection les plus couramment utilisés et analysés dans la littérature. Avant de présenter ces algorithmes, on aborde les défis inhérents à l'écoute spectrale et en particulier les exigences matérielles, la durée et la fréquence nécessaire à une écoute spectrale efficace, et les problèmes de sécurité que représente une écoute spectrale. On présentera dans l'ordre les quatre algorithmes suivant : le détecteur par filtres adaptés, le détecteur d'énergie, le détecteur par autocorrélation et le détecteur de propriétés cyclostationnaires. Par la suite, un résumé et un comparatif des différents algorithmes sont présentés.

Au troisième chapitre, on présente l'architecture de la radio logicielle employée afin de proposer notre écoute spectrale en temps réel. On débute avec la présentation de la partie matérielle de la radio. Par la suite, on présente les modes de duplexage pouvant être exploités par la radio avec leurs avantages et leurs inconvénients. On termine le chapitre avec une description du protocole de communication et les différents composants de la trame de communication.

Au chapitre quatre, on explique tout d'abord la différence entre l'écoute spectrale en temps réel et l'écoute spectrale dite « hors ligne ». On présente le scénario et le choix du détecteur retenus avant d'exposer le concept, les prérequis et l'algorithme de la stratégie d'écoute proposée. On conclut ce chapitre avec la présentation de la méthodologie employée pour réaliser les simulations de la stratégie d'écoute spectrale.

Pour terminer, au chapitre cinq, on rapporte les résultats des simulations effectuées et l'on analyse les résultats en fonction des paramètres de communication et de simulation comme le taux d'occupation de la bande, la largeur de bande observée, le nombre de sous-bandes et le nombre de sauts par trame.

Les contributions de ce travail s'énumèrent comme suit :

- analyse des concepts clés de la radio cognitive afin de les adapter aux réalités et aux exigences d'une radio tactique ;
- analyse des exigences matérielles et algorithmiques de l'écoute du spectre et de la détection de signaux dans l'objectif de l'implémenter dans une architecture spécifique de radio tactique ;
- conception d'une stratégie d'utilisation opportuniste de la bande de fréquence avec écoute spectrale et détection de signaux pour une radio tactique déterminée déployée dans un environnement hostile ;
- simulation de la stratégie pour en évaluer les performances et les paramètres clés.

CHAPITRE 1

LA RADIO TACTIQUE ET LA RADIO COGNITIVE

L'idée de la radio cognitive (RC) telle que nous la connaissons aujourd'hui prend racine dans un article de Mitola [39]. Depuis, la RC constitue un domaine de recherche très actif. Ce qui rend ce concept si attrayant, est l'idée qu'une radio puisse elle-même modifier son comportement en fonction des stimuli perçus dans son environnement et du plan d'orientation qu'on lui a donné. Lors du déploiement de radios en zone de conflits ou après une catastrophe, cette idée que la radio puisse d'elle-même adapter sa configuration à son environnement est encore plus intéressante. En effet, lors d'une catastrophe naturelle, la destruction des structures de communications pose problème notamment pour la répartition du spectre entre les utilisateurs. En fait, dans cette situation, il est difficile, voire impossible, de faire une planification de l'utilisation du spectre. Une RC pourrait donc de façon autonome écouter le spectre des radiofréquences (RF) afin d'identifier les différents utilisateurs du spectre présents avant de prendre une décision sur la bande RF à utiliser. Idéalement, une RC négocierait avec les autres utilisateurs la répartition de la bande RF en fonction de ses besoins, de la priorité de l'utilisateur et de ses droits pour créer un réseau opérationnel sans une intervention humaine et dans un court laps de temps. Les avantages de la RC sont encore plus évidents lors du déploiement d'une radio en zone de conflit armé. En effet, une RC pourrait, à la suite de l'écoute du spectre RF, repérer l'emploi de contre-mesures électroniques (CME) par l'ennemi et décider de changer dynamiquement son comportement par exemple, changer son plan de sauts de fréquences, modifier sa puissance de transmission, utiliser une autre modulation pour plus de robustesse ou varier le taux de codage. Tout cela afin de prévenir la perte ou une dégradation trop importante du lien radio par les CMEs.

Ce chapitre porte sur le concept et l'ensemble des fonctionnalités d'une RC. Il est divisé en trois sections. La première section aborde l'architecture, le fonctionnement ainsi que les buts recherchés par la RC tels que pensé et décrite par ses concepteurs. La deuxième section définit la radio tactique, les contextes de situation de conflit et de situation de crise et de catastrophes

ainsi que les contraintes et les spécificités associées aux deux situations. Finalement, la dernière section de ce chapitre situe la recherche dans le cadre donné par les éléments apportés aux deux premières sections et pose les limites de la recherche.

1.1 La radio cognitive

La RC fut à l'origine suggérée par Mitola et Maguire dans [39] comme une extension de la radio logicielle. De fait, dans cet article, ils ont suggéré pour la première fois d'ajouter la gestion du domaine des RF par une forme structurée d'apprentissage et de raisonnement à la définition de la radio logicielle. Cette idée allait devenir le premier concept de RC. Ce concept de Mitola et Maguire a par la suite été à maintes reprises développé et amélioré par divers chercheurs notamment par Simon Haykin dans cet article [28]. Si bien qu'aujourd'hui, il n'existe pas une seule définition de la RC, mais toute une gamme de définitions plus ou moins élaborées en fonction des fonctionnalités données à la RC par les chercheurs. À preuve, les définitions données par les auteurs dans ces articles [28, 38] ou encore par la FCC dans [19].

Dans l'article initial de Mitola et Maguire, l'idée maîtresse de l'article était l'utilisation opportuniste des bandes de fréquences inutilisées. En 2002, venant appuyer l'importance de cette idée, la FCC américaine publia une étude analysant l'utilisation du spectre de radiofréquences en fonction du temps et de l'espace [32]. À la lumière de cette étude, il ressort clairement de cela que certaines bandes du spectre RF sont sous-utilisées, bien qu'elles aient été presque entièrement attribuées à des utilisateurs déterminés.

Le concept d'utilisation opportuniste du spectre RF représente aujourd'hui une réponse intéressante à la demande croissante d'accès au spectre de fréquences, d'efficacité et de fiabilité dans les communications radio commerciales comme le suggère régulièrement la FCC depuis 2003 [21, 22, 19, 20].

Cette partie, quoique très importante, n'est qu'une partie dans le concept plus complet et global de la RC développé par Mitola que l'on a appelé la radio Mitola et que ce dernier appelle la RC idéale (RCI).

1.1.1 La radio de Mitola

La radio de Mitola est une radio qui intègre plusieurs facettes du comportement cognitif dont, entre autres, la conscience de son environnement, l'adaptation de son comportement aux stimuli extérieurs, la planification et l'apprentissage. Mitola dans sa thèse doctorale [38] définit neuf couches pour atteindre la « RC idéale ». Le tableau 1.1 est une adaptation du tableau 4-1 que l'on retrouve dans cet article [38]. Il présente ici les neuf degrés de fonctionnalités cognitives définis par Mitola pour atteindre la RCI. Chaque degré a besoin des degrés précédents pour fonctionner.

Au tout premier degré, il est indispensable que la radio soit logicielle. Une radio logicielle est une radio qui fournit des contrôles logiciels avancés et variés sur la technique de modulation, des opérations sur la bande de fréquences, des fonctions de sécurité pour les communications et remplit les exigences des standards de communication actuelle et future quant aux formes d'ondes. La radio logicielle peut être entièrement logicielle ou en partie. Elle doit toutefois être contrôlée par logiciel. Autrement dit, il faut pouvoir modifier les paramètres de la radio afin d'adapter le comportement de celle-ci selon les besoins. Cela permet la mise en œuvre d'une forme d'intelligence dans la radio.

Le second degré (« 1—Menée par des objectifs ») est la forme la plus simple d'une RC. Le cycle se résume comme suit : la RC observe son environnement ; elle décide de la meilleure forme d'onde connue en fonction du plan d'orientation ; elle adapte sa configuration selon la décision prise. Ce cycle réduit de cognition est illustré à la figure 1.1. Elle utilise une forme restreinte du schéma de cognition de Mitola.

Tableau 1.1 Les neuf degrés de fonctionnalités cognitives
d'une RC d'après Mitola

Degré	Capacité	Commentaires
0	préprogrammée	Une simple radio logicielle sans résonnement
1	Menée par des objectifs	Choisir la forme d'onde, la bande de fréquences, le protocole approprié en fonction des objectifs. Nécessite une connaissance de son environnement
2	Conscience du contexte	Déduire par le contexte externe à la communication (minimiser l'intervention de l'utilisateur, ou encore déduire ce qu'il veut faire)
3	Conscience de la radio	Résonnement flexible sur son architecture et l'architecture du réseau (construit et modifie son modèle de la radio et du réseau)
4	Capacité de planification	Réfléchit et analyse la situation en fonction du temps, de l'espace et du contexte pour déterminer les buts selon un plan préétabli
5	Conduits des négociations	Exprime ses besoins et ses intérêts, évalue ses possibilités pour aboutir à un plan avec les autres usagers
6	Apprend son environnement	Détermine automatiquement la structure de son environnement
7	Adapte les plans	Modifie automatiquement les plans et les buts
8	Adapte les protocoles	Propose et négocie automatiquement de nouveaux protocoles

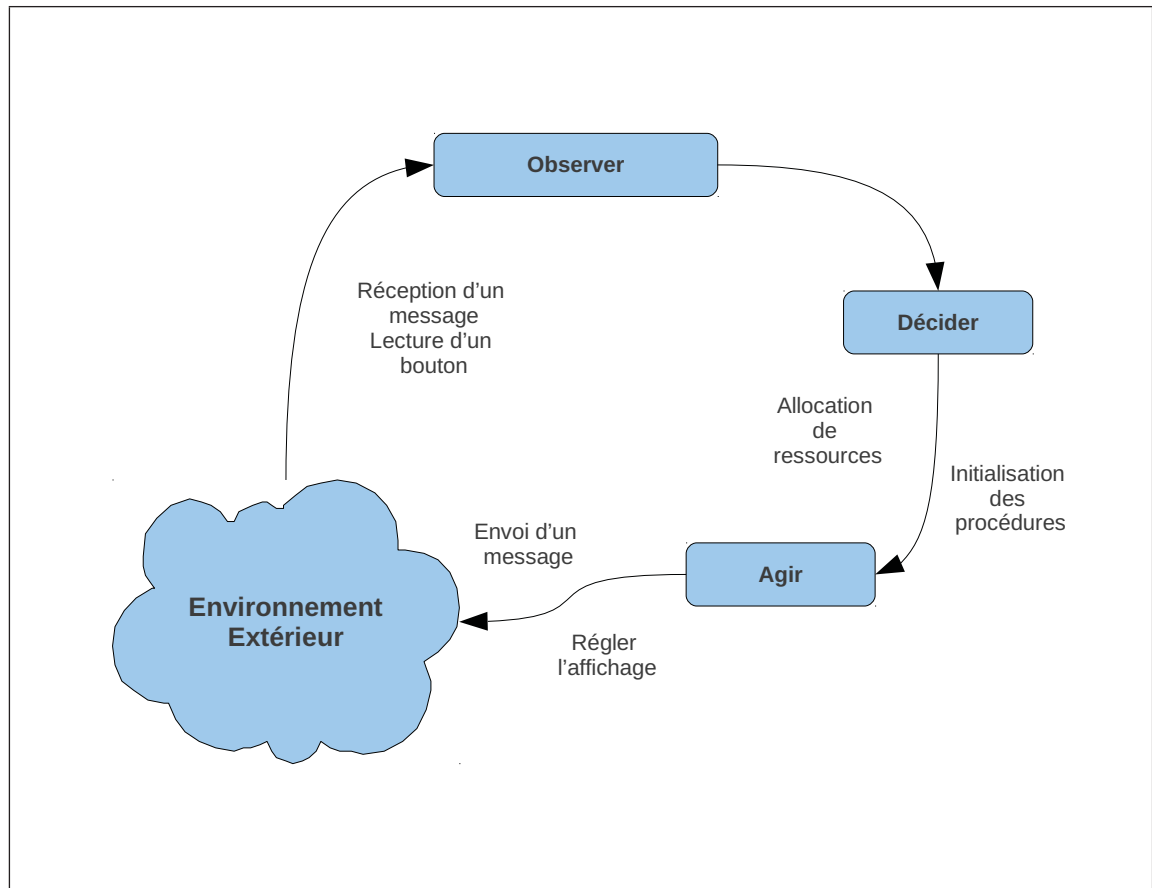


Figure 1.1 Version adaptée du cycle complet de cognition de la radio idéale de Mitola pour le premier degré de cognition

Plus la radio évolue et monte dans l'échelle des degrés de fonctionnalités, plus elle devient « consciente » et plus la prise de décisions devient sophistiquée. Au plus haut niveau, la RC analyse son environnement, observe le comportement des usagers, établit ses priorités, reconnaît les interactions, apprend le but des autres usagers, propose de nouveaux buts alternatifs et agit conséquemment. Elle négocie même de nouveaux plans de communication et de nouveaux protocoles avec les autres radios du système. Pour ce dernier degré de fonctionnalité, Mitola propose dans [39] un schéma récapitulatif du cycle de cognition pour cette RC idéale. La figure 1.2 reprend et illustre ce cycle.

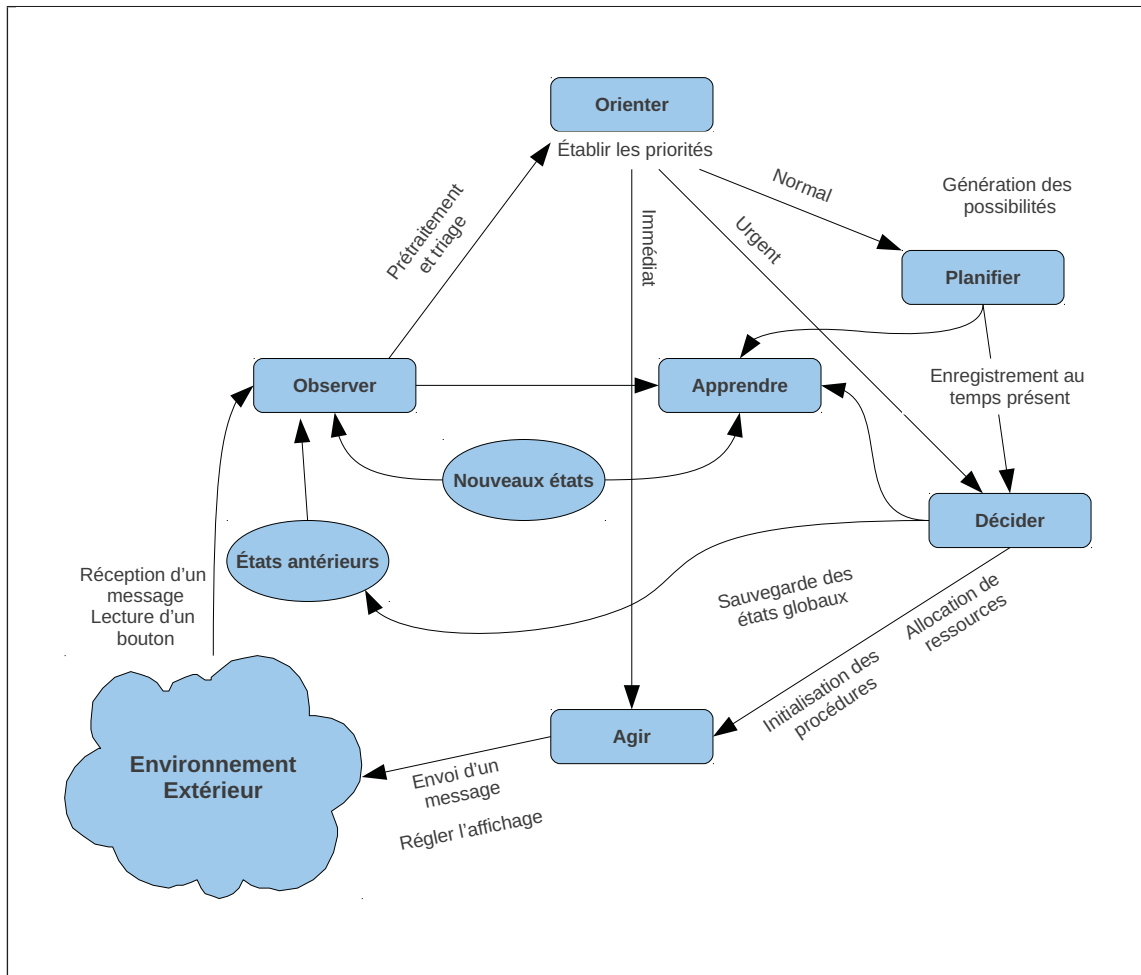


Figure 1.2 Figure adaptée du cycle complet de cognition de la radio idéale de Mitola

1.1.2 L'observation et la détection dans la radio cognitive

Première étape essentielle du développement de la RC, l'observation et la détection de l'environnement de la RC constituent le fondement sur lequel les décisions peuvent être prises. En effet, c'est l'habileté de la RC à observer adéquatement son environnement qui permet à celle-ci de prendre une décision éclairée et d'agir convenablement. La RC observe son environnement par l'analyse du flux de stimuli entrant. Dans la RC idéale, cela inclut entre autres la surveillance des conversations (audio ou textuelles), des relevés d'emplacement géographique (GPS), de la situation atmosphérique, du niveau de luminosité ou des images photographiques de l'environnement direct de la radio, et ainsi de suite pour en déduire le contexte de communication. La RC lie et rassemble ces stimuli aux expériences antérieures afin de mettre à jour les différents modèles au fil du temps. Toutes les communications audio, tous les messages textes, et toutes les situations radio que la RC expérimente seront ainsi mémorisés selon le degré de détails désiré. La RC pourra ainsi corréler la situation actuelle avec les situations qu'elle a déjà connues pour mieux analyser, comprendre et agir à la situation actuelle. La phase d'observation et de détection comprend entre autres l'observation du comportement des utilisateurs, des variations et paramètres de l'environnement de la radio et des différents relevés de capteurs présents disponibles dans l'architecture de la RC.

1.2 Définition du contexte d'utilisation de la radio

Le contexte dans lequel on utilise la radio est très important à maints égards. Selon le contexte, les formes d'ondes, les protocoles de communications, les bandes de fréquences, les canaux de propagation, les usagers, et plusieurs autres paramètres seront différents. Ceci aura évidemment un impact sur le choix des moyens à utiliser par la radio pour la détection et l'écoute de l'environnement. Deux contextes seront explorés pour le déploiement d'une radio dite tactique dans les sous-sections suivantes. Le premier contexte concerne le déploiement de radios tactiques en zone de conflits ou de maintien de la paix. Dans ce contexte, l'utilisation de contre-mesures électroniques est un élément important avec lequel la radio doit négocier. Dans le deuxième contexte, la radio tactique est déployée dans une zone où vient de se produire une crise ou une

catastrophe. Le principal défi auquel sont confrontées les radios est l'absence de structures de communication et d'organismes de réglementation.

1.2.1 La radio tactique idéale

Une radio tactique idéale (ou un système de communication tactique idéal) est utilisée par ou en support aux forces de l'ordre ou à l'armée. Tout comme la RC idéale, elle est conçue pour prendre des décisions d'elle-même afin de modifier son comportement pour s'adapter aux conditions d'utilisation. Une stratégie commune est définie pour l'ensemble des radios tactiques du système de communication. Cette stratégie assigne à chacune d'elles son rôle, sa place dans le système de communication ainsi que ses limites d'opération. La stratégie prévoit nécessairement la coordination, le degré de subordination et les tactiques utilisées par les radios. De plus, la radio tactique doit assurer une communication sécurisée, fiable et rapide pour tous les types de communications que ce soit audio, vidéo ou de données. Idéalement, une radio tactique est facile et rapide à déployer compte tenu des délocalisations fréquentes ou des vies humaines en jeu.

Cette radio est décrite dans un programme du département de la Défense des États-Unis, Joint Tactical Radio System (JTRS), et par une agence département de la Défense des États-Unis, la DARPA (acronyme signifiant « Defense Advanced Research Projects Agency »), dans [7] ou et dans [1].

On remarque une grande similitude entre la définition de la RC idéale et un système de communication tactique idéale. Tous deux possèdent des tactiques/buts définies dans une stratégie/plan pour répondre aux imprévus et aléas de la communication. La principale différence réside dans les moyens et la portée des changements utilisés par la radio pour faire l'adaptation. Pour la radio tactique, l'adaptation doit respecter un cadre très strict. Ce cadre vise, tout d'abord et avant tout, à préserver la cohérence du système de communication tout entier. Cela passe par une limitation des actions individuelles de chaque radio et l'assurance d'un comportement stable et prévisible.

1.2.2 Situation de conflit

En situation de conflit, les radios tactiques sont déployées dans le cadre d'opérations militaires menées par des forces armées. Ces opérations militaires peuvent combiner des opérations aériennes, terrestres et navales. Elles sont alors dites interarmées. Elles peuvent être menées autant en zones urbaines qu'en milieux naturels avec ou sans la présence ou la participation de civils. Dans ces circonstances, plusieurs éléments viennent influencer le déploiement et l'utilisation des systèmes de communication.

Une source importante de problèmes est la forte probabilité d'interception, de détection et de brouillage des communications par des factions ennemies tel que présenté dans [43]. Dans ce contexte, la RC doit être en mesure de repérer les CME utilisées par ces factions et d'appliquer les modifications nécessaires pour maintenir la qualité et la sécurité des communications. Il existe une grande variété de brouilleurs et ceux-ci peuvent prendre plusieurs formes. Le tableau 1.2 dresse une liste des CMEs les plus souvent utilisées. On retrouve une description détaillées pour chaque CME énumérées dans le tableau 1.2 dans ce livre de Poisel [43] excepté pour la description de la CME à mémoire RF que l'on retrouve dans le papier de Thingsrud [53].

Ces brouilleurs sont plus moins difficiles à détecter selon la méthode de détection utilisée et ont une efficacité qui dépend énormément des paramètres de la communication (forme d'onde, encodage, techniques d'étalement, etc.). Cette efficacité va de la perte pure et simple du lien de communication à une légère dégradation de la qualité de la communication (hausse du taux d'erreur binaire (TEB)). On retrouve dans [3, 2, 43] les éléments importants pour évaluer l'efficacité des CME et leur détection.

En situation de conflit, l'état des systèmes de communication civils et commerciaux peut être gravement endommagé et les agences de réglementation des communications gouvernementales et paragonnementales peuvent être inopérantes. En l'absence d'infrastructure de communications civile ou commerciale, le problème de cohabitation des systèmes de communication entre civils et militaires ne se pose pas. Dans le cas contraire, cette cohabitation entre les

Tableau 1.2 Types de CME classique

Type de CME	Description
« Spot », « Tone » ou bande étroite (p.41-42)	Ce type de brouilleur concentre toute son énergie disponible dans la transmission d'une fréquence unique ou une bande de fréquence très étroite et ne change pas de fréquence.
À balayage (p. 43-46)	Ce brouilleur tout comme le brouilleur « Spot » utilise toute l'énergie disponible dans la transmission d'une seule fréquence, mais varie constamment dans le temps contrairement au brouilleur « Spot » qui conserve une fréquence de brouillage fixe.
En barrage ou bande partielle (p.34, 43-46)	L'énergie totale disponible est répartie sur une bande de fréquences plus ou moins étendue.
À mémoire RF ou répéteur	Cette méthode de brouillage consiste à enregistrer un signal RF et à le retransmettre avec des modifications pour fausser les informations reçues par le récepteur.
Pulsée (p.573)	Cette méthode émet à une fréquence une bande de fréquences fixe, mais le signal est masqué par un train d'impulsions périodiques.
Suiveur (p.46)	Cette méthode consiste à identifier continuellement dans le spectre le signal à brouiller et d'émettre le signal de brouillage à la bonne fréquence. Cette méthode permet donc de « suivre » le signal à brouiller.

communications civiles et militaires est une contrainte additionnelle dans la gestion et la qualité des communications, surtout si les agences de réglementation sont inopérantes. Il existe également des problèmes entre les systèmes de communication des différentes divisions d'une armée ou entre forces armées alliées présentes dans la même zone de conflit. Aux défis structuraux et de partage du spectre de fréquences s'ajoutent ceux de la guerre électronique que se livrent les forces antagonistes dans le conflit. Il est souhaitable qu'une radio tactique intelligente puisse communiquer et interagir avec les différents modèles de radios existantes, tant militaires que civils, pour harmoniser, sécuriser, négocier et accélérer les systèmes de communications militaires et civils. Ceci fait partie des objectifs de l'organisation Joint Tactical Radio System (JTRS) qui est parrainée par le département de la défense américaine, <http://jpeojtrs.mil/>.

1.2.3 Situation de crise ou de catastrophe

De plus en plus, les forces armées sont utilisées en temps de paix pour venir en aide aux populations éprouvées par un sinistre ou une catastrophe naturelle. Que ce soit lors d'un séisme, un tsunami, un déluge ou autres catastrophes naturelles ou humaines, le facteur temps a une importance capitale. L'organisation et la coordination des secours doivent se faire rapidement pour maximiser les résultats. Il y a deux cas de figure : les infrastructures de télécommunication ont été dévastées et doivent être reconstruites, les systèmes de télécommunication civils et commerciaux fonctionnent encore. Que ce soit dans l'un ou l'autre des cas, les communications d'urgence ne doivent pas interférer avec les communications civiles. Contrairement aux situations de conflits, les interférences radio ne sont pas dues à des brouilleurs intentionnels, mais plutôt à celles créées par les différents systèmes de communication devant se partager le spectre sur le terrain.

Dans ces conditions, les éléments les plus importants pour le déploiement des radios tactiques sont la rapidité avec laquelle un réseau de communication devient opérationnel et la répartition du spectre entre les différents utilisateurs. La configuration rapide du réseau de communication est d'autant plus complexe et importante lorsque, sur le même terrain d'opération, plusieurs intervenants déploient leur propre système de communications. De plus, tout comme dans le contexte précédent, les problèmes liés aux communications interarmées entre militaires et civiles existent.

Une radio tactique et cognitive devrait idéalement être capable de reconnaître et d'identifier les usagers partageant la même bande de fréquences. Pour ce faire, la classification automatique de modulation (CAM) est l'étape intermédiaire entre la détection et la démodulation. Il existe un certain nombre de méthodes pour faire de la classification de modulation, mais elles demandent généralement une excellente puissance de traitement des données. Dans [18], les auteurs dressent un bilan des méthodes classiques de classification ainsi que de nouvelles tendances. Ils ont identifié deux grandes classes de classificateur : les classificateurs bayésiens et les classificateurs par extraction de caractéristiques. Même si les classificateurs bayésiens

offrent des performances optimales, ils sont difficiles à mettre en oeuvre compte tenu de la complexité des algorithmes surtout lorsque le nombre de paramètres inconnus augmente. Même si les performances sont sous-optimales, la classification par recherche de caractéristiques demeure plus aisée à mettre en oeuvre.

1.3 Caractéristiques et limitations de la recherche

À elle seule, la RC offre un vaste choix de sujets de recherches, d'explorations, d'expérimentations et d'essais pratiques. Cette section circonscrit la recherche et détaille les éléments abordés ou laissés en plan dans ce mémoire.

La section est divisée en quatre sous-sections : la première explique le degré de cognition que l'on désire donner à la radio tactique utilisée dans ce mémoire ; la seconde porte sur le sujet principal de ce mémoire, soit l'écoute et la détection de présence de signaux dans le spectre, la troisième l'analyse la complexité d'implémentation du détecteur choisie ; et la dernière présente des méthodes de détections de CME à l'aide de l'écoute spectrale proposée.

1.3.1 Degré de cognition

L'objectif de ce travail consiste à donner quelques outils pour faire évoluer une radio tactique en une RC. Au début de ce chapitre, l'échelle de degrés de cognition de Mitola a été présentée. La radio tactique visée dans ce mémoire est une radio logicielle avec certaines caractéristiques propres à elle qui seront définies. Chaque degré de l'échelle est un préalable au degré suivant. Comme le premier degré de l'échelle est atteint, nous nous limiterons donc au second degré des neuf degrés dans l'échelle.

Nous retenons le schéma du cycle de cognition réduit à la figure 1.1 comme celui le plus pertinent dans notre étude et celui utilisé pour le reste du mémoire. Dans ce cycle, parfois aussi nommée cycle OODA pour observation, orientation, décision et action, parmi les quatre parties du cycle, l'observation est amplement traitée et analysée dans la littérature [6, 8, 9, 10, 11, 14, 15, 16, 23, 26, 27, 41, 48, 49, 50, 51, 52, 57]. En effet, l'observation de l'environnement

de la radio est un domaine de recherche très actif si l'on regarde le nombre d'articles écrit sur le sujet. Véritable pierre d'assise du cycle de cognition, plusieurs chercheurs n'hésitent pas à la qualifier comme la fonction clé permettant le développement de la RC comme les auteurs Cabric, Yucek, Su, ou encore Cormio dans les articles [9, 14, 49, 57]. Il est évident que la qualité de l'observation affecte considérablement les performances du cycle de cognition comme démontré dans [6, 11, 16, 27, 50, 51, 52].

1.3.2 Focus sur l'écoute et la détection de signaux

Dans une RC, l'observation de l'environnement passe par la captation de différents stimuli à plusieurs niveaux dans l'architecture de la radio. Pour les besoins de cette recherche, l'observation se limitera à l'écoute de l'environnement électromagnétique (spectre RF) de la radio et des paramètres donnés par l'utilisateur de la radio. Cette écoute est réalisée numériquement à l'aide d'outils de simulation logicielle. Seule une recherche exhaustive des méthodes de détection de signaux est menée et, bien que nous ayons soulevé le sujet de la classification, elle ne sera que partiellement abordée. Rappelons toutefois que la détection est le premier pas vers une classification et qu'elle peut être utile par la suite aux algorithmes de classification (prétraitement). Un détecteur a été sélectionné pour être soumis à de multiples simulations à la suite de l'analyse des besoins qui ont été établis dans la recherche.

1.3.3 Architecture et caractéristiques de la radio tactique

Comme modèle de radio tactique, l'architecture d'une radio semblable à celle de la compagnie Ultra Electronics TCS a été utilisée. Les simulations ont donc été réalisées avec des caractéristiques similaires à celle de l'architecture de la radio HCR. Toutefois, pour des raisons de confidentialité, les caractéristiques jugées critiques ont été modifiées, supprimées ou tout simplement omises sans toutefois perdre en généralités ou compromettre la validité des résultats. Nous nous sommes également permis des ajouts et des modifications pour des raisons académiques et parfois pour démontrer le bien-fondé de certaines méthodes et théories présentées dans ce mémoire.

L'architecture décrite dans ce document comprend la partie analogique du récepteur de la radio ainsi que les caractéristiques les plus pertinentes de la partie numérique. On observe ici le même souci de confidentialité dicté précédemment ce qui permet également de limiter le cadre de la recherche. Cependant, toutes les informations pertinentes pour la compréhension et les besoins de la recherche seront données.

CHAPITRE 2

ÉCOUTE ET DÉTECTION DES SIGNAUX

Généralement perçue comme étant la mesure du contenu spectral ou encore la mesure de l'énergie présente dans le spectre, l'écoute spectrale dans un contexte de RC prend un sens plus large. Pour la RC, l'écoute spectrale inclut également l'observation simultanée des caractéristiques sur plusieurs dimensions des signaux notamment dans les domaines temporels, spatiaux et fréquentiels tel que décrit au chapitre 9 du livre de Arslan et Yucek [5]. Un autre aspect important faisant partie de l'écoute spectrale est la classification (ou reconnaissance) des signaux. Cette classification permet d'identifier les caractéristiques des signaux comme le type de modulation, la forme d'ondes, la largeur de bandes et la fréquence des pilotes. Cette définition élargie de l'écoute s'accompagne d'une demande accrue en puissance de calculs, en traitement de signaux, en espace mémoire et demande aussi le développement de techniques d'analyse plus performantes et puissantes. Rappelons que dans le cadre de cette recherche, l'accent est mis sur la détection temporelle et spectrale des signaux présents. La classification des signaux ne sera que brièvement abordée. Avant de traiter en détail les différents détecteurs de signaux les plus fréquemment utilisés, les défis posés par la détection de signaux seront abordés ainsi que les concepts de base de la détection des signaux. Après la présentation des détecteurs suivra une synthèse des avantages et des inconvénients de des détecteurs décrits.

2.1 Défis de la détection de signaux

Les défis posés par la détection des signaux dans une radio logicielle sont nombreux que l'on pense à des articles comme [6, 8, 57] ou des livres comme citearslan2007cognitive,poor1994introduction. Toutefois, ceux-ci sont très largement discutés dans la littérature notamment dans ce livre de Poor [44]. Dans le cas de cette recherche, ce ne sont pas tous les défis qui présentent le même intérêt. La détection des usagers primaires ou encore le problème relié aux nœuds cachés ne sont pas déterminants dans cette recherche, contrairement aux défis posés par les besoins matériels,

la durée, la fréquence et la sécurité de l'écoute. Ces défis seront amplement discutés dans les sous-sections qui suivent.

2.1.1 Exigence matérielle

La majorité des techniques d'écoute du spectre dans une RC requiert un taux d'échantillonnage élevé, l'utilisation de convertisseur analogique à numérique (CAN) haute résolution et des processeurs de signal numérique (PSN) haute vitesse afin de parvenir à écouter et à détecter rapidement et efficacement les signaux présentant de l'intérêt. De plus, dans le récepteur d'une radio cognitive, l'ajout d'estimateurs de canal, d'estimateurs de bruit, de contrôleurs de puissance ou de quantificateurs est souvent requis à l'utilisation d'algorithmes de détection. Ces ajouts augmentent d'autant les besoins en ressources matérielles. Dans une radio classique, le récepteur est en mesure de faire le traitement de signal nécessaire sur une bande de fréquence déterminée avec une complexité acceptable. Toutefois, la RC doit faire un traitement de signal efficacement sur une bande de fréquences beaucoup plus large afin de profiter des opportunités qui lui sont offertes et de détecter, dans le cas présent, les CME potentiels. Ce traitement de signal sur une large bande demande plus de ressources matérielles de la part du récepteur tant sur le plan analogique (comme des amplificateurs RF large bande, des antennes large bande, des filtres RF large bande ou accordables...) que sur le plan du traitement numérique du signal (comme des PSN, des FPGAs, des CPU...).

Pour faire de l'écoute du spectre RF, on propose dans la littérature deux architectures : le récepteur radio simple (RRS) comme Mitola dans [37, 55] ou le récepteur radio double (RRD) tel que proposé par Shankar dans [48]. Dans une architecture avec un RRS, le récepteur assure la réception des données des transmissions radio en plus de faire l'écoute du spectre. Afin de nuire le moins possible au débit de la transmission, seulement de petits intervalles de temps sont dédiés périodiquement à l'écoute du spectre. Cela a pour conséquence un temps de couverture total du spectre qui est généralement long et des performances limitées pour la détection de signaux comme les auteurs l'ont démontré dans ce papier [56]. Ceci mène la RC à manquer des opportunités ou la détection de CME. Les avantages d'un tel récepteur sont évidents :

simplicité de l'architecture radio, faibles coûts de fabrication et consommation énergétique réduite. Comme son nom l'indique, un RRD inclut deux récepteurs complets pour accomplir les mêmes tâches que le RRS. Un RRD dédie donc entièrement l'un de ces récepteurs à l'écoute du spectre RF alors que l'autre récepteur assure la réception de la transmission.

C'est sans surprises que les avantages du RRD viennent combler les lacunes du RRS alors que les désavantages du RRD sont les atouts du RRS. Un RRD permet donc une meilleure couverture du spectre (plus grande précision, meilleures performances et temps de couverture plus court) qu'un RRS, mais au détriment de la simplicité du design, des coûts de fabrication et de la consommation énergétique.

Ce qui dicte le choix de l'architecture du récepteur de la radio est les performances recherchées par le détecteur, les limitations matérielles de la radio (coûts, espace et consommation) et le débit de la transmission nécessaire.

