



HAL
open science

Etude d'un réseau de capteurs environnementaux en bande ISM

Anthony Millot

► **To cite this version:**

Anthony Millot. Etude d'un réseau de capteurs environnementaux en bande ISM. Autre. Université d'Orléans, 2010. Français. NNT : 2010ORLE2014 . tel-00573695

HAL Id: tel-00573695

<https://theses.hal.science/tel-00573695v1>

Submitted on 4 Mar 2011

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

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

**ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES ET TECHNOLOGIES
INSTITUT PRISME**

THÈSE présentée par :

Anthony MILLOT

soutenue le : **30 juin 2010**

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université d'Orléans**

Discipline/ Spécialité : **Traitement du signal et des images**

**Etude d'un réseau de capteurs
environnementaux en bande ISM**

THÈSE dirigée par :

M. Christophe LEGER Professeur, Université d'Orléans – Directeur de thèse

RAPPORTEURS :

M. Gérard JACQUET Professeur, Université de St Etienne

M. Yves LACROIX Professeur, ISTV, Université de Toulon

JURY :

M. Gérard JACQUET Professeur, Université de St Etienne - Président du jury

M. Jean-Philippe GHESTEM Ingénieur, BRGM, Orléans

M. Christophe ALAYRAC Ingénieur, ATCOM Télémétrie, Chécy

M. Christophe LEGER Professeur, Université d'Orléans

M. Rodolphe WEBER Maître de conférences, Université d'Orléans

Table des matières

1	Introduction	11
2	Etude du contexte et définition du cahier des charges	15
2.1	Cahier des charges	15
2.2	Etude du canal de transmission	16
2.2.1	La bande ISM à 433 MHz	16
2.2.2	Propagation des ondes radiofréquences	17
2.2.3	Système d'analyse de la bande ISM	21
2.2.4	Modèle de canal de transmission	23
2.2.5	Caractérisation de la bande	25
2.3	Choix du type de modulation	37
2.3.1	Définitions	38
2.3.2	Modulation par déplacement d'amplitude	39
2.3.3	Modulation par déplacement de fréquence	39
2.3.4	Modulation par déplacement de phase	39
2.3.5	Les critères de choix d'une modulation	39
2.3.6	Modulation retenue	41
2.4	Méthode d'accès	42
2.4.1	FDMA	42
2.4.2	TDMA	42
2.4.3	CDMA	42
2.4.4	Méthode d'accès retenue	42
2.5	Définition de l'architecture du réseau	43
2.6	Conclusion	44
3	Etude et développement du prototype	47
3.1	Test de performance de composant RF pour la transmission longue distance	47
3.1.1	Emission	48

Table des matières

3.1.2	Réception	50
3.1.3	Résultats	52
3.1.4	Conclusion.....	54
3.2	Développement d'un prototype du réseau.....	54
3.2.1	L'ensemble sonde-émetteur	54
3.2.2	La station relais	59
3.2.3	Le récepteur central.....	60
3.2.4	Le logiciel PC.....	75
3.3	Conclusion	76
4	Concept de récepteur	79
4.1	Introduction	79
4.1.1	Caractéristiques de notre système.....	79
4.1.2	Modèle de réseau d'antennes.....	81
4.1.3	Le concept proposé	83
4.2	Changement de fréquence.....	84
4.3	Détection	84
4.3.1	Détection de puissance	84
4.3.2	Détection cyclostationnaire.....	87
4.3.3	Simulation.....	95
4.3.4	Implantation.....	103
4.4	Filtrage spatial.....	104
4.5	Démodulation	107
4.6	Conclusion	108
5	Conclusion et perspectives	109
A.	Fonctions d'autocorrelation cycliques et cycliques conjuguées appliquées à la modulation BPSK.....	111

Table des illustrations

Figure 1 : Illustration des différents phénomènes physiques perturbant la propagation d'un signal radiofréquence.....	17
Figure 2 : Atténuation théorique en champ libre en fonction de la distance	18
Figure 3 : Effet de l'atténuation en champ libre. Puissance théorique reçue en fonction de la distance pour une puissance d'émission de 10mW à 433 MHz	19
Figure 4 : Premier ellipsoïde de Fresnel entre un émetteur E et un récepteur R distant de D	20
Figure 5 : Sites d'installation des antennes : émission à gauche et réception à droite.	21
Figure 6 : Vue aérienne des deux sites utilisés pour implanter notre système d'essai. (Image Google Earth)	22
Figure 7 : Zone de Fresnel pour notre système d'essai (bleu) avec le relief entre l'émetteur et le récepteur (vert). Mesures réalisées avec Google Earth.	23
Figure 8 : Modèle de canal AWGN.....	23
Figure 9 : Représentation du modèle complet de canal avec trajets multiples	25
Figure 10 : Analyse des puissances maximums reçues pendant une observation de 1h20 sur l'ensemble de la bande ISM sur le site d'observation n°1 (Université d'Orléans le 16/01/2008 à 15h15)	26
Figure 11 : Analyse des puissances maximums reçues pendant une observation de 1h20 sur l'ensemble de la bande ISM sur le site d'observation n°2 (ATCOM Télémétrie [Chécy] le 15/04/2009 à 11h58).....	27
Figure 12 : Banc de mesure	28
Figure 13 : Traitements numériques pour le banc de mesure (Fe désigne la fréquence d'échantillonnage).....	29
Figure 14 : Réponse fréquentielle du filtre équivalent aux 3 filtres. La fréquence d'échantillonnage est de 19,531 kHz.....	30
Figure 15 : Différentes étapes de l'algorithme de détection des brouilleurs. (a- Plan temps fréquence initial, b- plan t-f après seuillage, c- brouilleur continu repéré, d- suppression des points associés à ce brouilleur).	31
Figure 16 : Exemple de résultats de recherche de brouilleurs sur un plan temps-fréquence. Chaque brouilleur est identifié par un rectangle et numéroté.	32
Figure 17 : Exemple d'histogramme réalisé à partir de l'acquisition n°3	35

Table des illustrations

Figure 18 : Pourcentage d'occupation de la bande par les brouilleurs sur environ une journée (pour l'essai n°6).....	36
Figure 19 : Différents types de brouilleurs rencontrés. L'abscisse correspond au temps relatif en seconde et l'ordonnée correspond aux fréquences en MHz.	37
Figure 20 : Taux d'erreurs théoriques de différentes modulations binaires, en fonction du rapport signal sur bruit (E_b/N_0), dans le cas de démodulations cohérentes, sur un canal à bruit blanc additif gaussien.	41
Figure 21 : Les différents constituants du réseau.....	43
Figure 22 : Topologie du réseau.....	44
Figure 23 : Carte d'évaluation du composant.....	48
Figure 24 : L'ensemble émetteur.....	48
Figure 25 : Exemple de trame. Valeurs hexadécimales des octets contenus dans une trame (préambule en bleu, mot de synchronisation en rouge, numéro de trame en vert et données « aléatoires » en magenta)	50
Figure 26 : l'ensemble de réception.....	51
Figure 27 : Courbes représentant le pourcentage de trames reçues sans erreur en fonction de la distance simulée, pour les différents essais effectués.....	54
Figure 28 : Structure de l'émetteur.....	56
Figure 29 : Photos du matériel développé pour les émetteurs et les stations relais	56
Figure 30 : La Sonde Aqua50 et ses caractéristiques techniques.....	57
Figure 31 : Interface UART SDI12.....	58
Figure 32 : Description simplifiée du programme du microcontrôleur.....	59
Figure 33 : Description matérielle du récepteur.....	61
Figure 34 : Diagramme de rayonnement des antennes YAGI R 70-10/h (avec les antennes installées en polarisation verticale)	62
Figure 35 : Représentation fonctionnel du mélangeur AD608.....	63
Figure 36 : Schéma et gain du montage amplificateur.....	64
Figure 37 : La carte d'acquisition [XDSP]	65
Figure 38 : Briques logicielles constituant le récepteur radio.....	66
Figure 39 : démodulateur complexe.....	67

Figure 40 : Démodulateur complexe : composant VHDL.	68
Figure 41 : Simulation de l'algorithme d'estimation de phase pour la boucle de Costas avec un déphasage 90°.....	69
Figure 42 : Estimation de phase : composant VHDL.....	70
Figure 43 : Correction de phase : composant VHDL.....	71
Figure 44 : Simulations de l'algorithme de Gardner. A gauche : algorithme en cours de synchronisation. A droite : algorithme synchronisé. Signal démodulé (rouge), instants de transition (noir), instants de décision (bleu).	72
Figure 45 : Récupération de rythme : composant VHDL.....	72
Figure 46 : Format de la trame.....	73
Figure 47 : Représentation d'une trame UART.....	74
Figure 48 : Résumé des ressources utilisées fourni par l'outil ISE.....	75
Figure 49 : Interface graphique du logiciel.....	76
Figure 50 : Description du concept proposé.....	83
Figure 51 : Spectre de la fonction d'autocorrelation cyclique (haut) et cyclique conjuguée (bas) d'un signal BPSK modulé. Le filtre de mise en forme $h(t)$ est de type rectangulaire. Le spectre est non-nul pour les fréquences cyclique $\alpha=l/T_{sym}$ ($l \in \mathbb{Z}$) dans le cas cyclique et $\alpha=2fo+l/T_{sym}$ dans le cas conjugué.	90
Figure 52 : Réponse impulsionnelle et fonction d'autocorrélation cyclique de différents filtres de mise en forme pour différentes valeurs de τ . Les cercles rouges correspondent aux positions des fréquences cycliques liées au baudrate de la modulation, ici 1/8.....	92
Figure 53 : Scenario 1. Comparaison des performances des détecteurs sans brouilleur et avec un bruit calibré pour deux valeurs de SNR.	98
Figure 54 : Deuxième scenario. Comparaison des performances des détecteurs en présence d'un brouilleur pour un bruit calibré, N étant fixé à 8192 points. Les trois groupes de courbes correspondent aux trois SNR précisés sur la droite.	99
Figure 55 : Troisième scenario. Comparaison des performances des détecteurs en l'absence de brouilleur et pour un bruit non-calibré fluctuant entre 0% et 20%, N étant fixé à 8192 points. Les trois groupes de courbes correspondent aux trois SNR précisés sur la droite.	100
Figure 56 : Quatrième scenario. Comparaison des détecteurs de Frobenius cyclique sur R et sur $\text{diag}(R)$ pour SNR bruit seul de 8 dB et une fluctuation du bruit de 10%. Les courbes continues utilisent la fréquence cyclique $1/T_{sym}$. Les courbes en	

Table des illustrations

pointillé exploitent la fréquence cyclique $2f_0$. Les six groupes de courbes correspondent aux six valeurs de N précisées sur la droite..... 102

Figure 57 : Implantation du détecteur de Frobenius à partir de la matrice de corrélation cyclique..... 104

Figure 58 : Illustration du filtrage spatial. Représentation d'un réseau linéaire de M antennes espacée d'une distance fixe d. Le signal provenant de la source arrive sur le réseau avec un angle θ_1 106

Figure 59 : Simulation d'un réseau linéaire de 8 antennes omnidirectionnelles en présence de deux brouilleurs. Le rapport signal sur bruit+brouilleur initial est de -23dB. (a) diagrammes de rayonnement du réseau. La direction d'arrivée (DOA) de la station relais est représentée par un cercle, la DOA des brouilleurs par une croix. (b) Représentation temporelle et fréquentielle du signal reçu après focalisation du réseau dans la direction de la station relais. Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes est donné par la courbe (- .) Les brouilleurs masque complètement le signal d'intérêt. (c) Représentation temporelle et fréquentielle du signal reçu après focalisation du réseau dans DOA de la station relais et annulation (nulling) de la DOA des brouilleurs. Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes est donné par la courbe (-). La méthode de Capon a été utilisée pour annuler la DOA des brouilleurs. Le train binaire émis par la station relais est parfaitement récupéré. 107

Table des tableaux

Tableau 1: Tableau récapitulatif des caractéristiques des filtres	29
Tableau 2 : Statistiques sur les différentes acquisitions	33
Tableau 3 : Comparaison des différentes modulations binaires	40
Tableau 4 : Puissance du signal émis pour chaque distance simulée.....	49
Tableau 5 : Paramètres du signal reçu pour chaque distance simulée	51
Tableau 6 : Récapitulatif des résultats des essais sur canal réel	52
Tableau 7 : Caractéristiques de l'amplificateur SP-7000	62

Sigles et abréviations

AWGN	Additif White Gaussian Noise
BER (TEB)	Bit Error Rate (Taux d'Erreurs par Bit)
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Acces
FDMA	Frequency-Division Multiple Acces
FPGA	Field Programmable Gate Array
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial Scientific & Medical
RF	Radio frequency (Radio fréquence)
SNR	Signal to Noise Ratio
TDMA	Time-Division Multiple Acces
UHF	Ultra High Frequency
VHDL	VHSIC Hardware Description Language

Chapitre 1

Introduction

Le suivi de la qualité des eaux souterraines est une problématique majeure qui s'inscrit directement dans les préoccupations écologiques actuelles. Dans cette optique, la Directive-Cadre Européenne sur l'Eau (2000/60/CE) [Dir00] fixe aux états membres un objectif d'atteinte du bon état de leurs masses d'eau en 2015. Cet objectif nécessite la mise en place de nombreux programmes de surveillance environnementale. L'acquisition des données pour ces programmes se fait classiquement par la réalisation de campagnes d'échantillonnage des masses d'eau puis d'analyses en laboratoire. Ces programmes sont coûteux et de ce fait leur fréquence doit être limitée.

Depuis quelques années, se développent des outils alternatifs de surveillance qui permettent de suivre soit en continu soit de façon semi continue l'état des masses d'eau. Parmi ces outils, citons le développement d'échantillonneurs passifs [Gou09] [Est08] (systèmes introduits directement dans le milieu pendant des périodes variées et qui captent les polluants à analyser en les pré-concentrant) et également la mise au point de capteurs spécifiques de certains polluants qui permettent l'enregistrement en continu des concentrations. Le problème de ces techniques reste le transfert des informations.

La thèse se propose d'étudier la faisabilité d'un réseau de capteurs environnementaux dédié à la surveillance des eaux souterraines dans le cadre d'une collaboration avec le BRGM (Bureau de recherches géologiques et minières). En effet, le BRGM, qui est en charge de l'étude et du suivi de la qualité des eaux souterraines en France, ne dispose pas d'outils permettant de mettre en réseau ses capteurs pour transmettre les mesures collectées en temps réel.

Parmi les systèmes de surveillance alternatifs possibles, l'utilisation des réseaux de capteurs sans fil semble très prometteuse [Yic08] [Aky02].

Les réseaux de capteurs sans fil sont constitués de système électroniques autonomes appelés « nœuds », gérant à la fois l'acquisition des mesures et la transmission radiofréquence des données.

Les récentes avancées technologiques, en matière de microélectronique et de communication sans fil, ont permis le développement, à moindre coût, de nœuds de réseau miniatures, à faible consommation et capable de communiquer sans fil sur de courtes distances, typiquement quelques centaines de mètres [Har06] [Sze04]. Ces nœuds sont dotés d'intelligence leur permettant d'intégrer dynamiquement le réseau. Ces réseaux ad hoc deviennent donc capables de s'auto-configurer dynamiquement et d'adapter le routage de l'information en fonction de l'apparition ou la disparition d'un nœud [Chl03] [Aky04] [Al-K04]. Avec la miniaturisation des nœuds, la gestion de l'énergie est une préoccupation importante afin d'assurer une forte autonomie au réseau [Rod99] [Mar05] [Ana09] [Mat08]. Des protocoles de communications standards, faibles consommations, ont d'ailleurs été définis pour répondre à ces contraintes énergétiques, notamment le 802.15.4 et le Zigbee [Bar07].

Il existe différentes méthodes pour transmettre les données d'un réseau de capteurs sans fil [Fla09]. Tout d'abord, utiliser un réseau existant, notamment les réseaux de téléphonie mobile. Ainsi, dans [Cap10], un système de surveillance de l'eau douce y est décrit. Pour ce système, les communications sont assurées dans un premier temps par un réseau sans fil propriétaire puis par un réseau de téléphonie mobile (GSM ou GPRS). Leur avantage est de permettre une transmission fiable de l'information sur de grandes distances, mais leur utilisation a un coût non négligeable et ce type de réseau n'est pas accessible dans tous les pays. Pour toutes ces raisons, cette possibilité n'a pas été retenue pour notre étude.

Une seconde possibilité est la création d'un réseau entièrement propriétaire en utilisant une bande de fréquence libre de droits, typiquement les bandes ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale) allant de 40 MHz à 2,4 GHz. Ce choix est largement utilisé pour ce type de réseau. C'est notamment le cas dans [Lop09], où le réseau, basé sur un composant à 2,4 GHz utilisant le protocole IEEE 802.15.4, est utilisé pour l'agriculture de précision. Egalement dans [Doo05], où un système de surveillance de feu de forêt permet de localiser les départs de feu. Dans [Wil07], le système expérimenté est basé sur l'architecture Mica 2 de Berkeley, accompagné d'un émetteur-récepteur basse fréquence (40 MHz).

Dans ces différents cas, le réseau de capteurs est développé pour une utilisation dans des zones extra urbaines, éloignées de l'activité humaine. Ainsi, pas ou peu d'interférences radiofréquences sont présentes durant les transmissions. Cependant, l'inconvénient majeur de ces bandes libres est bien la présence de transmissions parasites générées par les autres utilisateurs de la bande [Xu07]. Ces perturbations sont faibles lorsque l'on se situe loin de l'activité humaine (ex. en pleine campagne) mais elles deviennent très néfastes pour les communications dès que l'on s'approche des zones urbaines. La prise en compte de ces interférences devient

donc indispensable dans les zones urbaines ou périurbaines. Or notre réseau a vocation à être installé en zone périurbaine.

Une seconde difficulté, pour ce type de réseau, est la réalisation de transmission sur grande distance. En effet, dans notre cas, la distance entre les forages, où sont situés les capteurs, et le lieu de stockage des données peut atteindre plusieurs dizaines de kilomètres. Or, rares sont les nœuds actuels offrant la capacité de transmettre les données sur une grande distance (>10km) en bande libre. En effet, un tableau récapitulatif des nœuds prototypes existant, présenté dans [Lyn06], annonce des portées allant de 10m à 500m. Du côté des systèmes commerciaux, on prendra pour exemple les produits MICA (développés par Crossbow¹), fréquemment cités dans les recherches [Bok06] [Doo05]. Leurs produits MICA2DOT et MICA2 permettent respectivement une transmission jusqu'à 300 m et 150 m. La majorité des nœuds actuels ne transmet donc que sur quelques centaines de mètres.

Néanmoins, dans [Wil06] et [Wil07], Willis propose un réseau de capteurs adapté aux longues distances et basé sur des nœuds transmettant dans une bande de fréquence allant de 40,66 MHz à 41 MHz avec une puissance d'émission de 1 Watt. Il parvient dans ces conditions à transmettre sur une distance 13,2 km en milieu rural (en Australie). Il faut cependant noter qu'il serait impossible d'obtenir les mêmes performances en France (Europe), car, dans cette bande de fréquences, la réglementation limite la puissance d'émission à 10 mW [ANF08].

La mise en place d'un réseau de capteurs sans fil, en bande ISM, avec des communications longues distances et en présence d'interférences, reste donc un défi technologique important.

La thèse étudiera donc la faisabilité d'un réseau de capteurs environnementaux. Et plus particulièrement la transmission de données sur grande distance (>10km) en bande libre, afin de proposer une solution exploitable en présence d'interférences radiofréquences (brouilleurs). Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet industriel avec la société ATCOM Télémétrie (contrat CIFRE).

Ce manuscrit présente les différentes études et réalisations relatives à ce projet. Il s'articule autour de trois chapitres.

Le premier chapitre présente, tout d'abord, le cahier des charges du projet. Ensuite, nous décrivons les spécificités du canal de transmission (la bande ISM 433 MHz) ainsi que les mécanismes de propagation des ondes radiofréquences. Une étude détaillée des transmissions parasites polluant ce canal est également présentée. Tout ceci nous permet de terminer ce chapitre en présentant l'architecture retenue pour ce réseau.

Le second chapitre décrit les performances des transmissions de données dans cette bande. Un composant radiofréquence (RF), créé pour transmettre des données

¹ <http://www.xbow.com/>

en bande ISM, y est testé. La fin de ce chapitre est consacrée au prototype de réseau développé spécifiquement dans le cadre de cette thèse. Cependant la limitation des performances en conditions réelles (présence de brouilleurs) ont montré la nécessité d'envisager une autre approche.

Ainsi, le dernier chapitre présente un concept de récepteur basé sur un réseau d'antennes phasé. L'idée étant de stocker les signaux reçus par les antennes afin de réaliser des traitements en temps différé. Pour cela, nous étudions différents algorithmes de détection de signal. Un exemple de filtrage spatial permet d'illustrer l'intérêt d'une telle approche.

Ce manuscrit se termine par la conclusion de cette thèse qui inclut les futurs travaux et les perspectives.

Chapitre 2

Etude du contexte et définition du cahier des charges

Nous débuterons ce chapitre par une présentation du cahier des charges associé au projet de réseau de capteurs, puis nous étudierons les caractéristiques du canal de transmission. La dernière partie de ce chapitre dévoilera l'architecture du réseau.

2.1 Cahier des charges

Le projet industriel dans lequel évolue cette thèse vise à mettre en réseau des capteurs (sondes multi-paramètres) dédiés à la mesure de paramètres physicochimiques des eaux souterraines. L'objectif est de permettre aux mesures réalisées par ces capteurs d'être transmises par ondes radio (sans fil), en temps réel, aux personnes chargées de les analyser. Un grand nombre de mesures pourront ainsi être collectées, tout en limitant les déplacements sur site.

Pour ce projet, les mesures doivent être faites directement dans les forages (pas de prélèvement) à l'aide de sondes spécifiques. Le suivi des paramètres physicochimiques de l'eau ne nécessite pas un échantillonnage très rapide. En pratique, réaliser une mesure par jour est tout à fait suffisant. La quantité de données à transmettre par jour est donc très faible (~1kbits/s). L'objectif est de pouvoir collecter les mesures des forages situés dans un rayon de plusieurs dizaines de kilomètres. Pour cela, il faut mettre en place un réseau capable de transmettre ces informations sur une telle distance.

Les capteurs et émetteurs radio devront être autonomes en énergie (utilisation de batteries). Une autonomie minimum d'une année est souhaitable, toujours dans le souci de limiter les interventions sur site.

Afin de limiter les coûts d'exploitation de ce réseau, les communications radio se feront dans une bande de fréquences libre de droits. La bande retenue par l'industriel est la bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale) à 433 MHz.

Ce choix peut se justifier de la manière suivante. Pour les fréquences supérieures, il existe notamment des bandes libres à 869 MHz ou 2,4 GHz, l'atténuation du signal avec la distance y est plus forte. Même s'il existe un canal à 868 MHz qui permet une puissance d'émission à 500 mW (au lieu des 10mW à 433 MHz), augmenter la puissance d'émission pénaliserait l'autonomie du système. Pour les fréquences plus basses, la bande inférieure disponible est à 40,68 MHz. Le problème est qu'à cette fréquence les antennes sont beaucoup plus grandes (ex. 1,84 m pour une antenne quart d'onde au lieu de 17 cm à 433 MHz). Cela augmente donc fortement la taille du système, ce qui n'est pas souhaité. Le système doit rester discret et s'intégrer dans son environnement.