2.1.2 Durée et fréquence de l'écoute

Une RC doit détecter le plus rapidement possible la présence de CME ou d'autres interférences affectant la liaison radio ainsi que l'emplacement de bandes de fréquences de substitution. La fiabilité de la détection est directement proportionnelle à la durée de l'observation, d'où l'existence de la dualité entre la fiabilité et la vitesse de l'écoute du spectre. Autrement dit, poser une contrainte sur l'une ou sur l'autre de ces variables limite les performances de la détection et apporte des défis auxquels le design du système doit répondre. Cette dualité fait en sorte que parmi les paramètres influençant la sélection de la méthode de détection ainsi que de l'adoption d'une architecture en particulier, le temps nécessaire au détecteur pour la détection de signaux, la fréquence ainsi que la durée du balayage du spectre sont parmi les plus importants. Ces paramètres sont influencés notamment par la vitesse de changement d'état des signaux à détecter et par le degré de tolérance du récepteur par rapport aux interférences. Un signal avec des caractéristiques connues pour ne pas varier fréquemment comme à une CME de type « Spot » ou une station de télévision locale peut être écouté à une fréquence beaucoup plus lente qu'un signal dont les caractéristiques changent rapidement comme les CME à balayage

ou les modulations à saut de fréquence. Parmi les caractéristiques observables qui influencent le plus la fréquence de l'écoute, on retrouve la puissance du signal, la fréquence du signal et la position de l'émetteur. Il existe dans le domaine commercial un exemple sur la fréquence d'observation requise à l'écoute du spectre. Dans l'ébauche de la norme IEEE 802.22-2011 qui porte sur « Wireless Regional Area Networks »(WRAN) pour l'opération dans les bandes de télévision, le délai entre les observations a été fixé à 30 secondes pour faire l'écoute spectrale des chaînes de télévision. D'autres paramètres ont également été définis tels que le temps de détection et le délai maximal pour changer de bande après le retour de l'utilisateur primaire.

Évidemment, il y a un coût associé à ces changements de fréquences et celui-ci peut être élevé. Un des objectifs de la RC est de maximiser le débit moyen de la liaison de sorte que parfois il vaut mieux subir une dégradation momentanée plutôt qu'effectuer un changement de fréquence. Il se peut également que malgré la présence d'interférences, la dégradation de la liaison radio ne diminue pas indûment la qualité du service. Cette tolérance varie entre autres selon le type de forme d'onde et le protocole utilisé. Moins un récepteur est sensible aux interférences, plus la fréquence d'écoute peut être lente.

2.1.3 Sécurité

Il existe un risque qu'une radio malintentionnée utilise une faille de sécurité engendrée par les actions prises ou le comportement adopté par une RC à la suite d'une écoute spectrale. Cette faille est reliée aux méthodes utilisées par la RC pour faire l'écoute du spectre. Une radio malintentionnée connaissant la procédure et les paramètres observés par une RC peut neutraliser cette dernière en imitant le signal d'un usager primaire ou celui d'une interférence par exemple. Cela peut conduire la RC à détecter un signal plus nuisible qu'il ne l'est réellement et forcer la radio à changer de fréquences fréquemment comme résultat final une perte considérablement du débit de la communication de la RC. Un exemple de ce problème de sécurité que l'on retrouve dans la littérature dans le domaine civil et commercial est une radio imitant les signaux d'un utilisateur primaire afin de s'approprier seule la bande et empêcher toutes les autres radios cognitives de profiter du spectre libre de son véritable utilisateur primaire. Cette faille est abor-

dée et analysée dans cet article [13] par les auteurs Chen et Park. Elle est connue sous le terme de « primary user emulation » (PUE). Pour contrer cette faille, certaines solutions de rechange ont été envisagées comme une clé de chiffrement publique telle que proposée par Mathur et Subbalakshmi dans ce papier [35] ou la localisation de l'émetteur proposée dans cet article [13] par Chen et Park. De telles solutions ne sont valides que dans le cas où l'utilisateur primaire fait consensus et là où les règles sont respectées comme dans les domaines commercial ou civil, ce qui n'est pas le cas lorsqu'il s'agit de CME ou d'utilisateurs malintentionnés.

2.2 Concepts de la détection de signaux

Pour illustrer et simplifier le problème de la détection de signaux, la section frontale du récepteur de la radio peut être simplifiée à l'aide du circuit illustré à la figure 2.1.

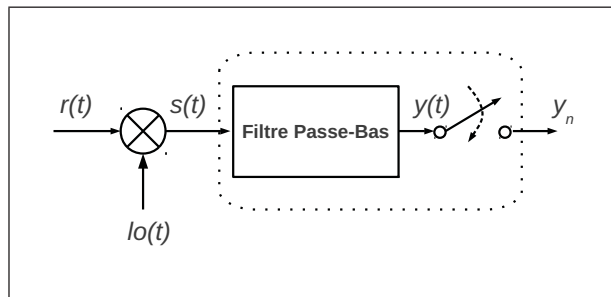


Figure 2.1 Schéma simplifié d'un récepteur idéal

Le problème associé à l'écoute spectrale est de discriminer s'il y a dans une partie du spectre présence ou non de signaux. Il s'agit donc d'un problème classique de détection tel que l'on retrouve au Chapitre 2 et 3 du livre [44] de Poor. La radio reçoit un signal $r(t)$ qui peut ou non contenir un signal modulé. La fréquence centrale de $r(t)$ est de f_C Hz et une largeur de bande de $2f_{LB}$ Hz. Ce signal reçu subit une conversion descendante de fréquences (idéale) avant d'être filtré à l'aide d'un filtre passe-bas de largeur idéal $2f_{PB}$ Hz. Il est ensuite échantillonné à une fréquence $f_E \geq 2f_{PB}$ Hz. On entend par signaux modulés, tous signaux provenant de systèmes de communication ou de CME. Le signal à traiter y_n est un signal complexe donné par l'équation (2.1) :

$$y(n) = \eta s_n + b_n \quad (2.1)$$

La fonction s_n est la version échantillonnée du signal observé $s(t)$. La valeur de $\eta \in \{0, 1\}$ indique la présence ($\eta = 1$) ou l'absence ($\eta = 0$) d'un signal modulé dans le signal observé. b_n est la fonction du bruit dans le canal. À moins de spécification contraire, un bruit blanc gaussien est utilisé. Le bruit b_n est un processus aléatoire qui suit une loi normale de moyenne nulle et de variance σ_b^2 .

Le problème de la détection de signaux, peu importe la méthode utilisée, revient essentiellement à discriminer entre l'une ou l'autre des deux hypothèses binaires définies par l'équation (2.2). Se type de test d'hypothèse est bien couvert dans [44]

$$\begin{aligned} H_0 : \eta = 0, \text{ signal modulé absent} \\ H_1 : \eta = 1, \text{ signal modulé présent} \end{aligned} \tag{2.2}$$

Dans la littérature, le signal s_n est modélisé de plusieurs manières en fonction des connaissances a priori que l'on a sur le signal. Dans le cas d'un signal totalement inconnu, il peut par exemple être modélisé comme un processus complexe, stationnaire au sens large et avec une moyenne nulle ou encore comme pour Gardner dans [25] par un processus cyclostationnaire. Le fait de connaître le signal observé permet de mieux discriminer le signal du bruit. Généralement ce n'est pas le cas pour les radios tactiques. Si l'on modélise le signal s_n par un processus complexe de moyenne nulle et stationnaire au sens large avec une largeur de bande $2\omega_{LB}$ limitée (où $\omega_{LB} = \pi \frac{f_{LB}}{f_{PB}}$ et donc $0 < \omega_{LB} < \pi$) cela garantit que s_n est un processus qui n'est pas « blanc ».

Le rapport signal sur bruit (SNR) de $y(n)$ est défini comme le rapport de la variance du signal sur la variance du bruit.

$$\text{SNR} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2} \tag{2.3}$$

Le rapport de l'énergie du signal sur la densité spectrale de puissance $\frac{E_s}{N_0}$ est relié au SNR par la relation [45] :

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{\pi}{\omega_{LB} \text{SNR}} \quad (2.4)$$

Où ω_{LB} est la largeur de bande du signal y_n en pulsation par échantillon ($\frac{rad}{\text{échantillon}}$) et $\omega_{LB} = \pi \frac{f_{LB}}{f_{PB}}$ et $0 < \omega_{LB} < \pi$. Cela dit, en utilisant un rapport $\frac{E_s}{N_0}$ constant, le SNR est proportionnel au ratio entre le taux d'échantillonnage et de la largeur de bande du signal, Il est maximal lorsque que le taux d'échantillonnage est adapté à la largeur de bande du signal, dans ce cas, $\omega_{LB} = \pi$. En prenant N échantillons du signal y_n , on obtient le vecteur $\mathbf{y} = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-2}, y_{N-1})$. Tous les algorithmes de détection de signal étudiés dans ce mémoire utilisent \mathbf{y} pour définir le test statistique $T(\mathbf{y})$ et comparer le résultat à un seuil λ [6, 57]. Le test statistique prend la forme :

$$T(\mathbf{y}) \begin{cases} < \lambda & \text{décide } H_0 \\ \geq \lambda & \text{décide } H_1 \end{cases} \quad (2.5)$$

Chaque méthode de détection a une probabilité de détection (P_D) et une probabilité de fausse détection (P_{FD}). Ces probabilités sont définies par

$$\begin{aligned} P_D &= P(T(\mathbf{y}) > \lambda | H_0) \\ P_{FD} &= P(T(\mathbf{y}) > \lambda | H_1) \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.3 Détecteur

On appelle détecteur une méthode d'écoute du spectre utilisée pour faire de la détection de signaux. Il existe une bonne variété de détecteurs aux performances diverses, aux complexités algorithmiques variables et nécessitant plus ou moins de connaissances a priori sur les signaux à détecter ou sur le bruit du canal. Juste pour les détecteurs par autocorrélation, on retrouve dans [6] un résumé à la Table 1 de quelques algorithmes de détections par autocorrélation courants et les connaissances nécessaires et le test de décision. Peu importe le détecteur utilisé, la probabilité de non-détection P_{ND} doit être minimisée tout en contenant la probabilité de fausse

détection P_{FD} à un niveau acceptable. Si la probabilité de détection est définie comme P_D , la probabilité de non-détection ou faux négatif (« missed detection ») est égale à $P_{ND} = 1 - P_D$ alors que la probabilité P_{FD} (« False detection ») est l'erreur de type II que l'on appelle aussi faux positif. La minimisation de la probabilité P_{ND} est importante pour la radio. Une CME ou le signal d'une autre RC qui ne serait pas détecté peut entraîner la perte de la communication radio. Parmi les détecteurs proposés dans la littérature, le détecteur à filtres adaptés, le détecteur d'énergie, le détecteur par fonction d'autocorrélation et le détecteur de propriétés cyclostationnaires seront présentés dans les prochaines sous-sections.

2.3.1 Détecteur à filtres adaptés

Proakis [45] démontre que le récepteur optimal pour un signal connu se propageant dans un canal à bruit blanc gaussien (« additive white Gaussian noise »(AWGN)) est obtenu à l'aide d'un récepteur avec un filtre adapté au signal suivi d'un test du maximum de vraisemblance. Tandra et Sahai démontrent dans [50] que ce type de détecteur permet la détection de signaux dans un laps de temps plus court que tous les autres détecteurs. On y apprend également que le nombre d'échantillons nécessaire à l'obtention d'une probabilité déterminée de non-détection et de fausse détection est inversement proportionnel au rapport signal sur bruit de l'ordre de $O(1/\text{SNR})$. L'inconvénient majeur de cette méthode réside dans la nécessité de connaître les caractéristiques du signal comme le type et l'ordre de la modulation, la largeur de bande et les fréquences d'opération des signaux qui doivent être détectés. Un filtre adapté est nécessaire par signal. Cela a comme conséquence qu'un détecteur de ce type doit posséder une banque de filtres contenant le même nombre de filtres adaptés que de signaux différents à détecter. De plus, le récepteur doit démoduler complètement tous les signaux pour ensuite estimer le rapport de maximum de vraisemblance pour vérifier la présence du signal. Cela fait en sorte que les dimensions, la quantité de composantes matérielles et l'énergie nécessaire au récepteur augmentent rapidement en fonction du nombre de signaux à détecter.

2.3.2 Détecteur d'énergie

Le détecteur d'énergie est la méthode de détection avec la complexité algorithmique et le coût d'implémentation le plus faible. Basé sur la détection d'énergie, le détecteur d'énergie est le détecteur le plus communément utilisé. La détection est réalisée en comparant l'énergie du signal à la sortie du détecteur à un seuil fixé. Ce seuil est fixé en fonction du niveau du bruit, de la probabilité de non-détection et de fausse détection désirées. Dans son article [54], Urkowitz analyse le détecteur d'énergie dans le domaine temporel et continu, tandis que Digham, Alouini et Simon dans [16] proposent une analyse dans le domaine temporel et discret. Dans cet article de Sahai[47], on démontre que les performances du détecteur d'énergie est asymptotiquement équivalent à faible SNR aux performances d'un détecteur optimal lorsque le signal est modulé à l'aide d'une constellation finie et de moyenne zéro en supposant des symboles indépendents l'un de l'autre et que toutes les distributions de probabilités sont connues. Le schéma à la figure 2.2 présente deux implémentations du détecteur d'énergie dans le domaine temporel et discret. Le premier est réalisé avec un filtre analogique de largeur de bande ω_{PB} que le second est réalisé à l'aide d'une FFT.

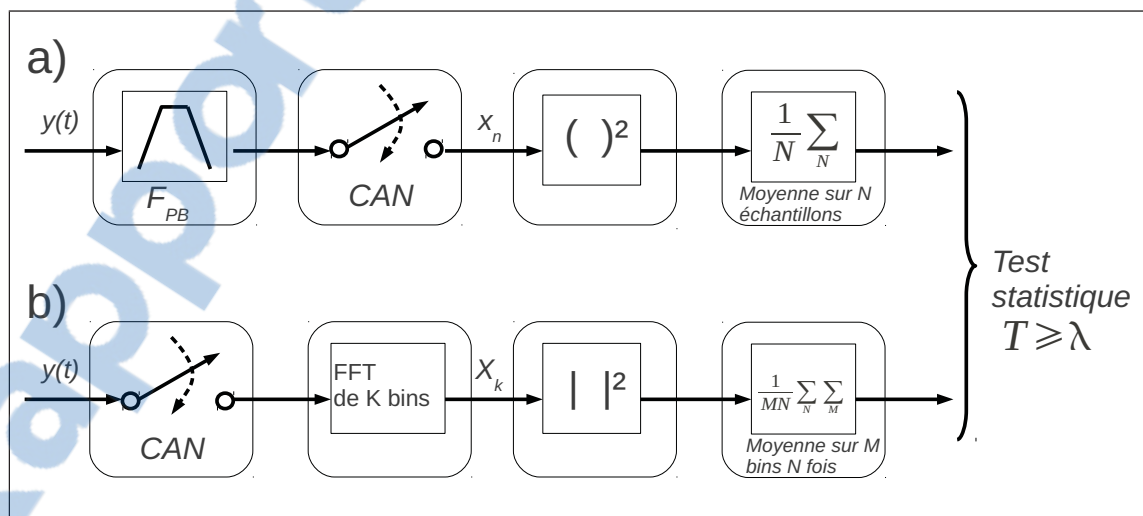


Figure 2.2 Implémentation d'un détecteur d'énergie utilisant

a) un filtre analogique et le carré des échantillons

b) un « periodogram » avec moyenne

Le test statistique est donné pour la première implémentation par $T(\mathbf{y}) = \sum_{n=1}^N (y(n))^2$ et par $T(\mathbf{Y}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |Y(n)|^2$ pour la seconde implémentation.

La première implémentation du détecteur d'énergie utilise le filtre analogique pour sélectionner la bande de fréquence à l'intérieur de laquelle la détection de signaux est réalisée. Cette implémentation est restrictive ou coûteuse sur le plan matériel, car la sélection des bandes de fréquences et la largeur de bande observée sont faites matériellement (mélangeur, filtres passe-bande, etc.). Dans la deuxième implémentation, on utilise une FFT pour faire la sélection des bandes de fréquences. La FFT agit à titre de filtre numérique. Cette implémentation a comme avantage par rapport à un filtre numérique classique de permettre la détection de signaux sur plusieurs bandes de fréquences simultanément et d'obtenir une flexibilité sur la largeur de bande désirée. Cette flexibilité est obtenue en variant la largeur de bande ω_{PB} à l'aide du nombre de points de la FFT et du nombre de points pris en compte dans la moyenne.

Le SNR moyen pour un signal discret de puissance P est défini comme :

$$\text{SNR} = \frac{P}{\sigma_b^2} \quad (2.7)$$

Où

$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S[n]|^2 \quad (2.8)$$

Sous l'hypothèse d'une connaissance parfaite de la variance du bruit σ_b^2 et que la puissance moyenne P_X du signal $S(n)$ de longueur finie N est égale à P , le théorème de la limite centrale donne les approximations suivantes :

$$\begin{aligned} T(\mathbf{Y})|_{H_0} &\sim \mathcal{N}\left(\sigma_b^2, \frac{2}{N}\sigma_b^4\right) \\ T(\mathbf{Y})|_{H_1} &\sim \mathcal{N}\left(P + \sigma_b^2, \frac{2}{N}(P + \sigma_b^2)^2\right). \end{aligned} \quad (2.9)$$

En utilisant ces approximations, les probabilités de détection P_D et de fausse détection P_{FD} sont :

$$P_D = Q \left(\frac{\lambda - (P + \sigma_b^2)}{\sqrt{\frac{2}{N}} (P + \sigma_b^2)} \right), \quad (2.10)$$

$$P_{FD} = Q \left(\frac{\lambda - (\sigma_b^2)}{\sqrt{\frac{2}{N}} (\sigma_b^2)} \right). \quad (2.11)$$

En isolant λ des équations (2.10) et (2.11) et en combinant les équations, on obtient l'équation (2.12) qui donne le nombre d'échantillons minimum en fonction de la probabilité P_{FD} , de la probabilité P_D et du SNR.

$$N = 2 \left[Q^{-1}(P_{FD}) - Q^{-1}(P_D) (1 + \text{SNR}) \right]^2 \text{SNR}^{-2} \quad (2.12)$$

En examinant cette équation, on observe qu'avec une connaissance parfaite du bruit, la détection de signaux est possible pour des probabilités P_{FD} et P_D données, peu importe le SNR. Le nombre d'échantillons nécessaires au détecteur d'énergie est de l'ordre $O(1/\text{SNR}^2)$.

Le détecteur d'énergie peut être utilisé pour détecter la plupart des signaux étant donné qu'aucune information a priori du signal n'est nécessaire. Certains défis doivent toutefois être relevés afin de parvenir à une détection efficace et performante des signaux. C'est notamment le cas pour la sélection du seuil de détection et l'estimation des caractéristiques du bruit. Dans cet article [52], les auteurs Tandra et Sahai démontrent qu'il existe toujours pour cette méthode un niveau de SNR en deçà duquel la détection de signaux n'est plus possible. Ce phénomène est appelé « SNR wall » et il apparaît lorsqu'il y a différence entre l'estimation et la valeur réelle des caractéristiques du bruit. D'où l'importance de bien estimer les paramètres du bruit pour limiter ce phénomène de mur. Autre point négatif, ce détecteur donne de piètres performances lorsqu'il est utilisé afin de détecter des signaux à étalement de spectre comme le démontrent les auteurs Cabric, Mishra et Brodersen dans ce papier [8].

2.3.3 Détecteur par autocorrélation

Le détecteur par autocorrélation utilise une corrélation croisée du signal y_n avec lui-même pour détecter des régularités ou des motifs répétés dans y_n . Un signal périodique perturbé par beaucoup de bruit ou un signal qui renferme une ou plusieurs fréquences dans sa construction comme le taux d'échantillonnage ou le taux de symbole sont des exemples de motifs et de régularités que l'on cherche à détecter. L'un des avantages de ce détecteur est son immunité au bruit blanc gaussien. Ce type de bruit a une valeur d'autocorrélation nulle pour tout retard l qui n'est pas zéro, alors que ce n'est pas le cas pour la majorité des signaux transmis par l'homme. Plusieurs implémentations différentes de ce détecteur ont été proposées en utilisant soit des matrices de covariance [15, 58] ou la fonction d'autocorrélation [41].

En utilisant les échantillons du signal y_n , la fonction d'autocorrélation peut être estimée pour un retard l à l'aide de l'équation (2.13) [30]

$$\hat{R}_l(y_n) \simeq \begin{cases} \frac{1}{N-l} \sum_{n=0}^{N-l-1} y(n+l)y^*(n) & l \geq 0 \\ \hat{R}_l^* & l < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

L'estimateur \hat{R}_l est un estimateur convergent et non biaisé de $\hat{R}_{yy,l} = E[y(n)y^*(n-l)]$ qui donne sous l'hypothèse nulle H_0 une estimation de $\hat{R}_l = 0$ pour tout $l \neq 0$. Sous l'hypothèse H_1 avec un signal s_n qui n'est pas « blanc », on obtient $\hat{R} \neq 0$ pour tout retard $l \neq 0$. Naraghi et Ikuma dans [41] démontrent que si le signal s_n est un signal passe-bas de valeur complexe avec les parties réelle et imaginaire indépendantes l'une de l'autre, la valeur de $\hat{R}_{yy,l}$ est une valeur réelle. Dès lors, ils forment le test statistique T à partir de l'autocorrélation et qui est donné par :

$$T = \sum_{l=1}^L w_l \frac{\Re\{\hat{R}_l\}}{\hat{R}_0} \quad (2.14)$$

En choisissant \hat{R}_0 comme facteur cela permet d'obtenir un détecteur avec une probabilité de fausse alarme constante. Le paramètre L doit être choisi de telle sorte que $\hat{R}_{l|H_1} > 0$ pour tout $l \leq L$. Les coefficients w_l doivent être choisis méticuleusement pour obtenir des performances

optimales. Naraghi et Ikuma proposent d'utiliser comme coefficients

$$w_l = \frac{L + 1 - |l|}{L + 1} \quad (2.15)$$

Ils fournissent également dans leur article l'équation de la P_{FD} et la P_D pour un détecteur utilisant la fonction d'autocorrélation.

Les performances de ce type de détecteur sont moins bonnes que celles obtenues à l'aide d'un détecteur d'énergie si les caractéristiques du bruit sont entièrement connues. Par contre, il donne de meilleurs résultats que le détecteur d'énergie dans le cas où il y a une incertitude sur le bruit compte tenu de son immunité au bruit blanc. La complexité de cet algorithme est supérieure au détecteur d'énergie tout comme le nombre d'échantillons nécessaires. À l'instar du détecteur d'énergie, le détecteur par autocorrélation n'exige pas de connaissance préalable des signaux à détecter. Cependant, la détection se fait sur toute la largeur de bande du filtre d'entrée. On doit donc, comme dans le cas de la première implémentation du détecteur d'énergie, posséder une banque de filtres pour différentes largeurs de bandes.

2.3.4 Détecteur de propriétés cyclostationnaires

Un processus cyclostationnaire est un processus avec une moyenne et une autocorrélation qui varient périodiquement dans le temps. Ce type de comportement périodique est commun pour la majorité des signaux de communications modulés par l'homme tandis qu'il en est presque complètement absent des signaux aléatoires et naturels. Cette périodicité provient des fréquences sinusoïdales des porteuses, de la formation d'impulsions pour la transmission de symboles et des préfixes cycliques. Le détecteur de propriétés cyclostationnaires utilise donc la fonction de corrélation spectrale (FCS) afin de détecter les périodicités d'un signal modulé présent dans un signal bruité.

La FCS est obtenue en faisant la corrélation sur le résultat d'une FFT réalisée sur le signal reçu et en effectuant une moyenne dans le temps. En utilisant les échantillons du signal y_n , la fonction d'autocorrélation cyclique (FAC) peut être estimée pour un retard l et une fréquence

cyclique α à l'aide de l'équation (2.16) [30] :

$$\hat{R}_{yy}(l) \simeq \begin{cases} \frac{1}{N-l} \sum_{n=0}^{N-l-1} y(n+l)y^*(n) \exp(j\alpha n) & l \geq 0 \\ \hat{R}_{yy}^* & l < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Cet estimateur est convergent et non biaisé au sens de la moyenne des carrés. Par le théorème de la limite centrale, la distribution des composantes réelles et imaginaires de $\hat{R}_l(\alpha)$ tend vers une distribution gaussienne lorsque $N \rightarrow \infty$ cela égale ceci. Si le signal $s(n)$ est présent (donc sous l'hypothèse H_1) et est périodique avec une fréquence cyclique α , il existe alors un retard l pour lequel l'estimateur $\hat{R}_{yy,l} \neq 0$. De même qu'en l'absence du signal $s(n)$ (hypothèse H_0), $\hat{R}_{yy,l} = 0$ pour tout retard $l \neq 0$. Le test statistique est dérivé de l'estimateur $\hat{R}_{yy,l}$ et de la matrice de covariance comme le démontre Naraghi-Pour et Ikuma dans [41] et est donnée par l'équation.

$$T = \hat{\mathbf{R}}^T \hat{\mathbf{K}}^{-1} \hat{\mathbf{R}} \quad (2.17)$$

Où $\hat{\mathbf{K}}$ est une estimation de la matrice de covariance $\mathbf{K} = cov \{ \hat{\mathbf{R}} \}$ et $\hat{\mathbf{R}}$ est défini comme :

$$\hat{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} Re \{ \hat{R}_{l_1}(\alpha) \} & Re \{ \hat{R}_{l_2}(\alpha) \} & \dots & Re \{ \hat{R}_{l_k}(\alpha) \} \\ Im \{ \hat{R}_{l_1}(\alpha) \} & Im \{ \hat{R}_{l_2}(\alpha) \} & \dots & Im \{ \hat{R}_{l_k}(\alpha) \} \end{bmatrix}^T \quad (2.18)$$

Pour $k = 1, 2, 3 \dots K$.

Toujours dans cet article [41], les auteurs donnent les probabilités de détection et de fausse détection associées à ce détecteur.

La FCS est un outil puissant qui permet de dénombrer le nombre de signaux et leurs fréquences, de déterminer le type de modulation et les taux de symbole des signaux modulés. Ceci a un coût notamment sur la complexité algorithmique, la taille de l'implémentation physique et le

temps d'observation. De plus, ce type de détecteur nécessite une information a priori sur les signaux à détecter pour bien fonctionner et pour réduire la complexité de calculs.

2.3.5 Résumé et comparatif des détecteurs présentés

Le détecteur par filtres adaptés est la méthode optimale pour réaliser de la détection de signaux. Cependant, pour utiliser ce type de détecteur, une connaissance absolue du signal est nécessaire, car le signal doit être entièrement et correctement démodulé pour faire la détection. Le principe est simple, il suffit d'utiliser un filtre adapté pour la réception du signal et un détecteur de maximum de vraisemblance par la suite. Le temps de détection est le plus court des détecteurs existants. Outre la connaissance absolue du signal, ce détecteur requiert un circuit complet pour faire la démodulation et un filtre adapté pour chaque type de signaux à détecter. Cela a comme énorme désavantage de consommer beaucoup d'énergie.

Le détecteur d'énergie est la méthode la plus simple pour détecter la présence de signaux dans le signal reçu par un récepteur. Pour ce faire, il compare l'énergie du signal reçue à un seuil déterminé en fonction de l'énergie du bruit. En utilisant une FFT, le détecteur d'énergie permet de détecter les différentes bandes de fréquences occupées par un signal. La complexité de ce détecteur est la plus faible de ceux présentés ici en plus de posséder un des temps de détection les plus courts. Toutefois, une incertitude, aussi minime soit-elle, dans l'évaluation des caractéristiques du bruit fait apparaître une limite au-delà de laquelle il est impossible de détecter un signal en plus d'augmenter le nombre d'échantillons nécessaire à la détection lorsque le SNR devient faible. De plus, ce type de détecteur n'est pas capable de discerner un signal modulé d'un autre signal modulé, de détecter efficacement un signal à étalement de spectre ou encore de faire la distinction entre un niveau de bruit anormalement élevé et un signal.

La fonction d'autocorrélation d'un signal permet de détecter des régularités et des motifs répétés dans un signal. Son principal avantage est son immunité au bruit blanc. Il permet de détecter efficacement un signal malgré un SNR très faible. En plus, ce type de détecteur peut détecter un signal modulé avec l'étalement de spectre. Toutefois, ce détecteur exige une complexité algo-

rithmique, capacités de calculs et des ressources matérielles plus importantes que le détecteur d'énergie. Le nombre d'échantillons nécessaire est généralement plus élevé que celui nécessaire au détecteur d'énergie ce qui nuit au temps de détection minimum. Autre inconvénient, le détecteur par autocorrélation permet difficilement d'identifier la bande de fréquences du signal détecté contrairement au détecteur d'énergie.

Parfois, le détecteur d'énergie ou le détecteur par autocorrélation ne suffisent pas pour détecter efficacement les signaux de formes prédéterminées. Si le récepteur possède de l'information additionnelle sur les signaux à détecter, un RC peut alors utiliser le détecteur de propriétés cyclostationnaires avec de meilleures probabilités de détections. À l'instar du détecteur par autocorrélation, ce type de détecteur permet de discriminer le signal du bruit sans connaissance sur le bruit. Les fréquences utilisées à l'intérieur de la bande passante par les signaux sont extraites par le détecteur. Certaines autres caractéristiques peuvent également être extraites par le détecteur comme le type de modulation, les taux de symbole et le nombre de signaux. Cependant, la complexité algorithmique de ce détecteur est très grande pour un traitement en temps réel. Il est conséquemment difficile et très coûteux de l'implémenter. Le temps de détection est difficile à effectuer dans un délai raisonnable si le récepteur n'a aucune connaissance a priori sur les signaux à détecter. Ce détecteur peut donc difficilement réaliser de détection à l'aveugle comme le détecteur d'énergie ou par autocorrélation. Et malgré une certaine connaissance des signaux, ce détecteur demande plus de temps, plus d'échantillons, plus de ressources matérielles et une complexité algorithmique plus grande que les autres détecteurs.

Tableau 2.1 Résumé des avantages et des désavantages des différents détecteurs

Détecteur	Avantage	Inconvénient
par filtres adaptés et maximum de vraisemblance	<ul style="list-style-type: none"> ●Performance optimale ●Nécessite le moins d'échantillons 	<ul style="list-style-type: none"> ●Nécessite une connaissance totale des signaux à détecter ●Demande de démoduler les signaux ●Consommation d'énergie élevée ●Besoin matériel élevé
d'énergie	<ul style="list-style-type: none"> ●Aucune connaissance a priori requise sur les signaux ●Faible complexité ●Rapide et nécessite peu d'échantillons ●Implémentation matérielle ou logicielle possible ●Détection multi-bandes simultanée 	<ul style="list-style-type: none"> ●Susceptible aux incertitudes du bruit ●Ne peut discriminer les signaux ●Mal conditionné pour les signaux étalés dans le spectre ou pulsés
par autocorrélation	<ul style="list-style-type: none"> ●Aucune connaissance a priori requise sur les signaux ●Complexité acceptable ●Robuste aux incertitudes du bruits 	<ul style="list-style-type: none"> ●Détection multi-bandes simultanée non possible ●Nombre d'échantillons élevé
par propriétés cyclostationnaires	<ul style="list-style-type: none"> ●Robuste aux incertitudes du bruits ●Permet la classification des signaux ●Détection des différents éléments spectraux 	<ul style="list-style-type: none"> ●Connaissance sur les signaux nécessaire ●Complexité élevée ●Nombre d'échantillons élevé

CHAPITRE 3

ARCHITECTURE, PROTOCOLE ET ÉCOÛTE SPECTRALE

Ce chapitre présente les parties importantes du fonctionnement et l'architecture matérielle du récepteur de la radio utilisée pour faire de l'écoute spectrale. Plus précisément, à la section 3.1, un modèle simplifié de la partie matérielle du récepteur est présenté avec plus de détails sur la partie du modèle fonctionnant aux fréquences intermédiaires et tout ce qui est relié au CAN. La section dite « RF » est donc réduite à ce qu'elle présente comme signal au convertisseur. À la section suivante, section 3.2, la description des trois types de duplexage supportés par la radio utilisée est faite. Ensuite, à la section 3.3, les différents éléments d'une trame de communication sont présentés et expliqués. Les modèles d'écoute du spectre insérés au protocole de communication pour faire de la détection de signaux sont introduits à la dernière section de ce chapitre.

Rapport-gratuit.com 
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

3.1 Architecture de la radio

La radio est divisée en deux sections : une section « RF » et une section que l'on va dénommer « Modem ». La section « RF » comprend tous les circuits de la réception du signal par la ou les antennes jusqu'à la mise en forme et la conversion du signal dans les fréquences intermédiaires. La section « Modem » quant à elle comprend toutes les parties de la radio entre l'échantillonnage du signal en fréquences intermédiaires et la reconstruction du message binaire transmis. La figure 3.1 présente un schéma simplifié de la radio de l'antenne jusqu'à la numérisation du signal.

Dans ce travail, on utilise un module « RF » accordable dans la bande IV (bande de fréquences entre 4400 et 5000 MHz) utilisée principalement dans le domaine civil pour des télécommunications fixes et mobiles. La fonction principale du récepteur de la section « RF » est de transposer le signal centré à la fréquence f_d sélectionnée à l'aide de l'oscillateur local à fréquence variable (« variable local oscillator», VLO) à la fréquence intermédiaire f_{IF} . Le signal peut être ainsi être échantillonné à un taux raisonnable. La fréquence d'échantillonnage utilisé par le «

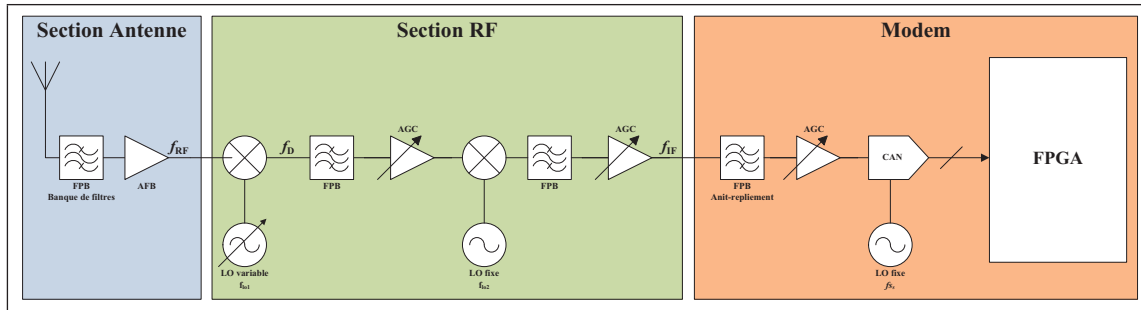


Figure 3.1 Schéma du récepteur radio

Modem » est de f_{s_s} Msp/s. Après le mélange du second oscillateur local (« local oscillator », LO) et du signal désiré, le signal se trouve centré autour de f_{IF} MHz et est filtré à l'aide d'une sélection de filtres SAW de largeur de bande maximale de f_{BWIF} MHz. Un échantillonnage direct du signal IF est utilisé pour convertir le signal de f_{IF} MHz à la fréquence intermédiaire $f_s/4$. Un filtre passe-bande anti-repliement centré autour de f_{IF} MHz minimise l'énergie à l'extérieur de la bande du filtre susceptible de se replier dans la bande du signal. Une boucle de commande automatique du gain (AGC) est utilisée pour compenser les variations lentes dans la chaîne de réception du modem et de maintenir à l'entrée du CAN un niveau optimal afin de maximiser la plage dynamique. Le résultat est envoyé à un FPGA qui fait une conversion descendante en phase et en quadrature de phase du signal afin d'obtenir un signal en bande de base.

Un FPGA est utilisé et cadencé au même rythme que le CAN soit f_{s_s} MHz. Un cœur de processeur logiciel est disponible pour réaliser des tâches en temps réel et pour le contrôle des composants matériels impliqués dans la réception et la transmission. Tout le traitement nécessaire à la démodulation pour retrouver le message binaire envoyé par l'émetteur est fait numériquement dans ce FPGA. Le processus de démodulation est entièrement réalisé dans le FPGA. L'écoute spectrale sera réalisée également dans ce FPGA.

3.2 Mode de duplexage

Une communication duplex est une communication où les deux systèmes ou appareils reliés ensemble peuvent communiquer dans les deux sens. Elle est dite « full duplex » si la communication est bidirectionnelle et simultanée. La radio utilisée peut employer à sa guise deux méthodes de duplexage « full duplex » : le duplexage par répartition en fréquence et le duplexage par répartition dans le temps. Ces deux méthodes présentent des avantages et des inconvénients distincts. De même, pour faire de la détection de signaux, les deux méthodes présentent des défis différents. Les différents paramètres de communication des deux méthodes de duplexage comme la synchronisation, le débit minimal, la durée de la trame, le format de la trame et l'immunité aux interférences seront discutés aux sous-sections 3.2.1 et 3.2.2.

3.2.1 Duplexage par répartition en fréquence (FDD)

Le duplexage par répartition en fréquence (FDD) est une technique de transmission bidirectionnelle des signaux, dans laquelle la liaison montante et la liaison descendante utilisent des radiofréquences différentes. La figure 3.2 montre dans le plan temps-fréquences le modèle de transmission pour un duplexage, FDD.