La section suivante sera donc consacrée à l'étude de la bande ISM à 433 MHz.

2.2 Etude du canal de transmission

Le point critique de ce projet est de réussir à réaliser une transmission de données dans la bande ISM à 433 MHz, sur plusieurs dizaines de kilomètres (idéalement 40 km). Le point positif est que le débit des données est faible (~1kbits/s). Pour parvenir à ce résultat, nous allons tout d'abord étudier le canal radiofréquence utilisé pour cette transmission.

2.2.1 La bande ISM à 433 MHz

Les bandes ISM sont des bandes de fréquences dont l'utilisation est gratuite et ne nécessite pas d'autorisation. Elles sont cependant réglementées au niveau de la puissance d'émission maximum des équipements, de la largeur du canal utilisée par ceux-ci ou même de la durée d'utilisation. Il existe plusieurs bandes de fréquences disponibles, pour des équipements non spécifiques, allant de 6,7 kHz à plus de 24 GHz.

La bande ISM 433 MHz s'étend de 433,05 MHz à 434,79 MHz (433,92 MHz \pm 0,2%), soit une largeur de 1,74 MHz. Pour ces fréquences, la réglementation limite la puissance d'émission à 10 mW p.a.r (puissance apparente rayonnée) mais n'impose pas de largeur de canal [ANF08]. En général, elle est utilisée pour réaliser des liaisons de faible débit sur de courtes distances, quelques centaines de mètres maximum. Citons notamment les télécommandes de voiture, les télécommandes portail, thermomètres d'extérieur... Tous ces équipements représentent donc des transmissions parasites qui diminuent la qualité des transmissions radio dans cette bande. Ceci est d'autant plus vrai que nous cherchons à réaliser une transmission de données sur une longue distance.

2.2.2 Propagation des ondes radiofréquences

Pour parvenir à transmettre un signal radiofréquence sur plusieurs dizaines de kilomètres, une analyse de la propagation du signal semble nécessaire. Nous allons maintenant étudier les différents phénomènes, liés au mode de propagation du signal, susceptibles de limiter les performances de notre système en dégradant la qualité du signal radiofréquence reçu.

2.2.2.1 La propagation du signal

Il existe trois façons pour une onde de se propager entre un émetteur et un récepteur situés sur terre : à la surface de la terre (onde de sol), dans la basse atmosphère (onde directe) ou par réflexion sur l'ionosphère, une région de l'atmosphère terrestre (onde d'espace). Dans le cas de notre transmission en bande UHF (433 MHz), la propagation de l'onde se fait dans la basse atmosphère [Com97]. Dans ce mode de propagation, il existe différents phénomènes physiques susceptibles de modifier le signal radiofréquence. Ceux-ci sont décrits dans les paragraphes suivants et illustrés dans la Figure 1.

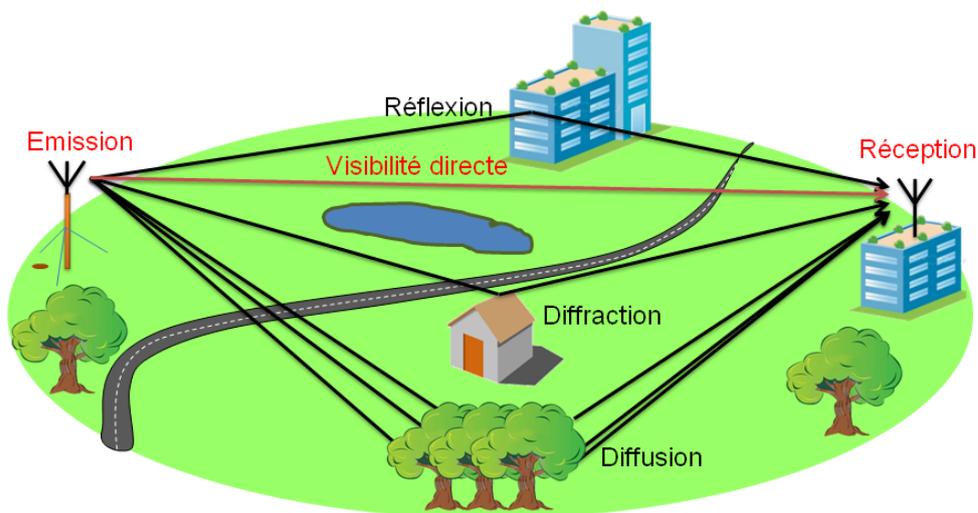


Figure 1 : Illustration des différents phénomènes physiques perturbant la propagation d'un signal radiofréquence

Les pertes en espace libre

Il s'agit de l'affaiblissement que subit l'onde lorsqu'elle se propage en ligne droite entre l'émetteur et le récepteur sans rencontrer d'obstacle ou autre perturbation.

Considérons un système de télécommunication muni à l'émission d'une antenne à gain G_e , alimenté par une puissance P_e et à la réception une antenne de gain G_r à une distance d .

La puissance reçue à cette distance d est donnée par l'équation des télécommunications [Com97]:

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1)$$

et l'atténuation de propagation est définie par

$$A = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2)$$

soit en décibel

$$A_{dB} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (3)$$

La Figure 2 illustre l'équation de l'atténuation de propagation.

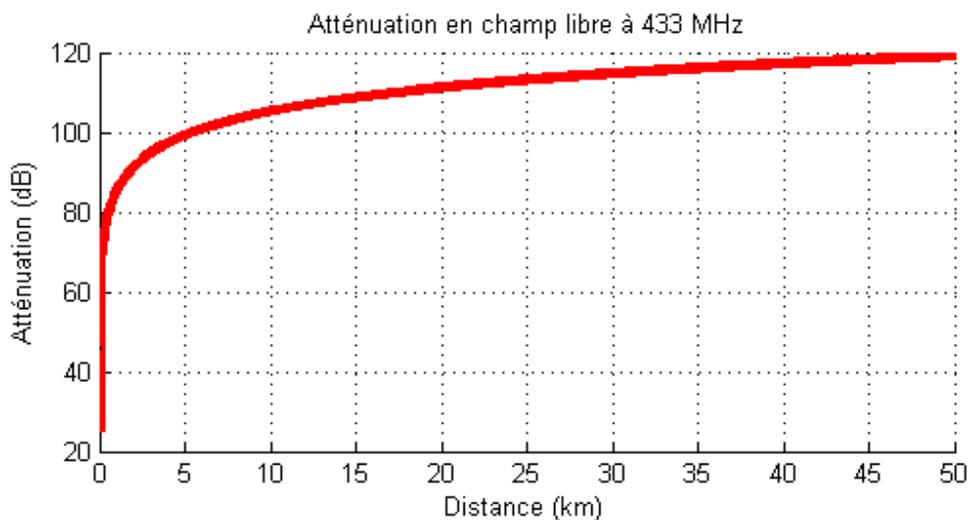


Figure 2 : Atténuation théorique en champ libre en fonction de la distance

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la puissance maximum autorisée pour une transmission à 433 MHz est de 10 mW, soit 10 dBm. Il est donc possible de déterminer la puissance du signal à une distance donnée en prenant en compte cette atténuation. La Figure 3 nous montre qu'avec une distance entre émetteur et récepteur de 40 km, la puissance du signal reçu n'est plus que de -107 dBm ($20 \cdot 10^{-12}$ mW). En comparaison, la sensibilité des récepteurs RF en vente actuellement est de l'ordre de -115 dBm pour un taux d'erreurs de 10^{-3} . On peut citer comme exemple le composant CC1020² de Texas Instruments qui annonce une sensibilité maximum de -118 dBm ou le TRC105 de la société RFM³ avec -112 dBm, toujours pour un taux d'erreurs de 10^{-3} .

² CC1020: Single-Chip FSK/OOK CMOS RF Transceiver for Narrowband Apps in 402-470 and 804-940 MHz Range: <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/cc1020.html>

³ TRC105 : http://www.rfm.com/products/spec_sheet.php?record=TRC105

La seule prise en compte des pertes en espace libre montre que l'atténuation du signal sur 40 km est forte mais que la puissance du signal reçu est toujours suffisante pour avoir une réception fiable des données, sans même nécessiter d'amplification. Malheureusement, le signal transmis ne subit pas uniquement l'atténuation de propagation, comme vont le montrer les paragraphes suivants.

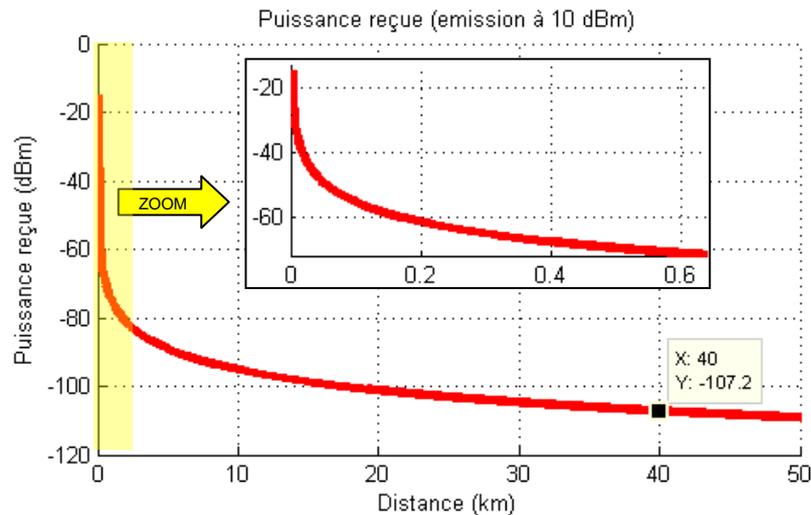


Figure 3 : Effet de l'atténuation en champ libre. Puissance théorique reçue en fonction de la distance pour une puissance d'émission de 10mW à 433 MHz

La réflexion

La réflexion se produit lorsque le signal rencontre une surface comme le sol, l'eau ou un objet volumineux. Cela a pour effet la création de chemin multiple de propagation. Chaque signal arrivant sur le récepteur a donc une amplitude et une phase différente ce qui dégrade les performances de celui-ci.

La diffraction

Lorsqu'une onde rencontre un obstacle de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde, celle-ci est dispersée et atténuée par l'extrémité de l'obstacle dans différentes directions.

La réfraction

Une onde radio se propageant à la surface de la terre suit une trajectoire courbe en raison de la variation de l'indice de réfraction de l'atmosphère.

L'absorption atmosphérique

L'absorption est l'amortissement des ondes électromagnétiques par le milieu de propagation. L'absorption atmosphérique est due aux interactions entre les ondes électromagnétiques et les composants de l'atmosphère : les gaz, les gouttes d'eau, les poussières... Ce type d'absorptions est à prendre en compte pour des transmissions à des fréquences de plusieurs GigaHertz mais ces effets sont négligeables dans la bande UHF qui nous concerne [Vou99].

Effet de la végétation

Un signal radiofréquence traversant de la végétation, comme une forêt, subit une atténuation à cause de la diffusion de l'onde. Cette atténuation est d'autant plus forte que la fréquence du signal augmente.

Selon un rapport de l'union internationale des télécommunications [ITU07], l'atténuation occasionnée par la traversée d'une forêt est de l'ordre de 0,05 dB/m à 200 MHz, 0,1 dB/m à 500 MHz, 0,2 dB/m à 1 GHz, 0,3 dB/m à 2 GHz et 0,4 dB/m à 3 GHz. La porteuse de notre signal est à 433 MHz, la traversée d'une forêt engendre donc une atténuation proche de 0,1 dB/m.

2.2.2.2 Critère d'une transmission en espace libre

Une transmission est considérée en espace libre lorsqu'une certaine zone, appelée le premier ellipsoïde de Fresnel, autour de la ligne directe entre l'émetteur et le récepteur est dégagée (sans obstacle). Ainsi tout obstacle se trouvant à l'extérieur de cet ellipsoïde n'aura pratiquement aucune influence sur l'onde directe reçue par l'antenne de réception. Par contre, si des obstacles sont présents à l'intérieur de cet espace, ceux-ci provoqueront une atténuation supplémentaire par rapport à la propagation en espace libre.

On peut retrouver, sur la Figure 4, la représentation du premier ellipsoïde de Fresnel.

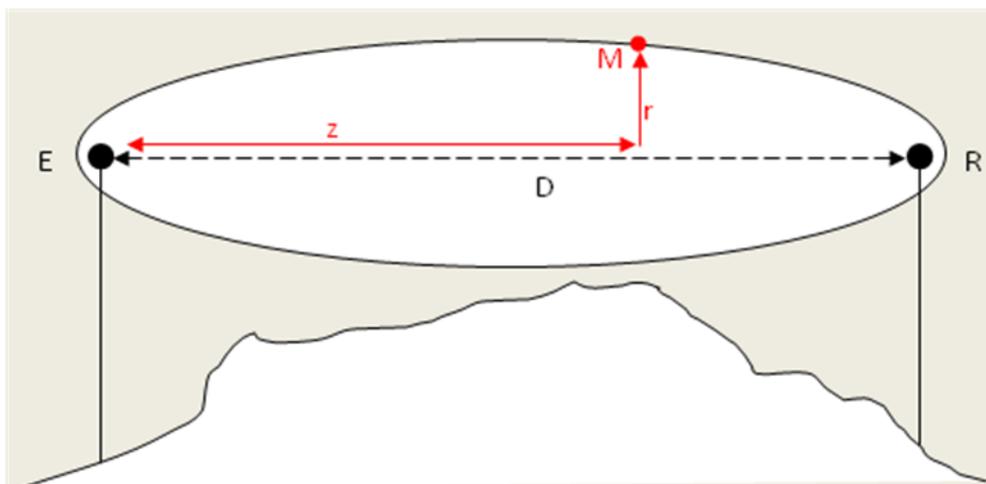


Figure 4 : Premier ellipsoïde de Fresnel entre un émetteur E et un récepteur R distant de D

Le rayon r de cet ellipsoïde au point M, éloigné d'une distance z de l'émetteur, est donné par la formule suivante :

$$r = \sqrt{\lambda z \left(1 - \frac{z}{D}\right)} \quad (4)$$

où λ est la longueur d'onde du signal.

2.2.3 Système d'analyse de la bande ISM

Pour pouvoir analyser la bande ISM et réaliser des essais de transmission sur longue distance, nous avons mis en place un système de transmission radio entre la société ATCOM Télémétrie (Chécy) et le laboratoire (université d'Orléans).

Pour l'émission du signal, située à Chécy, nous avons installé une antenne omnidirectionnelle sur un mât de 16 m. Elle est reliée à un émetteur RF capable de fournir une puissance ajustable jusqu'à 10 mW dans la bande ISM 433 MHz. En réception, deux antennes YAGI, reliées à des amplificateurs faibles bruits, sont positionnées sur un mât de 4 m sur le toit du bâtiment où se situe le laboratoire (cf. Figure 5). Les deux sites sont distants de 10 km.



Figure 5 : Sites d'installation des antennes : émission à gauche et réception à droite.

Pour ce type de transmission, il est très difficile de réaliser une transmission en espace libre. En effet, pour notre système (Figure 6), dont la fréquence est de 433 MHz et émettant sur une distance de 10 km, le rayon maximum de l'ellipsoïde est de 42 m selon l'équation (4). Il n'est donc pas possible d'être parfaitement en condition d'espace libre car cela nécessiterait de positionner les antennes à des hauteurs supérieures à 40 m. Cependant nous avons surélevé les antennes à l'aide de mâts afin de dégager au maximum la zone de Fresnel, en positionnant les antennes en vue directe, tout en conservant des dimensions de mâts raisonnables. Notre signal subit donc inévitablement les phénomènes d'effet de sol (réflexion et diffraction). Ceci est confirmé par la Figure 7 qui présente une vue du relief entre nos sites d'émission et de réception (réalisée avec Google Earth) ainsi que l'ellipsoïde de Fresnel. On voit clairement que le relief pénètre dans l'ellipsoïde de Fresnel.

Cela se vérifie en réalisant une mesure de puissance. Nous avons émis un signal dans la bande ISM 433MHz avec une puissance de 10 mW et nous avons mesuré la puissance reçue. La puissance mesurée à l'aide d'un analyseur de spectre est de -87 dBm. En retirant le gain apporté par la chaîne de réception qui est de 29 dB, la puissance arrivant sur les antennes est donc de -116 dBm. Or s'il n'y avait que des

perles de propagation dues à la distance, la puissance devrait être de -95 dBm comme le montre la Figure 3. Ce résultat confirme que la seule prise en compte des pertes par propagation n'est pas suffisante et que les 21 dB d'atténuation supplémentaire proviennent d'autres phénomènes comme les effets de sol.

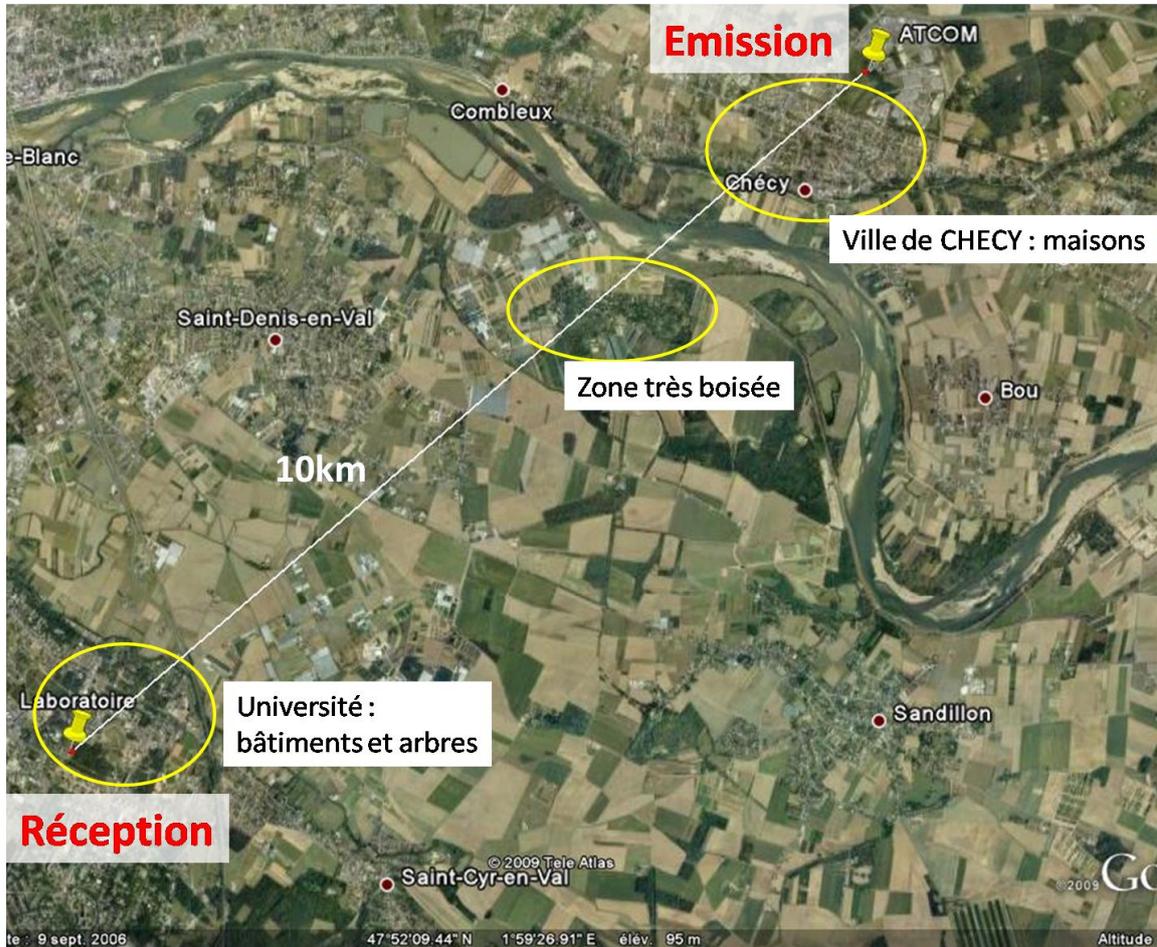


Figure 6 : Vue aérienne des deux sites utilisés pour implanter notre système d'essai. (Image Google Earth)

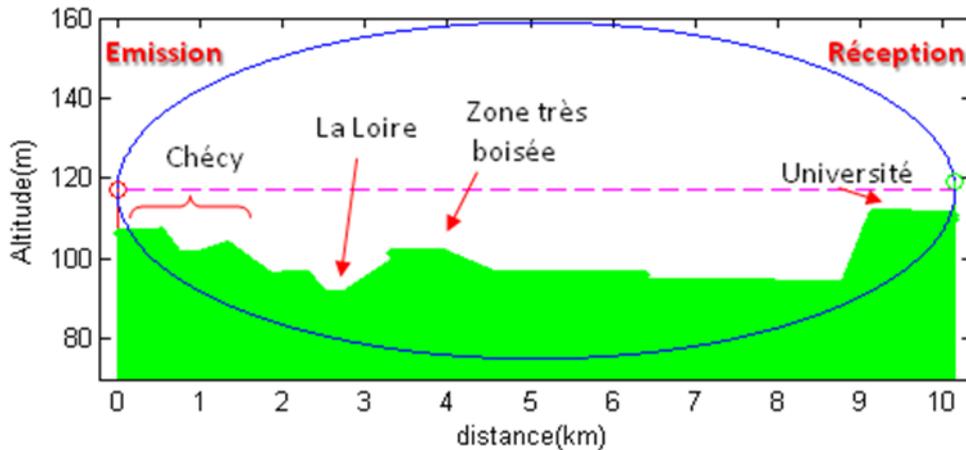


Figure 7 : Zone de Fresnel pour notre système d'essai (bleu) avec le relief entre l'émetteur et le récepteur (vert). Mesures réalisées avec Google Earth.

2.2.4 Modèle de canal de transmission

Les modèles de canal de transmission sont utilisés pour évaluer les performances d'un système de communication. Il permet d'estimer la dégradation du signal au cours de son trajet entre l'émetteur et le récepteur.

Il existe de très nombreux modèles de canal de transmission permettant de prendre en compte différents phénomènes comme les distorsions causées par un canal non linéaire ou l'effet Doppler. Nous nous limiterons ici à des modèles simples de bruit et multi-trajets.

2.2.4.1 Canal AWGN

Le canal avec ajout de bruit blanc additif gaussien, en anglais Additif White Gaussian Noise (AWGN), est le modèle de canal le plus simple. Il ajoute simplement du bruit blanc gaussien n au signal s qui le traverse. Le signal reçu r en sortie de canal s'écrit naturellement

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (5)$$

Ce modèle de canal est illustré en Figure 8.

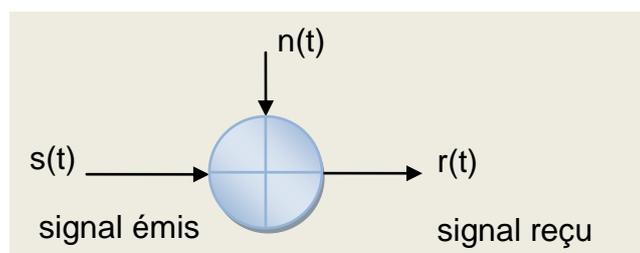


Figure 8 : Modèle de canal AWGN

2.2.4.2 Canal multi-trajets

La modélisation du canal multi-trajets permet de prendre en compte l'influence des différents trajets dus aux réflexions multiples. Dans notre cas, le débit nécessaire pour transmettre les données sera très faible, on peut donc considérer notre système de transmission comme un système à bande étroite. Cela signifie que la durée symbole est très supérieure au retard maximum, on néglige donc les différences de temps de propagation (retard) des différents trajets pris par le signal. Cela correspond donc aux conditions dites de « flat fading », la fonction de transfert du canal est considérée comme constante sur toute la bande passante du signal [Sim05].