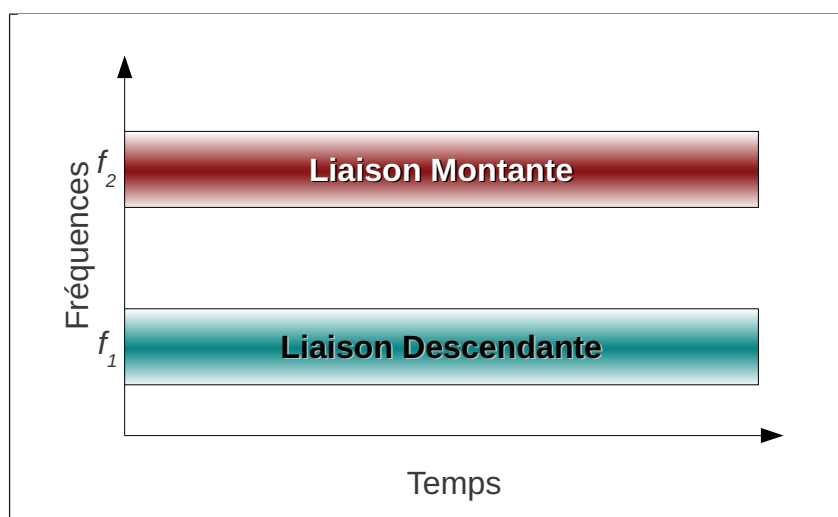


Figure 3.2 Schéma du duplexage par répartition en fréquence

Ce type de duplexage permet donc à la liaison montante et descendante de fonctionner sans discontinuité entre les deux appareils reliés. Cela a comme avantage de permettre un débit plus élevé et une latence plus faible qu'une communication utilisant le duplexage par répartition dans le temps si les mêmes paramètres de communications sont utilisés. Toutefois, pour faire de l'écoute spectrale la liaison radio doit être interrompue périodiquement dans le cas d'un RRS. Cela dit, si le convertisseur n'a ni la largeur de bande requise ni la plage dynamique nécessaire pour échantillonner simultanément toute la bande de réception, la radio devra balayer par sous-bandes pour obtenir une représentation complète de la bande de fréquences couverte. Évidemment, ces interruptions périodiques affectent négativement le débit.

3.2.2 Duplexage par répartition dans le temps (TDD)

Le duplexage par répartition dans le temps (TDD) est une technique de transmission bidirectionnelle des signaux dans laquelle la liaison montante et la liaison descendante utilisent la même fréquence de transmission, mais à des périodes de temps différents. La figure 3.3 montre dans le plan temps-fréquences le modèle de transmission pour un duplexage TDD.

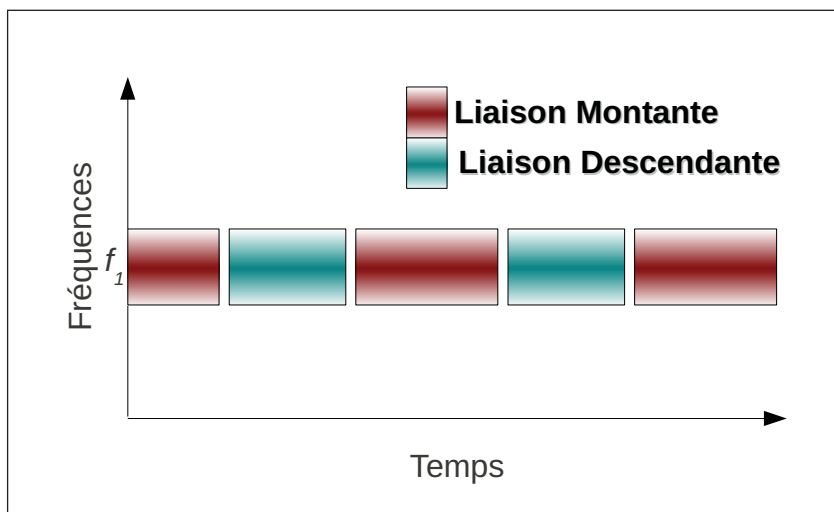


Figure 3.3 Schéma du duplexage par répartition dans le temps

Ce type de duplexage possède un débit total partagé entre la liaison montante et la liaison descendante. Le débit total est toujours inférieur à celui du duplexage par répartition en fréquences

lorsque les mêmes paramètres de communication sont utilisés. En contrepartie, le TDD permet plus facilement l'insertion de fonctions de sécurité comme l'étalement de spectre par saut de fréquence et l'écoute spectrale. Si la radio possède une chaîne de transmission RF et une chaîne de réception RF distinctes comme c'est le cas dans une radio qui peut faire du FDD, l'écoute spectrale peut être réalisée de plusieurs façons avec peu d'impact sur le débit de la communication. Par exemple, si les radios communiquent en TDD, la radio qui émet n'utilise généralement pas sa chaîne de réception RF et par conséquent elle peut être utilisée pour faire de l'écoute spectrale sans impact sur la chaîne de transmission RF.

On définit en TDD la radio commençant à émettre comme la radio « maître » alors que celle qui reçoit en premier comme la radio « esclave ». Ce concept est plus abstrait lorsque le mode FDD est utilisé, car les deux radios communiquent en même temps. Il faut alors déterminer qui est le maître et qui est l'esclave. On définit la liaison descendante comme étant la transmission de données partant du maître vers l'esclave alors que la liaison montante est la communication partant de l'esclave vers le maître.

3.2.3 Étalement de spectre par saut de fréquence

L'étalement de spectre par saut de fréquence ou plus connu sous son appellation anglaise comme étant « Frequency Hopping Spread Spectrum » (FHSS) en anglais est une méthode de transmission qui « saute » à intervalle régulier d'une sous-bande à une autre selon une séquence connue de l'émetteur et du récepteur.

L'étalement de spectre offre quelques avantages comparativement à l'utilisation d'une fréquence unique comme de rendre le signal transmis plus résistant aux interférences, plus difficile à intercepter et de permettre aux signaux transmis de cette manière de partager des bandes de fréquence avec d'autres types de transmission, ce qui permet d'utiliser plus efficacement la bande passante [42].

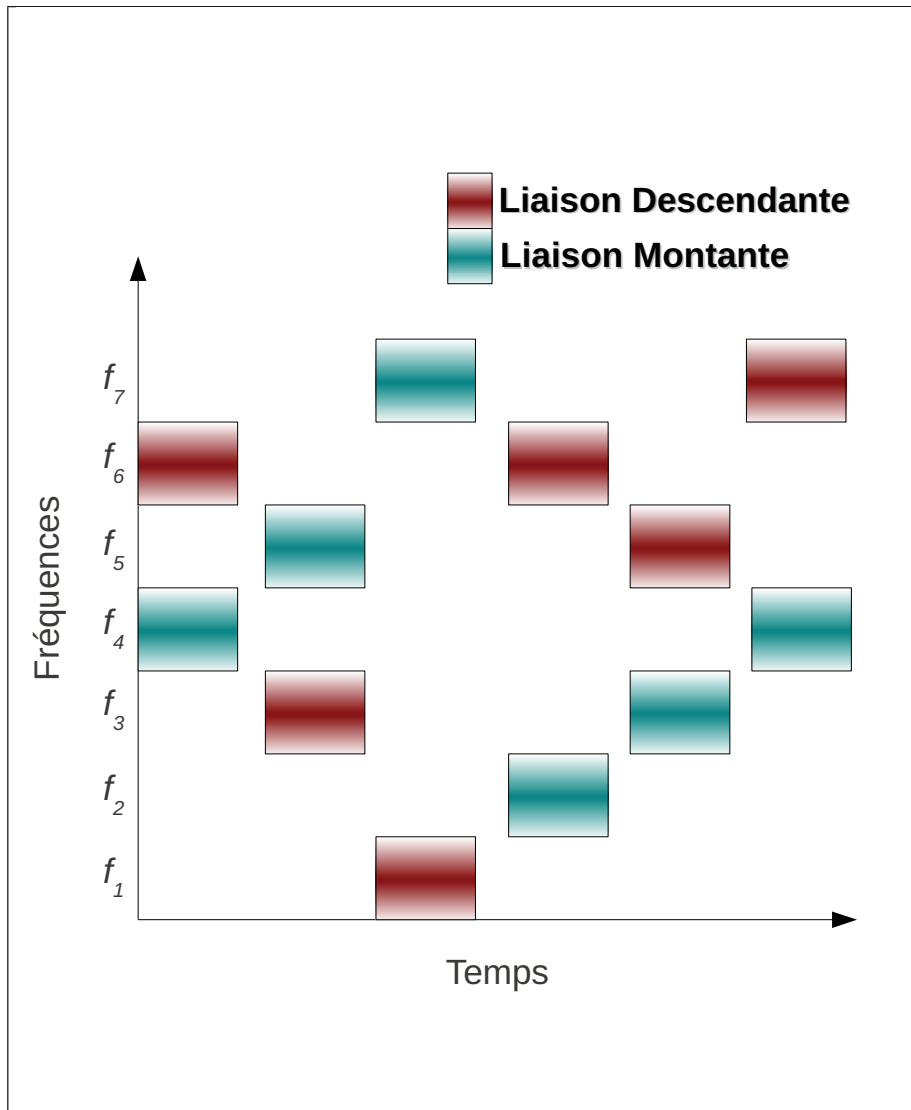


Figure 3.4 Schéma de l'étalement de spectre par saut de fréquence

Le FHSS requiert un excellent contrôle sur les paramètres de la communication, beaucoup de flexibilité de la part des circuits de transmission et de réception et une synchronisation précise entre les deux radios. La radio utilisée répond à tous ces critères.

3.2.4 Mode d'opération de la communication

La radio peut parfaitement utiliser les duplexages habituels, soit le FDD et le TDD. Cependant, ces deux types de duplexage n'offrent pas la protection contre les CMEs qu'offre le FHSS. La

radio inclut donc deux modes de duplexage supplémentaires utilisant le FHSS afin d'offrir une sécurité accrue par rapport aux CMEs.

Le premier mode est une variante du duplexage TDD. Tout comme le duplexage TDD, la répartition du temps de communication se fait en fractionnant en périodes la communication dans le temps et en alternant le sens de la liaison radio à chaque période. Le FHSS a été introduit en fragmentant chaque période de temps de communication en plus petites entités appelées « saut ». À chaque saut donc, la fréquence de communication change comme dans le cas du FHSS. La trame d'une communication entre deux radios lorsqu'elles utilisent le mode TDD est illustrée à la figure 3.5.

Le deuxième mode est quant à lui une variante du duplexage de type FDD. Chaque liaison est fragmentée en période de transmission dans le temps et à chacune de ces périodes, les radios sautent de sous-bande en sous-bande de fréquences. Certaines considérations d'ordre pratique sont à prévoir lorsqu'un tel mode est utilisé et celles-ci sont expliquées à la sous-section 3.3.1. La trame d'une communication entre deux radios de type HCR, lorsque celles-ci utilisent le mode FDD, est illustrée à la figure 3.6.

Dans les figures 3.5, 3.6 et 3.7, chaque saut est identifié soit par la lettre M (maître) ou par la lettre E (esclave) selon qu'il est vu du point de vue du maître (M) ou de l'esclave (E). Chaque saut à une bande passante « flbst » exprimé en Hz symbolisée par la hauteur du saut, une fréquence centrale « fcst » et une durée « tst » symbolisé par la largeur du saut.

Une liaison descendante est définie comme une liaison dont le sens de la transmission s'effectue du maître (M) vers l'esclave (E). Chaque saut de la liaison descendante est identifié par la couleur rouge dans les figures 3.5 et 3.6 et par la couleur grise dans la figure 3.7.

Inversement, une liaison montante est définie comme une liaison dont le sens de la transmission s'effectue de l'esclave (E) vers le maître (M). Chaque saut de la liaison montante est identifié par la couleur bleue dans les figures 3.5, 3.6 et 3.7.

Un saut dont la couleur est foncée (bleu ou rouge) indique qu'il s'agit d'un saut qui est transmis et se voit attribué l'indice « tx ». De même, un saut dont la couleur est pâle indique qu'il s'agit d'une trame qui est reçue et ce voit attribué l'indice « rx ».

Dans les figures 3.5 et 3.6, les axes du graphique forment un espace tridimensionnel temps-distance-fréquence. Un saut qui est transmis du maître vers l'esclave mettra un temps « tprp » à arriver au récepteur de l'esclave appelé délais de propagation. Plus la distance entre le maître et l'esclave est grande et plus ce délai sera long.

Ainsi donc, dans les figures 3.5 et 3.6 lorsqu'il y a transmission d'une trame du maître vers l'esclave, un saut rouge foncé étiqueté « Mtx » sera présent. On retrouvera un saut étiqueté « Erx » distant dans le temps de « tprp ». Ce saut sera rouge pâle compte tenu qu'il symbolise le saut à la réception de la liaison montante. Les mêmes remarques sont applicables aux trames de la liaison descendante à l'exception du fait que la couleur est bleue et non rouge.

Dans chaque saut, que ce soit en liaison montante ou descendante, on retrouve une partie rouge vif en début du saut d'une durée « tgrd » et tout de suite après une période de durée « tent » en jaune. Ces périodes sont appelées respectivement temps de garde et période d'entraînement et sont discutées à la sous-section «Détails des trames».

3.3 Protocole de communications dans la radio

La radio peut donc utiliser un duplexage de type TDD ou FDD standard ou bien alors jumeler l'un de ces deux types de duplexage avec du FHSS. Les trames de communication sont similaires à quelques détails près, peu importe le mode utilisé. Cette section fournit donc les détails sur les trames de communications à la sous-section 3.3.2, mais avant certaines considérations préalables sont faites pour une communication utilisant le FHSS.

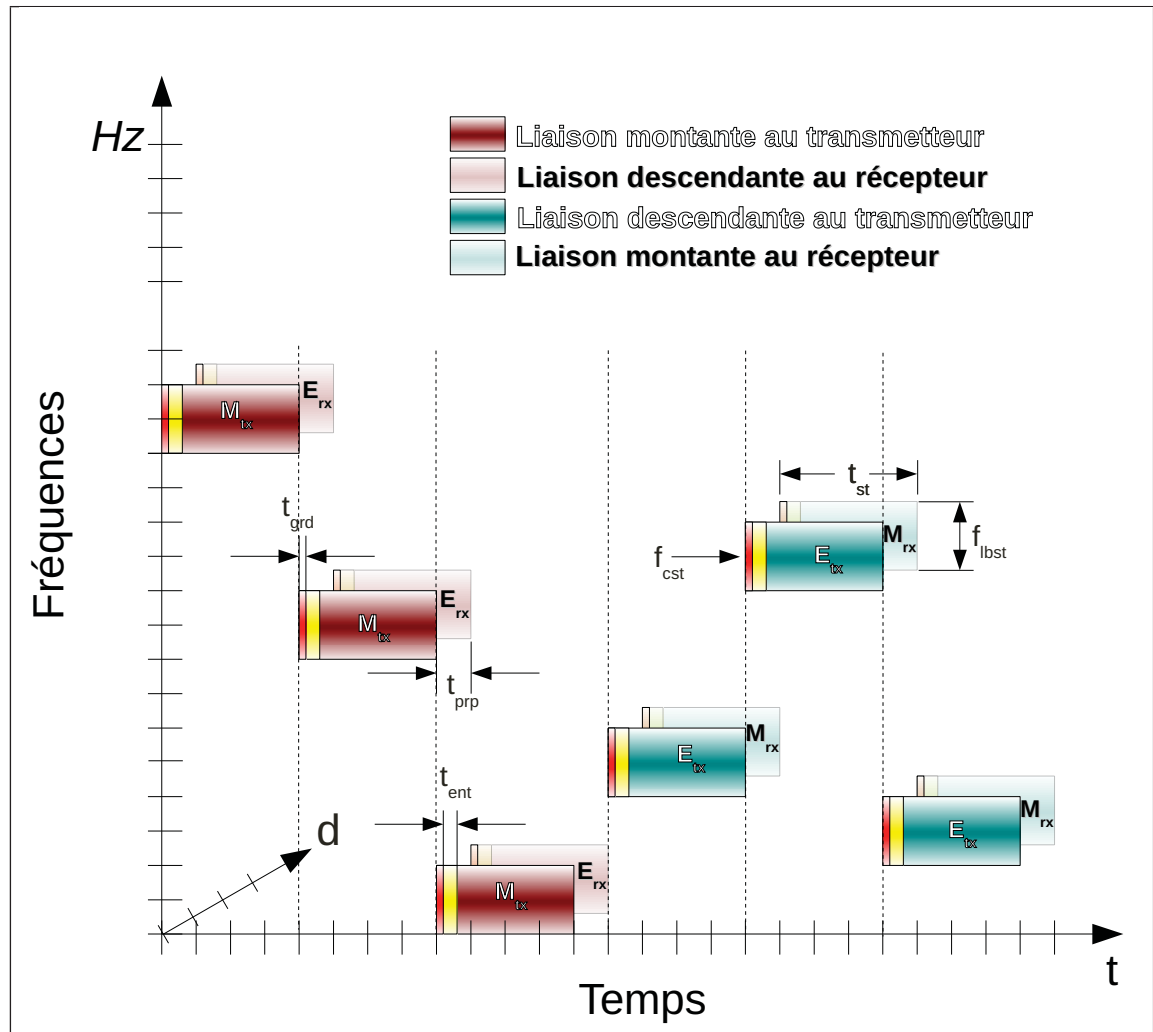


Figure 3.5 Schéma de la trame de communication en mode TDD

3.3.1 Considérations préalables

Certaines considérations préalables doivent être mentionnées avant de décrire le fonctionnement de la trame de communication. C'est le cas de la synchronisation des sauts, de la durée du saut, du lien entre le débit du réseau et le débit de la radio et du type de lien radio.

Afin d'éviter que les signaux aient un impact négatif et destructeur l'un sur l'autre (c.-à-d. battement, fuite de puissance, saturation des amplificateurs et des convertisseurs, etc.), les fréquences d'opération du récepteur et du transmetteur d'une radio doivent être en tout temps différentes l'une de l'autre. Cela dit, les sauts de la liaison montante et descendante peuvent

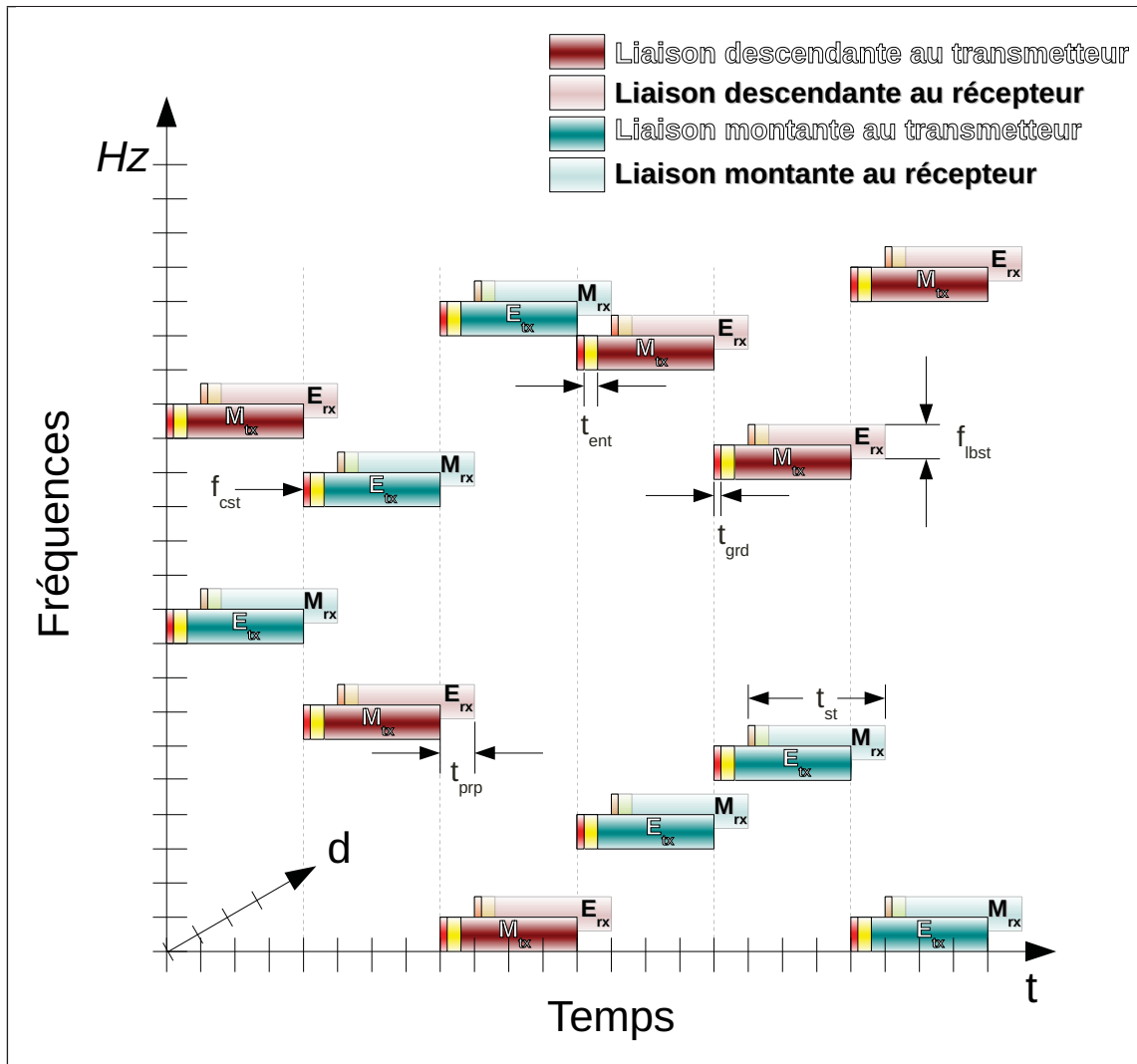


Figure 3.6 Schéma de la trame de communication en mode FDD

être ou ne pas être synchronisés. Dans le cas où ils ne le sont pas, les plans de fréquences de deux liaisons doivent posséder des fréquences exclusives à leur liaison, car les horloges peuvent glisser l'une par rapport à l'autre et il devient alors impossible de garantir que les fréquences de transmission et de réception d'une même radio ne se chevaucheront pas dans le temps. Dans le cas contraire, lorsque les horloges des émetteurs sont synchronisées, les sauts peuvent être effectués simultanément sans que les fréquences d'émission et de réception se chevauchent si les plans de fréquences des sauts sont bien réalisés. Ainsi l'ensemble de la bande de fréquences peut être utilisé autant pour la réception que pour l'émission par les deux radios. Pour

l'écoute du spectre, l'option où les horloges sont synchronisées est plus prometteuse, car elle permet à chaque radio d'écouter et d'analyser l'ensemble de la bande, sans déroger du plan de fréquences donné. C'est l'option privilégiée dans ce travail.

Pour des raisons de sécurité, la durée des sauts peut être variable afin d'éviter qu'une CME se synchronise sur le début des sauts. Cela pourrait avoir comme effet de brouiller toutes les séquences d'entraînement et le début de toutes les trames ce qui causerait une perte irrémédiable du lien radio. Dans une radio tactique, la durée des sauts peuvent donc être variable pour se prémunir de ces CME. La durée est bornée par un temps minimal, t_{stmin} et maximal, t_{stmax} avec une certaine distribution statistique entre ces valeurs et une durée moyenne. Un générateur de séquence pseudo-aléatoire connu par l'émetteur et le récepteur détermine la taille de chaque saut. Dans ce travail, les sauts auront cependant une durée fixe afin de simplifier le problème et l'analyse.

Le débit du réseau est le débit binaire effectif entrant et sortant de la radio en bits par seconde tandis que le débit de la radio est le débit en symbole par seconde entre les deux radios. Le débit de la radio ajoute aux bits de données des bits de parités, des mots de synchronisation et de contrôles. Le débit de la radio r_{air} est donc toujours plus élevé que le débit du réseau compte tenu de ces ajouts. Dans le mode FHSS, la transmission des données est faite en rafale alors que le débit de données du réseau est constant. Un système de files et de mémoires tampons permet d'adapter les différents débits. Tous ces aspects d'adaptation de débits et de calculs des débits dans ce travail sont occultés.

La liaison radio est une liaison point à point. Seulement deux radios sont en jeu dans le système étudié. La distance (d_{lnk}) de cette liaison est généralement de plusieurs kilomètres avec un temps de propagation de t_{pp} .

3.3.2 Détails des trames

Tout d'abord, le concept d'« hypertrame » est essentiel pour la compréhension de la communication. Cette « hypertrame » est l'entité de base de la communication partagée par les deux

radios. Le protocole de communication fixe plusieurs paramètres à utiliser, dont ceux concernant la modulation, les divers minutages de la communication, le nombre de sauts par trame, le nombre de « supertrames » (M_{sptr}) par « hypertrame », les paramètres de la trame de données (codage, taille des blocs, etc.), des mots de synchronisation et des mots de contrôle ainsi que les différents débits de la communication.

La figure 3.7 montre le détail des différents éléments constituant de l'« hypertrame » que ce soit en mode TDD ou FDD.

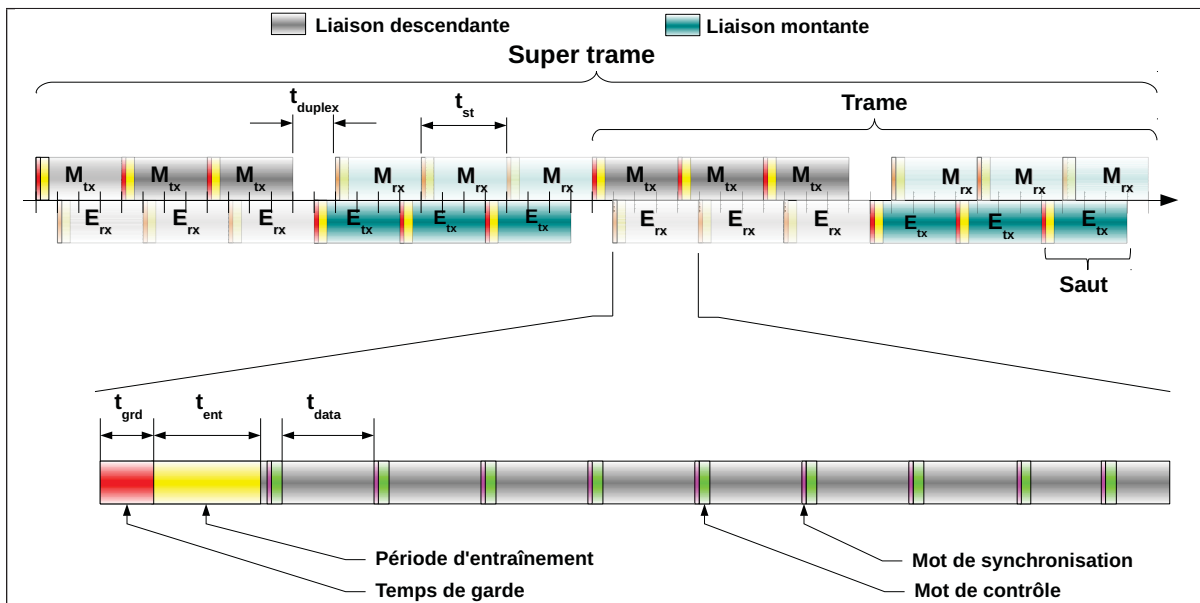


Figure 3.7 Schéma de la trame de communication

À partir de la figure 3.7, on observe qu'une hypertrame est constituée de M_{sptr} supertrames. Première sous-entité en importance dans l'« hypertrame », la « supertrame » est essentiellement la concaténation de deux trames de communication. La durée d'une supertrame est la somme des durées de deux trames et de deux fois le temps de propagation t_{prp} entre l'émetteur et le récepteur noté t_{duplex} . Ce temps est nécessaire et varie lorsque l'on fait du TDD en fonction de l'éloignement entre les radios. Il est possible de transmettre immédiatement après avoir reçu l'intégralité la trame. Toutefois, il est impossible de recevoir immédiatement après la transmission, car le dernier symbole transmis va mettre t_{prp} secondes à arriver à la destination

et la radio réceptrice doit attendre la réception de l'intégralité avant de transmettre. Il y aura encore un retard de propagation t_{prp} à partir de l'instant où la radio réceptrice devient émettrice et émet le début de son message et le moment où l'autre radio reçoit le début du message.

Une trame est définie comme étant le regroupement d'une période de transmission de données suivie d'une période de réception de données. Il va de soi que lorsqu'une des deux radios transmet, l'autre radio reçoit. On rappelle que si l'on utilise un TDD, on a défini la radio commençant à émettre comme la radio « maître » et celle recevant en premier comme la radio « esclave ». alors que si le FDD est utilisé, il faut déterminer qui est le « maître » et qui est « l'esclave ».

Dans chaque trame, on retrouve un certain nombre de sauts (N_{st}) qui peut varier d'une trame à l'autre. Le nombre de sauts selon le mode peut être différent ou identique selon la direction de la liaison, N_{mnt} et N_{dsc} . Les sauts représentent les périodes de temps pendant lesquels les radios communiquent entre elles. Les sauts sont séparés par des périodes de garde, d'une durée t_{grd} qui doit être la plus courte possible. Un saut débute toujours par une période d'entraînement d'une durée t_{ent} afin que les récepteurs des radios synchronisent leurs circuits au signal reçu provenant de l'autre radio. Une fois la période d'entraînement terminée, la transmission des trames de données, des mots de synchronisation et des mots de contrôles suit. Le saut est donc l'entité de base. On le caractérise par sa durée (t_{st}) et sa fréquence centrale d'émission (f_{st}). La durée minimale d'un saut est influencée par plusieurs éléments matériels, systémiques et logiciels. On détermine cette durée par la somme des divers éléments temporels. Il y a tout d'abord le temps de garde et la période d'entraînement dicté par le matériel de la radio. On y ajoute ensuite la durée de la transmission des mots de synchronisation, des bits de contrôle et d'un certain nombre de trames de données nécessaires afin de respecter le débit minimal acceptable. La durée maximale d'un saut quant à elle est déterminée par les exigences contre les contre-mesures électroniques et de sécurité.

Les fréquences d'émissions d'un saut sont définies par la fréquence centrale f_{cst} et la largeur de bande f_{lbt} et dépendent des paramètres de la modulation (débits, modulations, filtrage, etc.). Si la fréquence centrale change à tous les sauts, la largeur de bandes est normalement fixe. Les

bandes de fréquences, celles de la liaison montante et descendante, sont également déterminées à chaque saut par des générateurs de séquence pseudo-aléatoire.

La période d'entraînement (t_{ent}) est étroitement liée aux circuits électroniques du récepteur et du transmetteur. Le temps de garde est dicté par le délai de propagation du signal radio entre les deux radios. La période d'entraînement et le temps de garde forment la principale contrainte de temps afin de déterminer de la durée minimale du saut. La période d'entraînement permet d'ajuster le récepteur aux caractéristiques du signal reçu. Notamment, cette période permet de régler la boucle de commande automatique de gain (de l'anglais «automatic gain control», AGC), d'ajuster les coefficients des filtres, de verrouiller les boucles à verrouillage de phase (de l'anglais «phase locked loop» (PLL)), de lever l'ambiguïté de phase ainsi que de régler l'expansion d'échelle, les déséquilibres de phase et d'amplitude de la constellation. Cette période d'entraînement a une durée variable par saut qui dépend du débit radio.

Le temps de garde (t_{grad}) est le temps le plus long nécessaire entre le temps de configuration pour transmettre le signal d'un nouveau saut ou le temps de configuration pour recevoir le signal d'un nouveau saut. À ce temps, on ajoute un léger surplus temps comme provision. Ce temps de garde est surtout dû aux changements réalisés dans le filtrage du signal au transmetteur et au récepteur ainsi que la reprogrammation du synthétiseur et de la boucle à verrouillage de phase.

Le nombre et la durée des blocs de données dépendent du profil de communication sélectionné. Ce nombre a été établi en fonction du débit réseau maximal toléré et des paramètres de la communication désirés (largeur de bande, taux de correction d'erreurs, efficacité spectrale, etc.). Le nombre de blocs permet donc d'atteindre un équilibre entre le débit de la radio qui est en rafale et le débit du réseau qui est constant. Dans ce travail, le nombre exact n'est pas important, mais la durée de la transmission de données t_{data} sera prise en compte.

3.4 Schémas d'écoute du spectre en fonction du mode de duplexage

Trois scénarios d'écoute du spectre sont envisagés. Deux de ces trois scénarios sont disponibles lorsque la communication utilise le mode TDD de communication, alors que l'autre scénario utilise le mode FDD. Les figures 3.8, 3.9 et 3.10 illustrent ces scénarios.

Les mêmes remarques faites à la sous-section 3.2.4 s'applique pour la compréhension des trois scénarios d'écoute du spectre. À ceux-ci s'ajoute la remarque suivante, dans les figures 3.8, 3.9 et 3.10 lorsqu'il y a écoute spectrale lors d'un saut du maître, celui-ci est de couleur vert foncé et est étiqueté « Mrx » et lorsqu'il y a écoute spectrale lors d'un saut de l'esclave, celui-ci est de couleur vert pâle et est étiqueté « Erx ».

Une nouvelle entité, appelée « saut d'écoute », peut être ajoutée à la structure de l'« hypertrame » afin d'accomplir de l'écoute spectrale pendant la communication. En mode FDD, l'écoute spectrale force les deux radios à sacrifier le tout premier saut de chacune des « hypertrames », voir figure 3.10. Ce saut sacrifié devient alors un « saut d'écoute » pendant lequel les deux radios arrêtent de transmettre pour écouter le spectre de fréquences à la recherche de signaux interférents ou de CME. Cette écoute spectrale en mode FDD se fait en sacrifiant une partie de la bande passante. Dans ce mode, il n'y a aucune restriction quant à la bande de fréquence pouvant être écoutée pendant ce « saut d'écoute ». De plus, la durée de ce saut peut être fixe d'une écoute à l'autre ou bien comme le reste des sauts peut avoir une durée variable selon une séquence pseudoaléatoire.

En mode TDD, l'écoute spectrale peut avoir un effet sur la bande passante si l'on ajoute un « saut d'écoute » comme dans le cas du mode FDD. L'ajout de ce saut au début d'une « hypertrame » est facultatif dans la mesure où il n'est pas nécessaire d'en avoir un pour faire de l'écoute spectrale contrairement au mode FDD. Ceci est dû au fait qu'en mode TDD, lorsque la radio transmet, le récepteur de cette radio est normalement inactif et peut donc être utilisé pour faire de l'écoute spectrale. Certaines restrictions s'appliquent. Le récepteur doit utiliser une autre banque de filtres et le choix des fréquences écoutées doit satisfaire l'espacement fréquentiel entre le signal transmis et le signal reçu. Ces restrictions sont nécessaires afin de

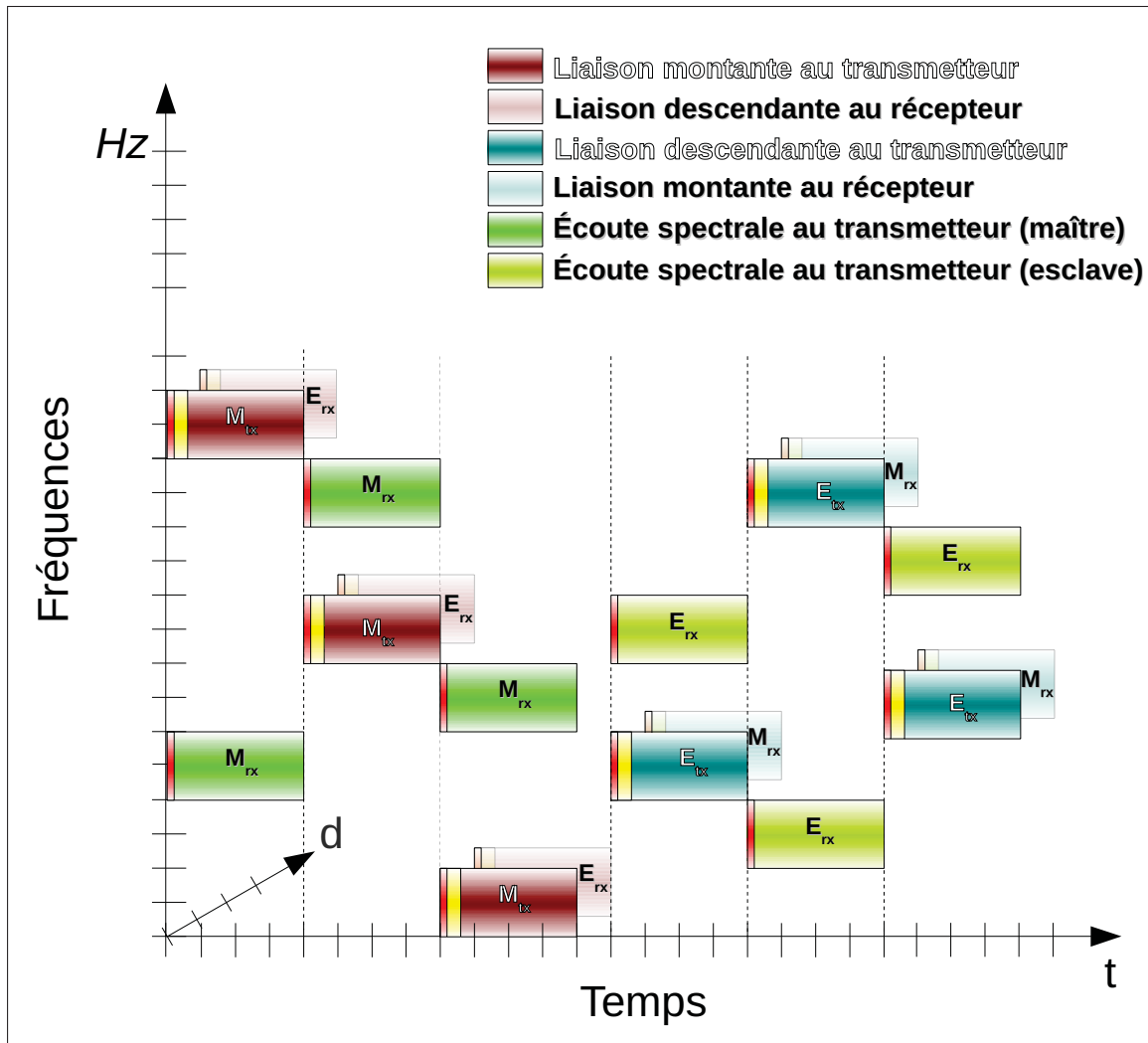


Figure 3.8 Schéma de la trame de communication en mode TDD avec écoute spectrale

ne pas nuire à la qualité des signaux reçus et émis par les radios. Un exemple de ce mode sans « saut d'écoute » est illustré à la figure 3.8. Afin de permettre une écoute libre de toutes restrictions, un « saut d'écoute » a été ajouté à la manière du mode FDD, donc sans contrainte sur la banque de filtres, sur le choix des fréquences et avec un saut d'une durée fixe ou variable. Une représentation de ce mode d'écoute est illustrée à la figure 3.9

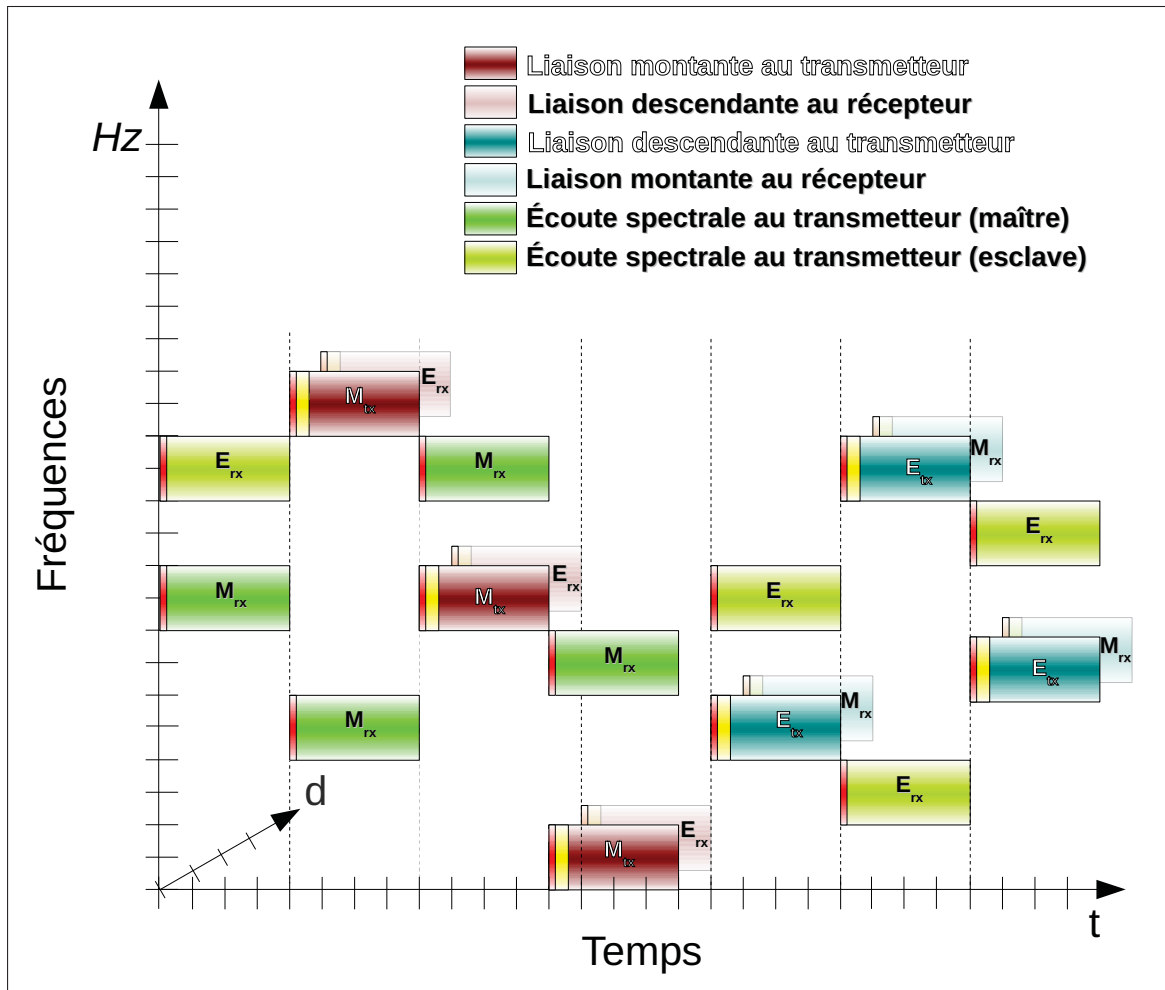


Figure 3.9 Schéma de la trame de communication en mode TDD avec écoute spectrale et écoute en début de trame

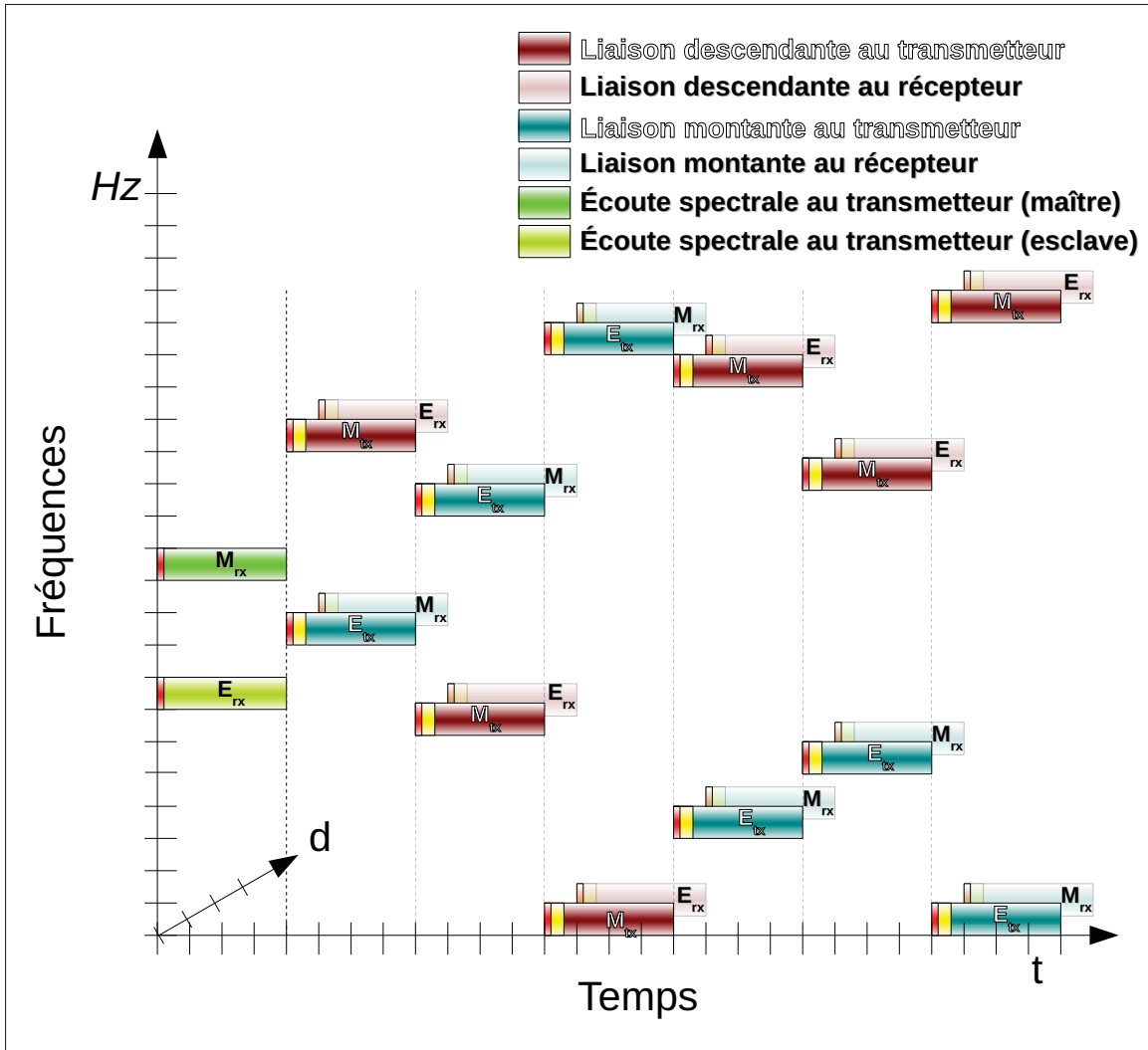


Figure 3.10 Schéma de la trame de communication en mode FDD avec écoute spectrale

CHAPITRE 4

ÉCOUTE SPECTRALE EN TEMPS RÉEL

Ce chapitre explique les différences entre l'écoute spectrale en temps réel et l'écoute spectrale faite « hors ligne ». Une évaluation de certains paramètres utilisés pour faire une écoute spectrale en temps réel selon un contexte d'utilisation et une architecture particulière est également réalisée. De même, une validation de l'emploi d'une écoute spectrale dans le cadre d'une stratégie de défense efficace contre les interférences est proposée.

4.1 Écoute spectrale en temps réel et « hors ligne »

Il est difficile de trouver dans la littérature ce concept d'écoute spectrale en temps réel et « hors ligne ». Règle générale, on aborde le problème de l'écoute spectrale sous l'angle de la complexité algorithmique [30], des performances de la détection d'utilisateur primaire ou du temps de détection [31]. Très peu d'articles scientifiques encore abordent l'écoute spectrale sous l'angle de l'implémentation en fonction du temps de calcul, des ressources disponibles et des paramètres de la communication. Beaucoup d'articles font référence à la norme IEEE 802.22, qui fixe un temps de détection des usagers primaires de l'ordre des secondes avec un pourcentage de fausse détection et de non-détection de moins de 0.1% [17, 31, 57].

Nous avons donc identifié deux types d'écoute spectrale : une écoute réalisée en temps réel et une écoute faite à « temps perdu » ou « hors ligne ». Les actions et les décisions prises à partir des observations réalisées à l'aide d'une écoute en temps réel ne sont évidemment pas les mêmes que les actions et les décisions prises à l'aide d'une écoute spectrale « hors ligne ». La figure 4.1 résume les principales caractéristiques des deux types d'écoute spectrale, les liens entre ceux-ci et la complexité algorithmique associée au type d'écoute. Ceux-ci sont développés et expliqués en détail aux sous-sections 4.1.1 et 4.1.2.

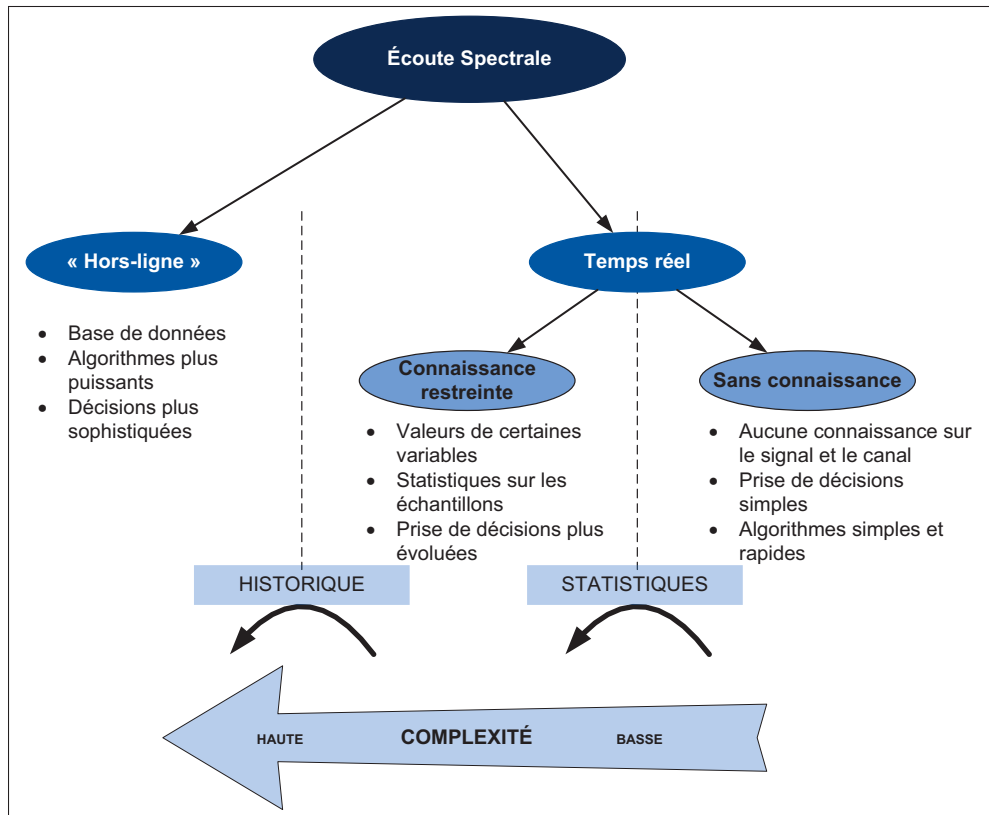


Figure 4.1 Écoute spectrale en temps réel et « hors ligne ».

4.1.1 Écoute spectrale en temps réel

L'écoute en temps réel est une écoute rapide où la prise de décision doit être la plus prompte possible en fonction de l'écoute réalisée. Le terme temps réel dépend du contexte d'utilisation de la radio. Les décisions prises à la suite d'une écoute en temps réel sont d'ordre pratique (c.-à-d. modifications de la forme d'onde, changements du taux de codage, changements de fréquence de transmission, etc.). Les contraintes sur le détecteur sont énormes et les conséquences dues aux décisions prises en fonction de l'écoute spectrale influencent directement la réception du signal. Les ressources matérielles doivent être extrêmement rapides pour prendre des décisions en temps réel sur les paramètres de la communication pour faire suite à l'écoute et l'analyse spectrale en temps réel. Ces ressources matérielles sont généralement très coûteuses et généralement limitées. Ces ressources disponibles proviennent généralement des FPGA, des PSN ou des circuits intégrés dédiés à des tâches spécifiques de traitement numérique du signal.

Très peu de statistiques peuvent être utilisées ou réalisées lors d'une écoute en temps réel pour améliorer la prise de décisions, car cela augmente considérablement le temps de traitement et d'analyse. Les statistiques qui peuvent être réalisées sont celles qui peuvent être faites par les ressources fonctionnant à la vitesse de la couche PHY de la radio et qui ne dépassent quelques cycles d'horloges. La collecte, l'analyse et la combinaison des données de plusieurs radios demandent également trop de temps de traitement pour être utilisables en temps réel. Les analyses pouvant être réalisées en temps réel sont principalement la détection de la présence de signaux dans la bande de fréquences observées, l'évaluation du niveau d'énergie dans les différentes sous-bandes de fréquences et la quantification des paramètres du canal et du signal. Le résultat des observations de même que les données brutes de l'observation peuvent être enregistrés en mémoire afin d'être éventuellement utilisés par une écoute « hors ligne » et partagés graduellement aux autres radios.

Dans le cas présent où l'on utilise une radio qui utilise une modulation avec FHSS, le temps réel est déterminé par la durée d'un saut. L'observation, les calculs, l'analyse et les décisions doivent être réalisés dans l'intervalle de temps que dure un saut.

4.1.2 Écoute spectrale « hors ligne »

L'écoute « hors ligne » est une extension de l'écoute en temps réel. Ce qui définit l'écoute « hors ligne » est la quantité de temps disponible pour réaliser son écoute et l'abondante disponibilité des ressources matérielles. En effet, elle a peu de restriction quant au temps nécessaire pour le traitement des données. Elle peut, par exemple, passer plusieurs heures à analyser le spectre de fréquences afin de retirer une bande de fréquence qu'elle juge dommageable pour la survie de la liaison radio. Par conséquent, cette écoute n'influence pas aussi rapidement la communication que l'écoute en temps réel peut le faire. Les ressources matérielles disponibles y sont plus abondantes, plus facilement accessibles et plus variées. Cela permet d'utiliser des algorithmes plus complexes, de combiner les résultats, d'analyser statistiquement les données ou d'effectuer tout autre processus demandant du temps ou un effort de calculs important. Les décisions et actions prises à la suite d'une écoute « hors ligne », surtout lorsque les résultats

de l'écoute sont utilisés conjointement avec d'autres types de données, sont de celles que l'on prend généralement au niveau du système comme l'exclusion ou la réintroduction de bandes de fréquences, le changement de paramètres de la communication, la direction des liens radio, la réorganisation du réseau, etc.

Tout comme l'écoute en temps réel, l'écoute « hors ligne » utilise principalement les échantillons bruts de l'échantillonneur de la radio comme base décisionnelle. Toutefois, l'écoute « hors ligne » permet d'incorporer d'autres types de données par exemple la position géographique, la date, l'heure, les données de mission ou le modèle du canal dans ses algorithmes d'écoute, de détection et de prise de décisions. Dans [11, 12], on parle de conscience de l'environnement (exemple : la reconnaissance des objets, l'information sur la propagation des ondes dans le canal, l'information sur les paramètres atmosphériques) et de conscience de la localisation (exemple : l'information sur le positionnement et la distance entre les nœuds) de la radio. L'utilisation de telles données permet entre autres de réaliser des tâches comme de la géolocalisation en recoupant les informations géospatiales, les patrons de rayonnement des antennes et l'analyse spectrale de plusieurs radios dans le réseau. De plus, comme l'écoute « hors ligne » a accès à plus de ressources, il est possible d'utiliser des analyses statistiques poussées pour qualifier et quantifier les événements temporels ou fréquentiels. Le partage d'informations et l'accès aux bases de données par toutes les radios dans le système permettent aussi de combiner l'information afin d'améliorer la détection des CMES, de repérer des nœuds cachés et d'améliorer la prise de décisions. On aborde cette idée d'écoute spectrale distribuée et collaborative dans les articles de Cabric [9], de Ganesan [23] et de Ghasemi [26].

4.2 Scénario utilisé pour l'élaboration d'une écoute spectrale

L'écoute spectrale en temps réel que l'on a développé a pour but d'améliorer la communication dans le contexte énoncé à la section 1.2. L'utilisation du FHSS est très largement répandue dans les communications tactiques afin de réduire la probabilité de détection et la probabilité d'interception. Le plan de fréquence du FHSS doit cependant être adapté au milieu où évoluent les radios (c.-à-d. savoir les canaux utilisés par les divers usagers, connaître les bandes régle-

mentaires, connaître les CME utilisées, etc.). Déterminer un bon plan de fréquence demande du temps et de bonnes connaissances du milieu, d'où l'intérêt d'utiliser une écoute spectrale en temps réel pour éviter les fréquences déjà utilisées ou celles subissant de fortes interférences. L'écoute spectrale en temps réel développée a été conçue afin de répondre aux besoins d'une communication utilisant le saut de fréquence et dont les connaissances sur son environnement sont très limitées. Comme le contexte de déploiement de la radio s'effectue en milieu hostile et que la présence de CME est très probable, la fréquence des sauts doit être très rapide, de l'ordre des milliers de sauts à la seconde pour contrer certains types de CME (p. ex. les brouilleurs suiveurs). De même, le saut en fréquence doit couvrir la plus grande bande de fréquences permise afin d'être le plus efficace, imprévisible et indétectable possible.

Le scénario qui est utilisé pour simuler le gain de performance par l'ajout d'une écoute spectrale en temps réel emploie une radio dont les caractéristiques ont été décrites au chapitre précédent, soit une radio bidirectionnelle simultanée (FDD et TDD), qui est capable de sauts de fréquence très rapides et qui possède un encodage de canal performant, un FPGA rapide ainsi qu'un processeur pour la reconfiguration de la radio à la volée.

Le scénario fait l'hypothèse d'une liaison radio point à point sur une longue distance. Dans ce type de liaison radio, on suppose que l'environnement électromagnétique des radios diffère d'une radio à l'autre pour des raisons de géographie, de propagation des ondes ou de la directivité des antennes. Par conséquent, plus la distance séparant les deux radios est grande, plus les probabilités que l'environnement électromagnétique des radios soit semblable sont nulles. La figure 4.2 illustre un scénario possible comportant les trois raisons citées précédemment et expliquant la diversité des environnements électromagnétiques. À la figure 4.2, les carrés blancs sont deux radios qui communiquent entre elles. Les ronds blancs sont soit d'autres radios ou soit des CME. La liaison point à point dans la figure est illustrée en vert et les zones de couverture radio des autres émetteurs sont en rouge.

Dans les simulations, un environnement différent sera créé par radio. Ils seront peuplés avec plusieurs signaux de différentes largeurs de bandes, de fréquences fixes ou utilisant le saut de

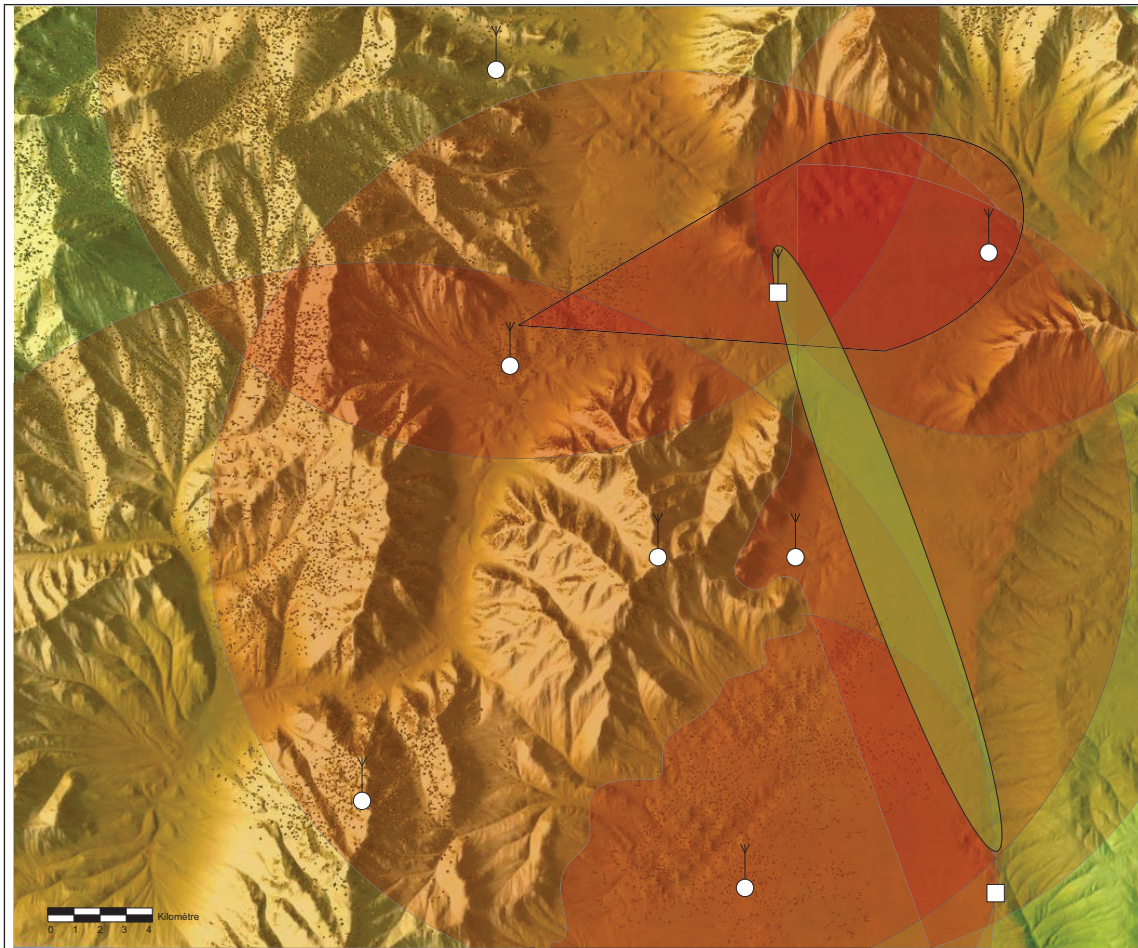


Figure 4.2 Stratégie d'écoute : exemple d'un scénario d'une liaison radio longue distance

fréquences et de puissances variables. L'ajout d'une CME de type suiveur peut être ajouté. L'ajout de CME se fait aléatoirement à la création de la simulation. Les paramètres utilisés sont les suivants : le pourcentage de la bande utilisée, la répartition de la bande utilisée entre les interférences fixes et aléatoires, la plage de puissance des interférences, la largeur de bande minimale et maximale des interférences, le temps minimal et maximal d'un saut pour les interférences aléatoires et la densité de puissance du bruit blanc gaussien. Les paramètres de la CME sont également variables d'une simulation à l'autre selon des valeurs limites données. Le tableau 4.1 résume les différents paramètres utilisés dans les simulations.

Tableau 4.1 Caractéristiques du récepteur radio utilisé pour la simulation

Paramètres	Valeur
Taux échantillonnage	186.667 MHz
Durée Saut	1 ms
Largeur de bande au CAN	30 MHz
Largeur du signal	6 MHz

Ces caractéristiques fixent certaines contraintes et par conséquent donnent les paramètres avec lesquels la radio doit fonctionner. Le tableau 4.2 énumère les paramètres qui limitent le fonctionnement ou guident la sélection des choix technologiques ou algorithmiques.

Tableau 4.2 Paramètres contraignants

Paramètres	Valeur
nombre d'échantillons par saut	< 9.33E4 éch.
délais de traitement	< 0.0005 ms
nombre de canaux distincts maximal	5

4.3 Choix du détecteur

Plusieurs détecteurs ont été présentés au chapitre 2. Plusieurs aspects importants doivent être considérés afin de sélectionner le détecteur approprié. Aucun des détecteurs présentés n'a l'avantage sur tous les autres détecteurs dans tous les aspects (c.-à-d. complexité, rapidité, nombre d'échantillons nécessaire, connaissance a priori). Le contexte, l'architecture de la radio et l'utilisation faite du détecteur définissent les caractéristiques recherchées et les performances nécessaires.

Une radio tactique a généralement peu de connaissances a priori sur les signaux qu'elle cherche à détecter afin de les éviter que ce soit des CME, des radios alliées ou non alignées. La radio doit être en mesure de communiquer malgré la présence de CME tout en évitant les bandes de fréquences des stations de télévision, de radio ou des tours de transmissions cellulaires. Parmi les détecteurs mentionnés au chapitre 2, seuls le détecteur d'énergie et le détecteur par autocorrélation y parviennent. La possibilité de détecter plusieurs signaux simultanément sur une largeur de bande variable est une autre caractéristique nécessaire. Celle-ci est primordiale

afin de composer avec une radio qui, pour prévenir la saturation du récepteur (exemple : par un brouilleur) ou la réception de signaux indésirables, réduit la largeur de bande du filtre IF à l'entrée du CAN et la restaure par la suite lorsque la situation redevient normale. De tous les détecteurs présentés, seuls le détecteur d'énergie ou le détecteur de caractéristiques cyclostationnaires le permettent. Une autre contrainte imposée au détecteur concerne le nombre d'échantillons. Ce nombre étant petit (le détecteur doit s'accommoder du scénario présenté à la section 4.2), seuls le détecteur par filtres adaptés et le détecteur d'énergie s'en accommodent.

Un détecteur d'énergie a été choisi parce qu'il est le seul détecteur à remplir toutes les conditions imposées. De plus, il est rapide, simple et flexible. Toutefois, la capacité de détection est faible. Il serait possible et même souhaitable d'utiliser un second détecteur plus performant dans le cadre d'une stratégie d'écoute plus complète afin d'obtenir une image plus complète et précise du spectre de fréquence et des signaux qui s'y trouvent. Tout comme il serait souhaitable d'avoir une stratégie de détection des CME pas seulement a priori comme la stratégie proposée, mais également a posteriori pour mieux détecter et anticiper le comportement des CME détectées.

4.4 Écoute en temps réel pour une communication TDD

Cette section est divisée en deux sous-sections. La première explique la stratégie d'écoute proposée et la seconde partie explique le simulateur réalisé pour quantifier les gains potentiels de l'écoute spectrale proposée.

4.4.1 Stratégie d'écoute : concept, prérequis et algorithme

La stratégie d'écoute se fera pour un duplexage de type TDD. L'idée maîtresse est que la radio qui reçoit est la mieux placée pour déterminer sur quelles fréquences recevoir le signal. C'est donc la radio réceptrice qui écoute et analyse le spectre de fréquences pour évaluer la qualité des bandes de réception. Advenant le cas où la bande de fréquence qu'elle convoite est bruitée ou occupée par un utilisateur légitime, elle doit trouver une bande de fréquences de remplacement et la communiquer à la radio émettrice.

Cela peut être réalisé dans la radio décrite sans modification majeure à l'architecture ou au protocole de communication. Certaines conditions doivent toutefois être remplies. Tout d'abord, il doit y avoir le même nombre de sauts de fréquence en transmission qu'en réception. La raison de cette contrainte est due à la méthode de décision. La méthode choisit la sous-bande à utiliser en fonction des données reçues lors de chaque saut selon un vote à majorité simple. La robustesse de la sélection repose sur un nombre suffisant de données reçues. S'il n'y a pas le même nombre de sauts, la robustesse de la décision ne sera pas la même pour les deux liaisons. Ce nombre pourrait changer entre chaque séquence de transmission-réception, mais elle est tenue constante dans la stratégie décrite ici. Les radios doivent avoir une séquence de fréquence de transmission initiale (plan de fréquence) connue par les radios impliquées dans une liaison point à point.

Cette condition est due à l'étroitesse de la largeur de bande du filtre de mise en forme au CAN. En effet, on présume que le CAN ne voit qu'une faible portion de la bande de fréquence couverte par la radio. Par conséquent, le plan de fréquences permet de sélectionner les portions de bandes de fréquences qui seront successivement écoutées et analysées par l'algorithme d'écoute spectrale. En ce qui a trait à la seconde raison, ce plan de fréquence permet également de retrouver les fréquences de réception/transmission advenant une succession de saut dont la liaison a été perdue ou brouillée. La stratégie d'écoute comporte une procédure de resynchronisation des plans de fréquences advenant un bris de communication prolongé. Ceci entraîne des pertes de performances par rapport à la stratégie originale avec un plan de fréquence fixe.

La radio adopte la stratégie suivante : lors d'un saut durant lequel la radio transmet, celle-ci observe la bande de fréquences d'un saut ultérieur au cours duquel la radio sera en réception. La bande de fréquence est toujours observée avec les filtres de mise en forme et anti-repliement le plus large possible. La raison de cette condition est pour permettre à la stratégie un maximum de flexibilité afin de trouver une sous-bande de rechange si la bande initiale de fréquences est jugée inadéquate. Durant cette écoute, un détecteur d'énergie est utilisé pour repérer la sous-bande de fréquences avec le moins d'énergie. Le nombre maximal de sous-bandes distinct dans

une bande de fréquences observée est fonction de la largeur du filtre la plus grande et la largeur de bande du signal transmis. La figure 4.3 illustre les bases de cette stratégie d'écoute proposée.

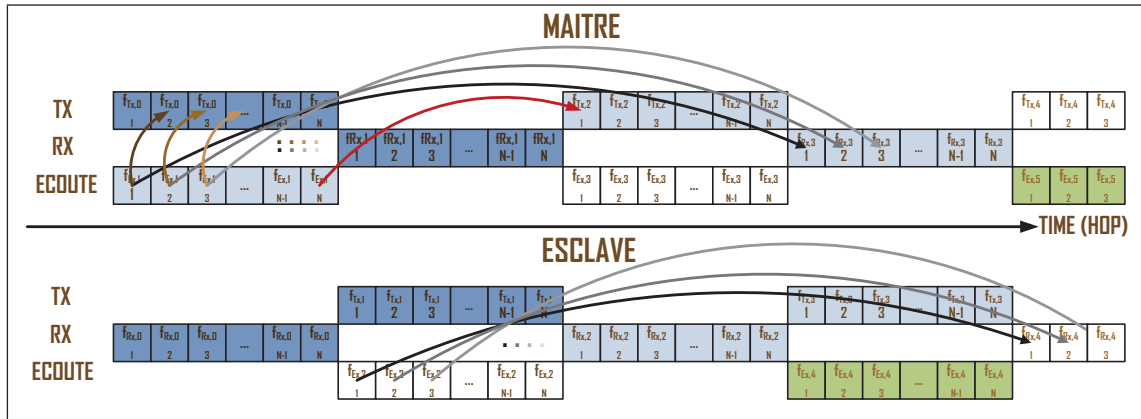


Figure 4.3 Stratégie d'écoute : concept de fonctionnement

Les flèches aux tons de gris de la figure 4.3 indiquent les bandes de fréquences observées et centrées autour de la fréquence centrale du saut de réception pointée par les flèches. Par exemple, durant le saut 0 (premier saut à gauche complètement de l'axe du temps), la radio « Maître » écoute la bande de fréquences centrée à la fréquence $f_{Rx,1,1}$, soit la fréquence centrale de la transmission prévue par le plan de fréquences de transmission pour le saut N . Lors du saut suivant (saut 1), la radio « Maître » écoute la bande de fréquences centrée à la fréquence $f_{Rx,1,2}$, celle du saut $N + 1$. Ce processus se poursuit tant que la radio « Maître » est en transmission. Lorsqu'elle se met en réception, c'est au tour de la radio étiquetée « Esclave » d'écouter et de transmettre.

Les flèches dans les tons de brun spécifient à quel moment les résultats de l'analyse de l'écoute sont transférés. Par exemple, à la figure 4.3, le résultat de l'analyse de l'écoute spectral effectué lors du saut 0 sur la bande de fréquences centrée à la fréquence $f_{Rx,1,1}$ est transféré lors du saut suivant 1 de la radio « Maître » vers la radio « Esclave ». L'écoute spectrale doit être réalisée, les données analysées et les trames formatées avant le prochain saut. Lors du dernier saut de transmission d'une radio, le résultat de l'écoute ne pourra être transmis à l'autre radio qu'au premier saut transmis de la prochaine trame de communication comme illustré par les flèches rouges. Le résultat de l'analyse spectral d'un saut donne la bande de fréquences à uti-

liser lors du saut analysé. Dans la stratégie d'écoute élaborée, l'analyse consiste à déterminer la sous-bande écoutée avec la plus faible quantité d'énergie présente lors de l'observation. Une sous-bande est une bande de fréquences suffisamment large pour accommoder la transmission du signal de l'émetteur au récepteur, mais plus petite que la bande de fréquences observée lors de l'écoute spectrale. Les sous-bandes peuvent être distinctes l'une de l'autre. Dans ce cas, il n'y a pas de chevauchement de fréquences entre les sous-bandes comme illustré à la figure 4.4. Dans cet exemple, le signal modulé pour la transmission a une largeur de bande de 6 MHz et la largeur de bande du filtre est de 30 MHz. Il y a donc cinq sous-bandes distinctes numérotées en rouge de zéro (0b000) à quatre (0b100). Les trapèzes dans la figure illustrent le masque de fréquence du signal modulé et les flèches noires, la fréquence centrale de chaque sous-bande.