Soit le signal émis $s(t)$

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \right\} = \cos(2\pi f_c t) \quad (6)$$

Le signal $r(t)$ reçu en sortie du canal multi-trajets peut s'écrire

$$\begin{aligned} r(t) &= \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\phi_n} \right\} \\ &= \sum_{n=1}^N \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \end{aligned} \quad (7)$$

α_n est l'atténuation et ϕ_n le déphasage.

Pour définir les paramètres d'atténuation et de phase, deux solutions sont envisageables : soit utiliser une méthode statistique, soit faire des mesures in situ mais elles seront propres à la topologie de l'environnement. Le modèle statistique consiste à définir les deux paramètres comme des variables aléatoires ayant une répartition la plus proche de la réalité. Le modèle de canal le plus répandu est celui à évanouissement (fading) où l'on considère la somme des trajets au niveau du récepteur à un instant t . Dans un canal à évanouissement, ϕ la phase de $r(t)$ suit une distribution uniforme, la variable α peut suivre différentes lois [Sim05], les plus connues étant la loi de Rayleigh et la loi de Rice.

Le canal de Rayleigh a pour hypothèse que le signal reçu est constitué d'un nombre important de trajets dont les angles d'arrivée sont uniformément répartis entre 0 et 2π , sans trajet prédominant. Autrement dit, le signal reçu est une superposition d'un grand nombre de trajets sans trajet en vue direct.

Le canal de Rice se rapproche du canal de Rayleigh avec pour différence la prise en compte d'un trajet dominant. Le trajet dominant est souvent le trajet direct. La puissance totale reçue est composée de la somme de la puissance diffuse des trajets multiples de Rayleigh et de la puissance du trajet dominant (trajet direct). Le modèle de Rice possède donc un paramètre K qui détermine le rapport entre la

puissance du trajet dominant et la puissance des trajets multiples. Si K est nul, on retrouve le canal de Rayleigh.

Après être passé à travers le canal à évanouissement, le signal est perturbé par du bruit. Il faut donc ajouter du bruit blanc gaussien $n(t)$ pour compléter ce modèle.

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n) + n(t) \quad (8)$$

2.2.4.3 Modèle complet

Pour modéliser notre canal de transmission, il faut prendre en compte l'atténuation de propagation A (cf. équation (2)) occasionnée par la grande distance entre l'émetteur et le récepteur, les trajets multiples $\{\alpha, \phi\}$ et le bruit n (Figure 9). Au vu de la configuration de notre système de transmission (antennes en vue direct), le canal de Rice est le canal multi-trajets le plus adapté. Le signal reçu peut donc s'écrire

$$r(t) = \frac{1}{A} \sum_{n=1}^N \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n) + n(t) \quad (9)$$

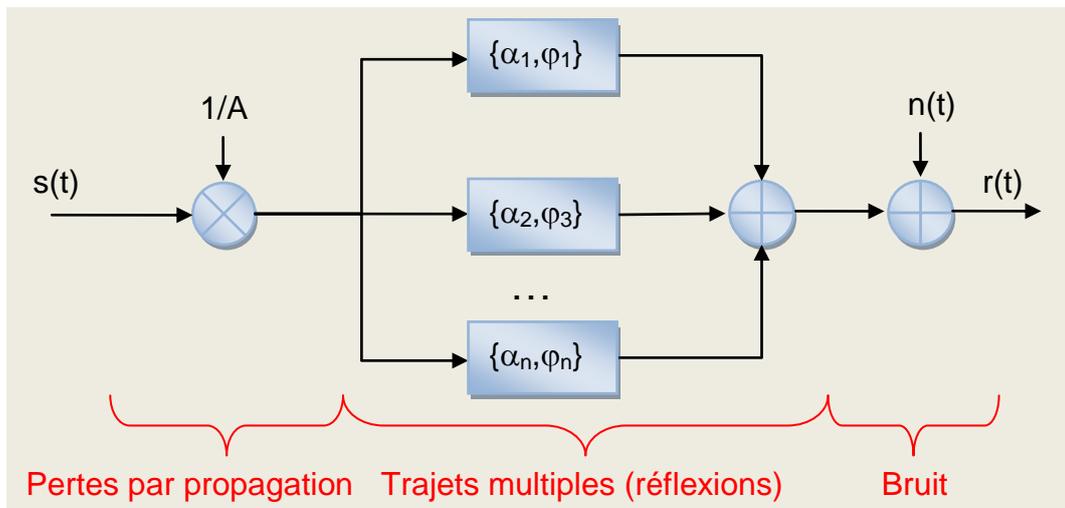


Figure 9 : Représentation du modèle complet de canal avec trajets multiples

2.2.5 Caractérisation de la bande

Pour envisager la transmission de données sur plusieurs dizaines de kilomètres dans cette bande de fréquence, il faut dans un premier temps analyser les spécificités de celle-ci. La difficulté principale réside dans le nombre important de systèmes radiofréquences émettant dans cette bande. Il convient donc d'analyser ces transmissions parasites ou brouilleurs.

2.2.5.1 Répartition dans la bande ISM

La bande ISM à 433 MHz a une largeur de 1,74 MHz. Etant donné le faible débit de notre système, l'occupation fréquentielle de celui-ci sera très faible, de l'ordre de 10kHz. Il est intéressant de voir la répartition fréquentielle des brouilleurs dans la bande afin d'identifier d'éventuelles zones moins perturbées.

La présence des brouilleurs étant évidemment fonction du lieu où l'on se situe, l'analyse a été réalisée sur deux sites différents distants de 10 km afin de ne pas se trouver en présence des mêmes brouilleurs. Ces deux sites se situent dans des zones périurbaines.

Pour réaliser ces mesures, nous avons utilisé des analyseurs de spectre. Un analyseur de spectre Agilent Technologies CSA N1996A pour le site de Chécy et MXA N9020A pour le site de l'université.

Nous avons donc enregistré les puissances maximum reçues dans toute la bande pendant une heure et vingt minutes. La Figure 10 illustre l'enregistrement effectué sur le premier site d'observation à l'université d'Orléans. A titre de référence, le niveau du signal, issu de notre émetteur situé à 10 km et émettant une puissance de 10 mW, est représenté par un rectangle noir. La Figure 11 représente la même analyse mais réalisée sur le site de Chécy.

Notons que les mesures présentées Figure 10 et Figure 11 n'ont pas été réalisées avec le même matériel donc le niveau de bruit et les valeurs des puissances ne peuvent être comparées, ces acquisitions permettent seulement d'analyser l'activité de la bande et la répartition générale des brouilleurs.

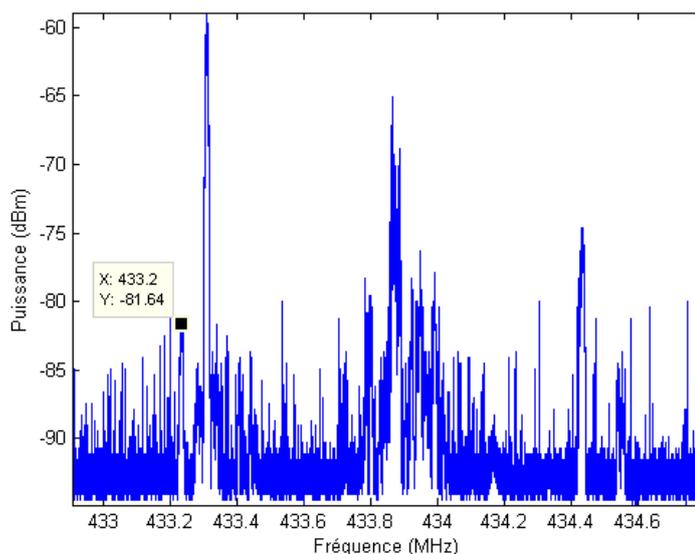


Figure 10 : Analyse des puissances maximum reçues pendant une observation de 1h20 sur l'ensemble de la bande ISM sur le site d'observation n°1 (Université d'Orléans le 16/01/2008 à 15h15)

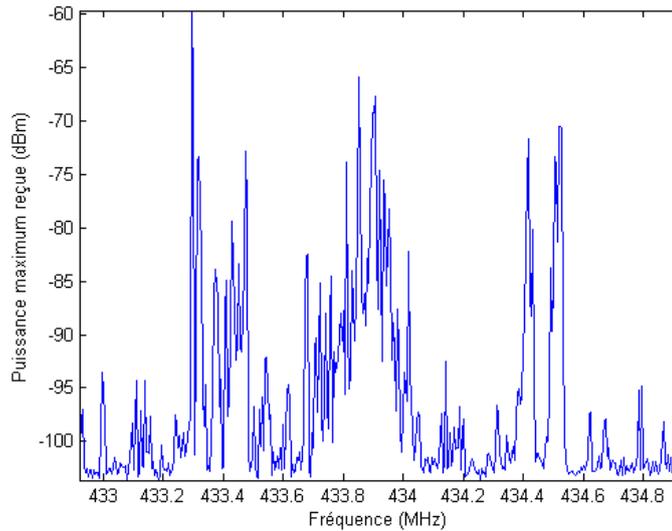


Figure 11 : Analyse des puissances maximums reçues pendant une observation de 1h20 sur l'ensemble de la bande ISM sur le site d'observation n°2 (ATCOM Télémétrie [Chécy] le 15/04/2009 à 11h58)

Ces mesures nous ont permis de confirmer la forte occupation de la bande mais permettent également de mettre en évidence l'inégale répartition des brouilleurs. En effet, il est très clair que le centre de la bande (433,92 MHz) est la zone où l'on retrouve la majorité des perturbations. Cependant, deux autres zones s'avèrent également très perturbées sur les deux sites d'observation. Elles se situent autour des fréquences 433,3 MHz et 434,5 MHz.

Le reste de la bande est également perturbé mais la densité de brouilleurs est plus faible. Il est d'ailleurs possible d'identifier pour chaque site des bandes de fréquences, plus étroites, pour lesquelles les perturbations sont minimums. Par exemple, sur la Figure 11, on peut identifier la bande autour de 434.25 MHz.

En conclusion, ces mesures, bien que ponctuelles, montrent que la bande ISM 433 MHz est d'une façon générale très utilisée mais qu'il est toujours possible d'identifier, dans un lieu donné, à un moment donné, des plages de fréquences beaucoup moins utilisées. Pour minimiser l'impacte des brouilleurs, il faut donc avant tout s'arranger pour régler les fréquences des émetteurs dans ces plages de fréquences peu polluées.

Pour notre projet, il est tout à fait envisageable d'étudier la bande ISM au lieu d'installation du récepteur, d'identifier les fréquences les moins perturbées et de configurer les émetteurs pour transmettre à ces fréquences.

Il est cependant impossible de trouver une bande dans laquelle les brouilleurs seraient totalement absents. Nous avons donc choisi, dans le paragraphe suivant, de réaliser une étude statistique des brouilleurs afin de connaître leur durée, leur largeur spectrale et l'évolution de ces paramètres au cours de la journée.

2.2.5.2 Statistique des brouillages

Notre système de transmission ayant une occupation spectrale faible, inférieure à 10 kHz, nous allons maintenant nous intéresser à des bandes de 10 kHz.

Présentation du banc de mesure

Pour pouvoir réaliser des mesures temps-fréquence de longues durées, non réalisable avec les analyseurs de spectre mis à notre disposition, nous avons choisi de développer, sur la base matérielle dédiée au développement du démonstrateur, un système de mesure avec stockage des données sur disque dur. Ces données sont ensuite analysées avec le logiciel Matlab.

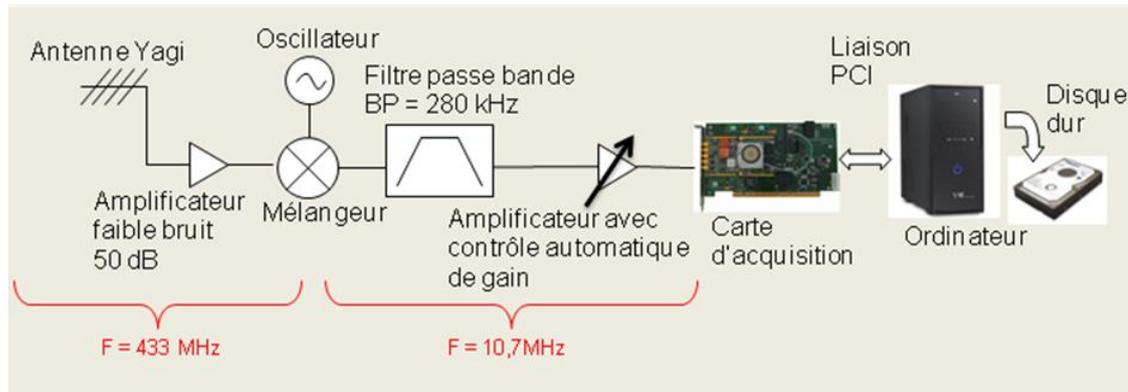


Figure 12 : Banc de mesure

Comme l'illustre la Figure 12, le banc de mesure est constitué d'un premier ensemble analogique avec une antenne Yagi, un amplificateur faible bruit. Viennent ensuite un mélangeur et son oscillateur local afin d'obtenir une fréquence porteuse intermédiaire de 10,7 MHz, échantillonnable par notre carte d'acquisition. Cette dernière, équipée de convertisseurs analogique-numériques rapides 14 bits, échantillonne le signal, le ramène en bande de base et réalise une décimation pour limiter le nombre d'échantillons. La Figure 13 montre les différents traitements implantés dans le composant numérique de type FPGA (Field Programmable Gate Array) pour réaliser ce banc de mesure. La carte transfère finalement ces échantillons via une liaison PCI vers l'ordinateur qui se charge de stocker les échantillons sur son disque dur. On peut constater que le signal transféré est complexe donc les parties réelles et imaginaires sont envoyées à l'ordinateur. Les différents éléments matériels sont décrits plus précisément dans le chapitre 3, au paragraphe consacré au récepteur central.

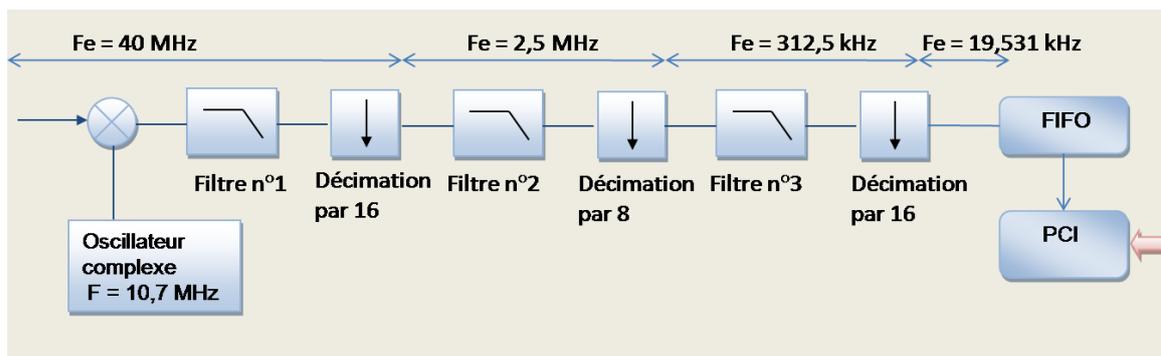


Figure 13 : Traitements numériques pour le banc de mesure (F_e désigne la fréquence d'échantillonnage)

Pour enregistrer une bande de 10 kHz, les convertisseurs échantillonnent le signal à 40 MHz, un filtrage réduit la bande à 10 kHz (complexe) et la décimation permet diminuer la fréquence d'échantillonnage à 19,531 kHz. Pour être plus précis, il y a en fait 3 étages « filtre + décimation » pour ne pas avoir un seul filtre d'ordre très élevé. Le Tableau 1 décrit les caractéristiques de ces trois filtres et la réponse fréquentielle équivalente est présentée Figure 14. En transférant partie réelle et partie imaginaire sur 16 bits, on se retrouve avec un débit moyen sur le bus PCI de 76 ko/s. Ce débit est très faible au regard des performances possibles du bus PCI et des disques durs, cela garantit donc un stockage fiable des données sur le disque dur de l'ordinateur.

Tableau 1: Tableau récapitulatif des caractéristiques des filtres

Filtre	n°1	n°2	n°3
Type	Passe bas	Passe bas	Passe bas
Fréquence d'échantillonnage	40 MHz	2,5 MHz	312,5 MHz
Fréquence de coupure	1 MHz	100 kHz	5 kHz
Début de la bande atténuée	1,2 MHz	120 kHz	8 kHz
Atténuation	40 dB	40 dB	40 dB

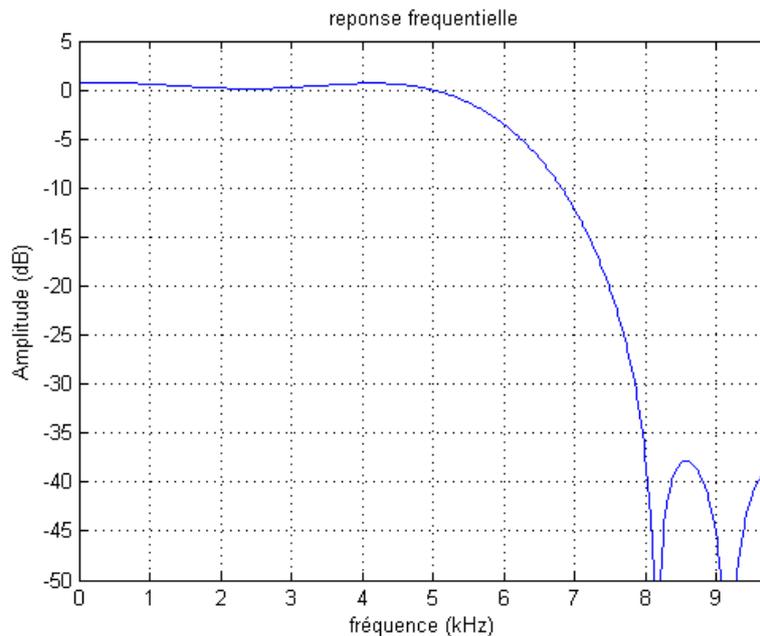


Figure 14 : Réponse fréquentielle du filtre équivalent aux 3 filtres. La fréquence d'échantillonnage est de 19,531 kHz.

Le stockage sur le disque dur se fait sous la forme d'un fichier binaire dans lequel les échantillons sont stockés sur 32 bits (16 bits pour la partie réelle et 16 bits pour la partie imaginaire). Malgré le faible débit, la taille de ce fichier augmente assez rapidement. Par exemple, pour une acquisition de 8 heures, la taille du fichier généré est de 2,095 Go.

Ce fichier est ensuite traité en temps différé afin d'extraire les données statistiques sur les brouilleurs. Les sections suivantes expliquent les traitements effectués et les résultats obtenus.

Traitements des données

Pour analyser les données récupérées à l'aide de notre banc de mesure, nous avons développé un algorithme, sous Matlab, capable de repérer puis analyser les brouilleurs présents dans la bande de 10 kHz de large.

Nous créons tout d'abord une représentation temps-fréquence (spectrogramme) du signal obtenu sur une durée de un million d'échantillons soit 51,2 secondes. Le spectrogramme est calculé à l'aide d'une transformée de Fourier sur 256 points.

Un seuillage est réalisé pour ne conserver que les points supérieurs à une valeur de seuil prédéfinie. Les points obtenus sont considérés comme étant des brouilleurs. Ce seuil de puissance fixant la limite entre le bruit et les brouilleurs est obtenu après une étude de la variance du bruit (le seuil est de l'ordre de trois fois l'écart type).

Les brouilleurs continus correspondent aux raies présentes sur le plan t-f (temps – fréquence). Pour les détecter, l'algorithme calcule la moyenne temporelle pour chaque bande de fréquence du spectrogramme ce qui permet de faire ressortir les

raies du bruit. Il sépare les raies du bruit à l'aide d'un seuil puis il les identifie une à une. Une vérification de la durée des brouilleurs est réalisée pour s'assurer qu'il s'agisse bien de raies. Il détermine ensuite leur largeur au niveau fréquentiel avant de supprimer les points associés du plan temps-fréquence (cf. Figure 15).

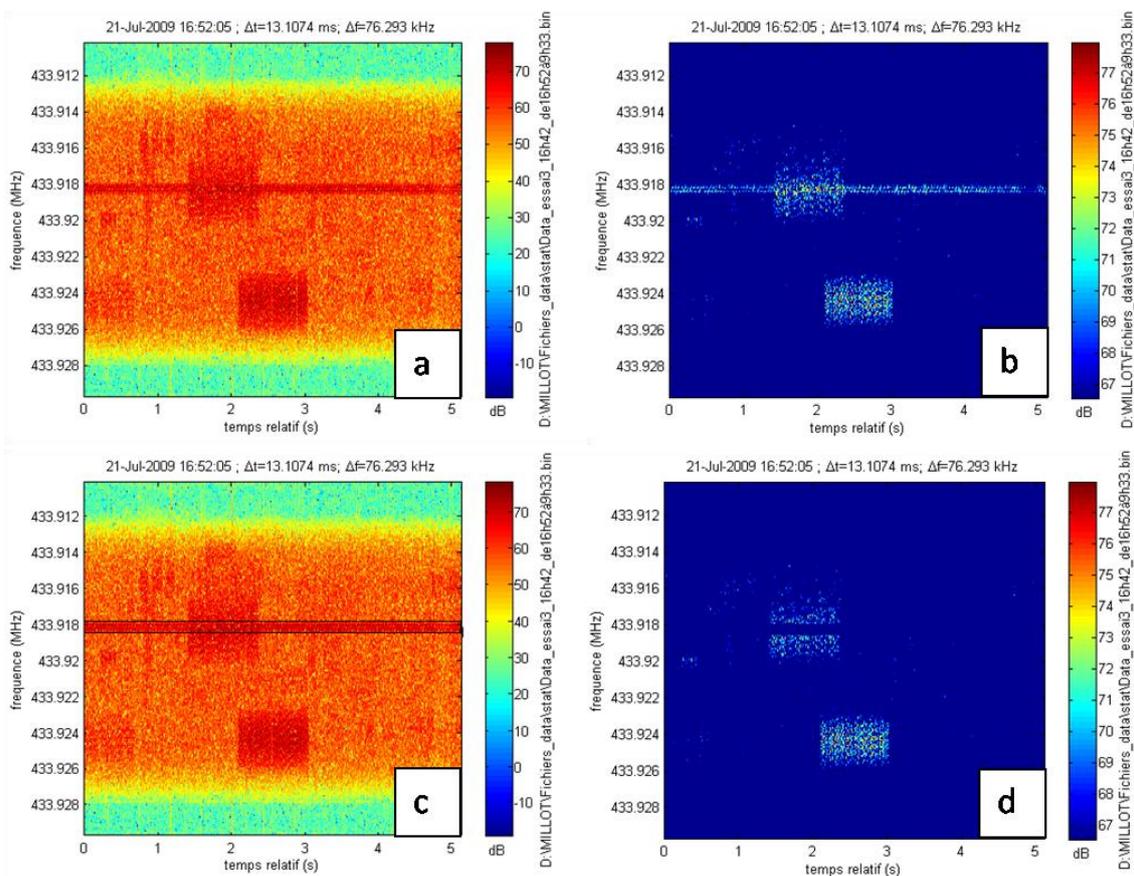


Figure 15 : Différentes étapes de l'algorithme de détection des brouilleurs. (a- Plan fréquence initial, b- plan t-f après seuillage, c- brouilleur continu repéré, d- suppression des points associés à ce brouilleur).