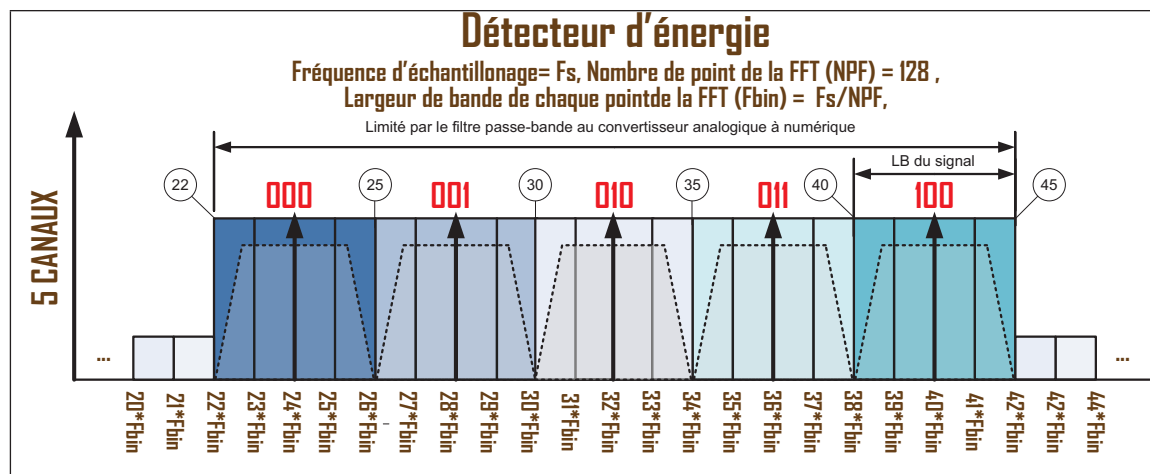


Figure 4.4 Stratégie d'écoute : détection d'énergie par sous-bande sans chevauchement

Pour un détecteur d'énergie, on peut créer les sous-bandes désirées à l'aide de deux paramètres : la longueur N de la FFT et la sommation de M points de la FFT. Dans la figure 4.4, on voit un exemple où le CAN échantillonne à 186,67 MHz un signal centré autour de 140 MHz de largeur de bande de 6 MHz, utilise un filtre de 30 MHz à l'entrée du CAN. Une FFT de 128 points est utilisée. Pour réduire la complexité algorithmique de la FFT, seulement des FFT avec un nombre de points égal à une puissance de deux sont utilisées. Le signal en bande de base étant centré sur 140 MHz, il crée, à cause de l'échantillonnage à 186,67 MHz, une image centrée à 46,67. Comme un filtre de 30 MHz est utilisé, la bande de fréquences observée est comprise

entre 31,67 MHz et 61,67 MHz. Chaque point de l'axe des abscisses représente des fréquences espacées de $f_{abs} = \frac{f_s}{N} = \frac{186,67}{128} = 1.46 MHz$ et la FFT produit 65 termes indépendants. On calcule l'énergie présente dans les cinq sous-bandes de 6 MHz de large. En divisant 6 MHz sur 1.46 MHz cela donne le nombre de points de la FFT que l'on somme afin d'estimer l'énergie d'une sous-bande, dans ce cas-ci 4,10. Le nombre de points à additionner est rarement un entier comme c'est le cas ici. Ce qui veut dire qu'une partie de l'énergie de la bande que l'on désire observer se retrouve dans un ou plusieurs autres points de la FFT. Ceci a peu d'importance dans la mesure où l'on cherche à comparer les énergies présentes dans les différentes sous-bandes désirées et non à calculer exactement l'énergie dans chaque sous-bande. De plus, nous supposons que l'énergie du signal modulé à une densité d'énergie plus représentative au centre de la bande de fréquences qu'aux extrémités.

Sur la figure 4.5, nous réalisons une écoute spectrale dont les canaux se chevauchent. Nous utilisons la même méthode pour calculer l'énergie présente dans chaque canal à la différence qu'un point peut être pris en compte dans plus d'un canal.

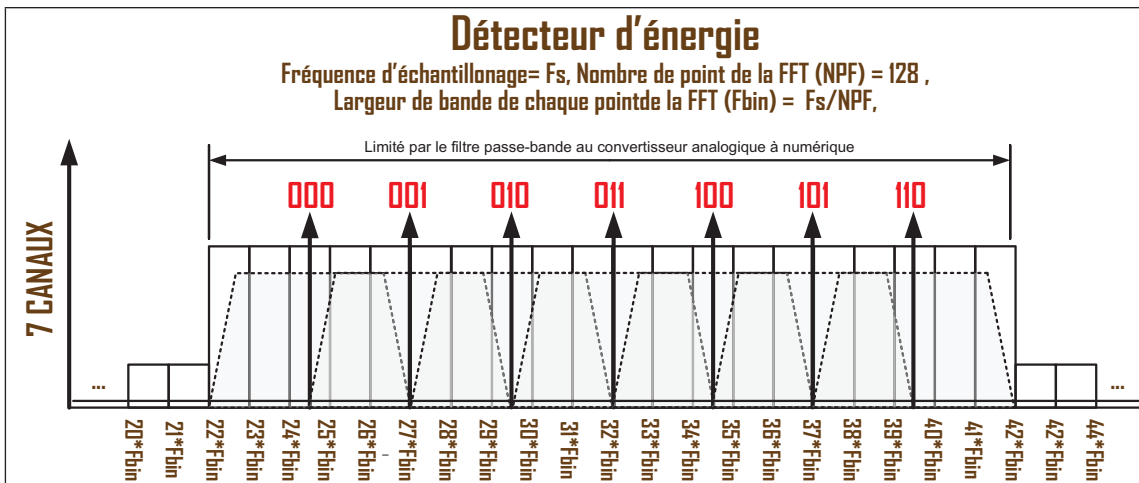


Figure 4.5 Stratégie d'écoute : détection d'énergie par sous-bande avec chevauchement

L'envoi du canal sélectionné se fait par l'ajout de bit de donnée dans la trame de mot de contrôle. Les bits ajoutés représentent le numéro du canal déterminé par l'écoute spectrale. Dans les figures 4.5 et 4.4, les chiffres en rouges au-dessus des fréquences centrales (flèche en

noir) de chaque sous-bande sont les valeurs binaires des canaux. L'ajout de ces bits dans le mot de contrôle permet entre autres de profiter de l'emploi d'un code correcteur plus robuste que si on l'ajoute à la trame de données. Compte tenu de l'importance du mot de contrôle dans la communication, on suppose ici qu'un taux de codage plus faible est utilisé pour les mots de contrôle afin d'assurer une meilleure immunité au bruit. Toujours pour augmenter la fiabilité et la robustesse de cette technique d'écoute, nous allons envoyer plusieurs fois l'information sur la sélection des canaux d'écoutes. Si un nombre de sauts consécutifs suffisamment grand est brouillé, les plans de fréquences des deux radios divergent et plus aucun saut de transmission n'est réalisé avec succès. Pour contrer cette possibilité, l'ajout de redondance minimise grandement cette possibilité. L'envoi sur plus d'un mot de contrôle et sur plus d'un saut de fréquence augmente significativement la robustesse de la communication. Pour ce faire, l'ajout de bit de donnée n'envoie pas seulement le résultat de la dernière écoute spectrale (le numéro du canal), mais le résultat des N dernières écoutes, où N est le nombre de sauts par trame. Pour déterminer le canal associé à un saut, on détermine le canal que l'on a reçu le plus fréquemment à la réception. Si aucun canal n'atteint un minimum, on conserve la fréquence du saut prévu dans le plan de fréquence initial. Le fait de retomber sur le plan initial de fréquences prévient un interblocage perpétuel. Toutefois, il y a un prix à payer si un trop grand nombre de sauts consécutifs sont brouillés. Les figures 4.6 et 4.7 montrent les algorithmes de transmission et de réception de la stratégie d'écoute spectrale proposée.

Dans l'algorithme de transmission, on commence par initialiser la radio à la première fréquence de transmission d'une trame. On envoie par la suite les données suivant le format de saut présenté à la section 3.3.2. Dans chaque mot de contrôle, on retrouve les bits de contrôle pour les fréquences de sauts déterminées par l'écoute spectrale faite durant les précédents sauts de transmission. Au même moment, la radio écoute la plage de fréquence du saut de réception correspondant. Une fois le nombre d'échantillons nécessaire atteint, il détermine l'énergie présente dans chaque sous-bande. Si la sous-bande avec le moins d'énergie et dont la différence d'énergie avec la bande originale atteint un certain seuil, on inscrit cette sous-bande dans le plan de fréquence de réception sinon on conserve dans le plan de fréquence de réception la

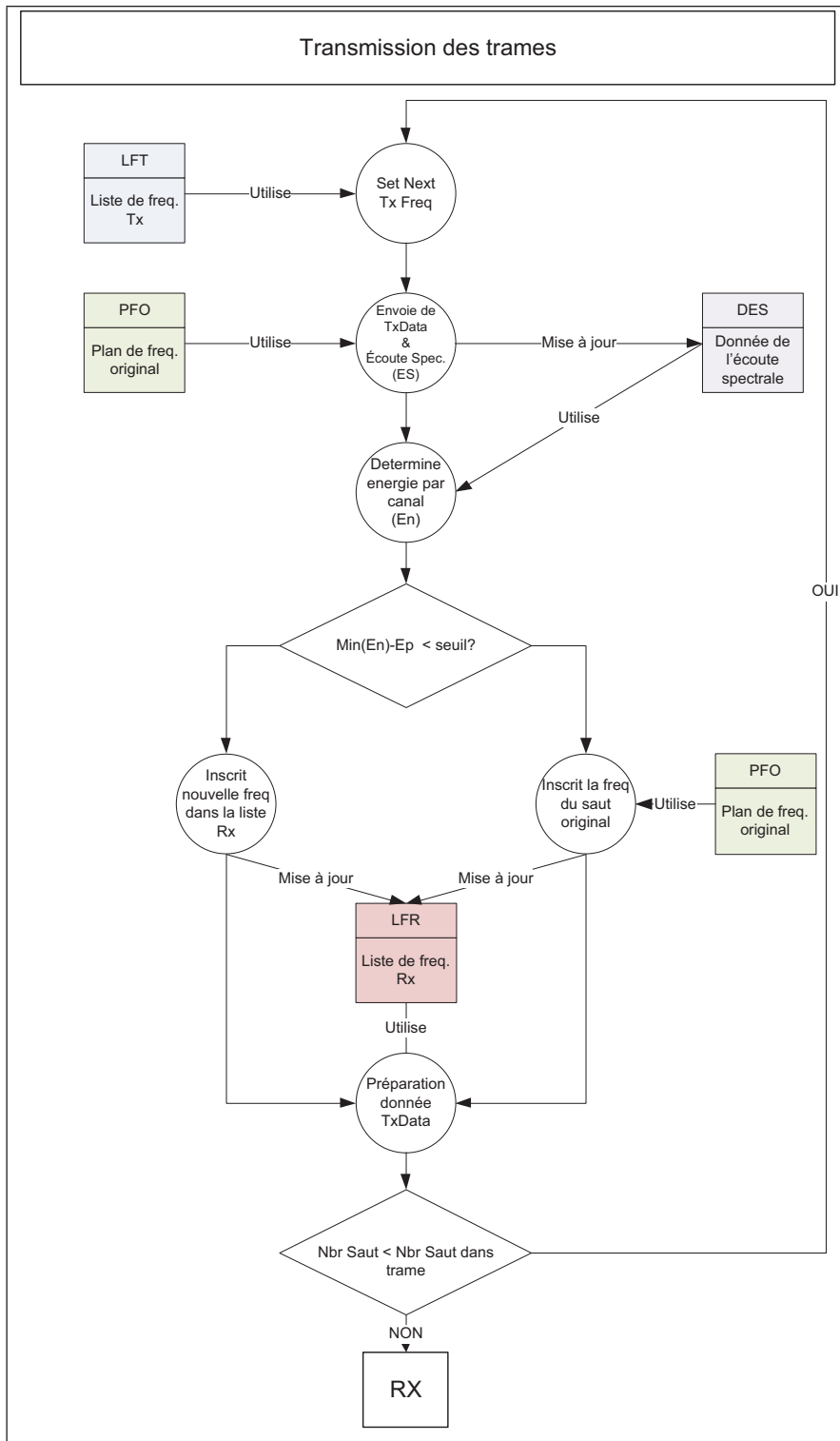


Figure 4.6 Stratégie d’écoute : algorithme de transmission des trames

bande originale. Ensuite, on met à jour les données à transmettre concernant le choix de la bande (numéro de la sous-bande). On recommence cette procédure pour les N sauts de la trame à transmettre. On passe ensuite en mode réception.

Dans l'algorithme de réception, on commence par initialiser la radio à la première fréquence de réception d'une trame. On reçoit les données suivant le format de saut présenté à la section 3.3.2. À chaque mot de contrôle, on récupère les bits de contrôle pour les fréquences de sauts déterminées par l'écoute spectrale de l'autre radio et l'on établit la qualité des données reçues. On enregistre les données reçues si la qualité est acceptable, sinon on enregistre les valeurs par défaut des bandes de fréquences comme convenu dans le plan initial de fréquence. La qualité du lien peut être déterminée par des indicateurs tels que le « error vector magnitude », le bruit sur le mot de contrôle, le résultat du décodeur de canal (les décodeurs offrent parfois une évaluation de la qualité du décodage d'un bloc de données) ou l'état général de la radio (saturation des gains, des convertisseurs, etc.). Tous ces indicateurs mis ensemble permettent d'avoir une idée globale de la qualité des données reçues. On calcule ensuite la sous-bande. On combine les données avec un gain égal pour tous.

4.4.2 Simulation de la stratégie d'écoute en temps réel

La simulation de la méthode d'écoute spectrale introduite au chapitre précédent est décrite dans cette section. La simulation teste les performances de l'algorithme de l'écoute spectrale. Elle ne cherche pas à simuler la radio avec ses imperfections, sa chaîne de réception et de transmission complète, la démodulation et la réception de données. On cherche à déterminer s'il y a un gain à faire ce type d'écoute spectrale dans une radio logicielle afin d'ajouter une forme d'intelligence à celle-ci selon le cycle de cognition simplifié décrit à la section 1.1. Nous désirons également connaître les paramètres qui influencent le plus ce type d'écoute.

La simulation génère donc dans un plan temps-fréquence des interférences et du bruit afin d'observer le comportement de deux radios. Dans un premier temps, ceux-ci communiquent selon un plan initial de fréquence sans réagir à ce qui se passe sur le canal. Dans un deuxième temps, on ajoute une écoute spectrale telle que décrite à la section 4.4.1. On utilise la méthode de

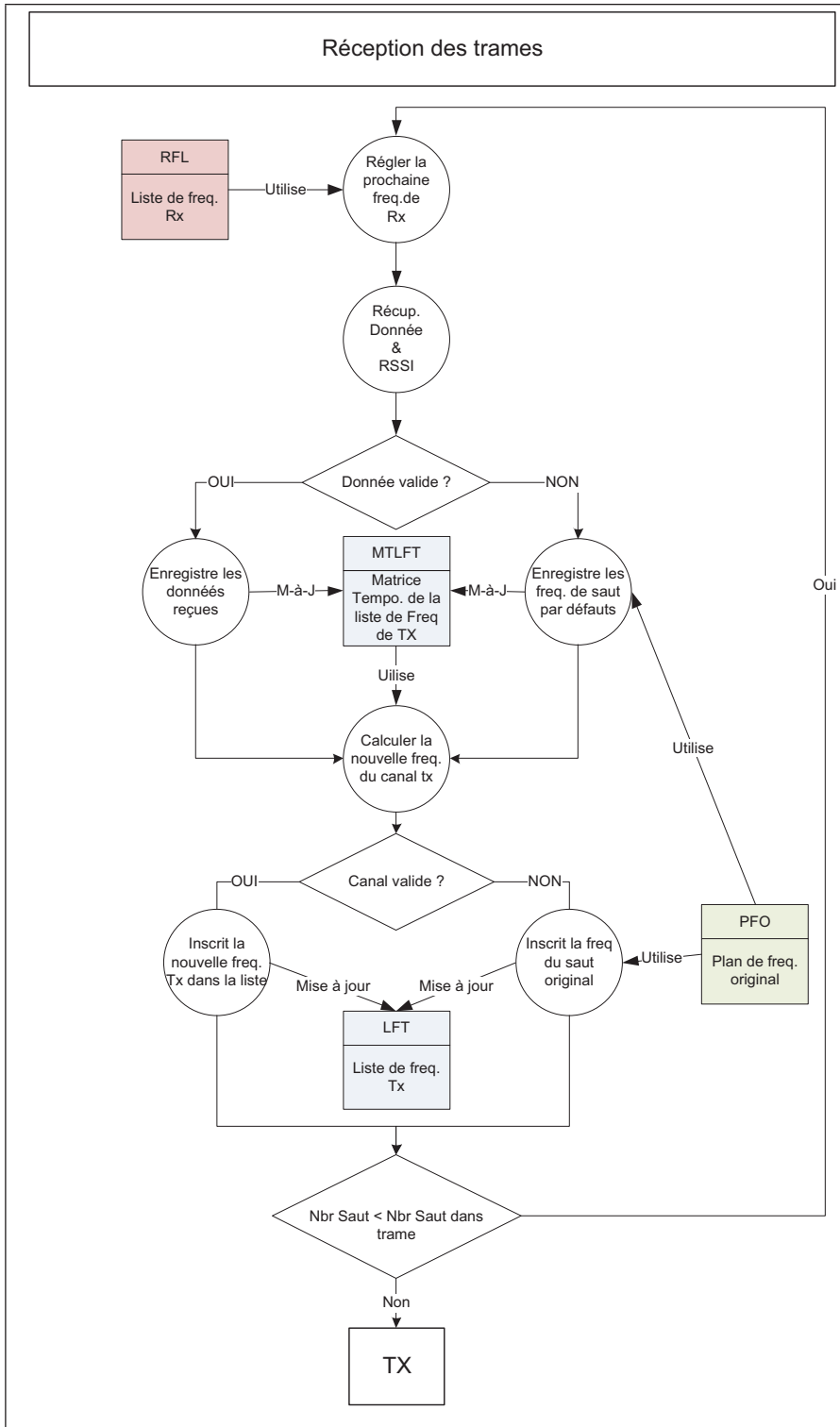


Figure 4.7 Stratégie d’écoute : algorithme de réception des trames

Monte-Carlo pour tracer les limites de cette écoute spectrale par rapport à un plan de fréquence fixe et à une écoute dont les radios sont omniscientes (elles ont une connaissance parfaite de leur spectre et celle de l'autre radio).

Plusieurs éléments sont simplifiés. Tout d'abord, on génère directement un spectrogramme (résultat d'une FFT) pour chaque radio. On ne génère pas de signaux temporels. On ne considère pas le temps de propagation d'une radio à l'autre. On utilise un masque de puissance pour le signal des radios et pour les interférences. Les interférences sont générées aléatoirement pour l'environnement électromagnétique de l'une et l'autre des radios au début de chaque simulation.

La simulation suppose que les radios ont une méthode fiable, mais pas nécessairement infaillible pour détecter les trames de communication en erreur et par conséquent l'algorithme peut alors mettre une étiquette invalide sur les données échangées par les radios concernant les sous-bandes de communication si la situation se présente.

4.4.2.1 Paramètres évalués

Comme mentionné précédemment, on cherche à évaluer plusieurs paramètres afin d'en évaluer l'impact relatif qu'ils ont sur l'écoute spectrale proposée. Le premier paramètre est le taux d'occupation de la bande. Lors de la génération des interférences, on crée une nouvelle interférence tant et aussi longtemps que la somme de toutes les largeurs de bandes des interférences n'est pas égale au taux d'occupation de la bande de fréquences. Un exemple, si un taux de 50% est désiré et que la bande de fréquence est de 1 GHz, on créera des interférences tant que la somme des largeurs de bandes n'est pas de 500 MHz. Un deuxième paramètre est le ratio entre les interférences fixes comme une chaîne de télévision, une station ou toute autre communication dont la bande de fréquence est fixe et les interférences aléatoires comme par exemple une communication FHSS ou une communication intermittente comme le TDD. Lorsque l'on crée les interférences, on s'assure donc que ce ratio est respecté.

Le troisième paramètre évalué est la largeur de bande observée par les radios. Lors des simulations, on restreint l'espace observé à une certaine largeur de bande à l'intérieur de laquelle on répartit les sous-bandes ou canaux de communication. On maintient constantes la largeur de bande du signal transmis et la plage de fréquences de fonctionnement des radios. Ainsi augmenter la largeur de bande permet à l'écoute spectrale d'observer une portion plus importante de la plage de fréquence de fonctionnement et augmente la possibilité de détection d'espace propice à une transmission radio.

Le nombre de sous-bandes fait également partie des paramètres évalués et constitue donc notre quatrième paramètre. Les sous-bandes sont créées telles que décrites à la section 4.4.1. Ce paramètre permet une meilleure granularité dans la détection d'une sous-bande sans interférence pour la communication.

Le cinquième paramètre évalué est le nombre de sauts par trame. Ce paramètre influe directement sur le temps de réponse du système d'écoute spectrale. Tout d'abord, parce qu'il détermine avec la durée des sauts le temps entre l'écoute et l'utilisation de la sous-bande déterminée par l'écoute et ensuite parce qu'il détermine le nombre de sauts sur lequel la décision du choix de la sous-bande repose.

4.4.2.2 Génération du bruit et des interférences

Les simulations ont été réalisées avec du bruit blanc gaussien. On spécifie le niveau moyen en dBm du bruit à la réception des radios. On génère un vecteur pour l'ensemble de la plage de fréquences d'opération.

Étant donné que chaque radio est très éloignée physiquement l'une de l'autre, l'environnement électromagnétique perçu par chaque radio a de fortes probabilités d'être fort différent. Les simulations utilisent donc un environnement différent pour les radios MAÎTRE et ESCLAVE. Les interférences sont générées aléatoirement tant et aussi longtemps que le taux d'occupation désiré de la bande n'est pas atteint. Le taux d'occupation de la bande représente la somme des largeurs de bande de toutes les interférences (fixe et aléatoire) par rapport à la largeur de

la plage de fréquence d'opération. Dans les simulations, on spécifie une plage de largeur de bande (de LB_{min} à LB_{max}) et l'on assigne aléatoirement une largeur de bande aux interférences selon une distribution uniforme. De même, une quantité moyenne d'énergie et un écart type sont requis pour une distribution normale afin de déterminer l'énergie des interférences générées lors des simulations. Deux types d'interférence (fixe ou aléatoire) sont disponibles pour les interférences générées. Le ratio entre les deux types est déterminé en fonction de la somme des largeurs de bandes de chaque type. Si l'on spécifie un ratio de 50%, alors la somme des bandes passantes de chaque type d'interférences sera égale même si leurs nombres diffèrent. La génération des interférences fixes assigne une fréquence centrale aléatoirement aux interférences. Lors de la génération des interférences fixes, on ne peut toutefois pas assigner une fréquence centrale à une interférence si cela cause un chevauchement entre celle-ci et toutes autres interférences déjà créées. La même condition s'applique lors de la création des interférences aléatoires. Toutefois, celle-ci ne tient plus lors de l'exécution de la simulation. Ainsi, une interférence aléatoire peut avoir à un moment donné de la simulation une fréquence centrale déjà utilisée par une autre interférence ou que sa bande de fréquence chevauche celle d'une autre interférence. Lors de la création des interférences aléatoires, on attribue à l'interférence aléatoirement, en suivant une distribution uniforme, une largeur de bande, une durée et une plage de fréquences d'opération selon les plages de valeurs indiquées dans le fichier de configuration.

À titre d'exemple, si l'on spécifie que la plage de largeur de bande va de 500kHz à 10 MHz, que le niveau moyen est de 20 dBm avec un écart type de 3 dB et que l'interférence peut être aléatoire ou bien fixe, lors de la création d'une interférence celle-ci pourrait avoir les paramètres suivants : interférence à fréquence fixe de largeur de bande égale à 5 MHz avec une densité spectrale de 4 dBm/MHz.

4.4.2.3 Génération du signal

La communication entre les radios nécessite un plan initial de fréquence. Dans la simulation, on indique l'espacement minimal entre deux fréquences centrales de saut de transmission. Par

exemple, si cet espacement est de 1 MHz, alors sur une plage de fréquence de fonctionnement de 1 GHz, on obtient un nombre maximal de 1000 fréquences centrales. On spécifie également la largeur de bande du signal. Si la largeur de bande est de 6 MHz et que la plage de fréquence d'opération est de 1 GHz, la fréquence centrale du signal peuvent prendre les valeurs comprises entre 3MHz et 997 MHz. Avec ces deux paramètres, on génère un plan de fréquence aléatoire qui couvre l'ensemble des fréquences disponibles avant de permettre la sélection d'une fréquence déjà utilisée. On spécifie également le rapport signal sur bruit (SNR), la durée des sauts et le nombre de sauts par trame.

4.4.2.4 Génération du plan temps-fréquence

Une fois le signal, le bruit et les interférences générés, on crée le plan temps-fréquence selon un premier paramètre qui représente la granularité (précision) du spectre de fréquence et un second paramètre représentant la granularité de l'espace-temps. La précision sur le plan fréquentiel est en lien direct avec la résolution de la FFT désirée. La précision temporelle est due au nombre d'échantillons du convertisseur nécessaire à la FFT pour atteindre sa résolution.

La figure 4.8 montre le plan temps-fréquence peuplé avec les interférences et le signal de transmission à l'une des deux radios. La troisième dimension du plan temps-fréquence représente l'énergie et est exprimée en dBm à l'aide d'un gradient de couleur.

4.4.2.5 Détection des interférences

Certaines suppositions ont été faites concernant ce sujet. Comme mentionnée antérieurement, la qualité du lien peut être déterminée par certains indicateurs avec une bonne fiabilité. Dans la simulation, on consulte la liste d'interférences pour détecter si le signal est brouillé ou non. On considère un signal brouillé si le début du saut est brouillé ou si plus de 10% du saut est brouillé par des interférences qui occupent au moins 10% de la largeur de bande ou que l'énergie des interférences dans la bande du signal présente un ratio signal à interférence de -3 dB.

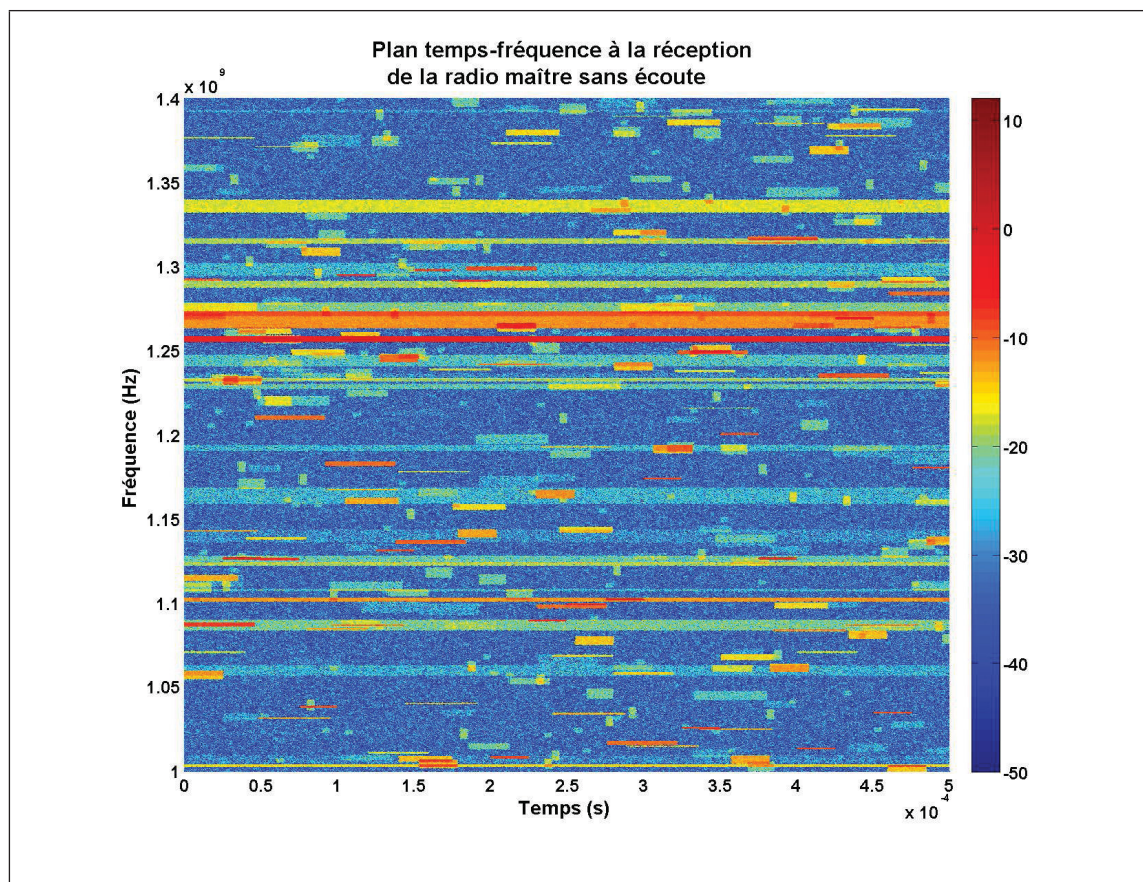


Figure 4.8 Exemple d'un plan temps-fréquence complet

4.4.2.6 Implémentation de l'algorithme

Nous avons fait l'implémentation intégrale de l'algorithme présenté à la section 4.4.1. Les paramètres influençant le fonctionnement comme le nombre de sauts par trame, le nombre de sous-bandes écoutées, la largeur de bande observée sont tous des variables d'intérêt que l'on peut changer au besoin. La figure 4.9 qui suit reprend l'exemple du plan temps/fréquence, mais cette fois-ci les radios ont utilisé l'algorithme d'écoute spectrale. Nous observons le plan temps-fréquence du point de vue de la radio MAÎTRE. La troisième dimension du plan temps-fréquence représente l'énergie et est exprimée en dBm à l'aide d'un gradient de couleur.

La figure 4.10 montre les différences dans le spectre entre les figures 4.9 et 4.8. Les zones en noir et blanc montrent le déplacement en fréquence des sauts suite à l'écoute spectrale. Les

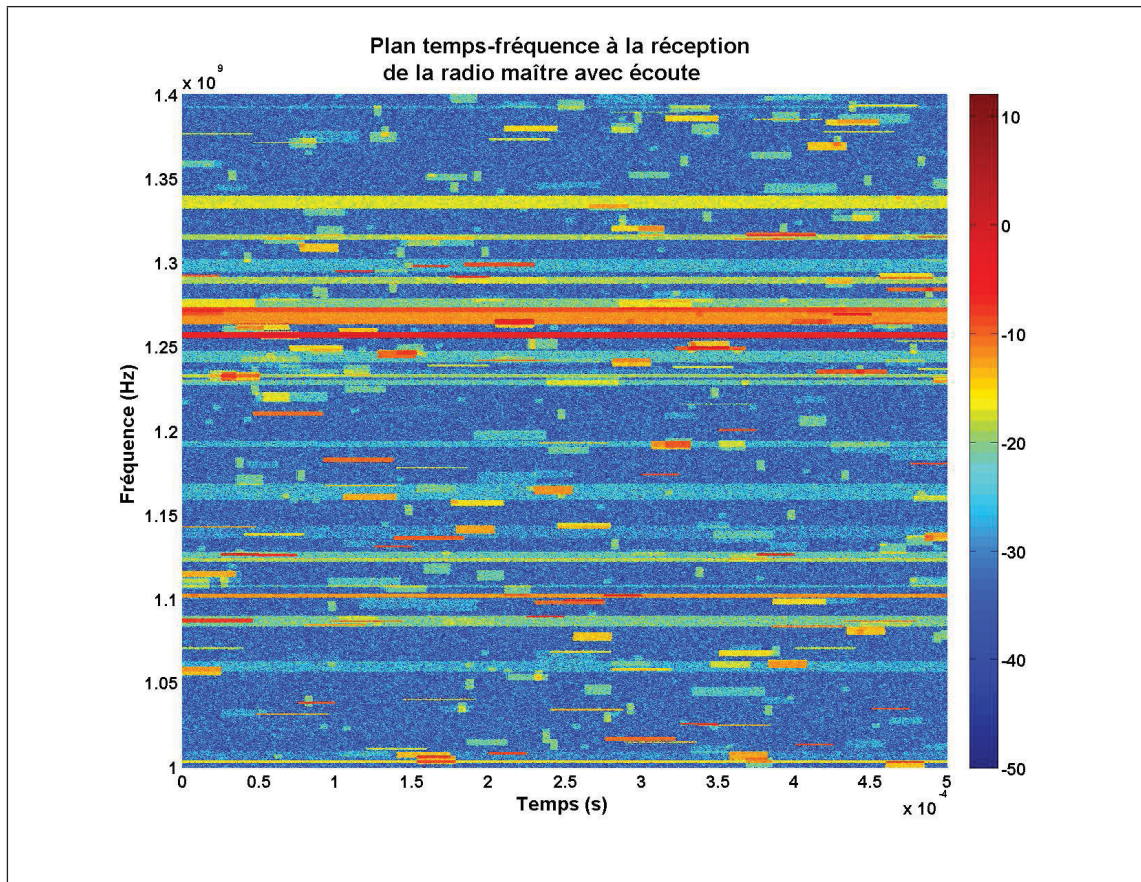


Figure 4.9 Exemple d'un plan temps-fréquence avec écoute spectrale

zones noires représentent l'emplacement d'un saut que l'on a identifié comme brouillé et les zones blanches représentent la sous-bande alternative utilisée lors de l'écoute spectrale.

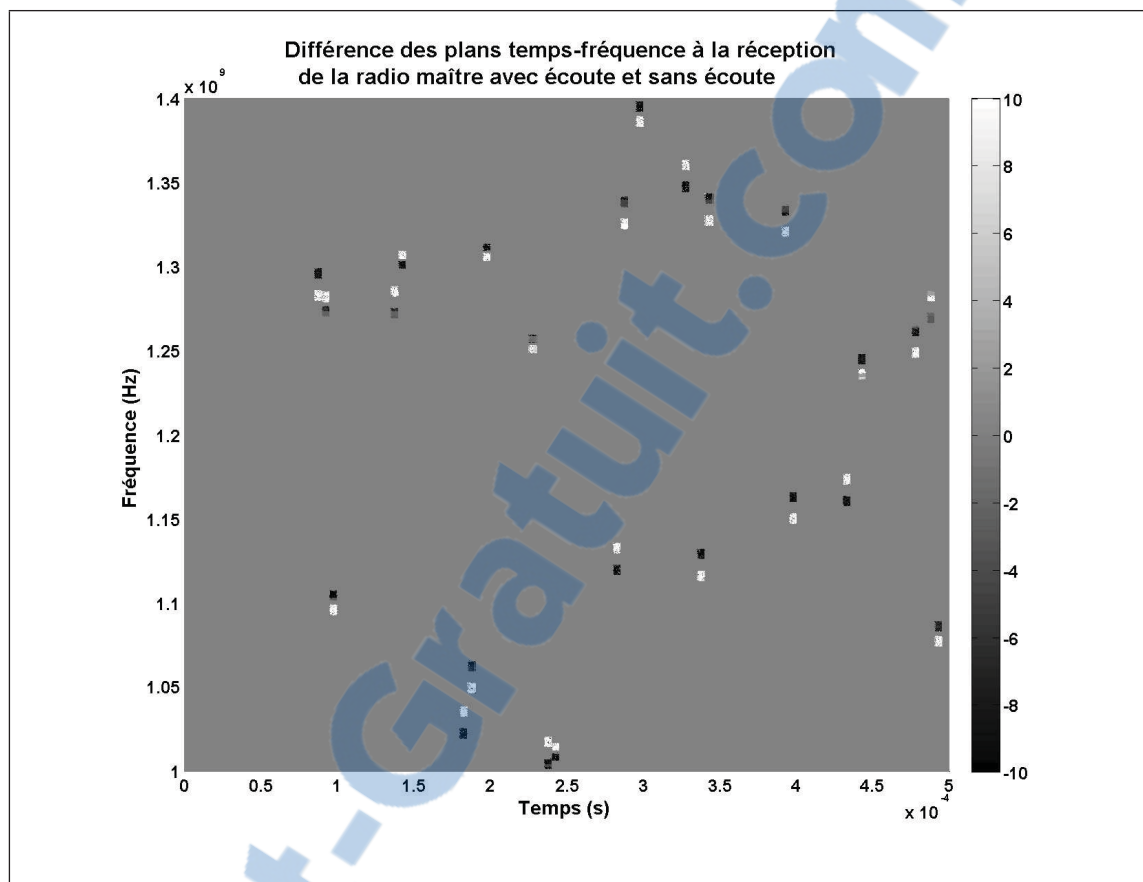


Figure 4.10 Différence entre les deux plans temps-fréquence avec et sans écoute

CHAPITRE 5

RÉSULTATS

Ce chapitre présente et commente les résultats obtenus lors de l'évaluation des différents paramètres présentés à la section 4.4.2.1. Ce chapitre inclut donc une section distincte pour chaque paramètre où les impacts et les résultats obtenus en fonction de ce paramètre sont discutés.