L'algorithme identifie ensuite chaque brouilleur non continu. Pour cela, il commence par rechercher le point d'amplitude maximum, dans le spectrogramme seuillé, dépourvu des raies. Il recherche ensuite dans les 4 directions la surface de ce brouilleur. Cela permet de déterminer sa largeur (occupation spectrale) et sa durée. Les points correspondant au brouilleur trouvé sont ensuite supprimés du plan t-f et l'algorithme passe à la recherche du brouilleur suivant en recommençant à partir du nouveau point d'amplitude maximum. Les résultats de l'algorithme de détection des brouilleurs sont visibles sur la Figure 16. Le brouilleur continu a bien été identifié ainsi que 10 autres brouilleurs.

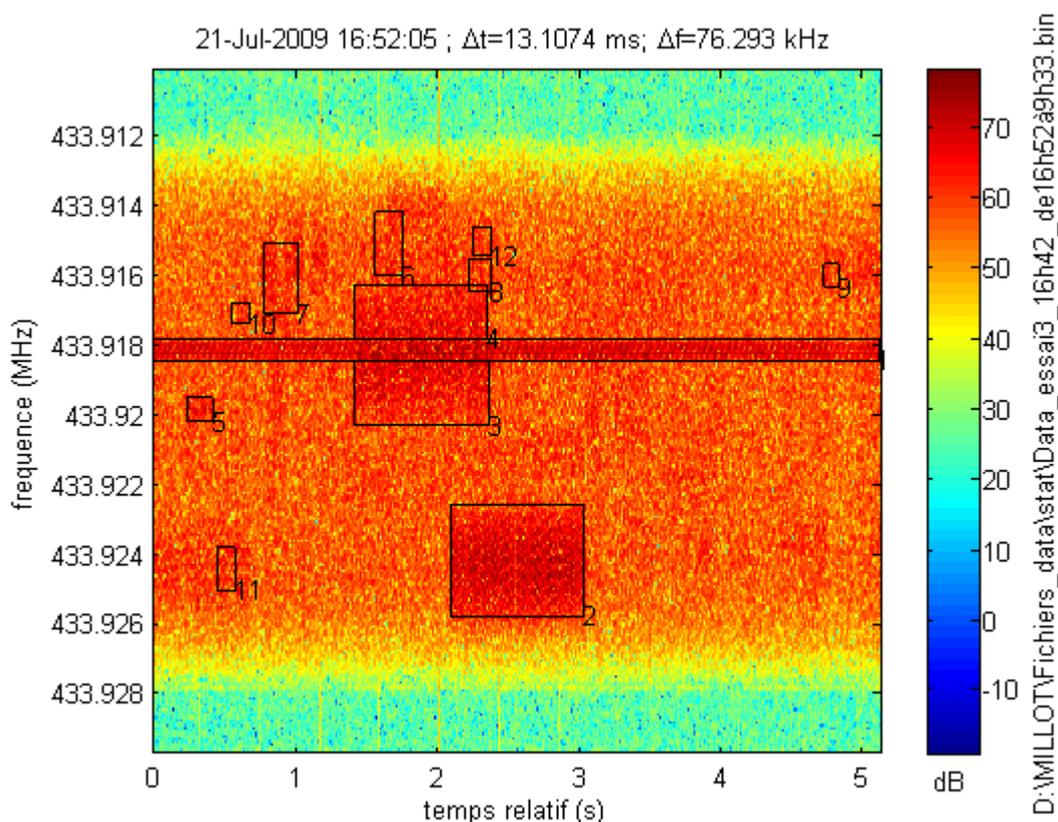


Figure 16 : Exemple de résultats de recherche de brouilleurs sur un plan temps-fréquence. Chaque brouilleur est identifié par un rectangle et numéroté.

L'algorithme s'arrête lorsqu'il n'y a plus de point. On obtient ainsi le nombre de brouilleurs, leur durée et leur largeur spectrale.

L'opération est répétée par tranche d'un million d'échantillons sur tout le fichier.

Pour chaque acquisition, une base de données est ainsi créée contenant tous les brouilleurs rencontrés avec leurs dimensions temporelles et fréquentielles ainsi que leurs puissances maximums et moyennes. Cette base de données nous permet ensuite de réaliser une étude statistique sur ces brouilleurs.

Résultats

Plusieurs acquisitions ont été réalisées sur différents jours, à différentes heures et pour différentes fréquences. Une première série de mesures a été réalisée à la fréquence centrale de la bande ISM (433.92 MHz) dans laquelle les brouilleurs sont très nombreux et la seconde série a été réalisée à 434.2 MHz qui est une bande moins polluée (cf. Figure 10 et Figure 11). Les acquisitions ont été faites de jour et de nuit.

Grâce à la base de données obtenue avec l'algorithme décrit précédemment, nous avons réalisé différentes analyses pour caractériser les perturbations pollutant la bande ISM.

Nous nous sommes intéressés au nombre, à la durée et à la largeur des brouilleurs. L'objectif était également d'identifier une éventuelle différence entre le jour et la nuit pour élaborer une stratégie d'émission. Le Tableau 2 regroupe les résultats de l'étude statistique pour les différentes acquisitions.

Tableau 2 : Statistiques sur les différentes acquisitions

Numéro de l'acquisition	1	2	3	4	5	6
Fréquence centrale (MHz)	433.92	433.92	433.92	434.2	434.2	434.2
Date et heure de début	15/07/2009 9h47	21/07/2009 9h36	21/07/2009 16h52	20/10/2009 11h19	20/10/2009 17h39	27/10/2009 16h55
Date et heure de fin	15/07/2009 17h27	21/07/2009 16h46	22/07/2009 9h34	20/10/2009 17h37	21/10/2009 8h39	28/10/2009 16h01
Durée de l'acquisition	7h40	7h10	16h42	6h18	15h00	23h06
Nombre de brouilleurs détectés	40459	35768	76037	24263	8510	66161
Nombre moyen de brouilleurs par heure	5277	4991	4549	3851	567	2864
Durée moyenne des brouilleurs (s)	0,30	0,39	0,36	0,28	0,32	0,41
Largeur moyenne des brouilleurs (kHz)	1,60	1,47	1,58	1,31	1,33	1,10
Pourcentage des brouilleurs de durée inférieure à 1 s	98	95	97	97	97	95

Etude du contexte et définition du cahier des charges

Durée de brouilleurs la plus probable (s) (probabilité associée)	0,118 (7,4%)	0,118 (7,0%)	0,21 (7,3%)	0,144 (6,7%)	0,144 (7,9%)	0,157 (9,2%)
Largeur de brouilleurs la plus probable (kHz) (probabilité associée)	0,99 (7,7%)	0,99 (7,0%)	0,99 (6,5%)	1,22 (7,6%)	0,92 (7,6%)	0,99 (9,5%)

Les résultats montrent que plus de 95% des brouilleurs ont une durée inférieure à une seconde et d'ailleurs, soit ils durent moins d'une seconde, soit ils ont une durée très grande, dépassant largement la minute (cf. Figure 17).

Les brouilleurs ont une largeur moyenne de 1 kHz mais si l'on ne prend en compte que les 10% les plus puissants, donc les plus gênant, on trouve une largeur moyenne qui s'approche plus de 3 kHz. Ce résultat n'est pas surprenant car plus un signal modulé est puissant, plus les lobes secondaires sortent du bruit et donc plus la bande de fréquence occupée par ce signal est large.

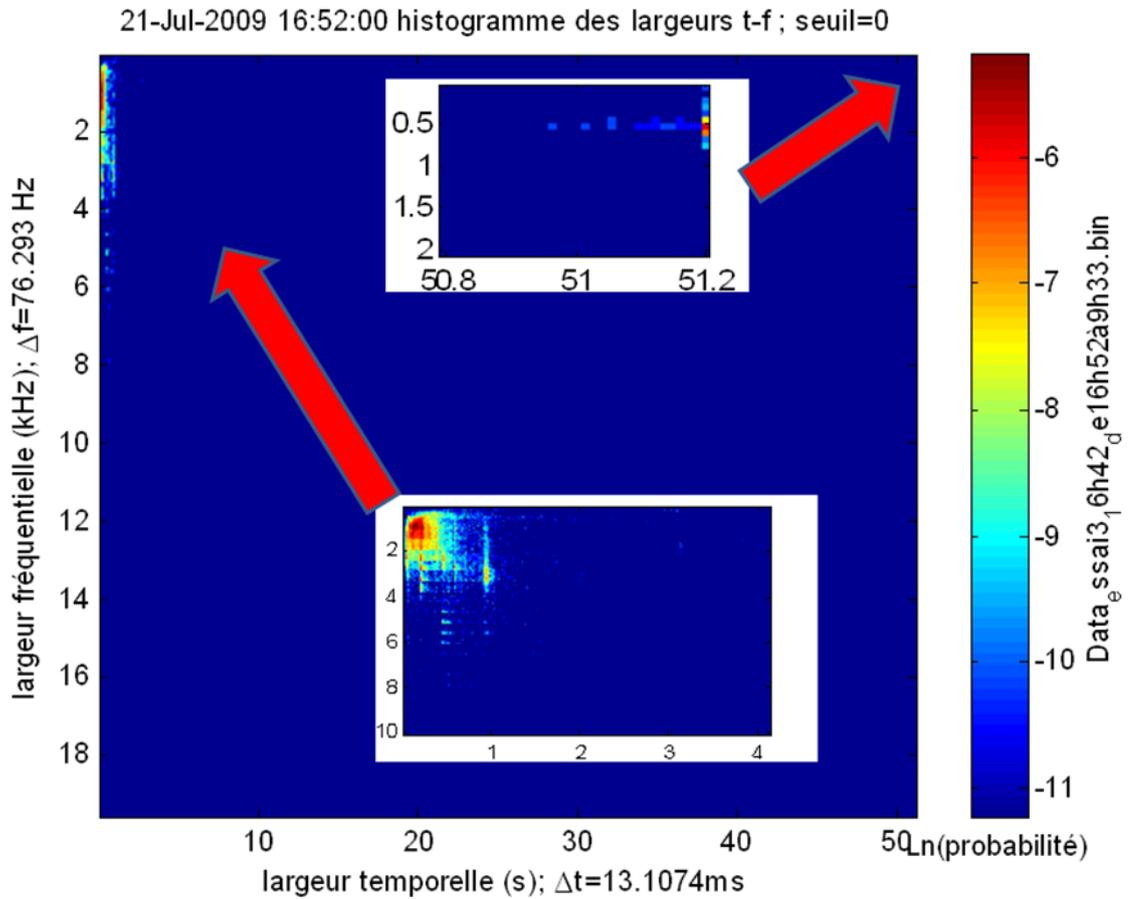


Figure 17 : Exemple d'histogramme réalisé à partir de l'acquisition n°3

Ces mesures confirment qu'au niveau de la fréquence centrale, l'occupation de la bande par les brouilleurs est forte et la différence jour/nuit est faible, alors que sur la seconde bande analysée (434.2 MHz), le nombre de brouilleurs est nettement plus faible et la différence jour/nuit est plus marquée. Sur la Figure 18, on remarque cette accalmie entre 23h et 7h. Il reste tout de même, certaines fois, un brouilleur continu tout au long de la nuit. Nous verrons dans la suite de cette thèse que des techniques de filtrage spatial peuvent être utilisées afin d'annuler l'impact de ce type de brouilleurs.

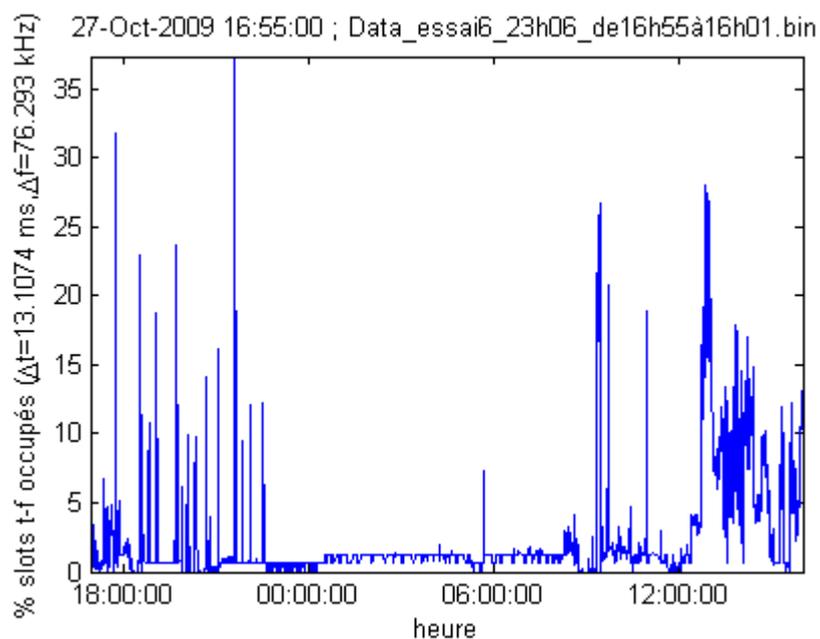


Figure 18 : Pourcentage d'occupation de la bande par les brouilleurs sur environ une journée (pour l'essai n°6).

Pour terminer cette analyse des brouilleurs, la Figure 19 montre différentes formes de brouilleurs rencontrés sur les plans temps-fréquence. On y retrouve des brouilleurs continus, des brouilleurs très larges bandes mais aussi, à l'inverse, des brouilleurs possédant à la fois une largeur réduite et une durée très courte. Pour certains, on peut apercevoir leur dérive en fréquence.

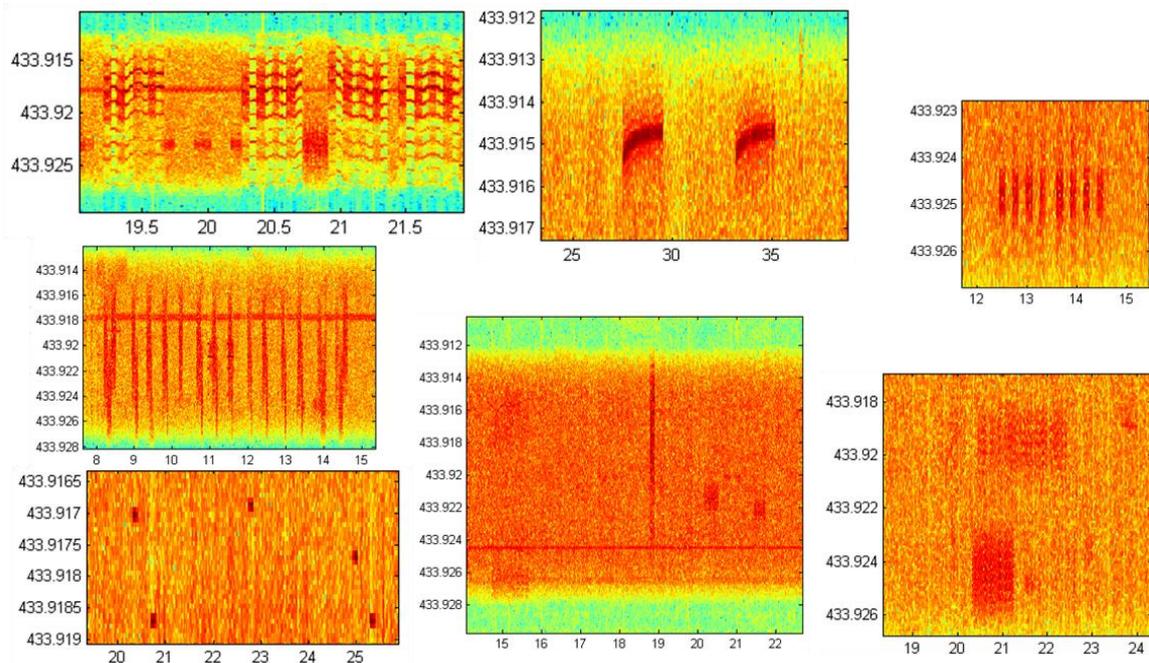


Figure 19 : Différents types de brouilleurs rencontrés. L'abscisse correspond au temps relatif en seconde et l'ordonnée correspond aux fréquences en MHz.

2.2.5.3 Conclusion

Ces différents résultats montrent que la bande ISM est une bande très utilisée par divers systèmes de télécommunication ce qui rend plus difficile son exploitation pour réaliser des transmissions longues distances. Néanmoins, en prenant soin de chercher des fréquences moins utilisées, il est possible de trouver des canaux dans lesquels le nombre de brouilleur à un instant t est très réduit (1 à 2). De plus, les résultats montrent qu'en privilégiant des transmissions entre minuit et 6h, il est encore possible de réduire significativement les perturbations.

En conclusion, pour maximiser la qualité de la transmission radio en bande ISM 433 MHz, il faut transmettre de nuit dans un canal identifié comme peu utilisé. Cela nécessite probablement une étude préliminaire sur le site d'installation du récepteur central afin d'identifier ces canaux qui peuvent varier d'un endroit à un autre. Dans tous les cas, la fréquence centrale et les fréquences adjacentes sont à éviter.

Nous allons maintenant voir quel type de modulation est le plus approprié pour notre système.

2.3 Choix du type de modulation

Le but de la modulation est d'adapter le signal au canal de transmission. Pour un canal radiofréquence, la modulation a pour effet de déplacer le spectre du signal autour d'une fréquence porteuse. Dans notre bande ISM, la fréquence porteuse se situe entre 433,05 MHz et 434,79 MHz.

Au vu du faible débit de notre système, nous limiterons l'étude aux modulations à deux états (modulations binaires) qui, dans ce cas, offrent les meilleures

performances au niveau du taux d'erreurs. Ce sont également les modulations que l'on retrouve majoritairement dans les composants RF gérant la transmission radio.

Après avoir rappelé quelques définitions, nous comparerons ces différentes modulations pour sélectionner la plus adaptée à notre système.

2.3.1 Définitions

Débit binaire

Le débit binaire (D) est défini comme le nombre d'informations élémentaires (ou bits) que le canal transporte par unité de temps. Son unité est le bit.s⁻¹.

Il s'exprime en fonction de la durée du bit d'information T_b (exprimée en seconde) :

$$D = \frac{1}{T_b} \quad (10)$$

Taux d'erreurs par bit

La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit (TEB) obtenu en divisant le nombre de bits faux reçus par le nombre de bits transmis.

$$T.E.B = \frac{\text{Nombre_de_bits_faux}}{\text{Nombre_de_bits_transmis}} \quad (11)$$

Efficacité spectrale

L'efficacité spectrale, exprimé en bit.s⁻¹.Hz⁻¹, est le rapport entre le débit binaire (D) et la bande de fréquence occupée par le signal (B).

$$\eta = \frac{D}{B} \quad (12)$$

Rapport Eb/No

Eb/No est le rapport entre l'énergie émise par bit Eb et la densité spectrale de puissance de bruit No.

Ce rapport est lié au rapport signal sur bruit par l'expression suivante

$$SNR = \eta \log_2(M) \cdot \frac{Eb}{No} \quad (13)$$

où M est la taille de l'alphabet et η l'efficacité spectrale.

2.3.2 Modulation par déplacement d'amplitude

La modulation par déplacement d'amplitude, ou en anglais « Amplitude Shift Keying »(ASK), consiste à faire varier l'amplitude de la porteuse au rythme des données.

$$m(t)=A(t).\cos(2.\pi.f_0.t+\varphi_0) \quad (14)$$

La modulation d'amplitude par tout ou rien (on-off keying OOK) est un cas particulier de la modulation d'amplitude qui consiste à couper totalement la porteuse lors de la transmission d'un zéro logique.

2.3.3 Modulation par déplacement de fréquence

La modulation par déplacement de fréquence, ou « frequency-shift keying » (FSK), consiste à faire varier la fréquence de la porteuse lorsque l'on transmet un 1 ou un 0 logique.

$$m(t) = A_o.\cos(2.\pi.f(t).t + \varphi_o) \quad (15)$$

2.3.4 Modulation par déplacement de phase

La modulation par déplacement de phase, ou phase-shift keying (PSK), fait varier la phase de la porteuse entre la transmission d'un 0 et d'un 1.

$$m(t) = A_o \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (16)$$

Dans le cas binaire, elle est nommée BPSK (Binary phase-shift keying) et la variation de phase vaut 180° (π radians) .

2.3.5 Les critères de choix d'une modulation

Pour choisir une modulation, il faut prendre en compte différents paramètres tels que la probabilité d'erreur, l'occupation spectrale du signal modulé mais aussi la simplicité de réalisation.

Le Tableau 3 donne la formule théorique du taux d'erreurs par bit pour les différentes modulations ainsi que leur efficacité spectrale.

Tableau 3 : Comparaison des différentes modulations binaires

Modulation binaire	TEB ^{1,2} (canal awgn)	Efficacité spectrale	Type de démodulation
OOK	$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{Eb}{2No}} \right)$	$\eta = 1$	Cohérente ou non-cohérente
FSK	$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{Eb}{2No}} \right)$	Dépend des fréquences utilisées	Cohérente ou non-cohérente
BPSK	$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{Eb}{No}} \right)$	$\eta = 1$	Cohérente uniquement

1- TEB pour une démodulation cohérente sur un canal de type AWGN.

2- erfc désigne la fonction d'erreur complémentaire défini par

$$\begin{aligned} \operatorname{erfc}(x) &= 1 - \operatorname{erf}(x) \\ &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt. \end{aligned}$$

La Figure 20 démontre que, pour un rapport signal à bruit donné, la modulation de phase (BPSK) permet d'obtenir le plus faible taux d'erreur. On peut également remarquer que les modulations OOK et FSK possèdent des probabilités d'erreurs identiques.

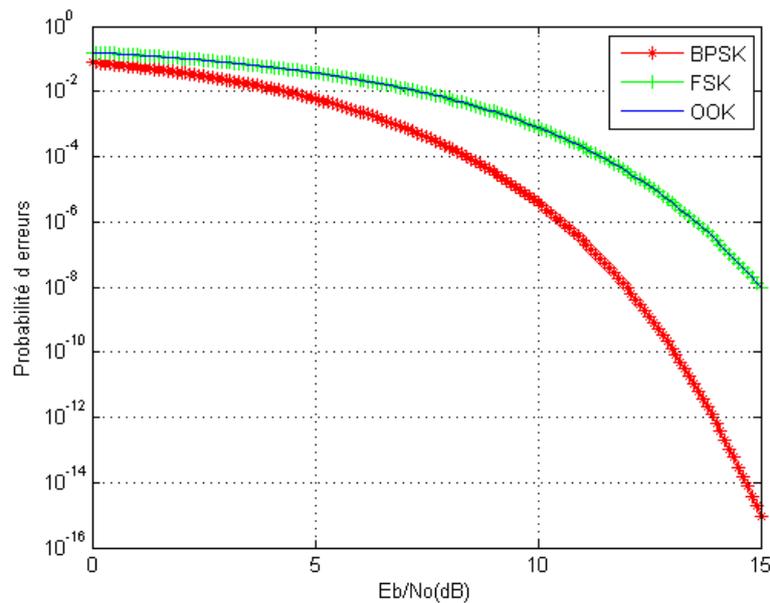


Figure 20 : Taux d'erreurs théoriques de différentes modulations binaires, en fonction du rapport signal sur bruit (E_b/N_0), dans le cas de démodulations cohérentes, sur un canal à bruit blanc additif gaussien.