5.1 Taux d'occupation de la bande et ratio entre interférences fixes et aléatoires

Le taux d'occupation de la bande est la somme des largeurs de bande de toutes les interférences (fixe et aléatoire) par rapport à la largeur de la plage de fréquence d'opération. Pour cette simulation, nous avons utilisé une largeur de bande observée égale à 32 MHz, une plage de fréquence d'opération de 400 MHz, une largeur de bande du signal de 6 MHz, un nombre de sous-bandes égales à 7 et un nombre de sauts par trame de 5.

On observe le ratio entre le nombre de sauts brouillés et manqués et le nombre de sauts total simulé. On considère un signal brouillé si le début du saut est brouillé ou si plus de 10 % du saut est brouillé par des interférences qui occupent au moins 10% de la largeur de bande ou que l'énergie des interférences dans la bande du signal présente un ratio signal à interférence de -3 dB. Un saut est considéré comme manqué lorsque les fréquences d'opération du transmetteur et du récepteur diffèrent.

Les figures 5.1, 5.2 et 5.3 montrent le comportement lorsque nous avons une répartition entre interférences fixes et aléatoires de 95%/5%, 50%/50% et 5%/95%. Dans chaque figure, on observe trois courbes. La première (Originale) est la courbe du ratio de saut en erreur si le plan de fréquence initial est conservé. La seconde courbe (optimale) correspond à une communication où les sauts de fréquences sont toujours choisis de façon optimale par les deux radios : connaissance parfaite des canaux et échanges des données entre radios sans erreurs. Il n'y a donc aucune erreur dans la réception des données des sous-bandes sélectionnées par les ra-

dios lors de l'écoute. La troisième courbe (proposée) représente la performance de la solution d'écoute proposée.

On remarque que sur les trois figures, l'impact des interférences aléatoires sur la solution proposée et sur la solution optimale. Dans le cas illustré dans la figure 5.1, la solution proposée obtient de meilleurs résultats que le maintien du plan de fréquence initial jusqu'à un taux d'occupation de 80%. Les meilleurs gains de performance sont obtenus entre des taux d'occupation de la bande de 40% et 60%.

Sur les figures 5.2 et 5.3, les performances de la solution proposée ne sont pas aussi intéressantes. Dans le cas de la figure 5.2, les performances sont meilleures pourvu que le taux d'utilisation de la bande soit en deçà de 60% si les performances sont pires que si le plan de fréquence initial avait été respecté. Dans le cas de la figure 5.3, les performances de la solution proposée sont au mieux similaires sinon pire que le maintien du plan de fréquence initiale. On remarque que même la version optimale de la solution n'obtient pas des résultats convaincants dans ces circonstances. La raison principale est qu'il devient impossible de prévoir quoi que ce soit lorsque toutes les interférences bougent sans cesse. Les décisions prises ne tiennent plus au moment de les mettre en application. Même avec une connaissance absolue des canaux et des échanges des données toujours valides entre les radios (solution optimale), les gains réalisables sont très faibles lorsque le taux d'interférences aléatoires est élevé. Ceci est causé par l'intervalle de temps entre l'écoute et l'action. En effet entre ces deux étapes, il y a un échange d'information nécessaire et la prise de décision sur la bande de fréquence d'opération par les deux radios. Cette dernière s'effectue soit à l'aide de l'observation directe de la radio ou bien de l'information reçue de l'autre radio. Dans les deux cas, il existe un laps de temps qui a pour effet de minimiser la validité de l'observation effectuée. C'est comme si on prenait une photo (observation) de deux côtés de la rue avant de décider si on traverse ou non (sélection de la sous-bande). Plus le laps de temps entre la prise de photo et la décision de traverser la rue est grand et plus c'est risqué. Cela dépend évidemment du trafic qu'il y a (taux d'utilisation) et de la vitesse permise (ratio entre interférences fixes et aléatoires) de la rue que l'on souhaite traverser.

La figure 5.4 montre une vue en 3 dimensions des performances de l'algorithme proposé. Le plan en bleu représente les performances d'un système utilisant le plan de fréquence initial. Le plan en vert illustre les performances d'une écoute spectrale optimale et le plan en rouge est celui de l'écoute spectrale proposée. Le point d'inflexion des performances de la solution proposée (d'un côté, les performances sont meilleures que la solution originale et de l'autre moins bonne que la solution originale) est linéaire en fonction du ratio entre les interférences fixes et les interférences aléatoires. Plus il y a d'interférences aléatoires et moins bonnes sont les performances.

La figure 5.5 illustre mieux ce point entre la solution proposée et la solution du plan de fréquence initiale. Lorsqu'il n'y a que des interférences aléatoires, la solution proposée donne de meilleures performances seulement lorsqu'il y a moins de 30 % de la bande qui est occupée. S'il y a 95% d'interférences fixes, la solution proposée obtient de meilleurs résultats mieux que la solution originale pour un taux d'occupation de la bande de 80% et moins.

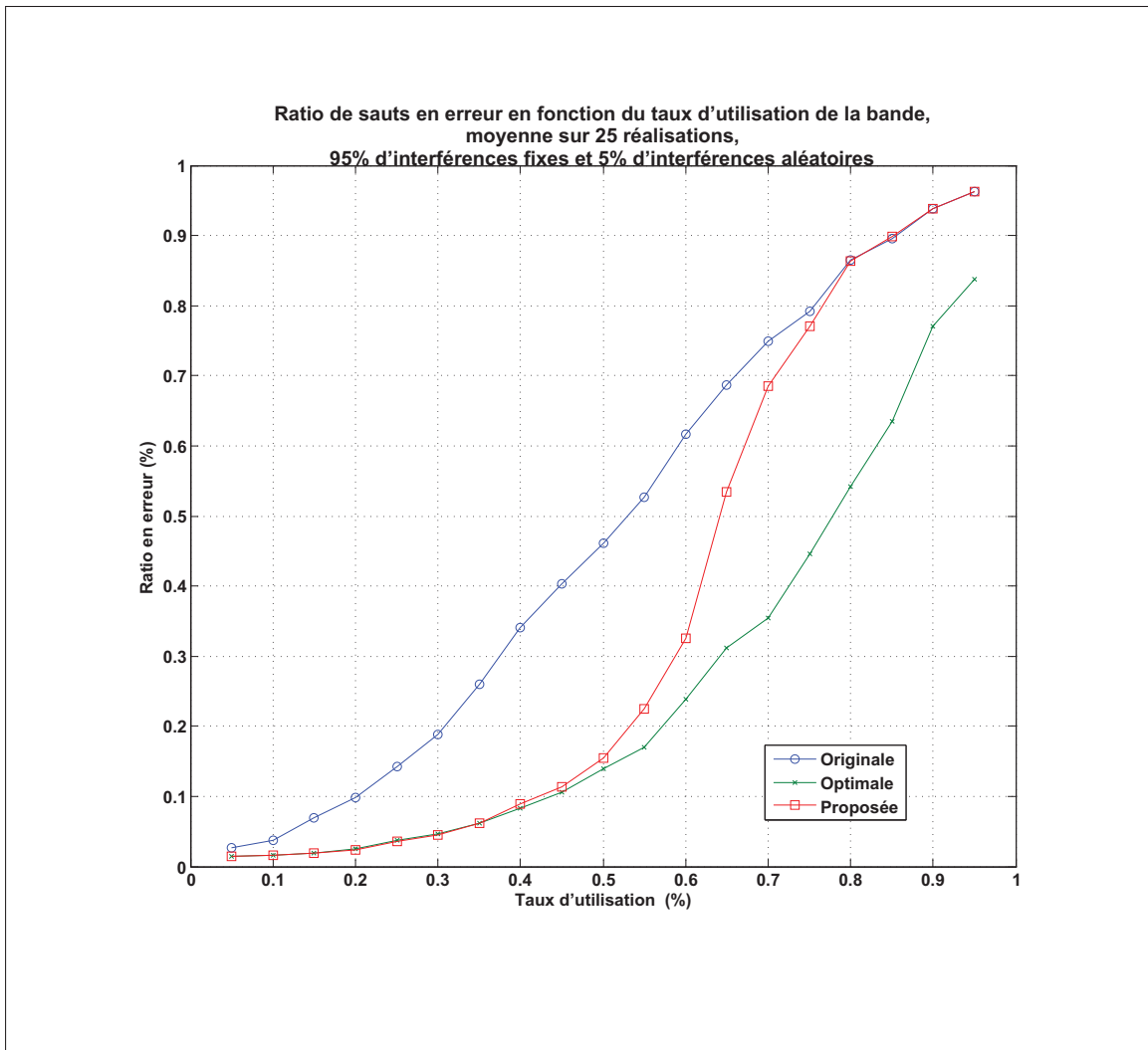


Figure 5.1 Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande moyenne sur 25 réalisations (95% fixes, 5% aléatoires)

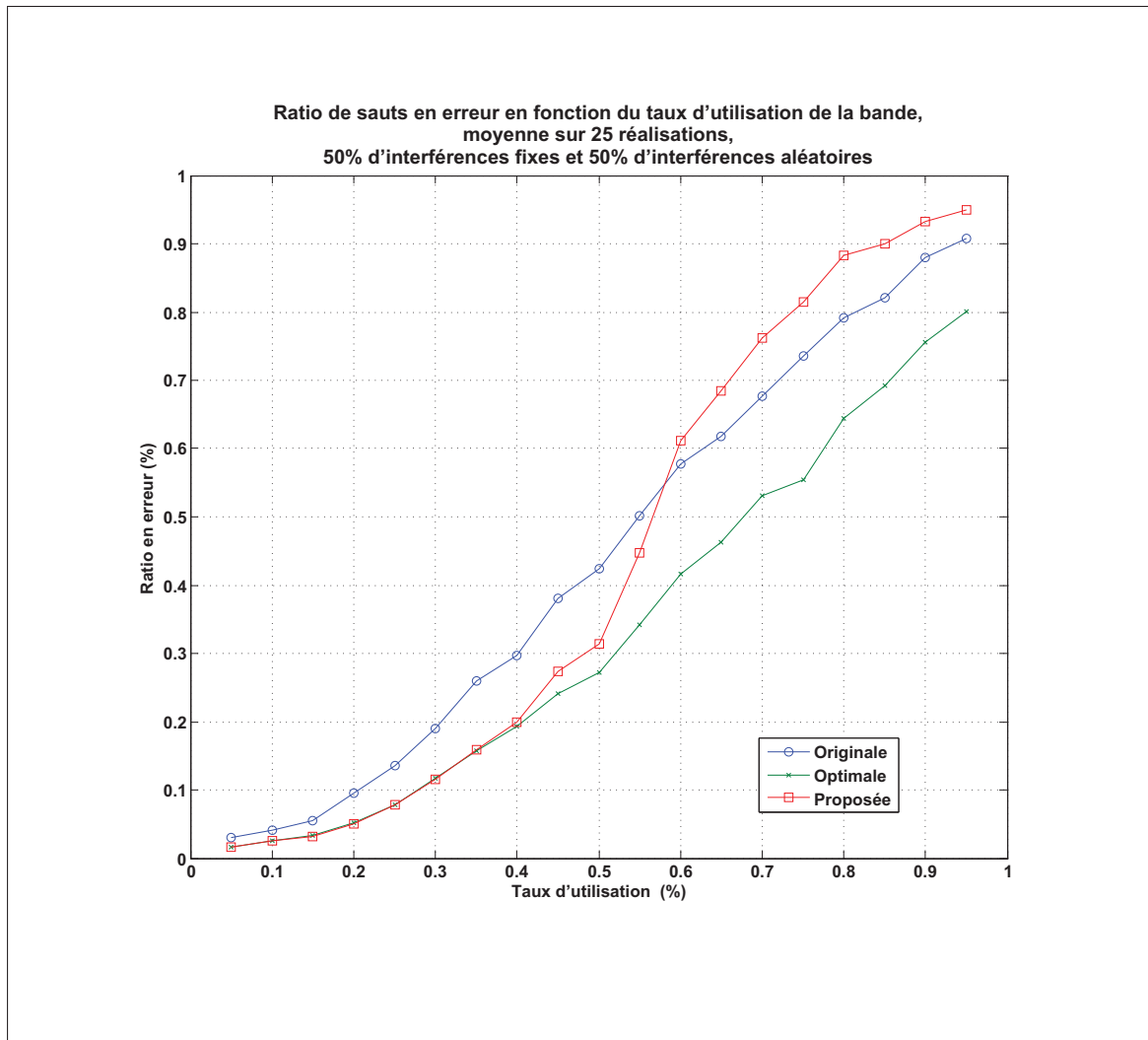


Figure 5.2 Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande moyenne sur 25 réalisations (50% fixes, 50% aléatoires)

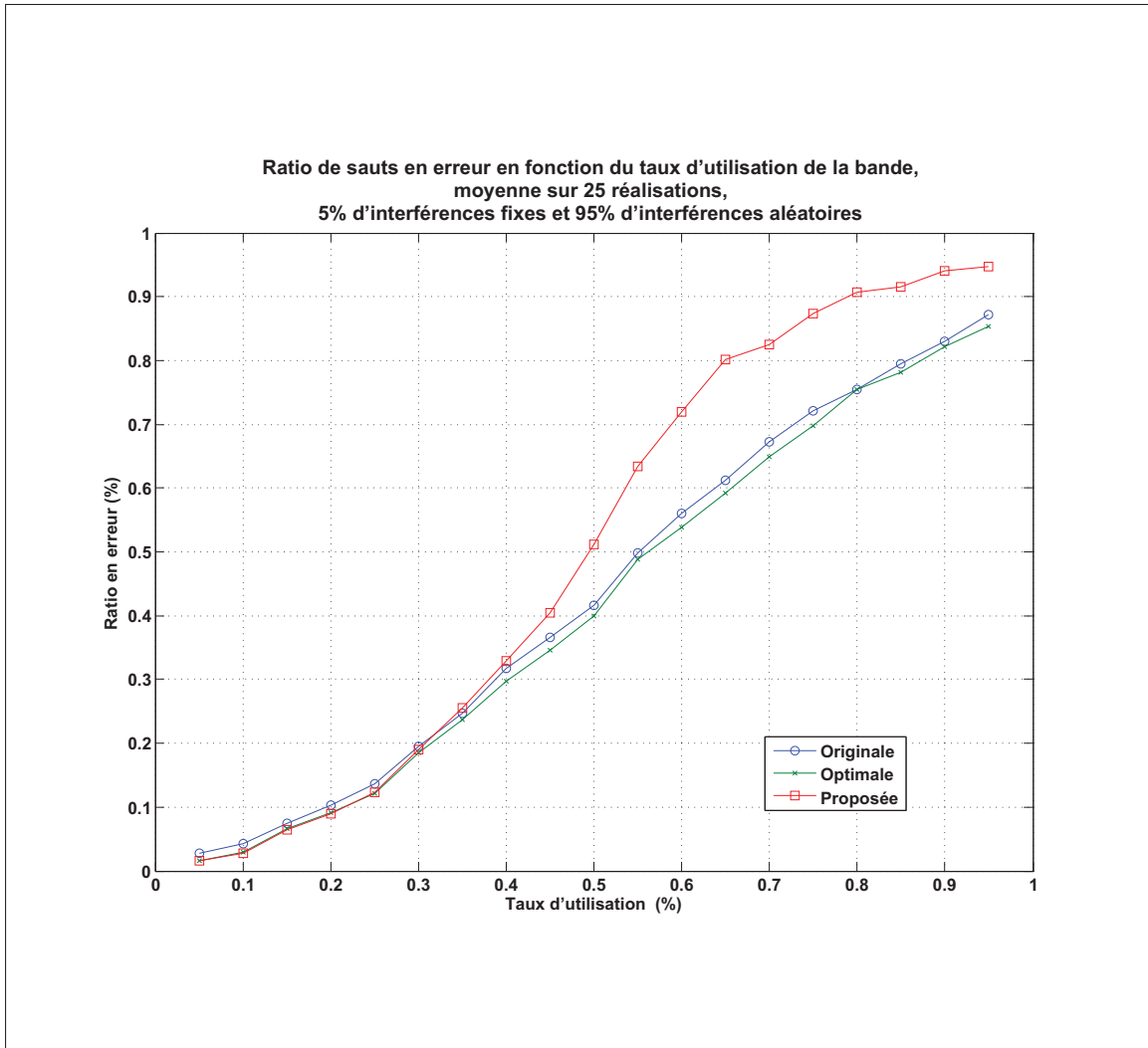


Figure 5.3 Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande moyenne sur 25 réalisations (5% fixes, 95% aléatoires)

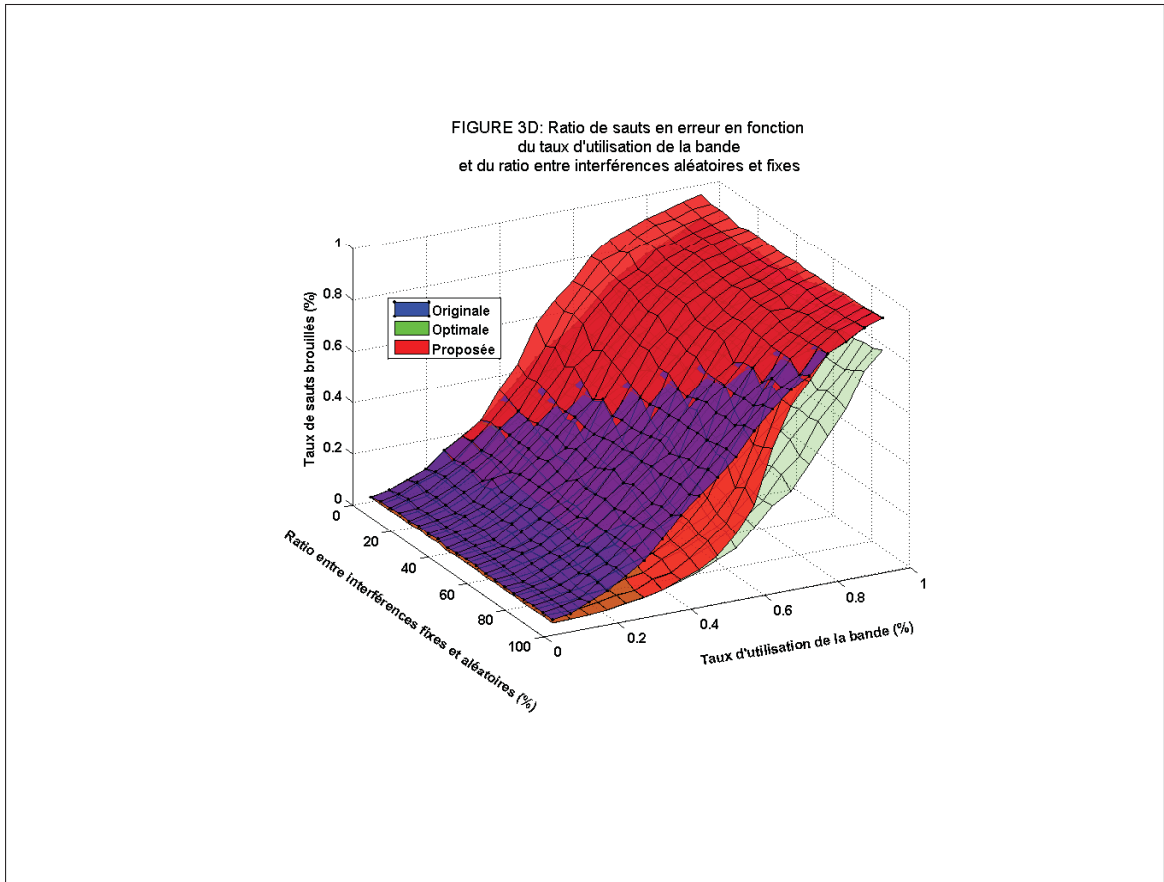


Figure 5.4 Ratio de saut en erreur en fonction du taux d'utilisation de la bande et du ratio d'interférences fixe et aléatoire avec une moyenne sur 25 réalisations

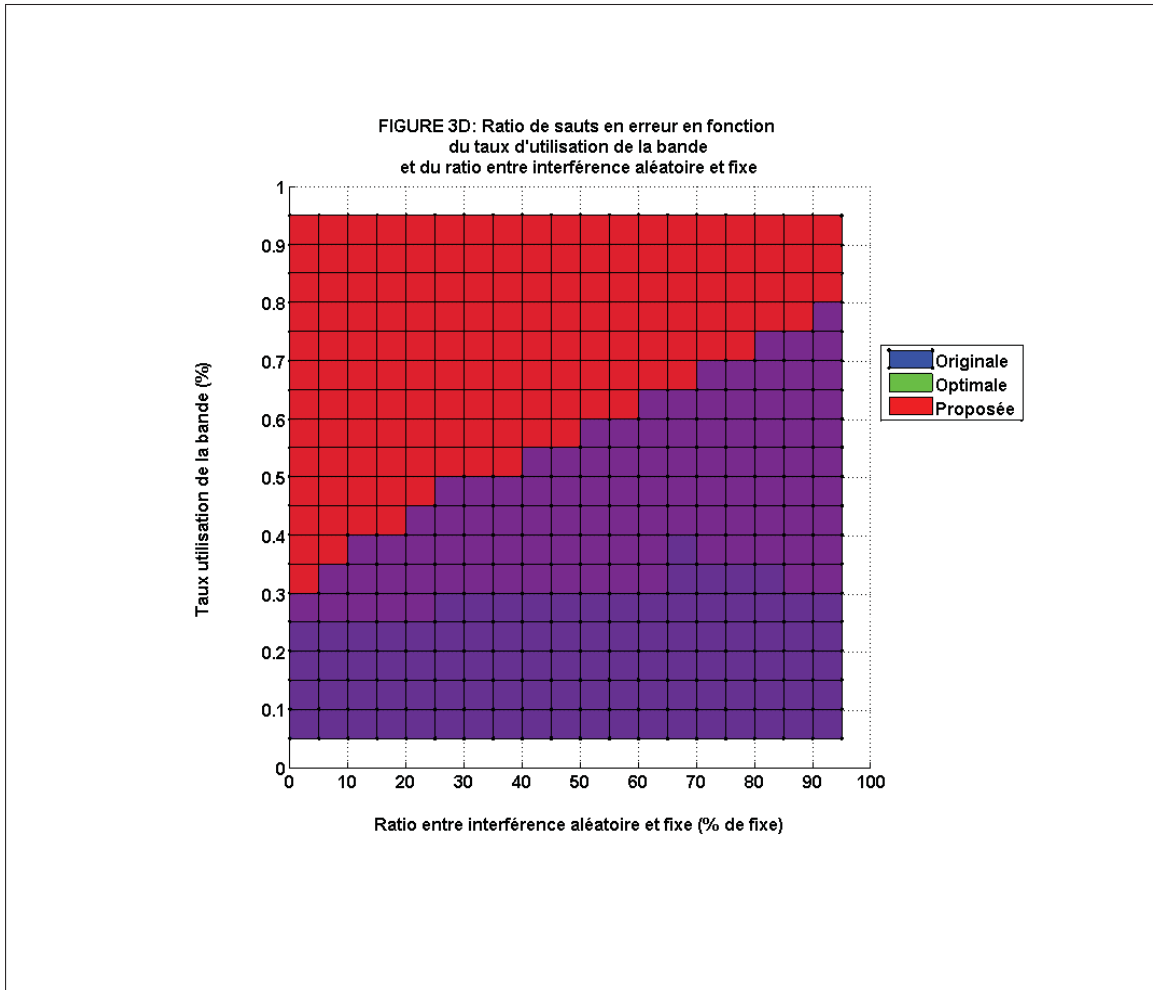


Figure 5.5 Figure 5.4 vue de haut : rouge=proposée pire ; violet=proposée meilleure

5.2 Largeur de bande observée

Ce paramètre représente la largeur de bande observée à chaque saut d'écoute. Pour évaluer l'impact de ce paramètre, les autres paramètres, dont le nombre de sauts par trame fixé à 5 et le nombre de canaux à 15, sont demeurés constants. Les performances sont en fonction du taux d'occupation de la bande et du ratio entre interférences fixes et aléatoires. Les figures 5.6 à 5.10 illustrent les résultats obtenus.

Dans chaque figure, on retrouve quatre sous-figures différentes exprimant les mêmes résultats. Les deux sous-figures du haut sont une représentation en 3 dimensions des résultats. Les trois plans représentent encore une fois la solution originale (bleu), la solution optimale (vert) et la solution proposée (rouge). La même nomenclature de couleur a été conservée pour les sous-figures dans le coin inférieur gauche des figures. Elle représente une vue en deux dimensions de certaines courbes sélectionnées identifiées dans la légende juste à droite de la sous-figure. La quatrième sous-figure (coin inférieur droit) montre le résultat de la différence entre le ratio de sauts en erreur de la solution originale et la solution optimale et la différence entre la solution originale et la solution proposée. Cette dernière permet de déterminer la valeur du paramètre en fonction du taux d'occupation de la bande et qui permet d'obtenir le meilleur gain de performance de la solution proposée et optimale.

Premier constat, en observant les figures 5.6 à 5.10, la largeur de bande de l'observation a un impact sur les performances de l'écoute inversement proportionnel au ratio d'interférences aléatoires. Donc, plus il y a d'interférences aléatoires et moins d'interférences fixes, moins la largeur de bande a un impact quelconque sur les performances de l'écoute spectrale. On remarquera aisément ce constat en comparant les sous-figures du gain (coin inférieur droit) des figures 5.6 et 5.10. Le plan optimal à la figure 5.6 est un plan presque plat légèrement meilleur (Différence de ratio > 0) par rapport à la solution originale tandis qu'à la figure 5.10 plus la largeur de bande augmente plus le gain de performance est grand. La même évaluation peut être faite avec la solution proposée. Toutefois, les performances de la solution proposée plafonnent plus rapidement et redescendent plus rapidement que la solution optimale. En ob-

servant la sous-figure en 2 dimensions de la figure 5.10, on remarque une bonne amélioration des performances de la solution proposée (courbes rouges) entre 16 et 32 MHz, mais très peu entre 32MHz et 64 MHz tandis que la solution optimale (courbes vertes) a aussi une bonne amélioration des performances entre 32 MHz et 64 MHz.

En somme, si le canal est peuplé en grande majorité par des interférences aléatoires comme c'est le cas à la figure 5.6, le gain de performance en augmentant la largeur de bande est minime et la solution proposée, peu importe la valeur de la largeur de bande observée, n'apporte pas de gain en performance par rapport à la solution originale du plan de fréquence. Par contre, plus le canal est peuplé d'interférences fixes et plus augmenter la largeur de bande observée devient bénéfique.

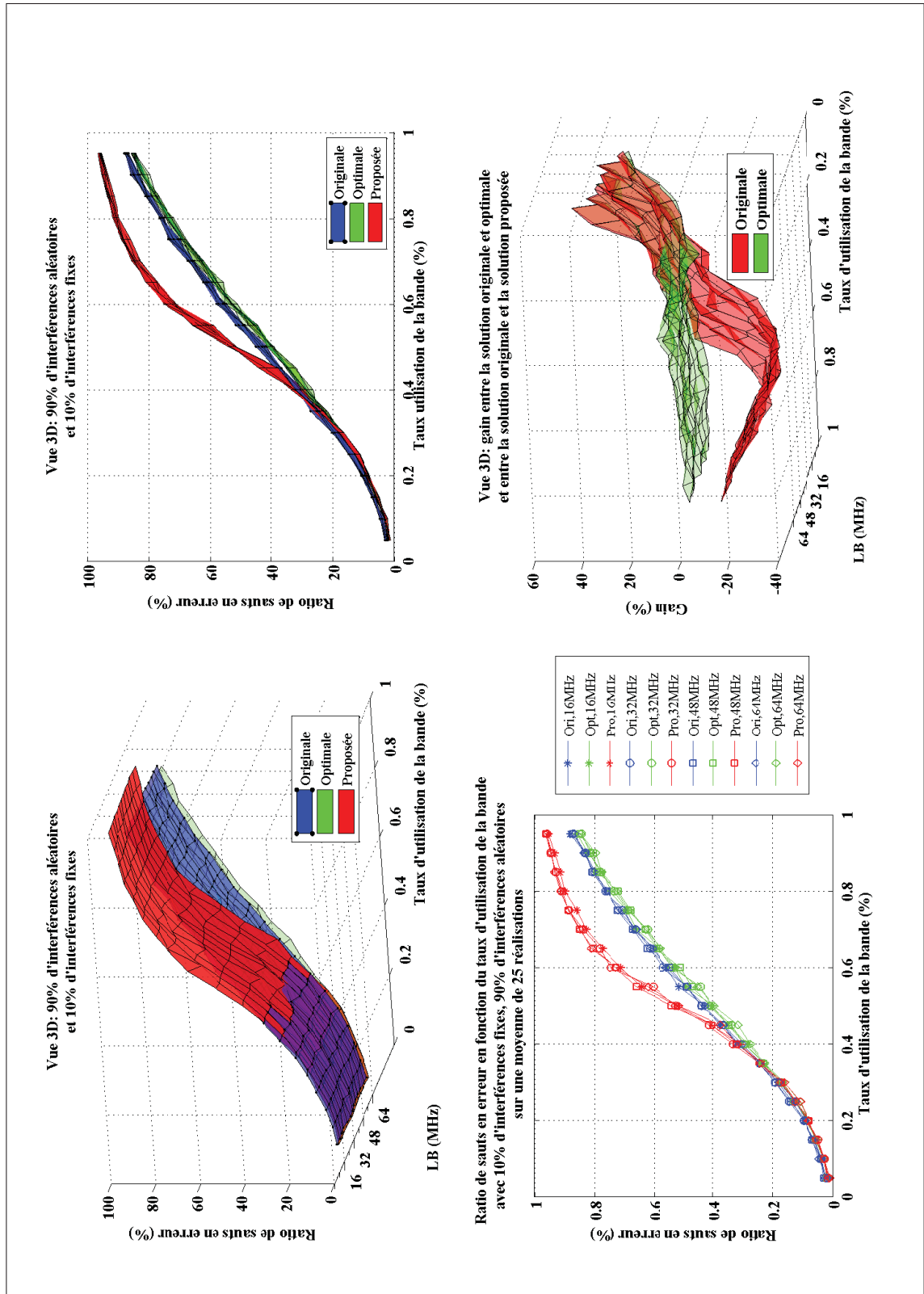


Figure 5.6 Résultats en fonction de la largeur de bande observée

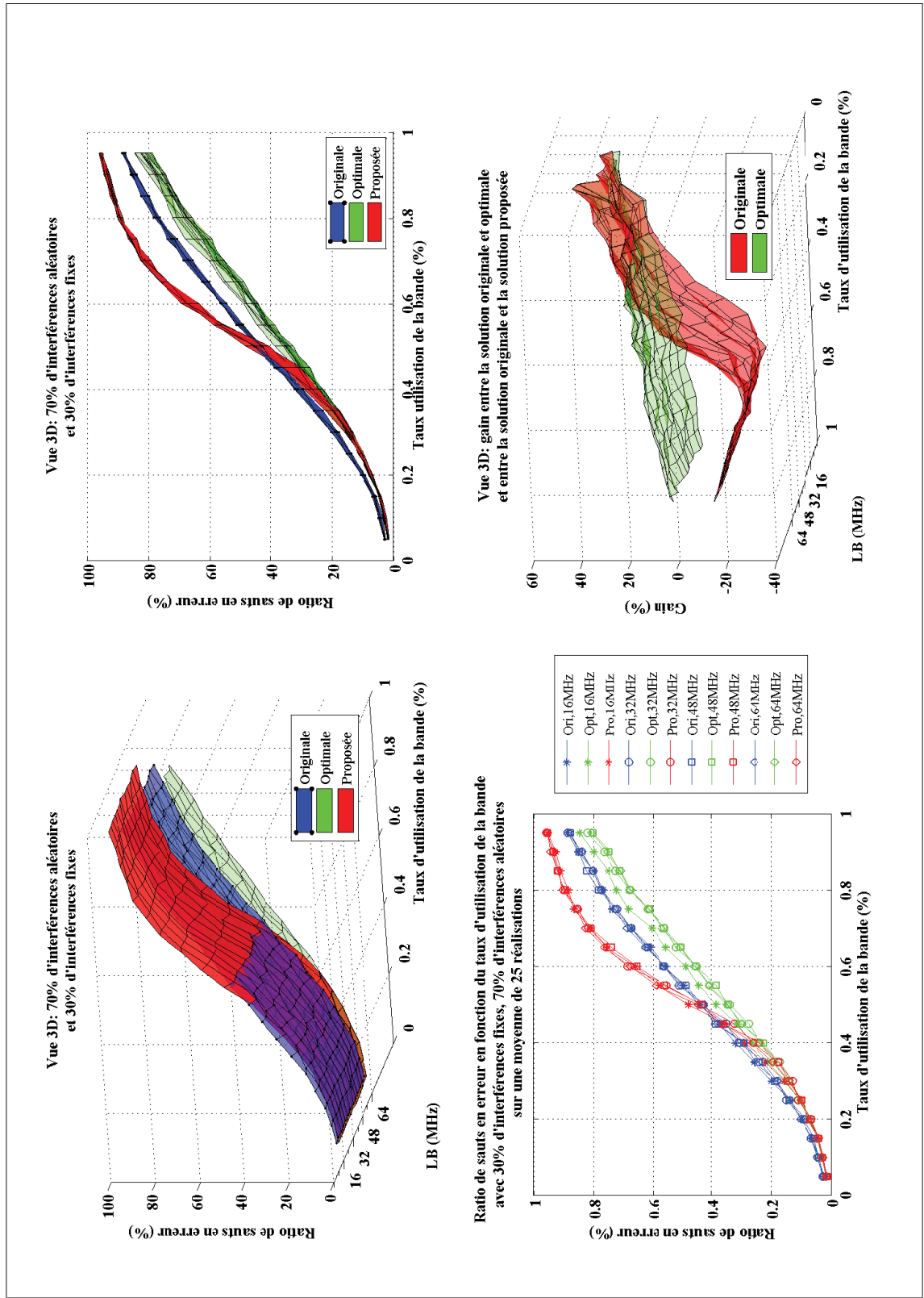


Figure 5.7 Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)

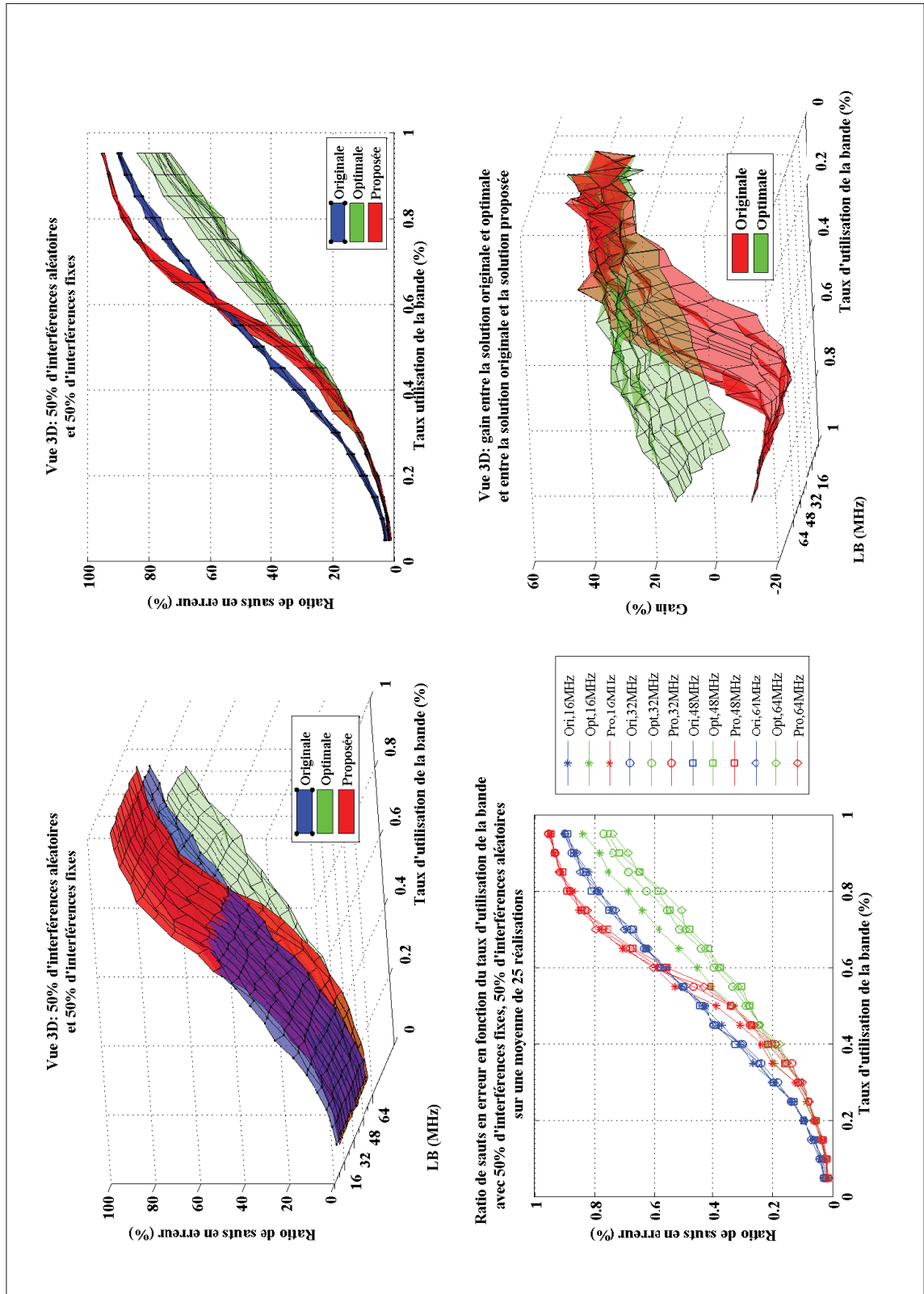


Figure 5.8 Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)

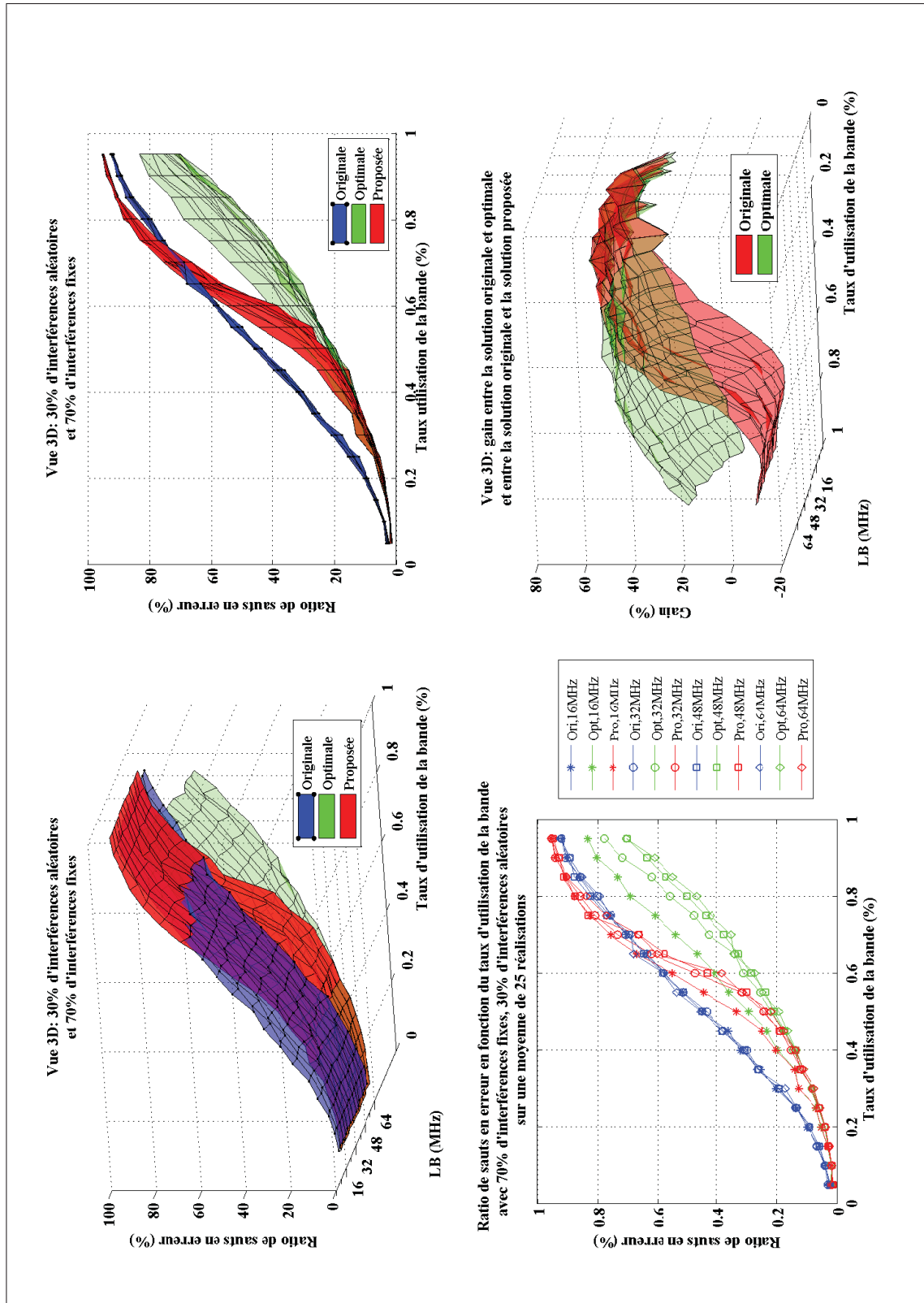


Figure 5.9 Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)

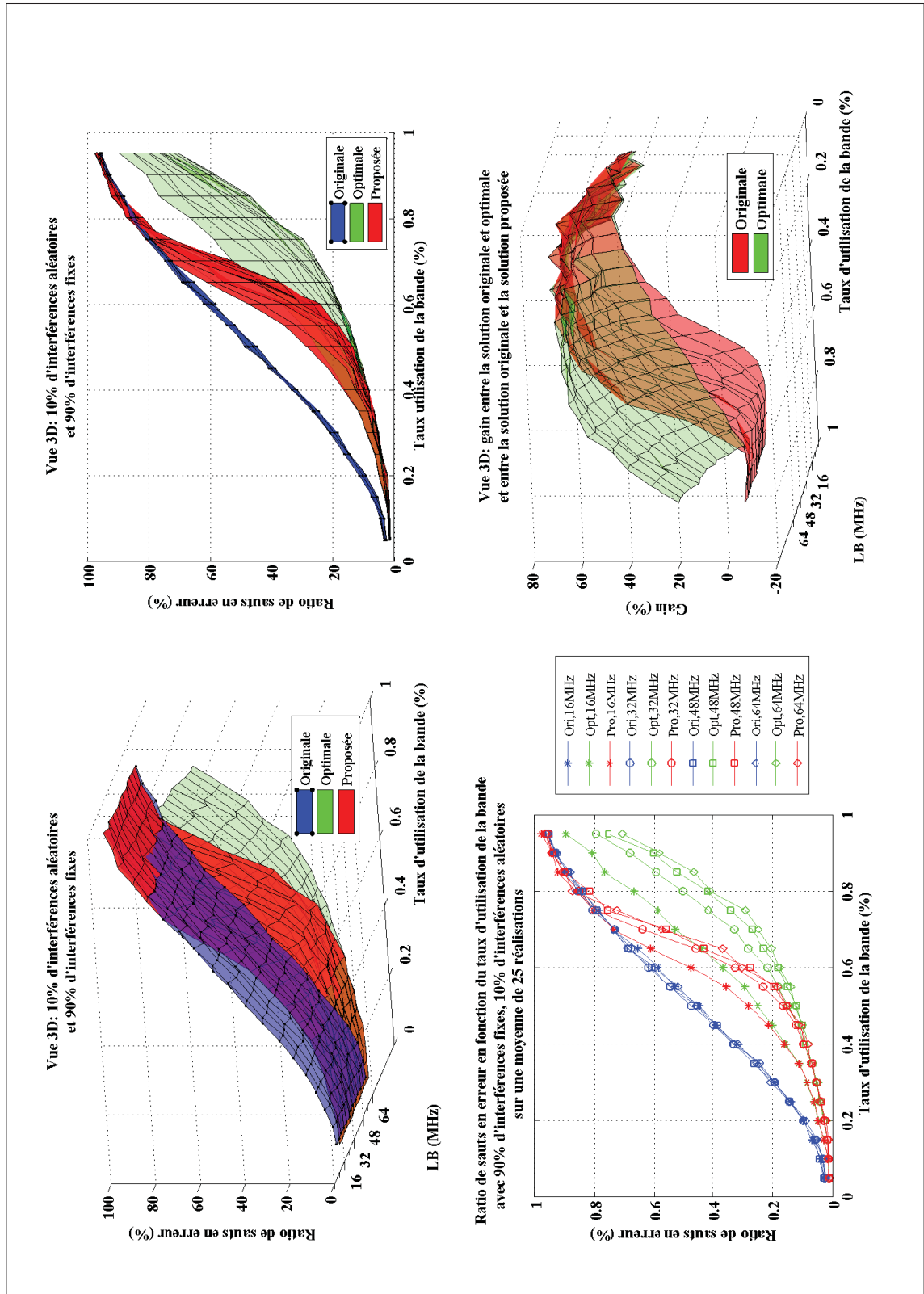


Figure 5.10 Résultats en fonction de la largeur de bande observée (90% fixes / 10% d'aléatoires)

5.3 Nombre de sous-bandes

Ce paramètre représente le nombre de divisions, sous-bande, créée à l'intérieur de la largeur de bande observée lors de l'écoute spectrale. Plus le nombre de sous-bandes est élevé et plus la granularité dans le domaine fréquentiel est fine. Cela permet de mieux exploiter les « trous » dans le spectre. Un trop faible nombre de sous-bandes nuit aux performances. Toutefois, plus le nombre de bandes est grand et plus le nombre de bits que l'on doit envoyer est grand, plus le nombre d'erreurs possible augmente et plus le débit diminue. Afin d'évaluer l'impact de ce paramètre, les autres paramètres ont été gardés constants, dont la largeur de bande observée qui a été fixée à 32 MHz et le nombre de sauts par trame à 5. Les performances sont en fonction du taux d'occupation de la bande et du ratio entre interférences fixes et aléatoires. Les figures 5.16 à 5.20 illustrent les résultats obtenus.

Comme expliqué à la section 5.2, on retrouve dans les figures 5.11 à 5.15 les quatre sous-figures différentes exprimant les mêmes résultats. Les deux sous-figures du haut sont une représentation en 3 dimensions des résultats en fonction du taux d'utilisation de la bande. La même nomenclature de couleur a été conservée. La figure dans le coin en bas à gauche représente toujours une vue en 2 dimensions de certaines courbes de performances sélectionnées. La quatrième sous-figure (coin inférieur droit) montre le gain obtenu par la solution optimale et proposée par rapport à la solution originale.

En observant les figures 5.11 à 5.15, tout comme la largeur de bande de l'observation le nombre de sous-bandes a un impact sur les performances de l'écoute inversement proportionnel au ratio d'interférences aléatoires. Donc, plus il y a d'interférences aléatoires par rapport au nombre d'interférences fixes, moins le nombre de sous-bandes a un impact sur les performances de l'écoute spectrale. On remarquera aisément ce constat en comparant les sous-figures du gain (coin inférieur droit) des figures 5.11 et 5.15. Le plan étiqueté « optimale » à la figure 5.11 est un plan presque plat à peine meilleur (Différence de ratio > 0) que la solution « originale » tandis qu'à la figure 5.15, plus le nombre de sous-bandes est grand plus le gain de performance est grand. La même évaluation peut être faite avec la solution proposée. On observe un pla-

fonnement assez rapide du gain de performance dans les deux cas. En observant la sous-figure en 2 dimensions de la figure 5.15, on remarque une bonne amélioration des performances de la solution proposée (courbes rouges) entre 3 et 5 sous-bandes, mais très peu entre 5 et 13 sous-bandes. On dresse le même constat pour les courbes de la solution « optimale ».

En somme, si le canal est peuplé en grande majorité par des interférences aléatoires comme c'est le cas à la figure 5.11, le gain de performance en augmentant le nombre de sous-bandes est minime et la solution proposée, peu importe le nombre de sous-bandes, ne réussit pas à apporter de meilleures performances par rapport à la solution originale du plan de fréquence. Par contre, plus le canal est peuplé d'interférences fixes et plus augmenter le nombre de sous-bandes devient bénéfique. Toutefois en augmentant ainsi le nombre de sous-bandes, le gain de performance réalisé diminue rapidement. À la figure 5.15, on observe dans les deux figures du bas une diminution du nombre de sauts en erreur plus grande au fur et à mesure que l'on augmente le nombre de sous-bandes.

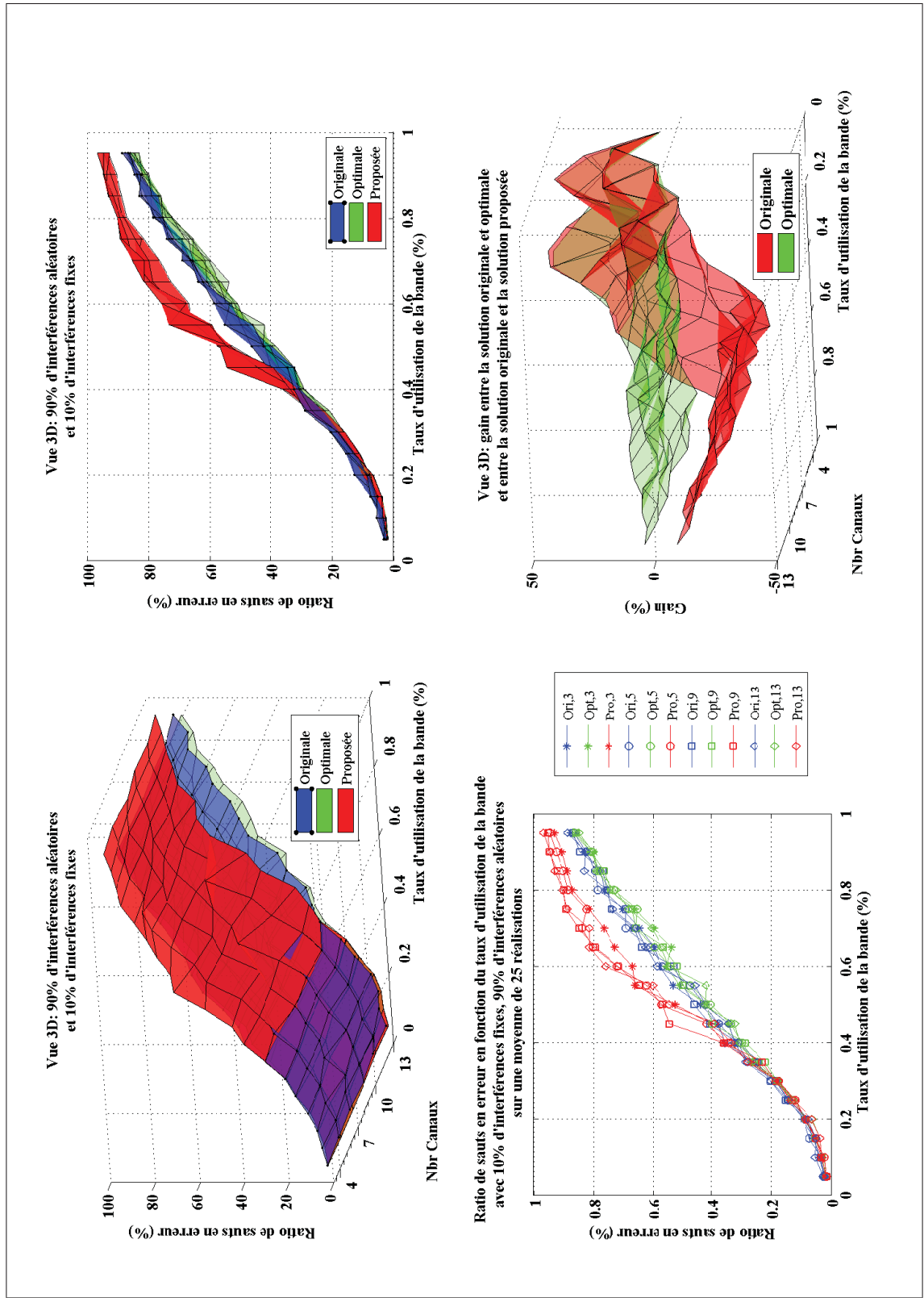


Figure 5.11 Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (10% fixes / 90% d'aléatoires)

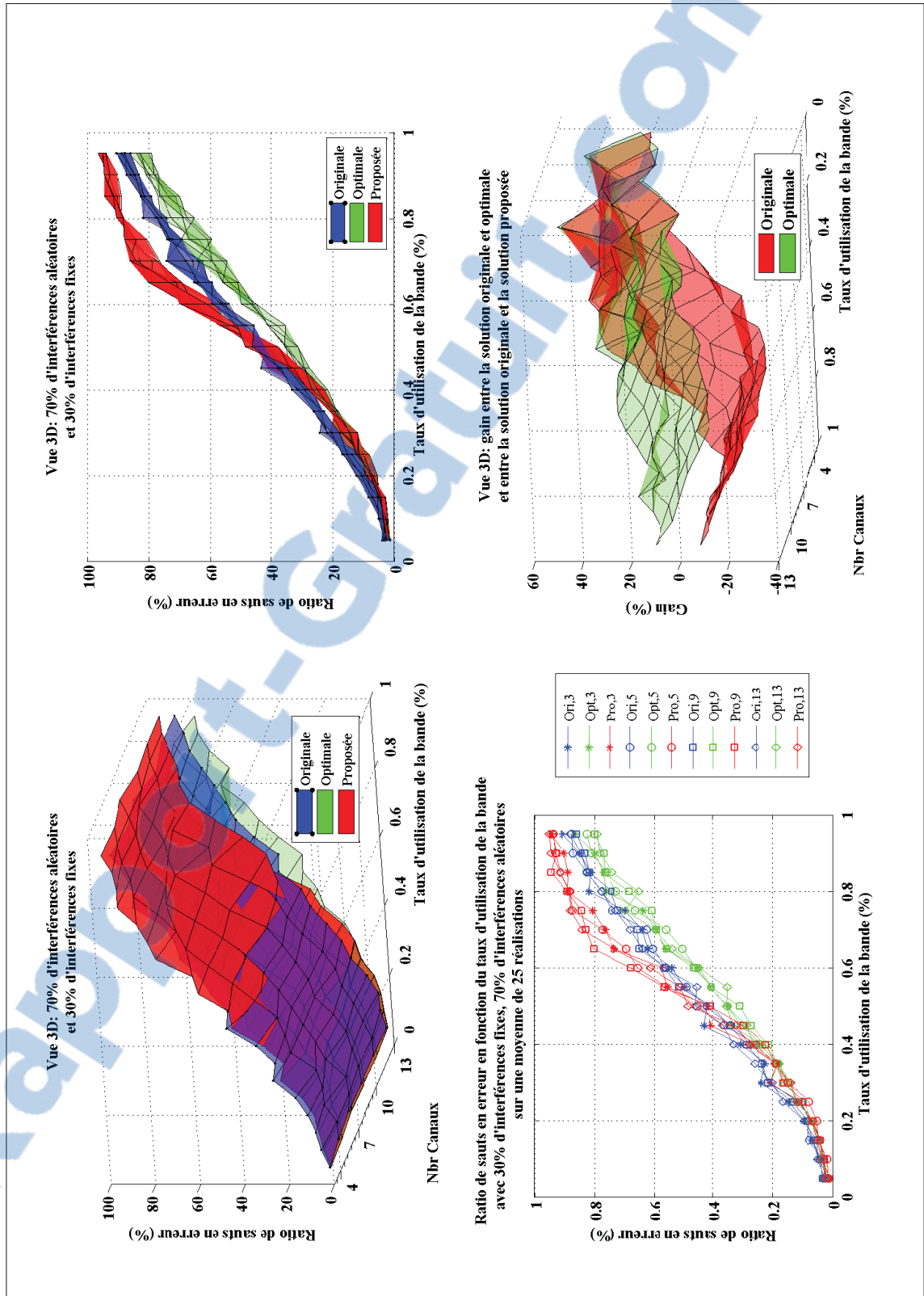


Figure 5.12 Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (30% fixes / 70% d'aléatoires)

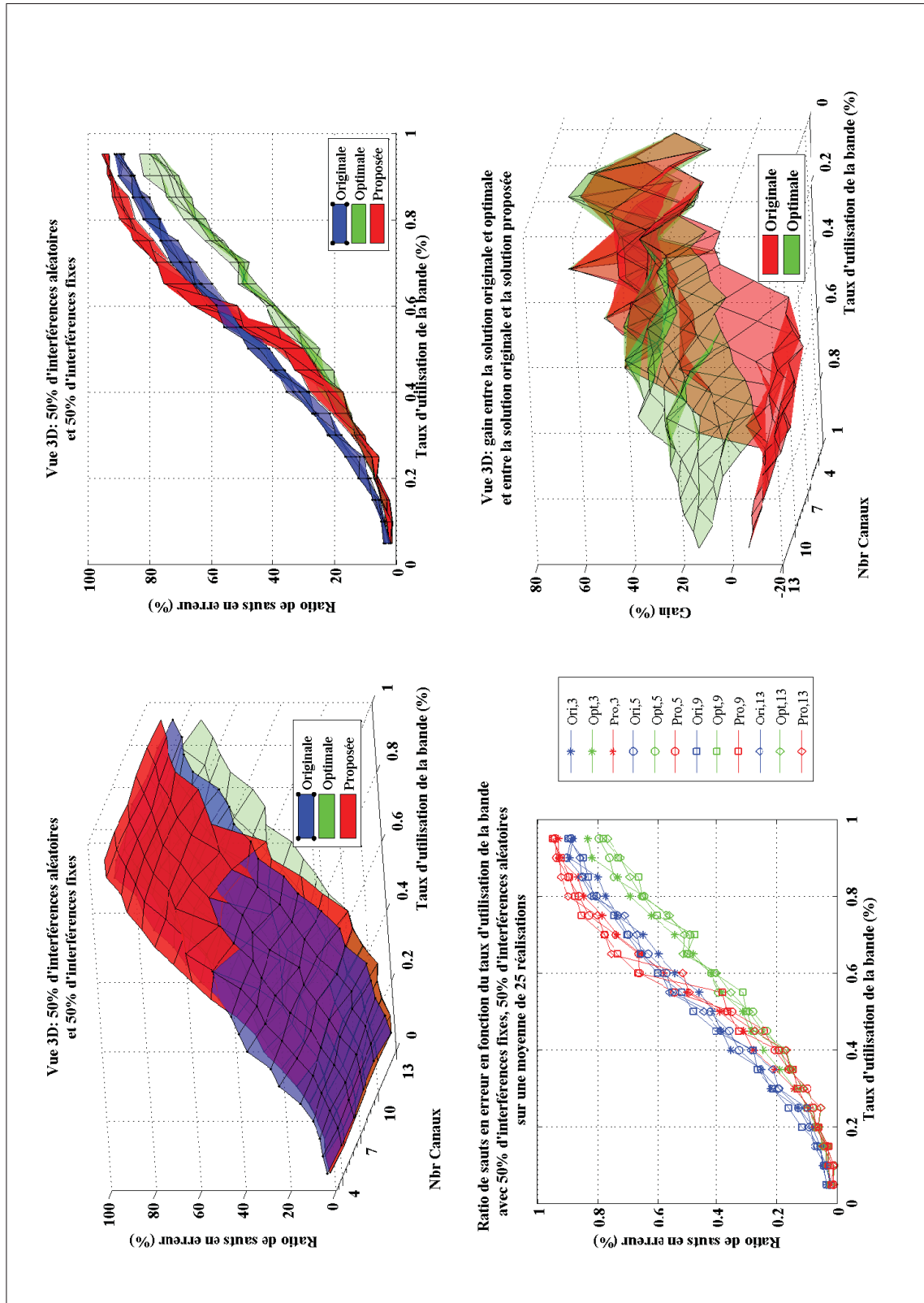


Figure 5.13 Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (50% fixes / 50% d'aléatoires)

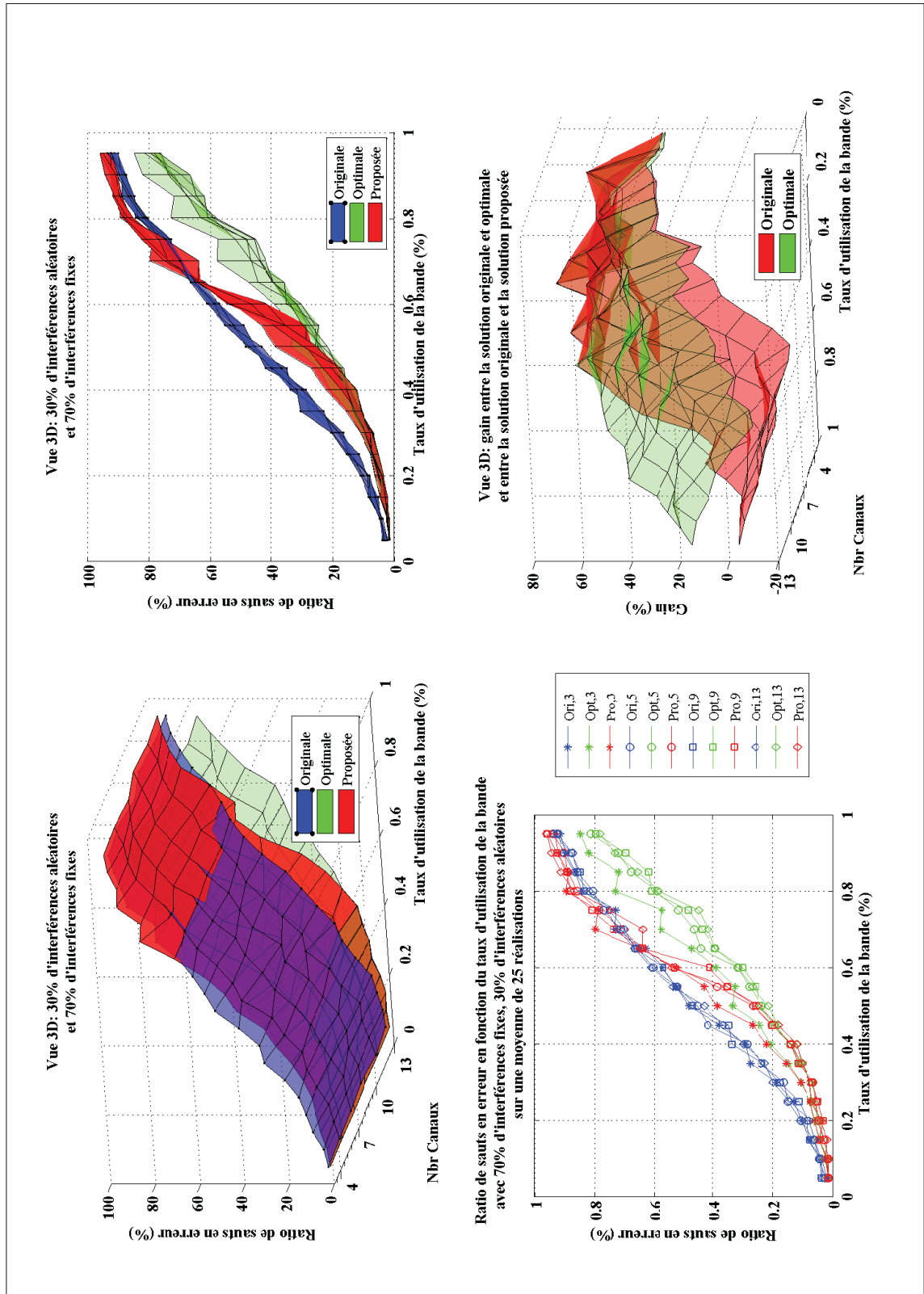


Figure 5.14 Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (70% fixes / 30% d'aléatoires)

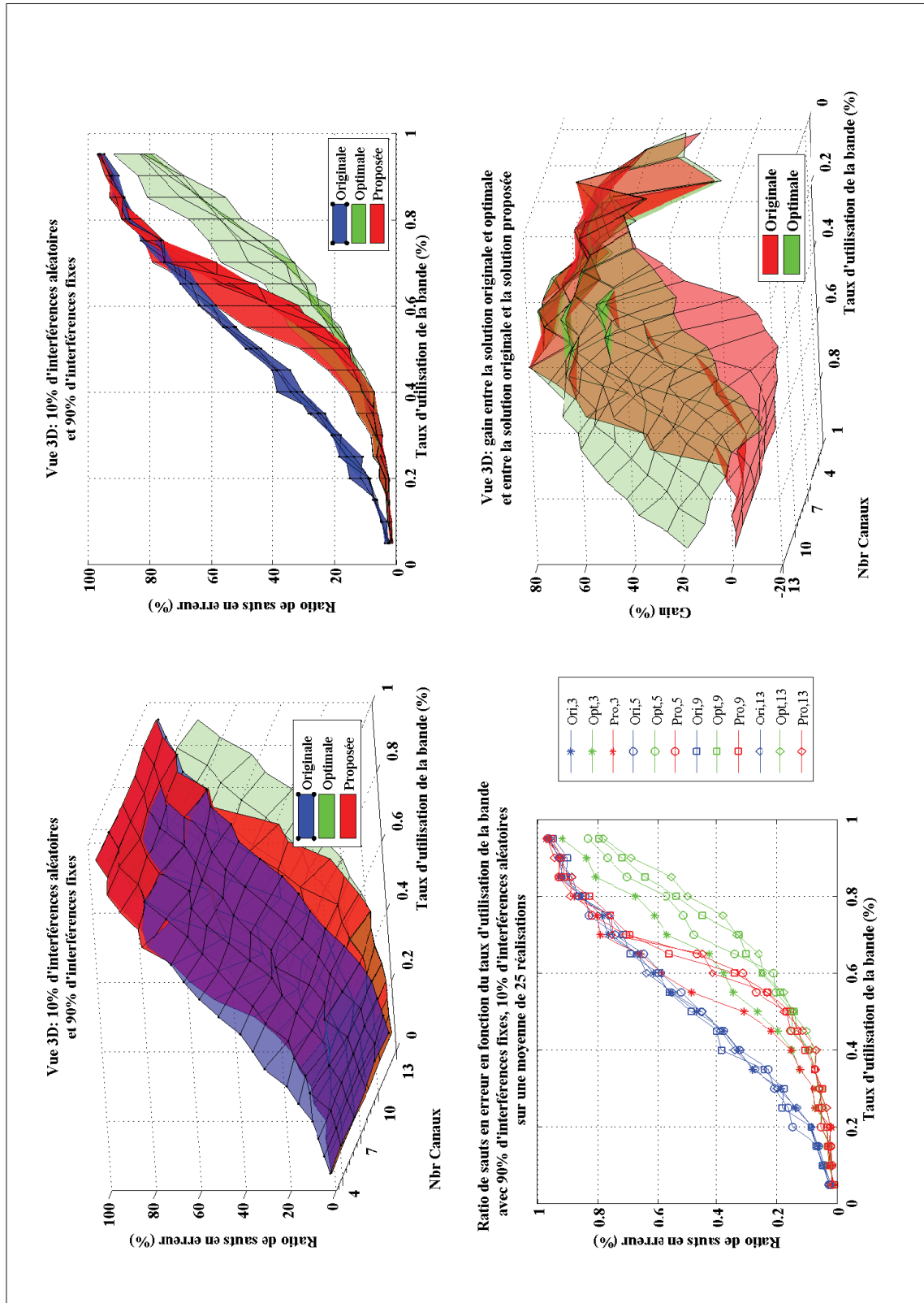


Figure 5.15 Résultats en fonction du nombre de sous-bandes (90% fixes / 10% d'aléatoires)

5.4 Nombre de sauts par trame

Ce paramètre représente le nombre de sauts par trame de transmission. Il y a donc N sauts en transmission suivie par N sauts en réception. Ce paramètre a un impact majeur entre le temps où le canal est observé et le temps où la sous-bande sélectionnée par l'écoute est utilisée. Il a également un impact sur la prise de décision de la sous-bande étant donné que l'on enregistre un « vote » par saut dans l'algorithme de sélection. Afin d'évaluer l'impact de ce paramètre, les autres paramètres ont été gardés constants, dont la largeur de bande observée qui a été fixée à 32 MHz et le nombre de canaux à 7. Les performances sont en fonction du taux d'occupation de la bande et du ratio entre interférences fixes et aléatoires. Les figures 5.16 à 5.20 illustrent les résultats obtenus. Encore une fois, on retrouve les quatre sous-figures différentes exprimant les résultats de la même manière qu'aux sections précédentes.

En observant les résultats, le même constat réalisé sur l'impact du ratio d'interférences aléatoires sur les performances par rapport au paramètre observé peut être tiré, c'est-à-dire que le nombre de sauts par trame n'a que peu d'influence sur les performances si la proportion d'interférences aléatoires est importante par rapport aux interférences fixes. Toutefois, à la différence des deux paramètres précédents (largeur de bande de l'écoute et le nombre de sous-bandes), un point d'inflexion est observé au-delà duquel même si l'on augmente le nombre de sauts, les performances diminuent. Avec les paramètres de simulation présents, cette valeur est de sept (7) sauts par trame. Sur la figure 5.20, deux marqueurs ont été ajoutés sur la figure du gain pour montrer ce point d'inflexion. On remarquera également que si le nombre de sauts est pair, la solution proposée obtient de moins bons résultats moins bien. Cela est dû à la prise de décision sur la valeur de la sous-bande à choisir. Dans le cas d'un nombre pair de sauts, le seuil de décision est de $N/2 + 1$ et dans le cas d'un nombre impair le seuil est de $(N + 1)/2$. Si un saut est en erreur, la perte de l'information est plus importante ou du moins à plus d'impact dans le cas où le nombre de sauts est pair.