Simplicité de mise en œuvre

Lorsque l'on développe un système de transmission RF, le choix de la modulation et de la démodulation peut avoir un impact sur la complexité du système.

Le type de démodulation choisi, cohérente ou non-cohérente, joue sur la complexité du récepteur. Lors d'une démodulation cohérente (ou synchrone), le signal reçu est multiplié par un oscillateur local synchronisé sur la porteuse du signal reçu. Pour une démodulation non-cohérente (ou d'enveloppe), l'oscillateur local n'est pas nécessaire car la démodulation est basée sur une détection d'énergie, par exemple en élevant le signal reçu au carré. La démodulation cohérente, bien que plus complexe, permet de diminuer la probabilité d'erreurs par rapport à une démodulation non-cohérente. Il y a donc un compromis à faire entre performance et simplicité.

Ce choix n'est valable que pour les modulations d'amplitude et de fréquence car la modulation de phase nécessite obligatoirement une démodulation cohérente.

2.3.6 Modulation retenue

Au vu des résultats précédents sur la comparaison des différents types de modulation, il s'avère que la modulation BPSK offre le meilleur TEB avec une occupation spectrale faible. Notre choix se porte donc sur la modulation BPSK.

Nous allons maintenant nous intéresser aux méthodes d'accès, indispensables pour contrôler le trafic sur le réseau.

2.4 Méthode d'accès

Le choix d'une méthode d'accès permet de définir la manière dont les utilisateurs d'un même réseau vont se partager le canal de communication. Il existe trois principales méthodes nommées FDMA, TDMA, CDMA que nous allons présenter maintenant.

2.4.1 FDMA

La technique nommée FDMA (Frequency-Division Multiple Acces), en français « Accès Multiple à Répartition dans les Fréquences », consiste à allouer une fréquence porteuse à chaque utilisateur afin de partager la bande de fréquence. Ainsi chaque utilisateur peut transmettre en continu dans la bande qui lui est réservée.

2.4.2 TDMA

Contrairement au FDMA, le TDMA (Time-Division Multiple Acces), en français « Accès Multiple à Répartition dans le Temps » est une technique de multiplexage temporel. Chaque utilisateur émet avec la même fréquence porteuse mais dans un intervalle de temps prédéfini. Ils ne peuvent donc pas émettre en continu. Cela nécessite cependant une bonne synchronisation des différents utilisateurs

2.4.3 CDMA

La technique CDMA (Code Division Multiple Acces), en français « Accès multiple par répartition en code », a la particularité de permettre aux utilisateurs d'émettre en continu dans toute la bande de fréquence. Le principe est basé sur les techniques d'étalement de spectre.

Chaque utilisateur se voit attribuer un code propre. Ce code est multiplié avec le message à transmettre ce qui a pour effet d'étaler le spectre. Le récepteur, pour récupérer l'information, réalise la décorrelation du signal reçu avec le même code. L'émission de chaque utilisateur est alors perçue par les autres utilisateurs comme un bruit. Cette méthode complexifie à la fois l'émetteur et le récepteur.

2.4.4 Méthode d'accès retenue

Pour notre réseau, la méthode la plus adaptée est le TDMA. En effet, la quantité d'information à transmettre par jour est très faible donc le temps de transmission le sera également ce qui rend très facile la répartition des émissions dans le temps. De plus cela permet au récepteur de ne pas changer de fréquence porteuse pour chaque émetteur. Cette méthode est également beaucoup plus simple à mettre en œuvre que le CDMA. Il faut juste prendre un soin particulier dans la synchronisation des émetteurs et des récepteurs. Cela se fera à l'aide d'horloges temps-réel précises.

2.5 Définition de l'architecture du réseau

La structure retenue pour le réseau tient compte des conclusions des sections précédentes. Elle se compose de trois éléments : des émetteurs situés au niveau des forages, des stations relais et un récepteur central unique. La Figure 21 illustre les différentes étapes permettant la collecte à distance des paramètres mesurés par une sonde située dans la nappe d'eau souterraine à surveiller.



Figure 21 : Les différents constituants du réseau.

Le transfert des données de la sonde au récepteur central se déroule comme suit. Dans un premier temps, la sonde transmet par une liaison filaire ses informations à un émetteur radio autonome situé en surface. Dans un second temps, une station relais, également autonome, récupère ces informations ainsi que celles d'une vingtaine d'autres sondes situées dans un rayon de 1 km. Finalement, l'ensemble de ces informations locales sont transmises par radio à un récepteur central distant de 10 km à 40 km. Plusieurs stations relais peuvent être positionnées dans le rayon d'action du récepteur central (cf. Figure 22).

Les communications radio se feront dans la bande ISM 433MHz en modulation BPSK, aussi bien pour les liaisons courtes distances (entre sonde et station relais) que pour les liaisons longues distances (entre stations relais et récepteur central). D'un point de vue industriel, cette solution évite le développement de deux systèmes de communications différents.

La méthode TDMA ayant été retenue pour l'accès réseau, les communications se feront à tour de rôle. Ainsi, chaque « émetteur » se verra attribuer un créneau horaire lui permettant de transmettre ses données sans risque d'interférer avec un autre émetteur. Cela sera valable pour les émetteurs reliés aux sondes mais également pour les stations relais lorsqu'elles réémettent les mesures vers le récepteur central.

Cette structure a été choisie car elle limite la complexité des éléments distants du réseau (sonde et station relais), nécessitant une grande autonomie. Cette structure permet également de s'affranchir de protocoles de communication et de techniques de routage complexes. Le nombre de liaisons grandes distances est également réduit car seules les stations relais, qui sont en nombre limité, réalisent les transmissions sur grandes distances.

Pour finir, contrairement aux éléments distants (stations relais et sondes autonomes), le récepteur n'est pas contraint par des aspects de consommation électrique ce qui permet d'envisager à ce niveau des fonctionnalités plus lourdes que celles des émetteurs distants.

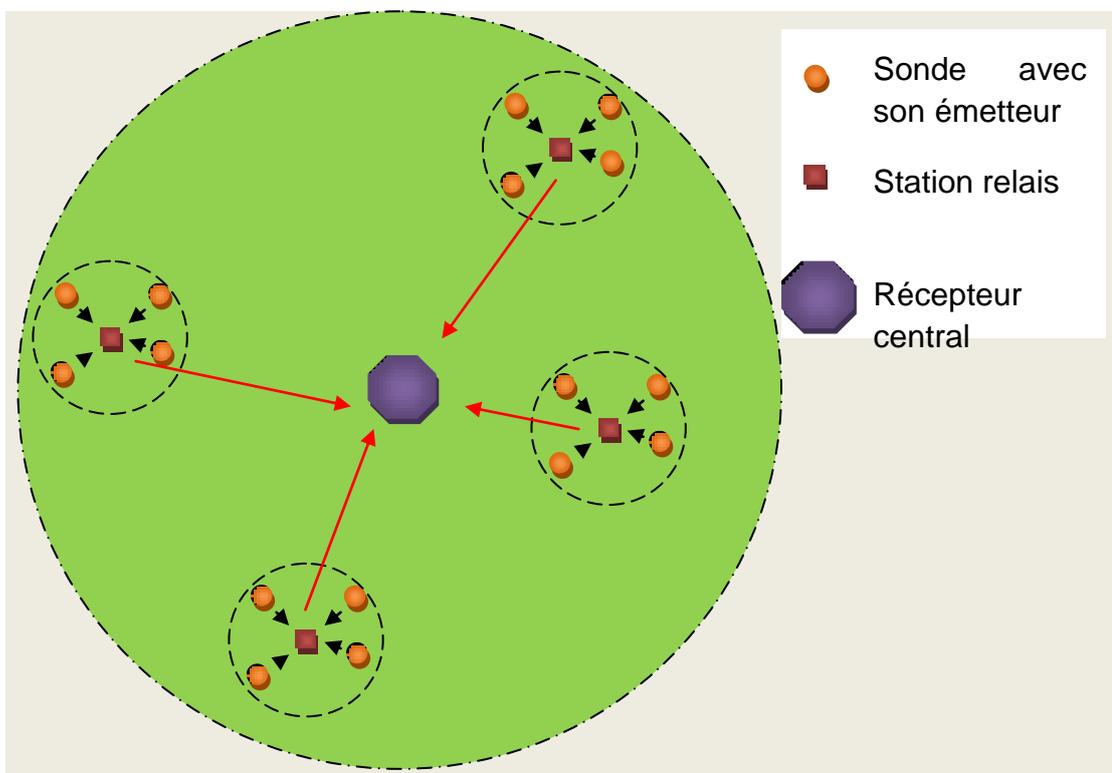


Figure 22 : Topologie du réseau

2.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter le cahier des charges et de mettre en lumière les difficultés inhérentes à la transmission de données sur longue distance dans la bande ISM. Nous avons ainsi démontré que les interférences (brouilleurs) pouvaient représenter un obstacle majeur dans la transmission des données.

Cependant, l'étude des brouilleurs a permis de dégager des pistes pour diminuer la quantité de brouilleurs présents durant la transmission. Premièrement, on peut réaliser une étude de la bande de fréquences, au lieu d'installation du récepteur, afin d'identifier les canaux les moins perturbés de la bande ISM. En effet, nous avons

remarqué que la répartition des brouilleurs dans la bande est inégale. Il suffit ensuite de programmer les émetteurs pour qu'ils transmettent dans ces canaux. La seconde proposition est de transmettre de préférence de nuit car notre étude a montré une diminution notable des brouilleurs la nuit.

Dans ce chapitre, nous avons également présenté l'architecture du réseau ainsi que les différents éléments le constituant (sonde-émetteur, station relais et récepteur centrale). Le chapitre suivant est donc consacré au développement d'un prototype de ce réseau de capteurs.

Chapitre 3

Etude et développement du prototype

Ce chapitre présente le développement matériel du prototype du réseau décrit précédemment. La première partie est consacrée à l'étude d'un composant RF afin d'évaluer ces performances dans nos conditions de transmission (longue distance et brouilleurs). La suite décrit les développements matériels des différents éléments du réseau.

3.1 Test de performance de composant RF pour la transmission longue distance

Afin d'évaluer la possibilité d'utiliser directement des composants intégrés pour réaliser la transmission des données, nous avons décidé d'effectuer des tests de performance d'un émetteur-récepteur RF à 433MHz dans les conditions réelles de transmission longue distance.

Le nom du composant RF retenu ne peut être divulgué pour des raisons de confidentialité imposées par la société ATCOM Télémétrie. Cependant ce composant a été choisi car il propose la modulation de phase qui est, au vu des résultats théoriques, la modulation la plus performante. Nous utilisons deux cartes d'évaluation de ce composant, chacune couplée à un microcontrôleur. Ce composant annonce une sensibilité de -122 dBm pour un taux d'erreurs de 10^{-3} .

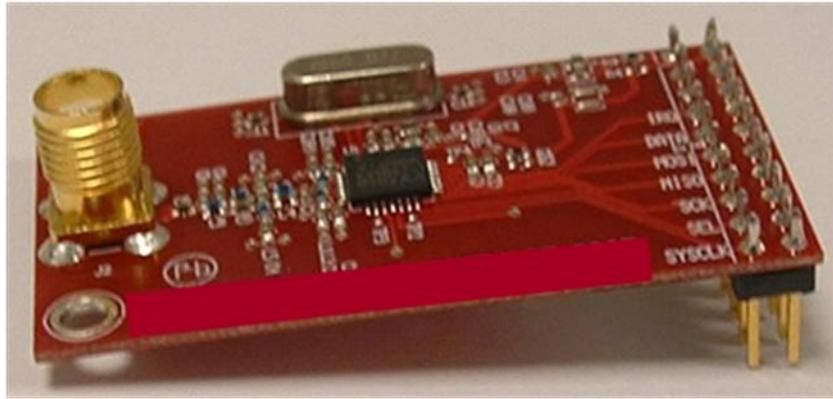


Figure 23 : Carte d'évaluation du composant

Le test de transmission est effectué sur les 10 km séparant la société ATCOM Télémétrie du laboratoire. Pour réaliser des tests sur des distances supérieures à 10 km, nous ne pouvons pas déplacer le matériel sur un autre site plus éloigné. Par conséquent, nous avons choisi de simuler les distances plus élevées à l'aide d'un atténuateur programmable.

3.1.1 Emission

En sortie de l'ensemble microcontrôleur – composant RF, chargé de la création du signal RF, se trouve un atténuateur programmable pour régler finement la puissance. Après cet atténuateur, le signal traverse un amplificateur possédant un gain de 30 dB qui est connecté à l'antenne d'émission par un câble coaxial 50 ohms de 30 m de type KX4.

Sur le site d'émission, nous avons installé un mât de 16 m en haut duquel est placée l'antenne fouet d'émission qui est omnidirectionnelle de gain 2 dBi (voir la description dans le chapitre 2).

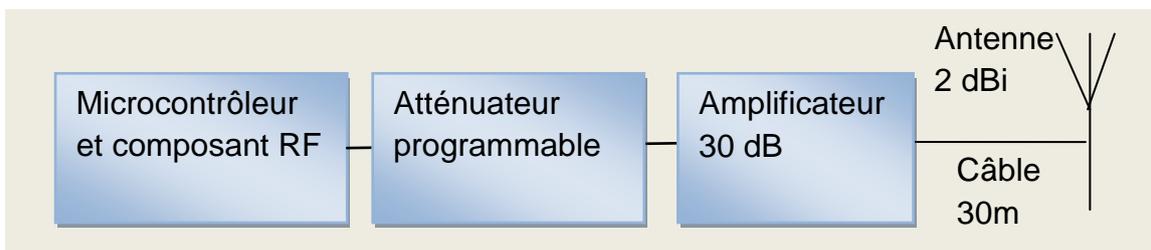


Figure 24 : L'ensemble émetteur

Le réglage de la puissance d'émission s'effectue en prenant en compte le gain et les pertes dans les différents éléments de la chaîne de transmission. Avec l'antenne 2 dBi, les 5,1 dB de perte dans le câble coaxial et l'amplificateur 30 dB, possédant un gain réel de 29 dB, la puissance du signal à l'entrée de l'amplificateur permettant

d'assurer la puissance de 10 dBm maximum autorisée est de -15,9 dBm. Ce réglage s'effectue à l'aide de l'atténuateur programmable.

Pour simuler des distances de transmission jusqu'à 50 km, il nous suffit de modifier la programmation de l'atténuateur. Pour trouver la puissance d'émission adéquate en fonction des distances à simuler, nous utilisons la formule d'atténuation du signal en champs libre (cf. équation (3)). On en déduit l'atténuation supplémentaire à apporter au signal pour chaque distance par rapport à notre puissance initiale pour 10 km.

On obtient pour 20km, 30km, 40km et 50km, des atténuations supplémentaires respectives de 6,02 dB, 9,52 dB, 12,02 dB et 14,02 dB.

Il nous faut donc augmenter l'atténuation à l'émission dans ces mêmes proportions pour simuler les différentes distances.

La puissance du signal en sortie d'atténuateur, pour chaque distance simulée, est donnée dans le Tableau 4.

Tableau 4 : Puissance du signal émis pour chaque distance simulée

Distance simulée	Puissance en sortie d'atténuateur	Puissance émise
10 km	-15,9 dBm	10 dBm
20 km	-21,92 dBm	3,98 dBm
30 km	-25,42 dBm	0,48 dBm
40 km	-27,92 dBm	-2,02 dBm
50 km	-29,92 dBm	-4,02 dBm

Nous recherchons les meilleures conditions de transmission possibles dans la bande ISM, pour cela nous avons transmis notre signal dans un canal peu perturbé par les brouilleurs. Au vu des résultats obtenus dans le chapitre précédent, il apparaît que les fréquences autour de 434,2 MHz sont moins perturbées que les autres. Le signal est donc émis à 434,2 MHz.

Le signal est modulé en phase, toujours dans le but d'accroître les performances, en utilisant le mode différentiel proposé par le composant pour s'affranchir des problèmes d'incertitude de phase liés à la démodulation de phase.

Nous avons choisi de transmettre les données sous forme de trames proches de celles qui seront utilisées dans notre réseau. Les trames de données transmises

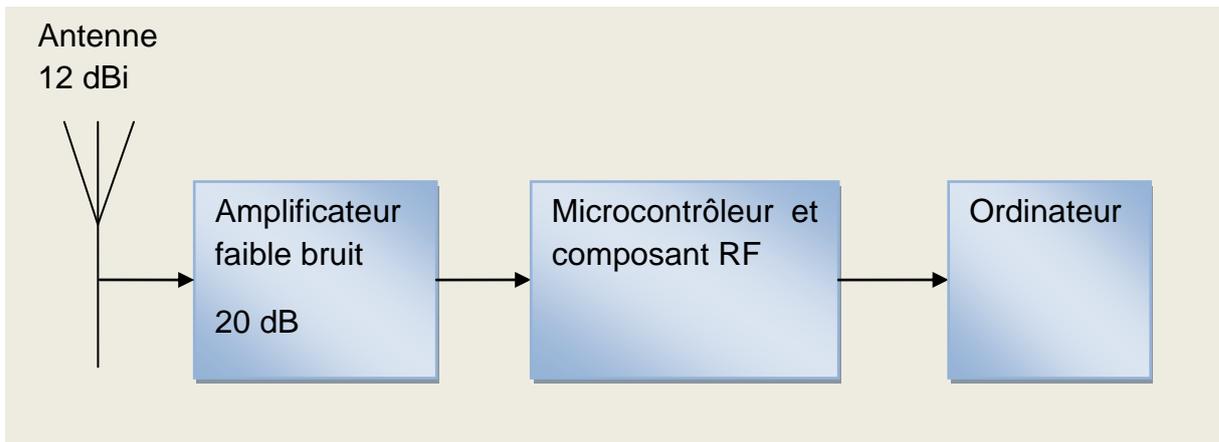


Figure 26 : l'ensemble de réception

Le signal reçu est amplifié par l'antenne et l'amplificateur faible bruit puis il arrive sur la carte radio où il est démodulé par le composant radio. Ce dernier transmet ensuite les octets reçus au microcontrôleur qui les retransmet à l'identique à un ordinateur chargé de les enregistrer sur disque dur. Les données sont analysées à posteriori à l'aide d'un logiciel spécialement développé pour cette application. Le microcontrôleur sert dans ce cas essentiellement à la configuration du composant radio.

Avant de réaliser les différents essais, nous avons relevé les caractéristiques du signal reçu pour chaque distance simulée. Le Tableau 5 présente la puissance du signal reçu ainsi que le niveau de bruit et le rapport signal sur bruit obtenu en réception pour chaque distance. Ces résultats sont donnés pour un canal 4,8 kHz qui correspond au filtre de réception du composant RF. Les mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur de spectre (Agilent MXA N9020A) en sortie de l'amplificateur faible bruit.

Tableau 5 : Paramètres du signal reçu pour chaque distance simulée

Distance simulée	Puissance reçue	Puissance du bruit (BW : 4,8 kHz)	Rapport signal sur bruit
10km	-87,8 dBm	-108,5 dBm	20,7 dB
20km	-93,9 dBm	-109,1 dBm	15,2 dB
30km	-97,2 dBm	-109,1 dBm	11,9 dB
40km	-100,1 dBm	-108,7 dBm	8,6 dB
50km	-102,2 dBm	-108,9 dBm	6,7 dB

3.1.3 Résultats

Canal de transmission « idéal »

Le test de transmission sur un canal « idéal », c'est-à-dire quasiment sans bruit, nous permet dans un premier temps de valider le fonctionnement de notre chaîne de transmission. On s'assurant ainsi que la sensibilité du composant est réellement suffisante dans notre configuration de débit et de modulation. En effet, le fabricant annonce -122 dBm mais pour une modulation FSK. Pour une modulation PSK, la sensibilité est spécifiée que pour des débits supérieurs à 200 kbps. Nous n'avons donc pas d'information pour notre configuration (PSK à 1,2 kbps).

Pour ces essais, la transmission du signal RF se fait à travers un câble coaxial 50 ohms de 2m de long placé entre l'émetteur et le récepteur. Le câble est placé après l'atténuateur, pour la partie émission et directement sur le récepteur, pour la réception.

Les puissances d'émission sont réglées pour correspondre aux puissances reçues par le récepteur sur le canal réel pour chaque distance simulée (cf. Tableau 5).

Les deux essais de transmission réalisés sur câble coaxial ont donné les résultats attendus, c'est-à-dire quasiment 100% des trames reçues ne contenaient aucune erreur (cf. Figure 27, courbes « Idéal 1 » et « Idéal 2 »). Ces résultats prouvent que l'émetteur et le récepteur fonctionnent correctement. Suite à ces résultats, nous avons effectué les essais sur le canal de transmission réel.

Canal de transmission réel

Les tests en conditions réelles, c'est-à-dire en utilisant notre système d'essai installé entre ATCOM et le laboratoire, ont été réalisés sur trois jours.

Le Tableau 6 décrit les différents essais ainsi que les résultats obtenus. On y retrouve notamment le nombre de trames envoyées et le nombre de trames reçues sans erreur.

Tableau 6 : Récapitulatif des résultats des essais sur canal réel

Essai sur canal réel	ESSAI 1	ESSAI 2	ESSAI 3
Date	18/11/2009	19/11/2009	20/11/2009
n° première trame reçue	801	21	426
n° dernière trame reçue	3249	2382	2842
nombre trames envoyées	2449	2362	2417
nombre de trames reçues sans erreur	678	391	373

% trames reçues sans erreur	27,68%	16,55%	15,43%
Trames 10 km			
nombre de trames envoyées	490	473	484
Nombre de trames reçues sans erreurs	210	183	167
% trames reçues sans erreur	42,86%	38,69%	34,50%
Trames 20 km			
nombre de trames envoyées	490	473	484
Nombre de trames reçues sans erreurs	158	114	111
% trames reçues sans erreur	32,24%	24,10%	22,93%
Trames 30 km			
nombre de trames envoyées	490	472	483
Nombre de trames reçues sans erreurs	150	50	49
% trames reçues sans erreur	30,61%	10,59%	10,14%
Trames 40 km			
nombre de trames envoyées	490	472	483
Nombre de trames reçues sans erreurs	97	22	26
% trames reçues sans erreur	19,80%	4,66%	5,38%
Trames 50 km			
nombre de trames envoyées	489	472	483
Nombre de trames reçues sans erreurs	35	8	8
% trames reçues sans erreur	7,16%	1,69%	1,66%

Les courbes (Figure 27) illustrent les résultats obtenus lors des différents essais. Ces résultats montrent que, déjà pour 10 km, plus de la moitié des trames envoyées contiennent des erreurs. Il est donc inconcevable de réaliser une transmission de données avec de telles performances.