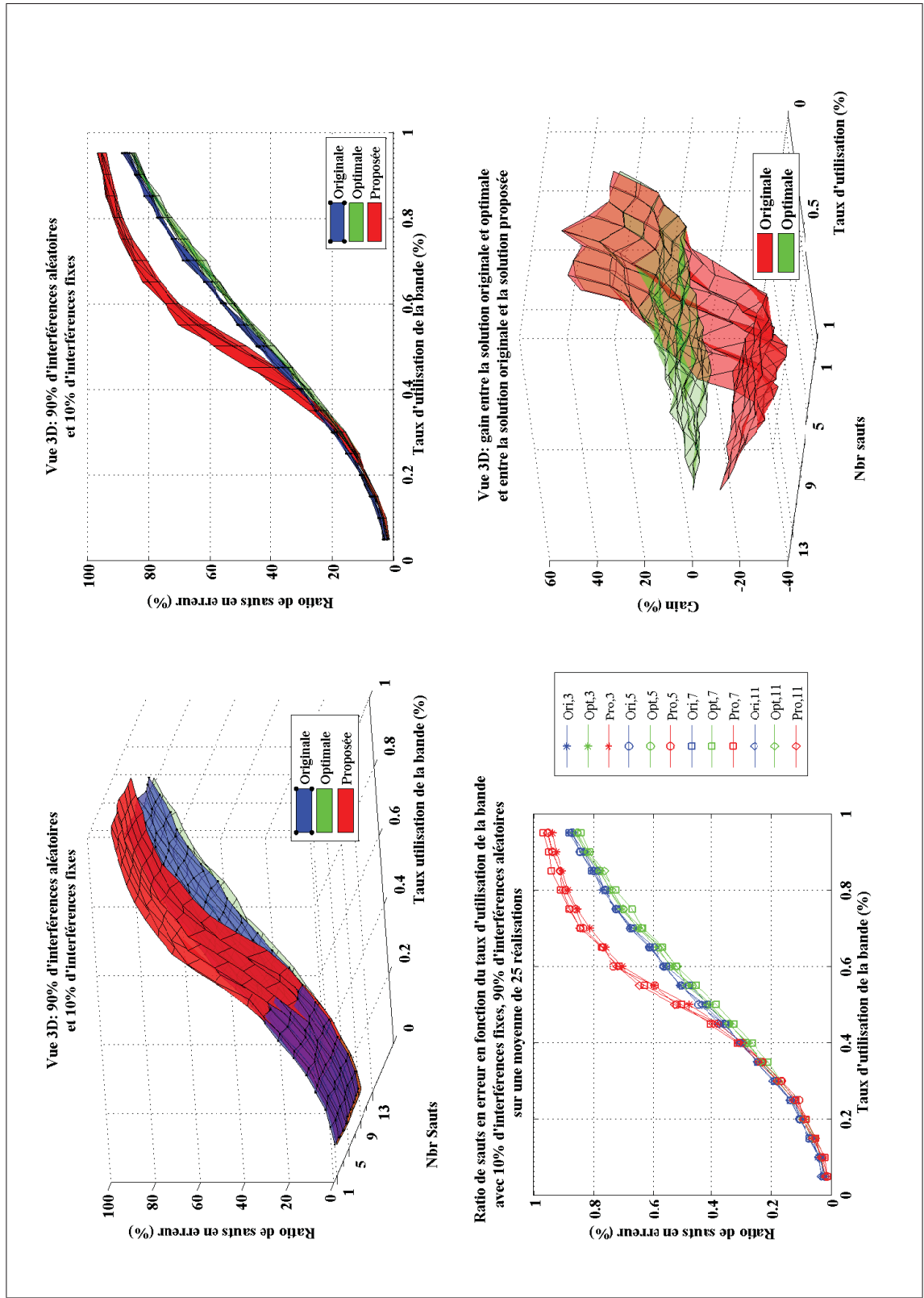


Figure 5.16 Résultats en fonction du nombre de sauts (10% fixes / 90% d'aléatoires)

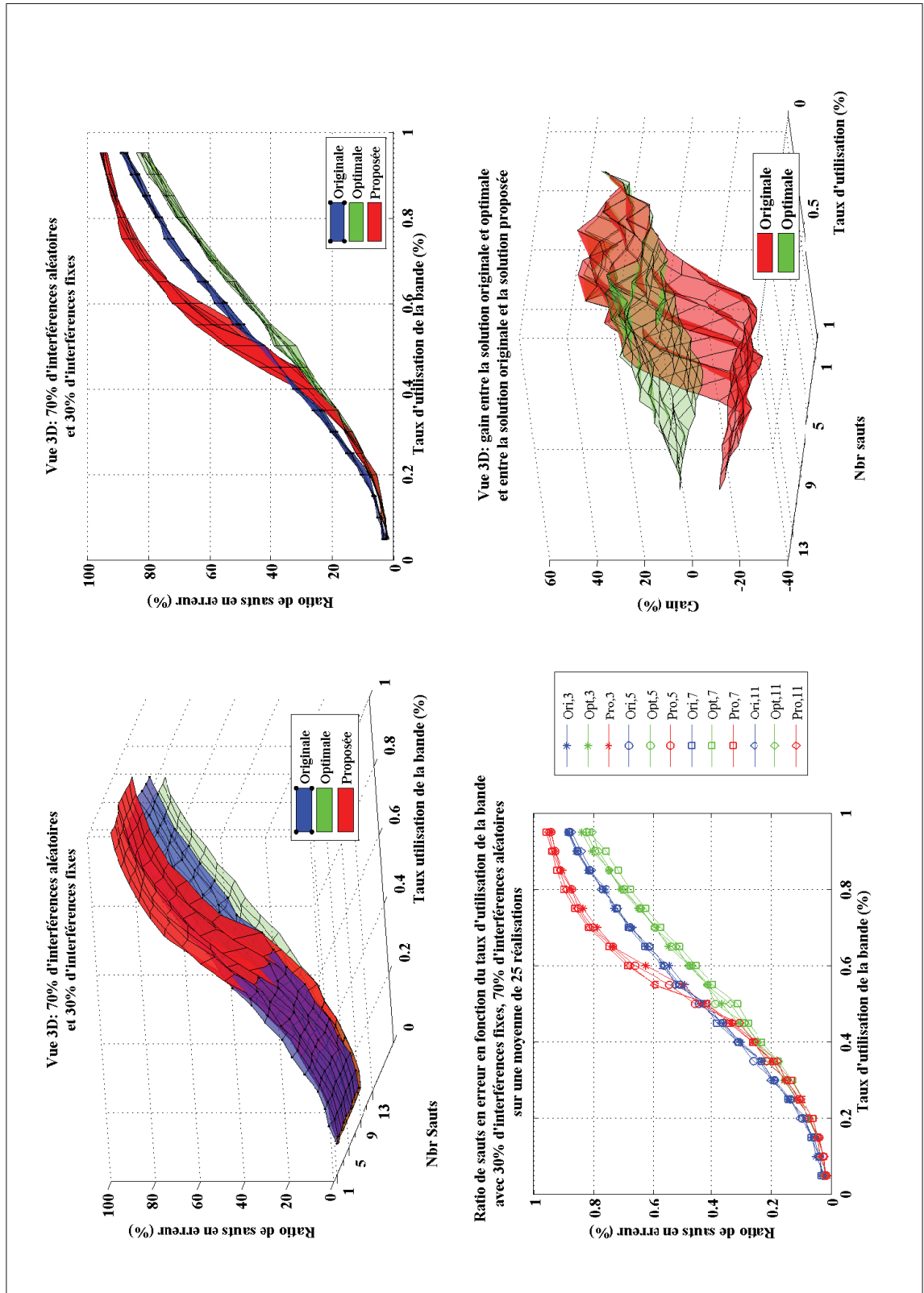


Figure 5.17 Résultats en fonction du nombre de sauts (30% fixes / 70% d'aléatoires)

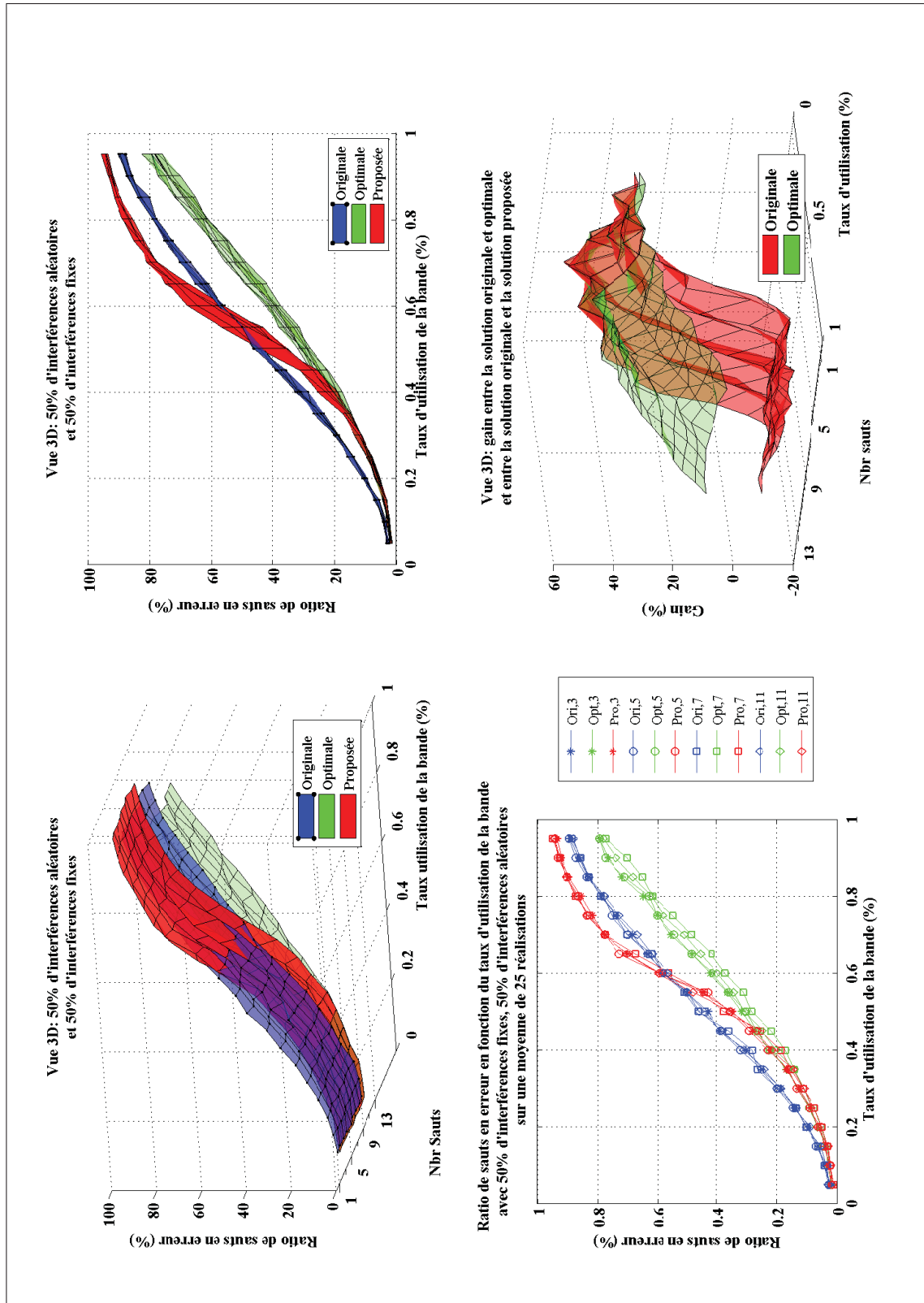


Figure 5.18 Résultats en fonction du nombre de sauts (50% fixes / 50% d'aléatoires)

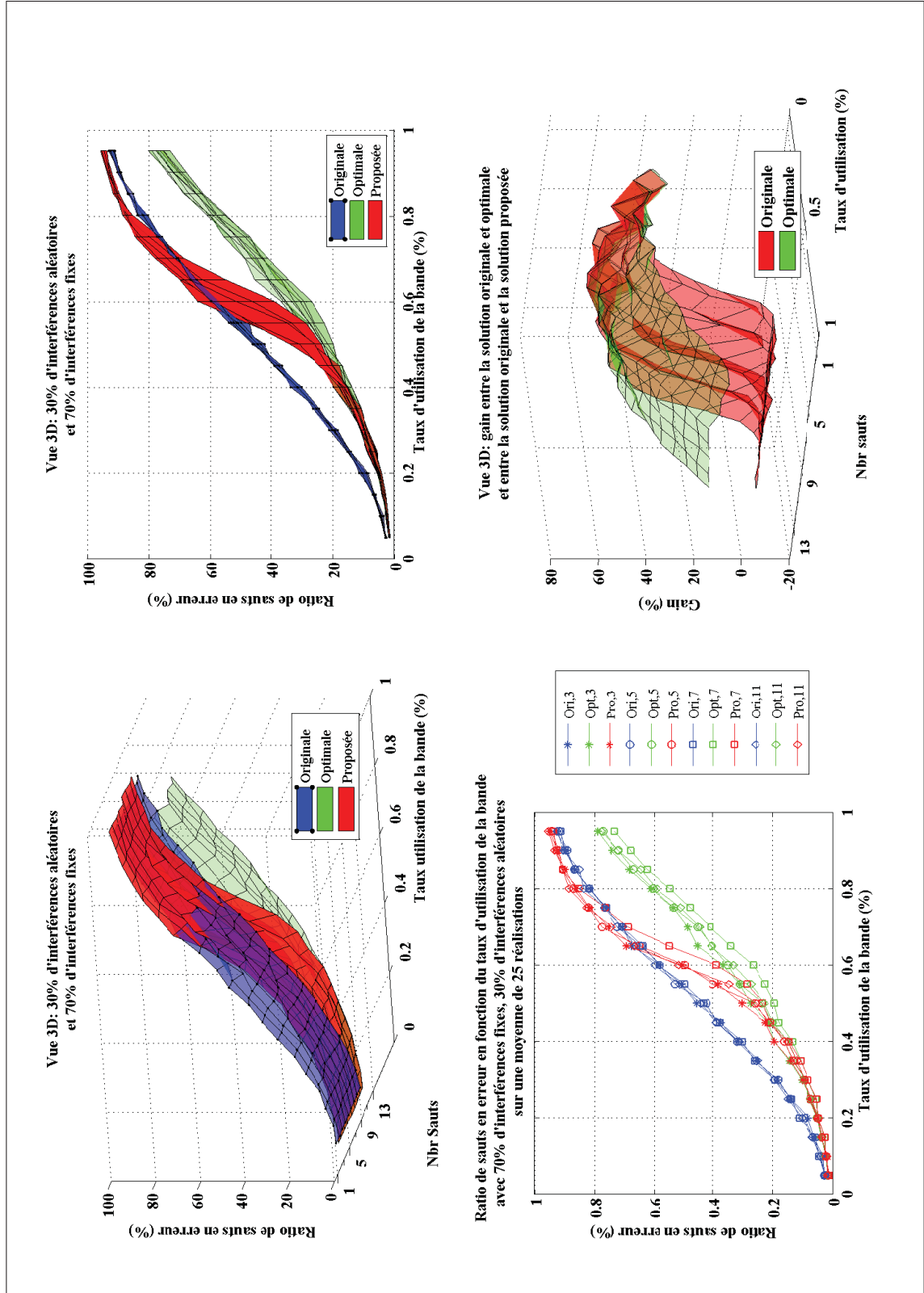


Figure 5.19 Résultats en fonction du nombre de sauts (70% fixes / 30% d'aléatoires)

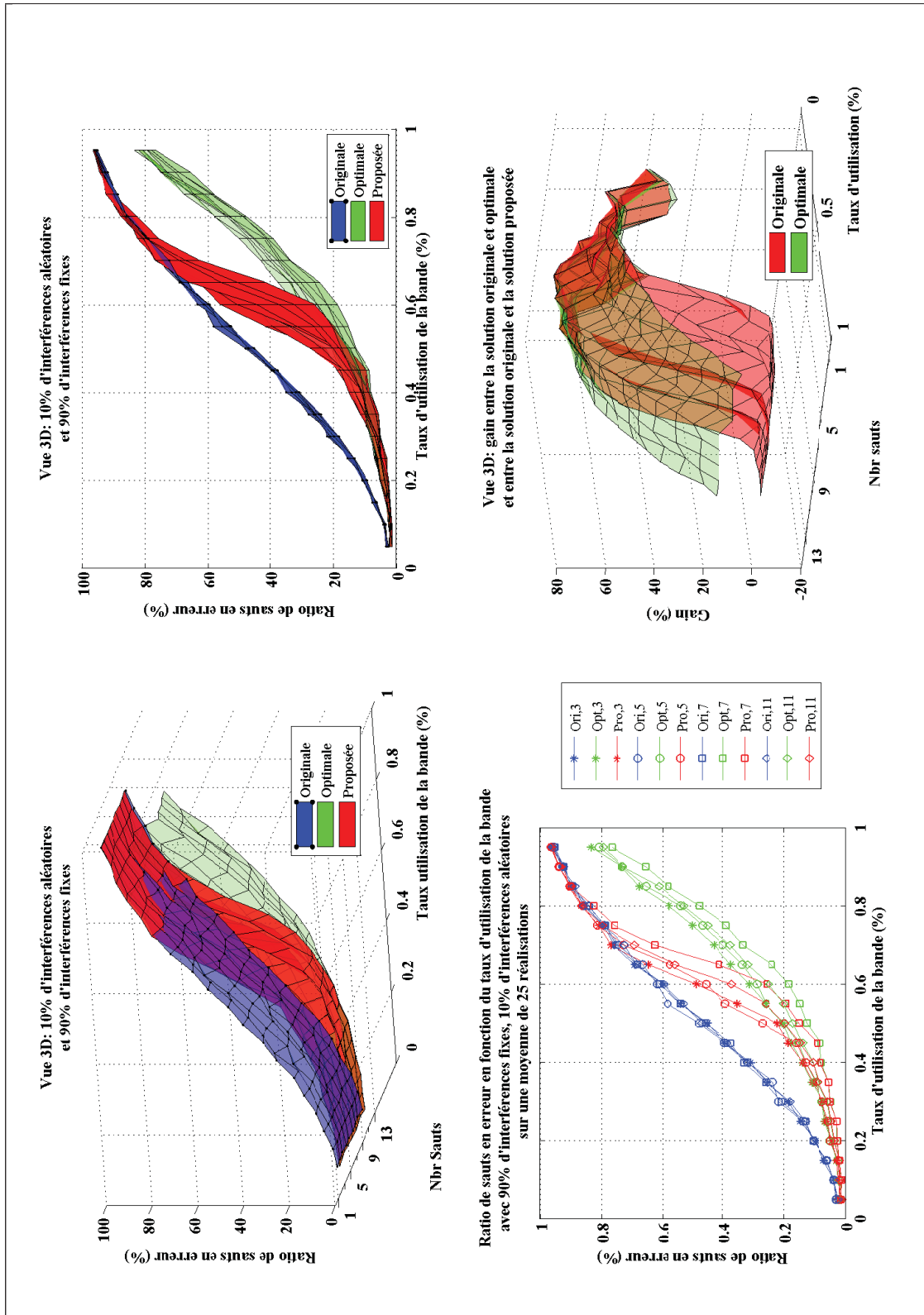


Figure 5.20 Résultats en fonction du nombre de sauts (90% fixes / 10% d'aléatoires)

5.5 Résumé des résultats

En résumé, des paramètres intimement reliés à la stratégie d'écoute, le nombre de sous-bandes et la largeur de bande observée ont le même comportement. À l'instar du nombre de sous-bandes, plus la largeur de bande est élevée et plus les performances sont intéressantes. Celles-ci peuvent atteindre des gains de plus de 60%. Selon les résultats obtenus, il est cependant plus évident de voir l'impact de la largeur de bande sur les performances.

Concernant ce qui a trait au nombre de sauts en transmission, l'impact sur les performances suit un autre comportement. En effet, les meilleures performances ne sont pas obtenues avec le nombre le plus élevé de sauts en transmission. Les meilleures performances sont obtenues avec un nombre de sauts précis. Ce nombre est obtenu par un compromis entre la robustesse de sélection de la bande de la stratégie (plus le nombre de sauts est grand et plus fiable est la décision) et le temps de réaction (plus le nombre de sauts est petit et meilleur est le temps de réponse).

Toutefois, ces paramètres ont un impact beaucoup plus faible que le taux d'occupation de la bande et le ratio entre les interférences fixes et aléatoires. En effet, le taux d'utilisation dicte pour beaucoup l'impact des trois premiers paramètres (largeur de bande, nombre de sauts et nombre de sous-bandes) sur les performances de la stratégie. À faible taux d'utilisation, il y a peu de gain absolu à faire. Toutefois, chaque gain a un impact significatif sur le gain relatif (en %). De plus, pour de faibles taux d'utilisation, le choix d'une bande alternative a peu de chance de se voir « brouillé » entre l'observation et le moment de son utilisation. C'est pourquoi, même s'il y a presque qu'exclusivement des interférences aléatoires, la solution proposée donne des gains de performance à faible taux d'utilisation. Les plus grands gains absolus et relatifs sont réalisés lorsque le taux d'utilisation est compris entre 20% et 40%.

C'est toutefois le ratio d'interférences fixes et aléatoires qui a le plus gros impact. Si dans le canal il y a une grande majorité d'interférences aléatoires, les gains de performance ne sont pas au rendez-vous, peu importe la valeur des trois premiers paramètres. On remarque même des pertes de performance pouvant atteindre les 30% par rapport à la solution originale du plan de

fréquence. Par contre, plus le canal est peuplé d'interférences fixes et plus l'impact des trois premiers paramètres devient bénéfique. Si l'on dépasse les 50% d'interférences aléatoires, les performances déclinent rapidement en fonction du taux d'utilisation.

CONCLUSION

Dans le premier chapitre, on a présenté le développement chronologique du concept de la radio cognitive tel que pensé par Mitola. Après avoir présenté l'aboutissement ultime du concept de la radio cognitive, on a restreint le cycle de cognition au premier degré soit la capacité de la radio d'être menée par des objectifs. Cette capacité nécessite une connaissance plus ou moins étendue de son environnement. Dans le cas d'une radio, la connaissance de son environnement passe obligatoirement par l'observation de son environnement électromagnétique. Dans le premier chapitre, on dépeint donc le contexte d'utilisation d'une radio cognitive tactique et les éléments essentiels à son déploiement et à son utilisation qui ont un impact important sur la manière dont l'observation est réalisée.

Dans le second chapitre, on a présenté les quatre algorithmes de détection les plus couramment utilisés soit le détecteur par filtres adaptés, le détecteur d'énergie, le détecteur par autocorrélation et le détecteur de propriétés cyclostationnaires. Ils ont été abordés en fonction des défis qu'ils posent en terme d'exigence matérielle, de durée, de fréquence d'écoute, de sécurité, de capacité de détection et de prérequis. Il ressort de la comparaison de ces détecteurs qu'aucun d'eux n'est la solution unique à l'ensemble des besoins d'une radio tactique déployer dans un milieu hostile. Toutefois, le détecteur d'énergie représente un compromis acceptable pour les besoins exprimés dans le premier chapitre.

Au troisième chapitre, on a présenté l'architecture de la radio logicielle employée. On a mis un accent particulier sur la partie matérielle de la radio et ce qu'elle offre comme flexibilité. On a par la suite présenté les modes de duplexage en fréquence, en temps, ainsi que par étalement de spectre par saut de fréquence que la radio peut exploiter. Une description détaillée du protocole de communication et des composants de la trame de communication a permis de mieux présenter les différentes solutions offertes pour réaliser une écoute spectrale dans les différents modes de duplexage. On a également discuté des avantages et des inconvénients des différents modes de duplexage lorsqu'on désire faire de l'écoute spectrale à l'aide d'une radio telle que décrite dans ce chapitre. On a déterminé que le mode TDD était la solution la plus prometteuse

en raison de sa simplicité d'implémentation, de la durée d'écoute et de la fréquence d'écoute offertes.

Dans le quatrième chapitre, pour faire suite à la présentation du scénario utilisé et de la différence entre l'écoute spectrale en temps réel et l'écoute spectrale dite « hors ligne », on a présenté un algorithme simple d'écoute en temps réel qui permet de sélectionner la bande de fréquence la plus avantageuse en fonction du niveau d'énergie. On a retenu le détecteur d'énergie pour faire l'écoute spectrale pour sa simplicité, pour sa rapidité et parce qu'il ne requiert aucune connaissance préalable. L'algorithme présenté s'appuie sur deux prémisses ; la première, la bande de fréquences avec le moins d'énergie représentent le meilleur choix de bande de fréquences ; et la deuxième, la radio qui reçoit est la mieux placée pour faire l'écoute spectrale et ainsi déterminer la meilleure bande de fréquences. On a présenté également la méthodologie employée pour réaliser les simulations de la stratégie d'écoute spectrale proposée.

Pour terminer, dans le cinquième chapitre, les résultats des simulations effectuées ont permis de déterminer les variables de l'écoute spectrale proposée les plus importantes soit la largeur de bande observée, le nombre de sous-bandes et le nombre de sauts par trame et leurs valeurs optimales en fonction des paramètres de l'environnement électromagnétique. En effet, selon le taux d'occupation de la bande et du ratio entre les interférences fixes et aléatoires, la valeur des paramètres (largeur de bande, nombre de sauts et nombre de sous-bandes) a plus ou moins d'impacts. Ainsi, on peut conclure que si une portion importante de la bande est occupée par des interférences aléatoires, à moins de posséder une méthode pour prédire le comportement des interférences, une stratégie telle que présentée n'a que peu de chance d'améliorer la communication. On remarque également qu'il y a dégradation par rapport à une radio utilisant un plan de fréquence préétabli. Les meilleurs gains de performances sont obtenus pour des taux d'utilisation de la bande entre 20% et 45% lorsqu'il y a peu d'interférences aléatoires. Dans ces conditions, les gains peuvent atteindre facilement 40% et même 65% dans certains cas. Les pires pertes sont obtenues dans la situation inverse, donc lorsque la bande est fortement utilisée (taux d'utilisation plus grand que 70%) et lorsqu'il y a beaucoup d'interférences aléatoires. Dans ces conditions, les performances subissent des pertes de l'ordre de 20% à 30%.

À lumière des résultats obtenus et suite à de longues discussions et réflexions, une simple modification de la stratégie afin de modifier le type de modulation à la place de la sous-bande de fréquence aurait peut-être été préférable. Une stratégie basée sur l'adaptation de la modulation élimine les périodes de resynchronisation qui dégradent les performances et sans avoirs d'aussi grands gains auraient possiblement des gains intéressants. Cette stratégie est jugée complémentaire à une stratégie a posteriori ou réactive. En effet, on peut envisager une stratégie plus complète qui utiliserait la stratégie proposée ici dans un premier temps afin d'explorer le canal et pour une mise en fonction rapide des liaisons radio et qui la combinerait avec une stratégie réactive qui observerait la qualité de service des différents sauts afin d'évaluer le spectre et d'éliminer les bandes de fréquences inutilisables. La stratégie proposée peut également servir comme première étape dans une stratégie de détection et d'identification de CME. On pense notamment à l'identification des brouilleurs suiveurs. Étant donné qu'on saute en fréquence, que l'on connaît le plan de fréquences et qu'on écoute et qualifie la liaison radio lors de chaque saut, on peut reconnaître la présence de ce type de CME. Pour se faire, on remarquera que, peu importe la fréquence utilisée lors d'un saut, la qualité du signal se dégrade sensiblement entre le début et la fin de la transmission. La même approche peut être utilisée pour la détection de brouilleurs répéteurs.

On envisage dans de futurs travaux l'implémentation de la stratégie développée dans une radio réelle afin de valider les performances obtenues dans les simulations réalisées. Pour ce faire, plusieurs considérations d'ordre technique doivent être résolues avant d'avoir une implémentation fonctionnelle. Il est aussi envisagé d'étendre la détection de signaux et d'écoute spectrale avec une version dite « hors ligne » afin de maximiser le potentiel de réutilisation des bandes de fréquences. L'utilisation d'un module cognitif avec une stratégie d'apprentissage et de résolution de problèmes pourrait s'avérer fort utile afin de modifier le comportement au gré des paramètres du canal et des résultats de l'écoute spectrale et de la détection de signal. Il serait également souhaitable d'évaluer les performances d'une telle stratégie lorsque plusieurs radios en font usage, car comme les résultats le démontrent, cette stratégie donne de bons résultats si l'environnement est prévisible, donc varie moins rapidement que la radio.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] *Joint Tactical Radio System (JTRS) Operational Requirements Document (ORD), Version 3.2, JROC Approved, JROCM 087-03*. rapport technique, Apr. 2003.
- [2] Adamy, D.: *EW 101 : A first course in electronic warfare*. Artech House Publishers, 2001.
- [3] Adamy, D.: *EW 102 : A second course in electronic warfare*. Artech House Publishers, 2004.
- [4] Akyildiz, I., Y. Altunbasak, F. Fekri et R. Sivakumar: *AdaptNet : an adaptive protocol suite for the next-generation wireless Internet*. Communications Magazine, IEEE, 42(3) :128 – 136, Mar. 2004, ISSN 0163-6804.
- [5] Arslan, H. et T. Yücek: *Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems (Signals and Communication Technology)*. Springer-Verlag New York, Inc., Secaucus, NJ, 2007.
- [6] Axell, E., G. Leus, E.G. Larsson et H.V. Poor: *Spectrum Sensing for Cognitive Radio : State-of-the-Art and Recent Advances*. Signal Processing Magazine, IEEE, 29(3) :101 –116, May 2012, ISSN 1053-5888.
- [7] BBN Technologies-XG Working Group and others: *XG Vision RFC V. 2.0*, 2004. http://www.ir.bbn.com/~ramanath/pdf/rfc_vision.pdf.
- [8] Cabric, D., S.M. Mishra et R.W. Brodersen: *Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios*. Dans *Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on*, tome 1, pages 772 – 776 Vol.1, 7-10 2004.
- [9] Cabric, D., A. Tkachenko et R.W. Brodersen: *Spectrum Sensing Measurements of Pilot, Energy, and Collaborative Detection*. Dans *Military Communications Conference, 2006. MILCOM 2006. IEEE*, pages 1 –7, Oct. 2006.
- [10] Cabric, Danijela, Artem Tkachenko et Robert W. Brodersen: *Experimental Study of Spectrum Sensing based on Energy Detection and Network Cooperation*. Dans *The 2nd Annual International Wireless Internet Conference (WICON)*. TAPAS Workshop, Aug. 2006. <http://php/pubs/pubs.php/186.html>.

- [11] Celebi, H., I. Guvenc, S. Gezici et H. Arslan: *Cognitive-Radio Systems for Spectrum, Location, and Environmental Awareness*. Antennas and Propagation Magazine, IEEE, 52(4) :41 –61, 2010, ISSN 1045-9243.
- [12] Celebi, Hasari et Huseyin Arslan: *Enabling location and environment awareness in cognitive radios*. Computer Communications, 31(6) :1114 – 1125, 2008, ISSN 0140-3664. <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TYP-4RM7MYT-2/2/7881bd813e2993962c837e096f99fc61>, Advanced Location-Based Services.
- [13] Chen, Ruiliang et Jung Min Park: *Ensuring Trustworthy Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks*. Dans *Networking Technologies for Software Defined Radio Networks, 2006. SDR '06.1st IEEE Workshop on*, pages 110 –119, 25-25 2006.
- [14] Cormio, Claudia et Kaushik R. Chowdhury: *A survey on MAC protocols for cognitive radio networks*. Ad Hoc Networks, 7(7) :1315 – 1329, 2009, ISSN 1570-8705. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1570870509000043>.
- [15] De, P. et Ying Chang Liang: *Blind Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Networks*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 57(5) :2834 –2842, Sept. 2008, ISSN 0018-9545.
- [16] Digham, F.F., M. S Alouini et M.K. Simon: *On the Energy Detection of Unknown Signals Over Fading Channels*. Communications, IEEE Transactions on, 55(1) :21 –24, Jan. 2007, ISSN 0090-6778.
- [17] Do, D. T.: *Performance Analysis of Suboptimal Spectrum Sensing Algorithm in Cognitive Networks*. American Journal of Signal Processing, 1(1) :12–16, 2011, ISSN 2165-9354.
- [18] Dobre, O.A., A. Abdi, Y. Bar-Ness et W. Su: *Survey of automatic modulation classification techniques : classical approaches and new trends*. Communications, IET, 1(2) :137 –156, Apr 2007, ISSN 1751-8628.
- [19] Federal Communications Commission *et al.*: *Cognitive Radio Technologies Proceeding (CRTP), ET Docket, no. 03-108*.
- [20] Federal Communications Commission *et al.*: *Mobile Broadband the benefits of additional spectrum*. OBI Technical Paper Series, (6) :7, 2010.
- [21] Federal Communications Commission, ET: *Docket No. 03-322, Notice of Proposed Rule Making and Order*, Dec. 2003.

- [22] Federal Communications Commission, ET: *Docket No. 03-108, Facilitating opportunities for flexible, efficient, and reliable spectrum use employing cognitive radio technologies*. FCC Report and Order, 2005.
- [23] Ganesan, G. et Li Ye: *Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio, Part II : Multiuser Networks*. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 6(6) :2214 –2222, Jun. 2007, ISSN 1536-1276.
- [24] Gardner, W.: *A Unifying View of Second-Order Measures of Quality for Signal Classification*. *Communications, IEEE Transactions on*, 28(6) :807 – 816, Jun. 1980, ISSN 0090-6778.
- [25] Gardner, William A., Antonio Napolitano et Luigi Paura: *Cyclostationarity : half a century of research*. *Signal Process.*, 86(4) :639–697, avril 2006, ISSN 0165-1684. <http://dx.doi.org/10.1016/j.sigpro.2005.06.016>.
- [26] Ghasemi, A. et E.S. Sousa: *Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments*. Dans *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on*, pages 131 – 136, 2005.
- [27] Gueguen, L. et B. Sayrac: *Sensing in cognitive radio channels : A theoretical perspective*. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 8(3) :1194 –1198, Mar 2009, ISSN 1536-1276.
- [28] Haykin, S.: *Cognitive radio : brain-empowered wireless communications*. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 23(2) :201 – 220, Feb. 2005, ISSN 0733-8716.
- [29] Hill, P.C.J., V.E. Comley et E.R. Adams: *Techniques for detecting and characterising covert communication signals*. Tome 3, pages 1361 –1365 vol.3, Nov. 1997.
- [30] Ikuma, T. et M. Naraghi-Pour: *A Comparison of Three Classes of Spectrum Sensing Techniques*. Dans *Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBE-COM 2008. IEEE*, pages 1 –5, Dec. 2008.
- [31] Kim, Hyoil et Kang G. Shin: *In-band spectrum sensing in cognitive radio networks : energy detection or feature detection ?* Dans *Proceedings of the 14th ACM international conference on Mobile computing and networking, MobiCom '08*, pages 14–25, New York, NY, USA, 2008. ACM, ISBN 978-1-60558-096-8. <http://doi.acm.org/10.1145/1409944.1409948>.

- [32] Kolodzy, P., I. Avoidance et S.U. Models: *Spectrum Policy Task Force*. Federal Commun. Comm., Washington, DC, Rep. ET Docket, 2002.
- [33] Lu Mingquan, Xiao Xianci, Li Leming: *Cyclic spectral features based modulation recognition*. Tome 2, pages 792 –795 vol.2, May 1996.
- [34] Mallat, S. G.: *Une exploration des signaux en ondelettes : Stéphane Mallat*. Éditions de l'École polytechnique, Palaiseau, France, 2000. <http://www.uqtr.ca/biblio/notice/tablemat/17006491TM.html>.
- [35] Mathur, Chetan N. et K. P. Subbalakshmi: *Digital Signatures for Centralized DSA Networks*. Dans *Consumer Communications and Networking Conference, 2007. CCNC 2007. 4th IEEE*, pages 1037 –1041, Jan. 2007.
- [36] Mitola, J., III: *Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications*. pages 3 –10, 1999.
- [37] Mitola, J.: *The software radio architecture*. Communications Magazine, IEEE, 33(5) :26 –38, May 1995, ISSN 0163-6804.
- [38] Mitola, J.: *Cognitive Radio : An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*. Doctor of Technology, Royal Institute of Technology, SE-164 40 Kista, Sweden, May 2000. http://www.it.kth.se/~maguire/jmitola/Mitola_Dissertation8_Integrated.pdf.
- [39] Mitola, J et G.Q. Jr. Maguire: *Cognitive radio : making software radios more personal*. Personal Communications, IEEE, 6(4) :13 –18, Aug 1999, ISSN 1070-9916.
- [40] Nagy, P.A.J.: *MODULATION CLASSIFICATION - AN UNIFIED VIEW*. Dans *EUSIPCO'96*, 1996.
- [41] Naraghi-Pour, M. et T. Ikuma: *Autocorrelation-Based Spectrum Sensing for Cognitive Radios*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 59(2) :718 –733, Feb. 2010, ISSN 0018-9545.
- [42] Nicholson, D.L.: *Spread spectrum signal design : LPE & AJ systems*. Electrical engineering communications and signal processing series. Computer Science Press, 1988, ISBN 9780881751024. <http://books.google.ca/books?id=PP5SAAAAMAAJ>.
- [43] Poisel, R.A.: *Introduction to communication electronic warfare systems*. Artech House, Inc., 2008, ISBN 978-1-59693-452-8.

- [44] Poor, H.V.: *An introduction to signal detection and estimation*. Springer-Verlag New York, Inc., 1994, ISBN 978-0387941738.
- [45] Proakis, J.G.: *Digital Communications Fourth Edition*. McGraw-Hill Companies, Inc., New York, NY, 2001.
- [46] Ramanathan, R. et C. Partridge: *Next Generation (XG) Architecture and Protocol Development (XAP)*. rapport technique, DTIC Document, 2005.
- [47] Sahai, A, N. Hoven et R. Tandra: *Some fundamental limits on cognitive radio*. Dans *Proceedings of the Forty-second Allerton Conference on Communication, Control, and Computing held in Monticello, IL, USA*, pages 131–136, 2005.
- [48] Shankar, N.S., C. Cordeiro et K. Challapali: *Spectrum agile radios : utilization and sensing architectures*. Dans *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pages 160 –169, Nov. 2005.
- [49] Su, Hang et Xi Zhang: *Opportunistic Energy-Aware Channel Sensing Schemes for Dynamic Spectrum Access Networks*. Dans *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 IEEE*, pages 1 –5, Dec. 2010.
- [50] Tandra, R. et A. Sahai: *Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty*. Dans *Wireless Networks, Communications and Mobile Computing, 2005 International Conference on*, tome 1, pages 464 – 469 vol.1, 13-16 2005.
- [51] Tandra, R. et A. Sahai: *Overcoming SNR walls through macroscale features*. Dans *46th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*, pages 583 –590, Sept. 2008.
- [52] Tandra, R. et A. Sahai: *SNR Walls for Signal Detection*. *Selected Topics in Signal Processing*, IEEE Journal of, 2(1) :4 –17, Feb. 2008, ISSN 1932-4553.
- [53] Thingsrud Øyvind: *DRFM-Modulator for HRR-Jamming*. Dans *SET Symposium on Target Identification and Recognition Using RF Systems*, tome RTO-MP-SET-080-P7, page 7, 1-13 Oct 2004.
- [54] Urkowitz, H.: *Energy detection of unknown deterministic signals*. *Proceedings of the IEEE*, 55(4) :523 – 531, Apr 1967, ISSN 0018-9219.
- [55] Vardoulas, G., J. Faroughi-Esfahani, G. Clemo et R. Haines: *Blind radio access technology discovery and monitoring for software defined radio communication systems : problems and techniques*. pages 306 –310, 2001.

- [56] Wang, Peng, Limin Xiao, Shidong Zhou et Jing Wang: *Optimization of Detection Time for Channel Efficiency in Cognitive Radio Systems*. Dans *Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007. IEEE*, pages 111 –115, Mar 2007.
- [57] Yucek, T. et H. Arslan: *A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications*. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, 11(1) :116 –130, Quarter 2009, ISSN 1553-877X.
- [58] Zeng, Yonghong et Ying Chang Liang: *Spectrum-Sensing Algorithms for Cognitive Radio Based on Statistical Covariances*. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 58(4) :1804 –1815, May 2009, ISSN 0018-9545.
- [59] Zhao, Qing et B.M. Sadler: *A Survey of Dynamic Spectrum Access*. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 24(3) :79 –89, May 2007, ISSN 1053-5888.