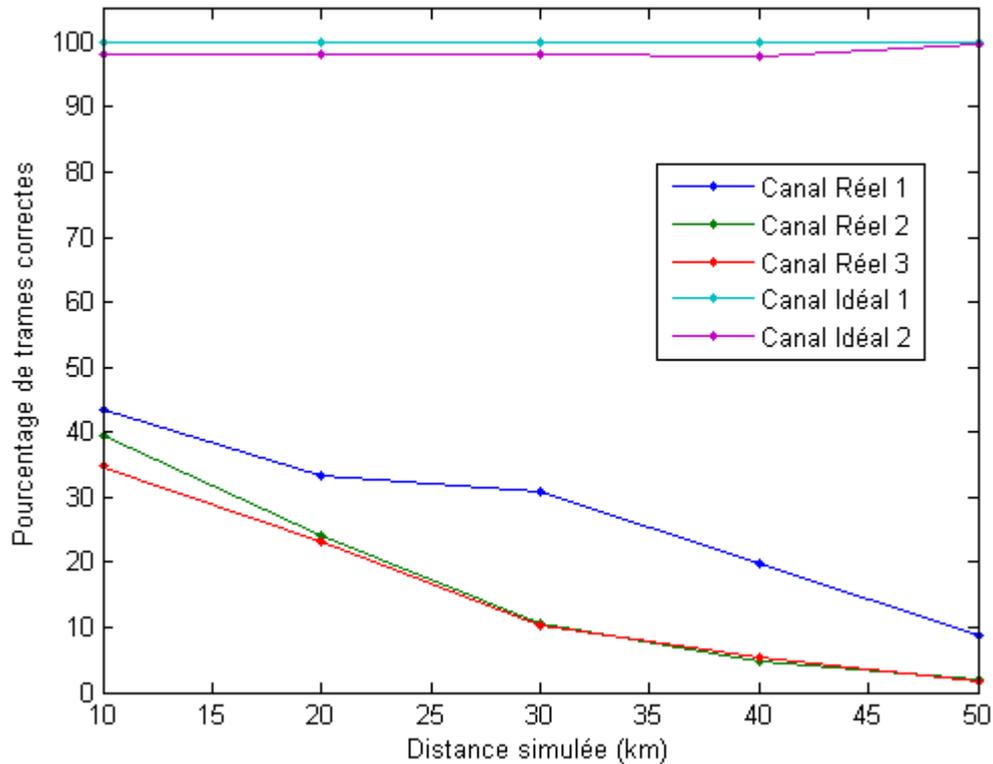


Figure 27 : Courbes représentant le pourcentage de trames reçues sans erreur en fonction de la distance simulée, pour les différents essais effectués.

3.1.4 Conclusion

Ces résultats confirment l'impact du bruit et des brouilleurs (interférences) dans la dégradation des performances de transmission et montrent l'impossibilité d'utiliser directement ce type de composant RF pour réaliser le récepteur radio central.

Par conséquent, pour transmettre sur plusieurs dizaines de kilomètres en bande ISM 433 MHz, il est indispensable de mettre en place, en réception, des techniques permettant de maximiser le rapport signal sur bruit et de réduire l'impact des perturbations RF. Ce point sera abordé au chapitre 4.

3.2 Développement d'un prototype du réseau

Dans le cadre du partenariat industriel créé pour la thèse CIFRE, le développement matériel d'un prototype de réseau était nécessaire. Nous allons donc présenter, dans cette section, les prototypes des différents éléments constituant le réseau (cf. Figure 21).

3.2.1 L'ensemble sonde-émetteur

Les sondes sont chargées de réaliser des mesures de six paramètres physico-chimiques de l'eau comme le pH ou les nitrates, grâce à des électrodes placées à

l'extrémité. Elles réalisent également le conditionnement électronique des signaux provenant des six électrodes.

L'échange des mesures entre les sondes situées dans le forage vers l'émetteur en surface est assuré par un câble. Ce dernier permet simultanément l'alimentation de la sonde et le transfert numériques des données. Le protocole standard retenu est le SDI12, très répandu dans le domaine des mesures de paramètres environnementaux. Il a notamment pour avantage de permettre l'utilisation de câble de grande longueur. Le choix d'un tel standard autorise l'interfaçage de l'émetteur avec n'importe quel système de mesure respectant ce protocole. Il est donc parfaitement possible de changer de type de sonde.

L'objectif industriel impose de développer des émetteurs dont l'autonomie est maximale, avec un coût réduit.

3.2.1.1 Description du matériel

Pour des raisons de confidentialité, certains noms de composants électroniques utilisés ainsi que certains schémas n'apparaîtront pas.

3.2.1.1.1 L'électronique de l'émetteur

L'émetteur est chargé de dialoguer avec la sonde pour récupérer les mesures puis de retransmettre celles-ci par onde radio à la station relais la plus proche. Tout ceci doit se faire à des moments bien précis de la journée. Pour réaliser cela, l'électronique de l'émetteur est développée autour des composants principaux suivants :

- un **composant radio** capable de transmettre dans la bande ISM 433MHz en modulation de phase (BPSK).
- une **horloge temps réel** afin de synchroniser temporellement les communications.
- une **interface de type SDI12** pour pouvoir communiquer avec la sonde.
- un **microcontrôleur** pour gérer l'ensemble.

Tous ces composants ont été choisis en gardant comme critère principal leur consommation car l'objectif est de réaliser des systèmes faibles consommations afin de diminuer au maximum les interventions de maintenance, donc le remplacement des batteries. La recharge des batteries par un panneau solaire a également été prévue pour accroître au maximum l'autonomie du système.

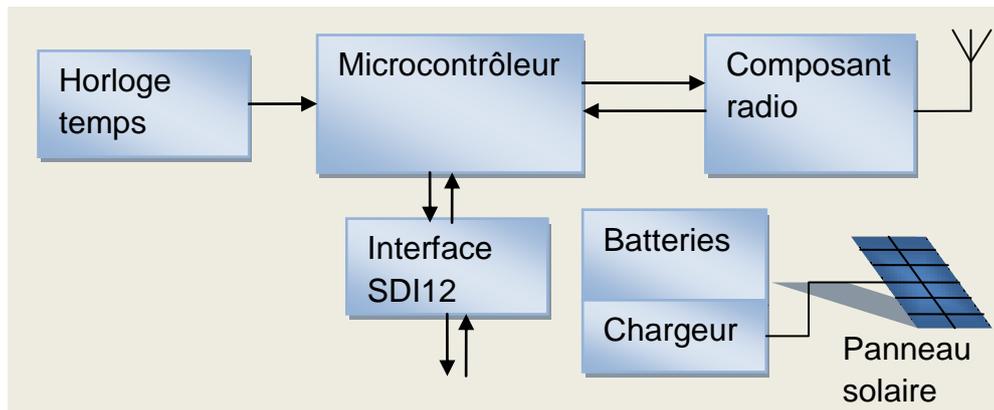


Figure 28 : Structure de l'émetteur

L'ensemble développé, dont les photos sont présentées Figure 29, est constitué de deux cartes électroniques interconnectées entre elles et fixées l'une sur l'autre. La première, sur laquelle est installée l'antenne fouet (1/4 onde), regroupe les fonctions de communication (SDI12) et de transmission radio ainsi que le microcontrôleur pour gérer l'ensemble. La seconde carte contient une partie de l'alimentation (régulateur) et le chargeur de batteries relié au panneau solaire. C'est également sous cette seconde carte qu'est fixé le pack contenant les batteries. L'ensemble est intégré dans un boîtier plastique étanche (IP65) muni d'un connecteur pour accueillir le câble le reliant à la sonde. Ce boîtier peut aisément être fixé en haut des mâts.

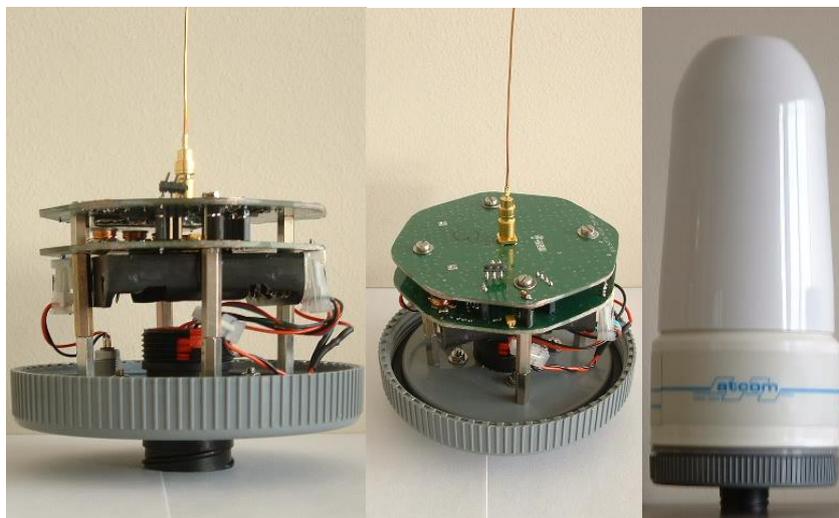


Figure 29 : Photos du matériel développé pour les émetteurs et les stations relais

3.2.1.1.2 La sonde multi-paramètre

La sonde retenue pour le prototype est fabriquée par la société Ponsel. Il s'agit du modèle Aqua50⁴. Cette sonde est capable de mesurer six paramètres différents : le niveau, la conductivité, le pH, le potentiel Redox, la température et l'oxygène dissous. Ce modèle peut descendre à une profondeur de 50 m et communiquer avec la surface grâce à une liaison filaire de type SDI12.



Caractéristiques techniques				
Paramètre	Type de capteur	Gamme	Résolution	Précision
Température	Sonde de platine Pt 100 Ω	- 5,00 à + 50,00 °C	0,01°C	± 0,1°C
Conductivité	Sonde 4 électrodes	0,00 à 200,00 µS/cm 0,0 à 2 000,0 µS/cm 0,00 à 200,00 mS/cm 0,0 à 2 000,0 mS/cm	0,01 µS/cm 0,1 µS/cm 0,01 mS/cm 0,1 mS/cm	± 0,5 % de la lecture
pH	Electrode verre combinée	0 à 14 unités	0,01	± 0,05
Rédox	Pointe de platine	- 999,0 à + 999,0 mV	0,1	± 20 mV
Oxygène dissous	Polarographique	0,00 à 20,00 mg/L 0,0 à 200,0 %	0,01 mg/L 0,1 %	± 0,2 mg/L ± 2 %
Profondeur-Niveau	Capteur piezorésistif	0 – 10 m 0-50 m	1 cm 1cm	± 1 % pleine échelle

Figure 30 : La Sonde Aqua50 et ses caractéristiques techniques

3.2.1.1.3 Protocole SDI12

SDI12 est une interface de communication série dont le débit est fixé à 1200 bauds. L'interface comprend l'alimentation 12V, la masse ainsi qu'un signal bidirectionnel transportant les données séries. L'interface est donc constituée de 3 fils. La spécification SDI12 [SDI12] précise que le câble peut mesurer jusqu'à 60 m. Le protocole utilisé est basé sur les caractères ASCII. Les niveaux logiques pour les données séries sont 5V pour le 0 logique et 0V pour le 1 logique.

Les trames sont compatibles avec le format UART ce qui permet l'utilisation de l'UART du microcontrôleur pour communiquer avec la sonde. Il faut simplement ajuster les niveaux logiques et gérer la mise en haute impédance du bus. L'UART du microcontrôleur sort un niveau 3V pour le 1 logique et 0V pour le 0 logique.

Il nous a donc fallu développer une interface UART-SDI12. Les composants nécessaires à la réalisation de cette interface sont 2 inverseurs et un buffer 3 états, tous les trois utilisables avec une tension d'alimentation de 5V. Comme le montre la Figure 31, il est nécessaire, au niveau du microcontrôleur d'avoir une broche

⁴ Sonde multiparamètre Aqua50 : http://www.neotek-ponsel.com/cbx/s4_page483_140.htm

supplémentaire, nommée ici TxEn, permettant de valider le buffer lorsque le microcontrôleur souhaite transmettre.

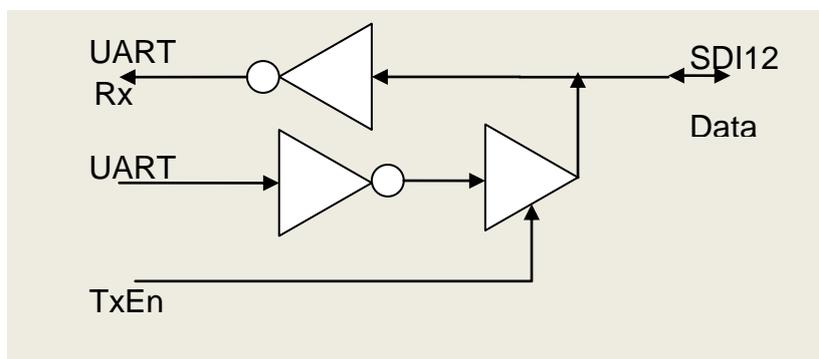


Figure 31 : Interface UART SDI12

3.2.1.2 Consommation et autonomie

Pour assurer, une durée de vie maximum au système, la consommation électrique de l'ensemble sonde-émetteur a été minimisée. La première étape est évidemment de réduire le nombre de composants tout en choisissant ceux qui consomment le moins. La seconde étape est de mettre en place une gestion optimisée de l'alimentation des composants. Les éléments qui consomment le plus dans cette ensemble sont la sonde multi-paramètres (40 mA) et le composant dédié à la transmission radio (30 mA). Pour diminuer la consommation moyenne, il faut réduire au maximum la durée de fonctionnement de ces deux éléments. La solution est d'alimenter les éléments séquentiellement, d'abord la sonde pour effectuer les mesures puis le composant radio pour les transmettre. Le nombre de mesures réalisées par jour étant très faible, la majeure partie du temps le système est en mode "veille" (sonde et radio éteintes).

C'est donc cette consommation en veille qui a le plus gros impact sur l'autonomie et qui a été étudiée soigneusement lors du développement de la carte.

En mode veille, la consommation résiduelle du système est de l'ordre de 150 μ A. L'autonomie reste évidemment liée au nombre de mesures que l'on souhaite réaliser dans une journée ou dans une semaine. Avec une mesure par jour, la consommation moyenne de l'ensemble sonde et émetteur est de l'ordre de 200 μ A sous 4,8 volts. Avec quatre batteries (NiMh 1,2V 2650 mAh), l'autonomie attendue est supérieure à une année.

Pour accroître considérablement cette autonomie, il suffit d'ajouter au système le panneau solaire afin de recharger les batteries. Notre essai avec un petit panneau solaire de puissance 1,2W (Solarex MSX-01F), sur 8 heures en été (27 août 2009), a permis de recharger les batteries de 0,3 Ah. Une période de 9 jours ensoleillée, en été, suffirait à recharger les batteries. Or, vu que les batteries chargées permettent

une autonomie supérieure à une année, l'autonomie peut être garantie pour la durée de vie des batteries. La petite taille de ce panneau solaire (14 cm x 16 cm) permet de le fixer aisément au côté de l'émetteur et ainsi régler les problèmes d'autonomie.

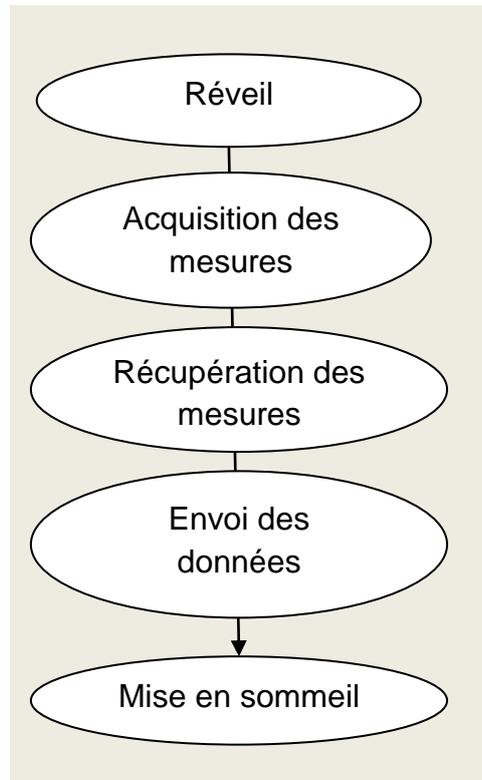


Figure 32 : Description simplifiée du programme du microcontrôleur

3.2.2 La station relais

La station relais permet de recueillir les données provenant des sondes installées à proximité puis de les coder (codage canal) pour les renvoyer, toujours par voie radio, vers le récepteur central situé à 10 km. Cette station relais est constituée d'un émetteur-récepteur radio chargé de récupérer les mesures transmises par les sondes puis de les retransmettre au récepteur central. Elle doit être positionnée en hauteur afin d'assurer une transmission longue distance avec le récepteur central. Sa consommation électrique est, comme celle des ensembles sonde-émetteur, optimisée pour maximiser son autonomie. Le contrôle des phases d'éveil est également assuré par une horloge temps réel. Chaque sonde est programmée pour transmettre ses mesures à une heure différente des autres sondes. Ceci permet à la station relais de recevoir séquentiellement les différentes mesures sans risque d'avoir deux sondes qui transmettent au même instant. Cette même méthode est utilisée pour les transmissions entre les stations relais et le récepteur central.

La base matérielle des stations relais est identique à celle des émetteurs présentés précédemment. Le composant RF est configurable en émission et en réception. Seul le programme du microcontrôleur différencie les deux systèmes. Son autonomie est fonction du nombre de fois où elle se réveille au cours d'une journée et donc du nombre d'ensembles sonde-émetteur qu'elle doit gérer.

Le partenaire industriel (la société ATCOM Télémétrie), possède une grande expérience dans la mise en œuvre de liaisons courtes distances à 433 MHz. L'étude des performances de la liaison radio entre l'émetteur et la station relais n'est donc pas traitée dans cette thèse.

3.2.3 Le récepteur central

Le prototype du récepteur central est réalisé à partir d'une carte électronique contenant un composant numérique programmable de type FPGA (Field Programmable Gate Array) et des convertisseurs analogiques-numériques. L'objectif du développement du récepteur central est d'avoir une base flexible et évolutive sur laquelle divers traitements numériques peuvent être ajoutés afin d'assurer une bonne réception des données. Cela passe tout d'abord par le développement d'un récepteur radio numérique capable de démoduler le signal BPSK émis par les stations relais. Plus tard, des fonctionnalités permettant de gérer les interférences y seront ajoutées.

Les paragraphes suivant décrivent les éléments matériels constituant le récepteur et les algorithmes mis en œuvre pour réaliser la démodulation BPSK.

3.2.3.1 Description du matériel

La Figure 33 décrit les différents éléments constituant le récepteur central prototype. Ce dernier dispose d'une antenne directive à gain (12 dBi) de type Yagi couplée à un amplificateur faible bruit de gain 20 dB. Cet amplificateur est relié à un mélangeur qui multiplie ce signal RF à 433 MHz provenant de l'antenne avec un oscillateur local afin d'abaisser la fréquence de la porteuse à une fréquence intermédiaire de 10,7 MHz. Cette fréquence intermédiaire est indispensable pour pouvoir échantillonner le signal. Ce signal radio centré sur 10,7 MHz est ensuite filtré puis amplifié avant d'entrer sur le convertisseur analogique-numérique de notre carte d'acquisition. Cette dernière est construite autour d'un composant numérique programmable de type FPGA (Field Programmable Gate Array) qui permet de réaliser les différents traitements numériques sur le signal reçu, notamment la démodulation, afin d'en extraire les informations.

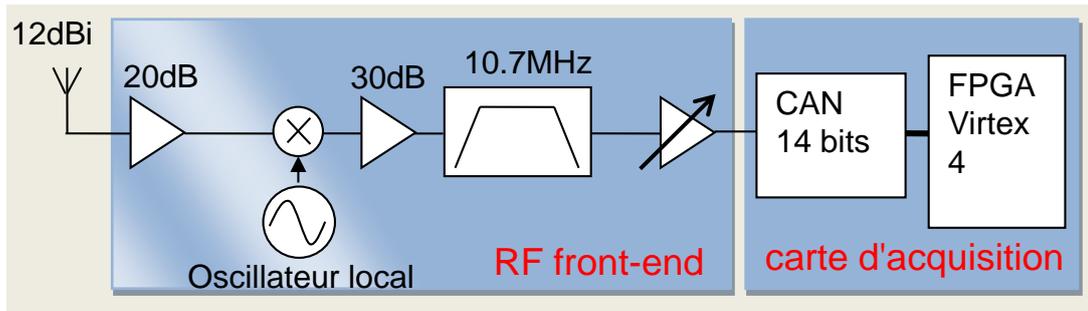


Figure 33 : Description matérielle du récepteur

Une fois les données reçues et décodées par le récepteur, celles-ci sont transmises à un ordinateur qui les stocke afin d'y être analysées. Ces mesures sur la qualité des eaux souterraines sont également affichées en temps réel grâce à un logiciel dédié.

3.2.3.1.1 L'étage d'entrée analogique

L'étage d'entrée analogique, aussi appelé «RF front-end», permet d'adapter le signal reçu à la carte d'acquisition en amplifiant suffisamment le signal et en réduisant la fréquence porteuse. Cet étage analogique comprend tous les éléments entre l'antenne et l'entrée du convertisseur analogique-numérique. Nous allons maintenant décrire ces différents éléments.

L'antenne

Une antenne directive à gain a été choisie pour réaliser ce prototype. L'antenne est de type YAGI 8 éléments modèle R 70-10/h⁵ et fabriquée par la société Procom. Elle possède un gain de 12 dBi.

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne sont présentés sur la Figure 34.

⁵ R 70-10 : Directional Antennas with 10 dBd Gain for the 450 MHz Band: http://www.procom.dk/fre/Page_menu/PRODUITS/Antennes_de_Station_de_Base/175_-_470_MHz/Antennes_directionnelles_gain/R_70-3_R_70-7_R_70-10

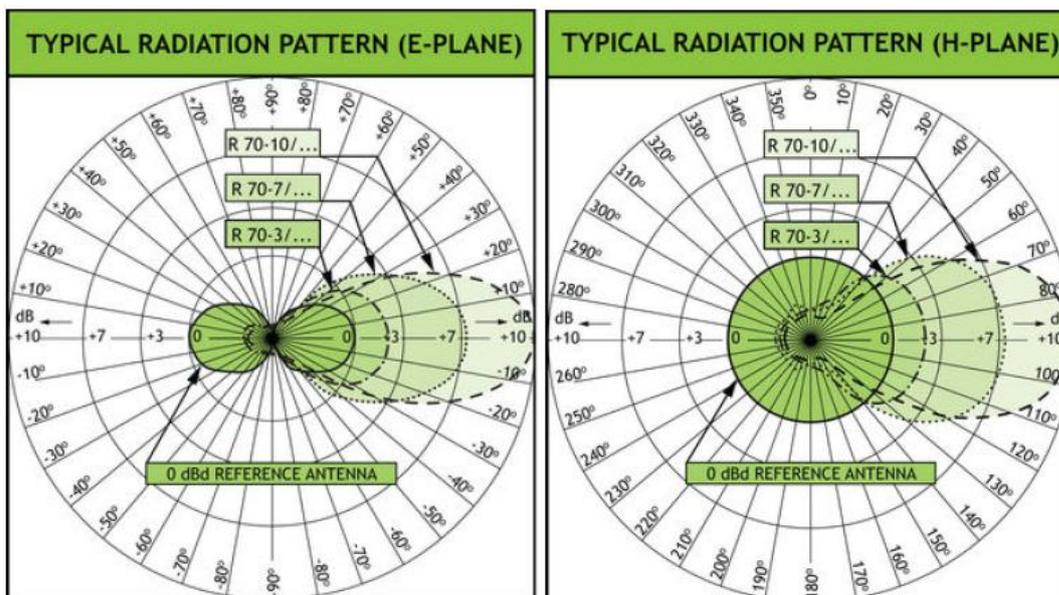


Figure 34 : Diagramme de rayonnement des antennes YAGI R 70-10/h (avec les antennes installées en polarisation verticale)

La puissance du signal reçu au niveau de l'antenne est tellement faible qu'il est indispensable d'ajouter après celle-ci un amplificateur pour rehausser la puissance du signal. Pour cela, il a fallu choisir un amplificateur avec un niveau de bruit très faible afin de ne pas dégrader d'avantage le rapport signal sur bruit du signal reçu.

Nous avons choisi un amplificateur faible bruit SUPER-AMP⁶ fabriqué par la société SSB Electronic GmbH dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous.

Tableau 7 : Caractéristiques de l'amplificateur SP-7000



Modèle	SP-7000
Gamme de fréquence	430 - 440 MHz
Alimentation	13,8 V
Gain maximum	20 dB
Bruit	0,9 dB
Perte d'insertion	0,3 dB

⁶ SP-7000 Mast-Preamplifier 70cm: http://www.ssb.de/product_info.php/info/p1134_SP-7000---Mast-Preamplifier-70cm.html

Les câbles

Entre l'antenne et le mélangeur nous avons dû mettre 18m de câble, 3m entre l'antenne et l'amplificateur et 15m entre l'amplificateur et le mélangeur. Pour limiter les pertes nous avons choisi du câble coaxial de type RG213U (ou KX4). Ce câble, d'impédance 50 ohms, perd 14.5 dB au 100 m à 400MHz. Nous pouvons donc estimer les pertes liées à la propagation dans les câbles à 2,6 dB.

Le mélangeur

Le mélangeur est le composant qui permet de réduire la fréquence porteuse de 433 MHz à 10,7 MHz. Le principe est de multiplier notre signal à 433 MHz par un signal sinusoïdal de fréquence 433 MHz -10,7 MHz soit 422.3MHz. La multiplication de ces deux signaux sinusoïdaux gère donc deux composantes, l'une dont la fréquence est la différence des deux et l'autre dont la fréquence est la somme. En plaçant un filtre à la fréquence souhaitée derrière le mélangeur on ne récupère que la différence soit dans notre cas 10.7 MHz.

Pour réaliser cette fonction, nous avons retenu le composant AD608⁷ d'Analog Devices. Comme le montre la Figure 35, celui-ci intègre le mélangeur, différents étages d'amplification et un amplificateur limiteur pour limiter la puissance de sortie à 400 mV crête à crête. La sortie RSSI (Received Signal Strength Indication) permet également de connaître la puissance du signal reçu.

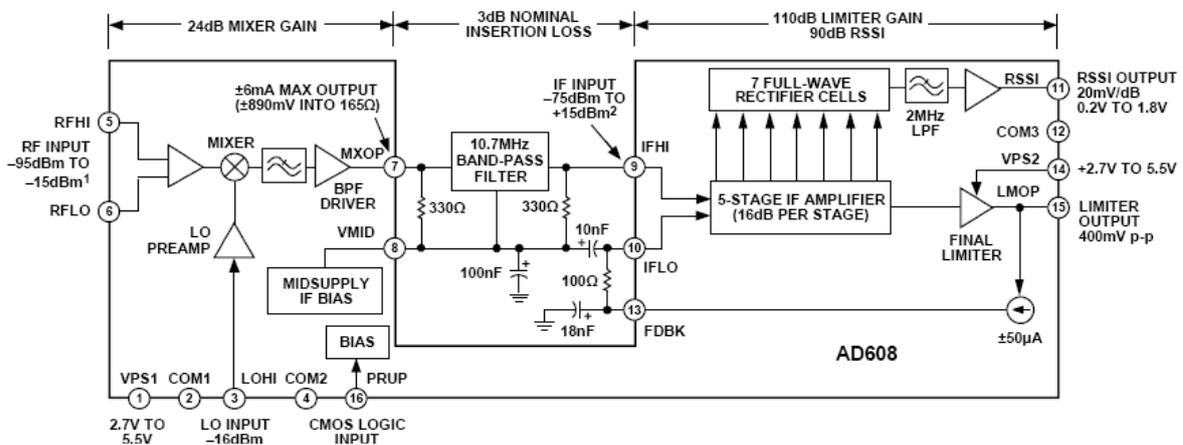


Figure 35 : Représentation fonctionnel du mélangeur AD608

Afin de diminuer le temps de développement, nous utilisons la carte d'évaluation du composant qui intègre le filtre passe bande. Il s'agit d'un filtre céramique de marque TOKO modèle SKMIN centré sur 10,7 MHz avec une bande passante (3dB) de 280kHz±50.

⁷ AD608: Low Power Mixer/Limiter/RSSI 3 V Receiver IF Subsystem: <http://www.analog.com/en/rfif-components/mixersmultipliers/ad608/products/product.html>

L'oscillateur local

Pour couvrir toute la bande ISM 433 MHz, la fréquence de l'oscillateur doit pouvoir varier entre 422,35 MHz et 424,09 MHz. L'oscillateur connecté au mélangeur est réalisé à partir de composant ADF4360-7⁸ dont la fréquence est programmable de 350 MHz à 1800 MHz.

L'amplificateur

L'amplificateur limiteur intégré au mélangeur fournit une tension maximum de 400 mVpp. Or, pour atteindre la pleine échelle du convertisseur analogique-numérique, il nous faut 2 Vpp. Un amplificateur est donc placé entre le mélangeur et le convertisseur pour que le signal atteigne la pleine échelle du convertisseur.

Comme le montre la Figure 36, nous avons pour cela développé une carte utilisant l'amplificateur opérationnel OPA657 avec un montage non inverseur de gain 20 dB.

L'entrée de notre carte d'acquisition a une impédance de 50 ohms, la sortie de cet amplificateur est donc adaptée à 50 ohms à l'aide d'une résistance. Le montage permet également de supprimer la composante continue présente en sortie de mélangeur au moyen d'une capacité de liaison placée à l'entrée.

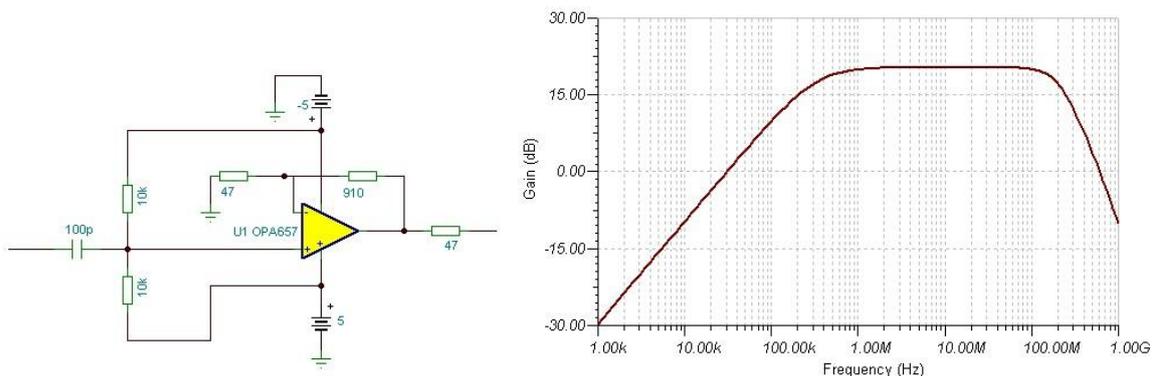


Figure 36 : Schéma et gain du montage amplificateur

Les 20 dB de gain s'expliquent par la nécessité d'avoir une tension de 2 Vpp sous 50 ohms en entrée du convertisseur ce qui correspond à une tension double en sortie de notre montage amplificateur (avant la résistance d'adaptation). Pour atteindre ces 4 Vpp avec un signal d'entrée de 400 mVpp, il faut un gain en tension de 10 soit $20 \cdot \text{Log}(10) = 20$ dB.

3.2.3.1.2 La carte d'acquisition

La carte d'acquisition choisie comme base matérielle de notre récepteur est une carte XtremeDSP Development Kit IV développé par la société Nallatech (Figure 37).

⁸ ADF4360-7: Integrated Integer-N Synthesizer and VCO - Output Frequency 350 to 1800: <http://www.analog.com/en/rfif-components/pli-synthesizersvcos/ADF4360-7/products/product.html>

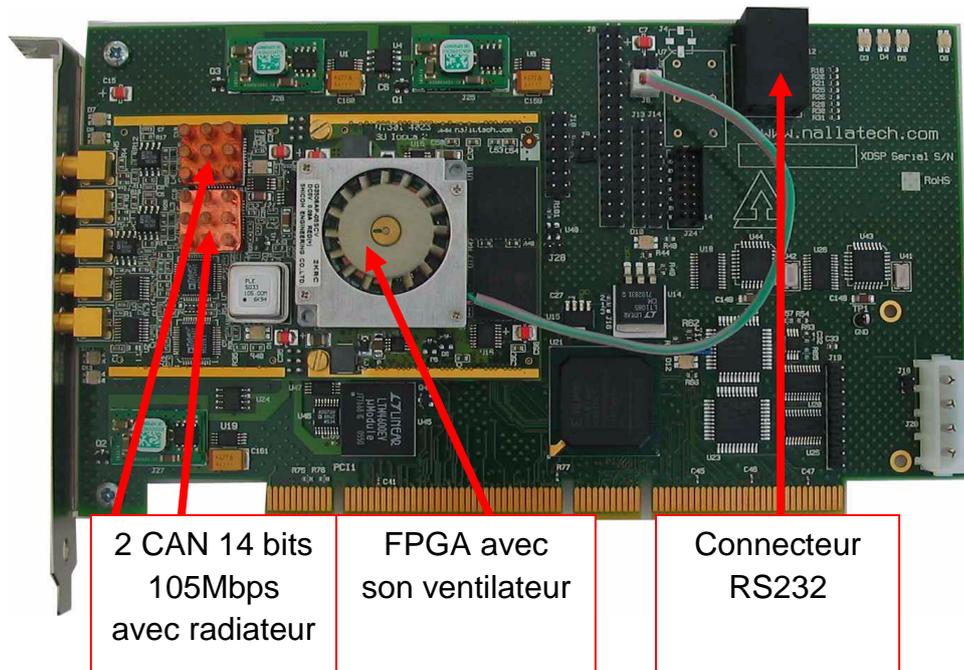


Figure 37 : La carte d'acquisition [XDSP]

Cette carte est intéressante car elle possède tout d'abord deux convertisseurs analogique-numériques indépendants de 14-bits avec un débit pouvant atteindre 105 Méch/s. Ceux-ci sont reliés à un FPGA Xilinx de type Virtex 4 (XC4SX35-10FF668). Différentes sources d'horloge sont proposées notamment une horloge programmable. Une interface PCI 33 MHz est disponible pour réaliser des transferts avec un ordinateur. On pourra lui préférer une interface RS232 également présente.

Les deux convertisseurs numérique-analogiques (14-bits - 160 MSPS) sont également utiles dans les phases de développement.

3.2.3.2 Développement logiciel (FPGA)

L'objectif est la réalisation, dans le FPGA, d'un récepteur radio logiciel gérant la démodulation BPSK des signaux reçus. Ce développement est réalisé en langage VHDL à l'aide l'environnement de développement ISE fourni par Xilinx, le fabricant du composant. Le développement de code en VHDL nécessite la réalisation de simulations sur ordinateur. Nous utilisons pour cela le logiciel ModelSim.

Le récepteur radio numérique est constitué de plusieurs éléments : la démodulation, la synchronisation en phase, la récupération de rythme, le décodage et au final le transfert des données vers l'ordinateur (cf. Figure 38). Les sections suivantes décrivent ces différents éléments.

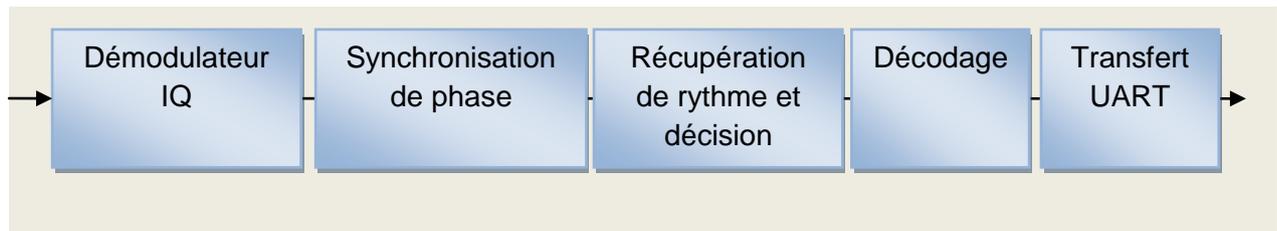


Figure 38 : Briques logicielles constituant le récepteur radio

3.2.3.2.1 Démodulation

Le signal modulé entrant sur la carte d'acquisition est échantillonné en 14 bits à 40 MHz par le convertisseur analogique-numérique. Ce signal numérique entre ensuite dans le FPGA et la démodulation est le premier traitement numérique qu'il subit.

L'objectif de la démodulation est de transposer le signal modulé en bande de base.

Le principe du démodulateur complexe

Le démodulateur complexe, ou démodulateur I/Q, permet d'obtenir l'enveloppe complexe du signal reçu donnant ainsi en plus l'information sur le déphasage. On récupère la composante en phase (ou réelle) mais également la composante en quadrature (ou imaginaire). Cela revient à réaliser une projection du signal sur $\cos(2\pi f_0 t)$ pour la sortie en phase (I) et sur $\sin(2\pi f_0 t)$ pour la sortie en quadrature (Q). Nous ne décrivons que succinctement le principe de démodulation complexe, plus d'informations sont disponibles en pages 97 à 131 de [Blo00].

Le signal RF reçu S_t , entrant dans le démodulateur, s'écrit

$$S_t = A_t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_t) \quad (17)$$

avec A_t est l'enveloppe du signal, ω_0 la pulsation ($\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$) et φ_t la phase

En utilisant les formules d'Euler, S_t peut s'écrire

$$S_t = \frac{A_t}{2} \left(e^{i(\omega_0 t + \varphi_t)} + e^{-i(\omega_0 t + \varphi_t)} \right) \quad (18)$$

La démodulation complexe consiste à multiplier le signal reçu par $e^{-i(\omega_0 t)}$. La phase est nulle car prise comme référence de phase. On obtient donc un signal x_t

$$x_t = S_t e^{-i(\omega_0 t)} \quad (19)$$

$$x_t = \frac{A_t}{2} e^{i\varphi} + \frac{A_t}{2} e^{-i(2\omega_o t + \varphi_t)} \quad (20)$$

Le second terme en $2\omega_o$ est éliminé grâce à l'utilisation d'un filtre passe bas, ce qui nous donne en sortie un signal complexe y_t tel que

$$y_t = \frac{A_t}{2} e^{i\varphi_t} \quad (21)$$

Avec φ_t est le déphasage entre la porteuse et l'oscillateur local.

En sortie du démodulateur, on obtient les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) du signal démodulé telles que

$$y_{r_t} = \text{Re}(y_t) = \frac{A_t}{2} \cos(\varphi_t) \quad (22)$$

$$y_{i_t} = \text{Im}(y_t) = \frac{A_t}{2} \sin(\varphi_t) \quad (23)$$

Le démodulateur complexe est représenté sur la Figure 39.

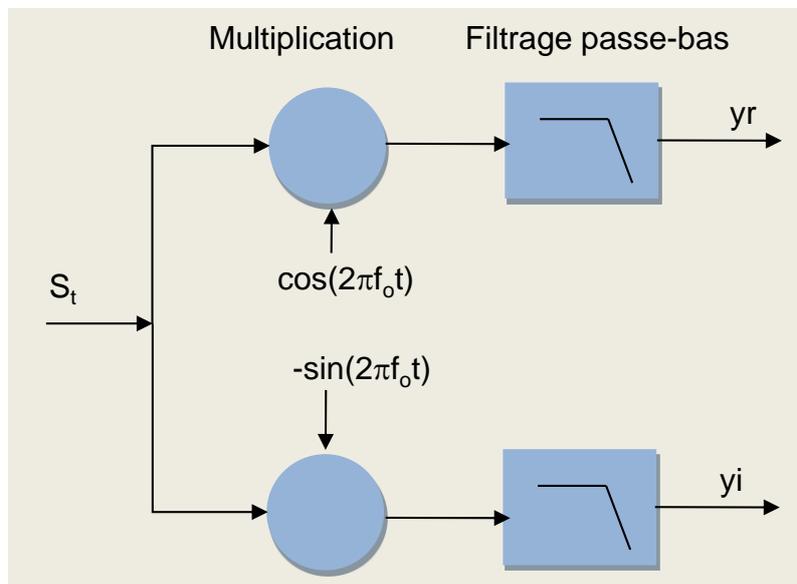


Figure 39 : démodulateur complexe

En pratique, l'oscillateur local ne possède jamais une fréquence et une phase identique à celle de la porteuse, il faut donc mettre en œuvre une synchronisation porteuse pour corriger ce déphasage φ_t et ainsi obtenir l'information sur l'amplitude du signal modulant A_t .

Codage VHDL

Nous avons donc développé un démodulateur complexe en langage VHDL destiné à démoduler notre signal RF. Il prend en entrée le signal S issu du convertisseur analogique numérique et fournit les composantes en phase yr et en quadrature yi du signal démodulé. La fréquence f_0 de la porteuse est de 10,7 MHz. L'ensemble est cadencé par une horloge à 40 MHz.

Le codage en VHDL du démodulateur complexe, plus précisément l'oscillateur local ($e^{-i(\omega_0 t)}$), nécessite des calculs de cosinus et sinus. Ceux-ci sont réalisés à partir de tables stockées dans la mémoire du FPGA.

La Figure 40 décrit les entrées/sorties du composant VHDL dédié à la démodulation complexe.

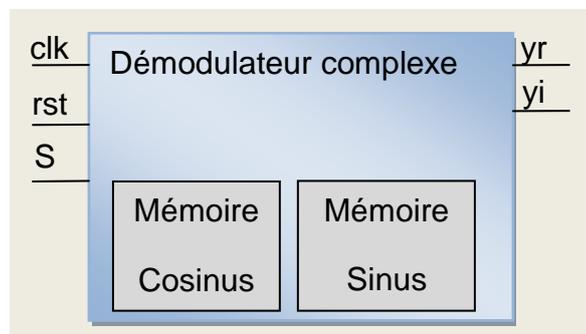


Figure 40 : Démodulateur complexe : composant VHDL.

3.2.3.2.2 Synchronisation de phase

Le paragraphe précédant a montré que si l'oscillateur local n'était pas synchronisé avec la porteuse, ce déphasage se retrouvait dans le signal de sortie. Il est donc important de pouvoir estimer ce déphasage pour ensuite le corriger.

Estimation de la phase du signal modulé

Différents algorithmes existent pour estimer la phase du signal modulé que l'on peut notamment retrouver dans [Mey98]. Nous avons choisi d'implanter l'algorithme de la Boucle de Costas d'ordre 1 décrit dans [Bro02] qui utilise l'approche du maximum de vraisemblance.

$$\Phi_{k+1} = \Phi_k + \gamma \text{Im}(y_k^2 e^{-i2\phi_k}) \tag{24}$$

Φ_k est l'estimé du déphasage ϕ_k , γ est le pas et y_k le signal complexe sortant du démodulateur. $\text{Im}()$ est la fonction qui retourne la partie imaginaire d'un nombre.

La Figure 41 montre une simulation de l'algorithme d'estimation de phase pour un déphasage de 90° . La phase estimée converge bien vers la valeur $\pi/2$.

Une fois la phase estimée, il suffit de corriger la phase du signal reçu (ou parfois de l'oscillateur local) afin d'avoir une démodulation totalement synchronisée.

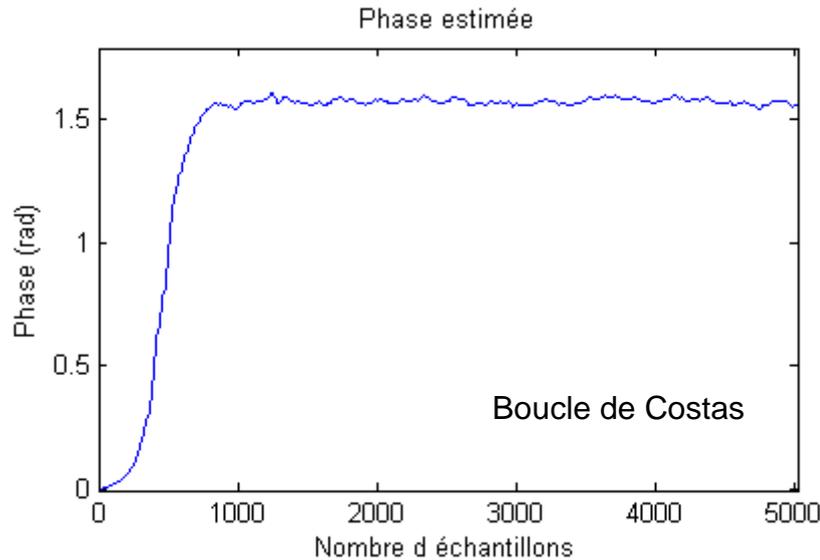


Figure 41 : Simulation de l'algorithme d'estimation de phase pour la boucle de Costas avec un déphasage 90°

Il est peu commode de travailler avec l'équation sous forme complexe pour l'intégrer dans le composant numérique (FPGA). On lui préférera sa forme développée qui s'écrit

$$\Phi_{k+1} = \Phi_k + \gamma \left(2y_{r_k} y_{i_k} \cos(2\Phi_k) - (y_{r_k}^2 - y_{i_k}^2) \sin(2\Phi_k) \right) \quad (25)$$

Avec $y_k = y_{r_k} + i.y_{i_k}$.

y_{r_k} et y_{i_k} correspondent respectivement aux sorties en phase et en quadrature du démodulateur complexe vu précédemment.

Pour réaliser l'estimation de la phase, nous avons intégré cette équation dans le FPGA. Les valeurs des sinus et cosinus présents dans cette équation sont à nouveau obtenues à l'aide de tables de sinus et cosinus. La Figure 42 montre les signaux d'entrée et de sortie du composant VHDL créé pour l'estimation de phase.

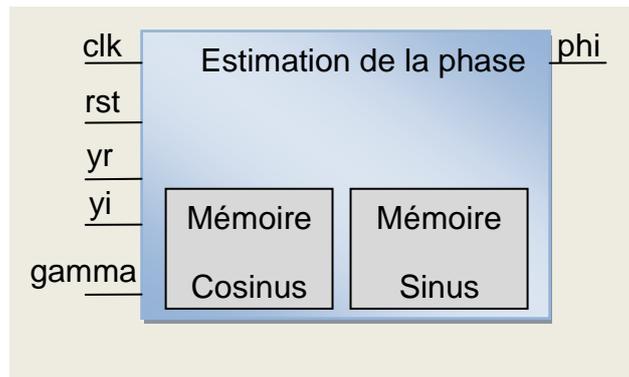


Figure 42 : Estimation de phase : composant VHDL

Correction de la phase du signal démodulé

Pour corriger le déphasage entre l'oscillateur local du récepteur et la phase du signal modulé, deux solutions sont envisageables : soit agir sur la phase de l'oscillateur local, soit sur la phase du signal modulé. C'est cette dernière que nous avons retenue.

La correction de phase s'effectue en multipliant le signal démodulé complexe par $e^{-i\Phi_k}$ où Φ_k est la phase estimée. Le signal démodulé et resynchronisé en phase z_k s'écrit

$$z_k = y_k e^{-i\Phi_k} \quad (26)$$

Ce qui donne en séparant la partie réelle et partie imaginaire

$$z_k = yr_k \cos(\Phi_k) + yi_k \sin(\Phi_k) + i(yi_k \cos(\Phi_k) - yr_k \sin(\Phi_k)) \quad (27)$$

La modulation BPSK possède des symboles réels. Par conséquent, une fois la synchronisation de phase effectuée, le signal utile se limite à la partie réelle zr_k de z_k , la partie imaginaire ne contenant que du bruit.

$$zr_k = \text{Re}(z_k) = yr_k \cos(\Phi_k) + yi_k \sin(\Phi_k) \quad (28)$$

Cette équation a donc été codée en VHDL sous la forme d'un composant spécifique représenté en Figure 43.

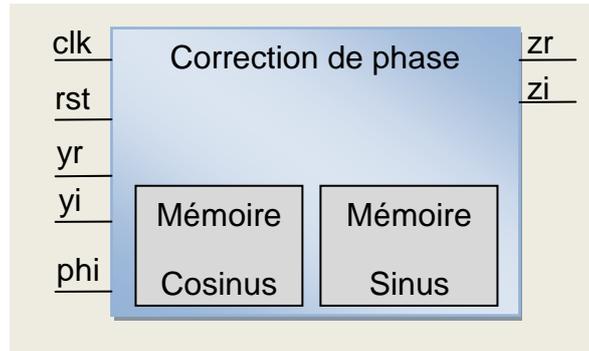


Figure 43 : Correction de phase : composant VHDL

3.2.3.2.3 Récupération de rythme

La sortie du démodulateur corrigée en phase correspond à l'enveloppe du signal reçu. Il s'agit d'un signal continu duquel il faut extraire les bits d'information. Pour cela, il est nécessaire de retrouver la fréquence d'émission des bits et de se synchroniser dessus afin de pouvoir prendre une décision sur la valeur du bit. Cette étape est appelée synchronisation bit ou encore récupération de rythme. L'objectif est d'estimer la durée des bits et leur position dans le signal reçu.

De nombreux algorithmes existent dans la littérature [Bro02] [Gla96] [Lit01], notamment, pour les plus connues, la méthode de la raie spectrale, la méthode « early-late gate », ou encore l'algorithme de Mueller and Muller. L'un des plus connus est l'algorithme de Gardner [Gar86]. Nous avons donc choisi de l'implanter dans notre récepteur.

Algorithme de Gardner

Cet algorithme permet d'obtenir une valeur d'erreur e_n pour chaque symbole (chaque bit dans notre cas) de durée T échantillons. L'index n correspond au numéro du symbole et $z_k = zr_k + i zi_k$ représente l'enveloppe complexe du signal modulé.

$$e_n = zr_{nT-T/2} (zr_{nT} - zr_{(n-1)T}) + zi_{nT-T/2} (zi_{nT} - zi_{(n-1)T}) \quad (29)$$

Gardner précise qu'avec une modulation BPSK, une fois que la synchronisation de la porteuse faite, seule la sortie en phase (zr) du démodulateur apporte de l'information. L'expression précédente peut dans ce cas se réduire à

$$e_n = zr_{nT-T/2} (zr_{nT} - zr_{(n-1)T}) \quad (30)$$

La correction de l'erreur se fait en étudiant le signe de e_n . Si $e_n > 0$ on est en avance, le temps bit est diminué de 1 échantillon et le prochain bit est prélevé après

T-1 échantillons. A l'inverse, si $e_n < 0$ on est en retard, le temps bit est augmenté de 1 échantillon et le prochain bit est prélevé après T+1 échantillons.

Une fois synchronisé, il suffit de prendre l'échantillon à l'instant de décision (milieu du temps bit) et de comparer sa valeur à un seuil, ici zéro, pour décider si le bit vaut 1 ou 0. On obtient donc en sortie des valeurs binaires. Les résultats des simulations de l'algorithme sont donnés en Figure 44.

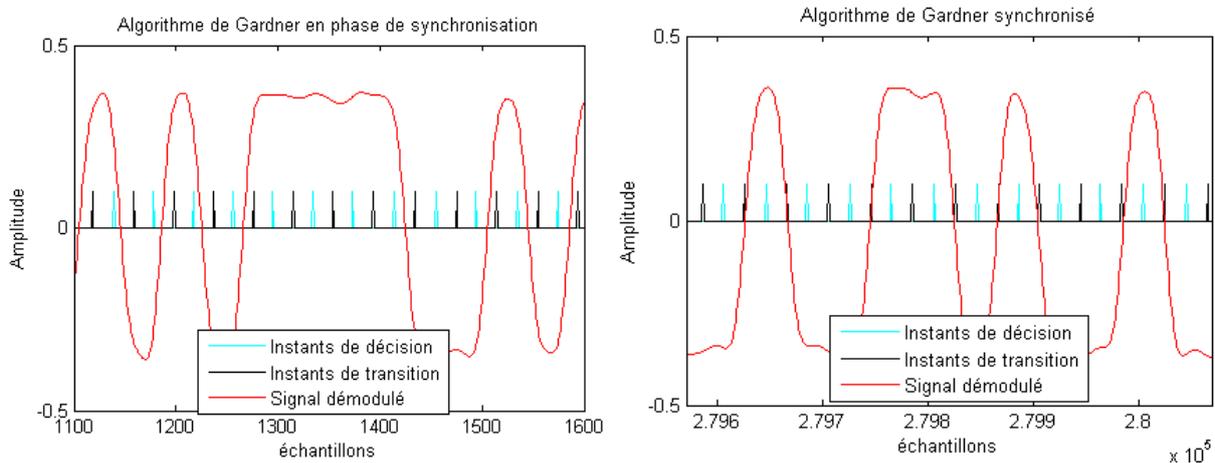


Figure 44 : Simulations de l'algorithme de Gardner. A gauche : algorithme en cours de synchronisation. A droite : algorithme synchronisé. Signal démodulé (rouge), instants de transition (noir), instants de décision (bleu).

Après décimation par 256 du signal démodulé z_k , le signal possède encore environ 128 échantillons par bit ce qui permet d'avoir une bonne précision pour cet algorithme. Pour diminuer les ressources utilisées dans le FPGA, il est tout-à-fait possible d'augmenter le facteur de décimation.

L'algorithme de récupération de rythme ne nécessite que trois signaux d'entrées/sorties (en plus de l'horloge et du reset). Un signal d'entrée z_r correspondant au signal en bande de base resynchronisé et deux signaux de sortie $data$ et $clkout$ représentant respectivement les bits d'information codées en NRZ et l'horloge synchrone associée (cf. Figure 45).

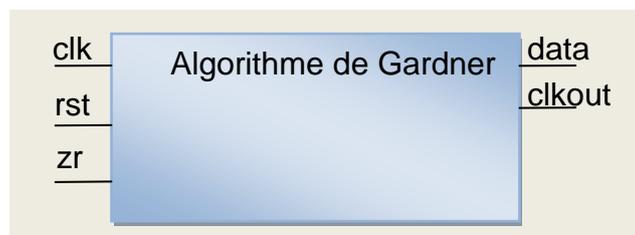


Figure 45 : Récupération de rythme : composant VHDL

3.2.3.2.4 Décodage

Le décodage des trames consiste tout d'abord à déterminer si les bits reçus sont inversés ou non. En effet, un démodulateur BPSK est synchronisé en phase à pi près donc le signal démodulé peut être inversé par rapport au signal modulant émis. Par conséquent, les bits reçus à 1 sont en fait des 0 émis et inversement. Pour connaître le sens, un premier mot fixe est présent dans le protocole, appelé mot de synchronisation. Il permet de savoir si le signal est inversé ou non. Si on est en sens inverse, il suffit donc d'inverser tous les bits reçus après ce mot de synchronisation.

Une fois le mot de synchronisation détecté et le sens déterminé, il suffit de lire les différents octets dans la trame (cf. Figure 46) et de les envoyer à l'ordinateur.

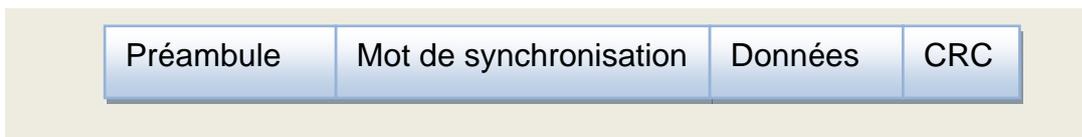


Figure 46 : Format de la trame

Le préambule, constitué d'une alternance de bit à 1 et 0, permet la synchronisation du récepteur sur le rythme des données (pour l'algorithme de récupération de rythme). Les deux derniers octets permettent de vérifier l'intégrité des données reçues. Ils sont calculés en utilisant les algorithmes de codage de canal de type CRC (Cyclic Redundancy Check).

Une fois que les différents octets constituant la trame sont identifiés, ils sont transmis à un ordinateur pour y être stockés et analysés.

3.2.3.2.5 Transmission au PC

Le débit des données étant faible, le transfert entre le récepteur et l'ordinateur est réalisé au moyen d'une liaison série de type RS232 (port série), très répandue sur les ordinateurs. Il était tout à fait envisageable d'effectuer ce transfert via le bus PCI présent sur la carte d'acquisition mais cela complexifie le logiciel PC sans raison.

Les octets reçus sont donc encodés au format UART dans le FPGA puis envoyés sur la liaison RS232 présente sur la carte.

Pour rappel, une trame UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*) comprend un premier bit à 0 nommé « Start bit » puis les données à envoyer entre 5 et 9 bits, et un dernier bit à 1 nommé « Stop bit » (cf. Figure 47). Il est également possible d'insérer un bit de parité entre le dernier bit de données et le bit de stop pour contrôler la présence d'erreur de transmission. Dans notre cas, la taille des données est de 8 bits et le bit de parité n'est pas envoyé.

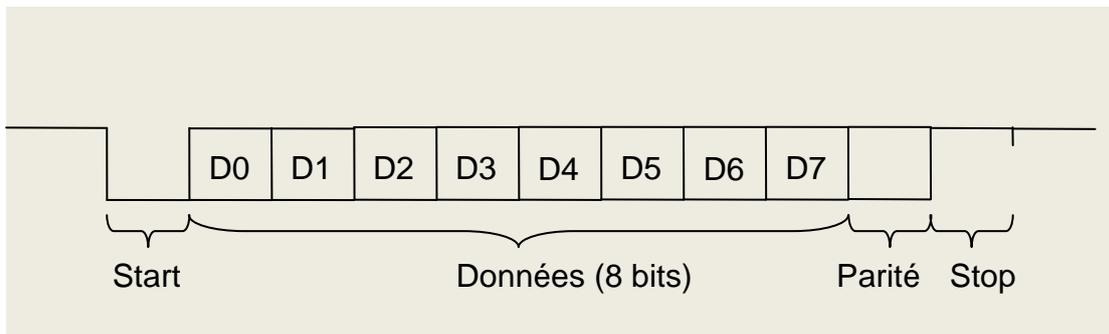


Figure 47 : Représentation d'une trame UART

3.2.3.2.6 Ressources du FPGA utilisées

Le FPGA présent sur la carte est de type Virtex 4 (XC4SX35-10FF668). Le projet pour le récepteur n'occupe que 14% des ressources de ce composant (cf. Figure 48) ce qui permet d'envisager l'ajout d'autres fonctionnalités.

Device Utilization Summary				
Logic Utilization	Used	Available	Utilization	Note(s)
Number of Slice Flip Flops	5,751	30,720	18%	
Number of 4 input LUTs	2,365	30,720	7%	
Logic Distribution				
Number of occupied Slices	3,813	15,360	24%	
Number of Slices containing only related logic	3,813	3,813	100%	
Number of Slices containing unrelated logic	0	3,813	0%	
Total Number of 4 input LUTs	4,452	30,720	14%	
Number used as logic	2,365			
Number used as a route-thru	148			
Number used as 16x1 RAMs	16			
Number used as Shift registers	1,923			
Number of bonded IOBs	77	448	17%	
Number of BUFG/BUFGCTRLs	5	32	15%	
Number used as BUFGs	4			
Number used as BUFGCTRLs	1			
Number of FIFO16/RAMB16s	12	192	6%	
Number used as FIFO16s	0			
Number used as RAMB16s	12			
Number of DSP48s	140	192	72%	
Number of DCM_ADVs	1	8	12%	
Total equivalent gate count for design	984,578			
Additional JTAG gate count for IOBs	3,696			

Figure 48 : Résumé des ressources utilisées fourni par l'outil ISE

3.2.4 Le logiciel PC

Le logiciel PC est chargé de récupérer les données provenant du récepteur central sur le port série (RS232) de l'ordinateur. Il vérifie dans un premier temps leur intégrité grâce au CRC. Ensuite, ces données, ainsi que la date et l'heure d'arrivée, sont affichées à l'écran sous forme de texte et de graphique mais également sauvegardés sur le disque dur de l'ordinateur au format CSV (comma-separated values). Ce format à l'avantage compatible avec la plupart des logiciels de type tableur comme Excel de Microsoft Office ou OpenOffice.org Calc.

Le logiciel est développé en langage C++ managé en utilisant Visual C++ 2008 Express Edition de Microsoft. Il nécessite donc l'installation du Framework .net 2.0 ou supérieur pour fonctionner. L'apparence du logiciel est visible sur la Figure 49.

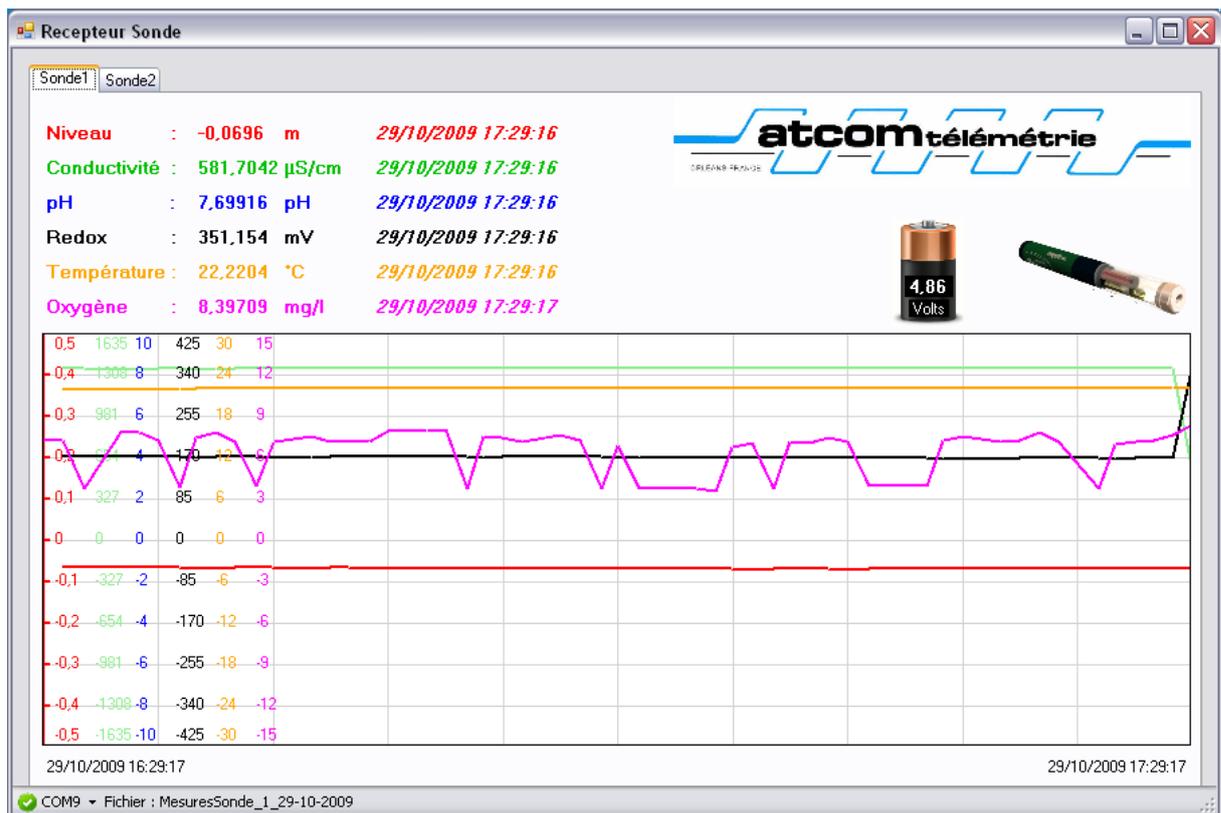


Figure 49 : Interface graphique du logiciel

Le logiciel est totalement fonctionnel mais pas encore entièrement finalisé, il reste différentes améliorations à apporter, notamment l'affichage des données de plusieurs sondes.

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement du prototype de ce réseau de capteurs. Nous obtenons donc, au final, un prototype complet, de la sonde au stockage des mesures sur PC. En théorie et en l'absence de brouilleurs, un tel système est capable de transmettre sur plusieurs dizaines de kilomètres. En pratique, la présence de brouilleurs fait chuter très fortement les performances. Cependant, l'architecture du récepteur central permet d'évoluer pour inclure des algorithmes permettant de gérer les brouilleurs, voire un récepteur BPSK plus performant, en fonction des résultats qui seront obtenus ultérieurement sur les tests sur grande distance.

A cause de contraintes industrielles, le déploiement du réseau sur le site prévu n'a pas pu être réalisé pendant la durée de cette thèse. Il reste donc à réaliser des essais en conditions réelles afin de valider totalement ce prototype.

Nous avons également constaté, en début de chapitre, que les composants RF classiques ne permettaient pas de réaliser des communications longues distances, fiables, dans les conditions difficiles qui sont les nôtres. Nous présentons donc, dans

le chapitre suivant, un concept de récepteur permettant la réception d'un signal en présence de brouilleurs.

Chapitre 4

Concept de récepteur

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons proposer une architecture de récepteur central basée sur un réseau d'antennes et capable de recevoir les signaux émis par les stations relais, malgré la présence de brouilleurs.

4.1.1 Caractéristiques de notre système

Caractéristiques du signal émis

Avec le protocole défini pour notre système, chaque sonde (puis sa station relais) transmet, pour chaque instant de mesure, 3570 bits (correspondant aux 6 paramètres mesurés et à son niveau de batterie) avec un débit de 1200 bauds. La transmission dure donc environ 3 secondes. Pour transmettre ces trames, les stations relais utilisent une modulation de phase de type BPSK avec une porteuse dont la fréquence appartient à la bande ISM 433 MHz. La direction d'arrivée de ce signal BPSK sur le récepteur central est connue car la position des stations relais par rapport au récepteur central est fixe.

Hypothèses pour le traitement spatial

Ce concept de récepteur repose sur l'utilisation d'un réseau d'antennes phasé. Pour simplifier la modélisation, nous allons vérifier si les hypothèses de champ lointain et de bande étroite sont applicables à notre transmission.

- *Critère de champ lointain*

Le critère de champ lointain permet de considérer l'onde arrivant sur le réseau comme une onde plane. Il faut pour cela que la source soit suffisamment éloignée du réseau d'antennes.

Dans [Mai05], Mailloux nous fournit une expression pour ce critère:

$$d > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (31)$$

Où d est la distance entre la source du signal et le réseau d'antennes, D représente la dimension du réseau (distance entre les antennes les plus éloignées) et λ correspond à la longueur d'onde du signal émis par la source.

Pour notre système, la distance $d \gg 1$ km (plusieurs dizaines de kilomètres) et avec une fréquence porteuse $f_0=433$ MHz ($\lambda = c/f_0= 0,69$ m), la dimension du réseau D ne doit pas excéder 18,6 m. Ceci correspondrait à un réseau linéaire de 54 antennes espacées de $\lambda/2$. Pour notre application, il est inconcevable d'avoir autant d'antennes, un réseau de 8 antennes est envisagé. L'hypothèse d'onde plane est donc parfaitement valide.

Pour ce qui concerne les brouilleurs, avec le même réseau de 8 antennes, cette hypothèse reste valide s'ils se situent à une distance d supérieure à 17 m.

- *Critère de bande étroite*

Pour qu'un signal soit considéré comme un signal bande étroite, celui-ci doit satisfaire deux critères [Pro00]:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} \ll 1 \quad (32)$$

et

$$\Delta f_0 \ll \frac{1}{2\pi\tau_{\max}} \quad (33)$$

Où τ_{\max} est le temps de propagation maximum entre les antennes.

Pour le premier critère (équ. (32)), avec une largeur de bande de $\Delta f_0 < 10$ kHz et une fréquence porteuse de $f_0 = 433$ MHz, le rapport $\Delta f_0/f_0$ est inférieur à $10e-5$. Ce critère est donc largement respecté.

Le second critère (équ. (33)) correspond à $\tau_{\max} \ll 15,9$ ns, or dans le cas d'un réseau linéaire $\tau_{\max} = D/c$ avec c la vitesse de propagation ($3e8$ m/s). On obtient donc $D \ll 4775$ m alors que notre réseau ne dépassera pas 2,5 m. Ce critère est donc à nouveau largement valide et l'hypothèse de bande étroite peut donc s'appliquer à notre système.

On utilisera donc dans toute la suite de ce chapitre les hypothèses d'onde plane et de signal bande étroite pour les signaux provenant de nos stations relais.

4.1.2 Modèle de réseau d'antennes

Un signal complexe $u(t)$ se représente souvent comme le produit d'un signal bande de base $m(t)$ (enveloppe complexe) avec un signal monochromatique $e^{i2\pi f_0 t + \varphi_0}$ de fréquence f_0 et de phase φ_0 .

$$u(t) = m(t)e^{i(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \quad (34)$$

Lorsque le signal est reçu avec un retard τ , le signal s'écrit

$$u(t - \tau) = m(t - \tau)e^{-i2\pi f_0 \tau} e^{i(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \quad (35)$$

Or l'hypothèse de signal à bande étroite permet de considérer $m(t) \approx m(t - \tau)$ [Pro00] d'où

$$u(t - \tau) = m(t)e^{-i2\pi f_0 \tau} e^{i(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \quad (36)$$

On obtient donc

$$u(t - \tau) = u(t)e^{-i2\pi f_0 \tau} \quad (37)$$

Le retard τ peut donc être représenté comme un déphasage $e^{-i2\pi f_0 \tau}$.

En présence d'un seul signal $u(t)$, la k -ième sortie du réseau est définie par

$$z_k(t) = \gamma_k u(t - \tau_k) + n_k(t) \quad (38)$$

où

γ_k : gain de la k -ième antenne plus sa chaîne électronique (il est fonction de la direction θ d'arrivée du signal si l'antenne n'est pas isotropique)

n_k : bruit complexe gaussien sur la k -ième antenne

τ_k : retard du signal sur la k -ième antenne (aussi fonction de la direction θ d'arrivée du signal)

Avec l'équation de $u(t - \tau)$, $z_k(t)$ devient

$$z_k(t) = \gamma_k e^{-i2\pi f_0 \tau_k} u(t) + n_k(t) \quad (39)$$

En prenant $a_{k,u} = \gamma_k e^{-i2\pi f_0 \tau_k}$, et en considérant tous les signaux sortant du réseau, on peut définir $\mathbf{z}(t) = [z_1(t), \dots, z_M(t)]^T$ tel que

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{a}_u u(t) + \mathbf{n}(t) \quad (40)$$

Où $\mathbf{a}_u = [a_{1,u}, \dots, a_{M,u}]^T$, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$ et M est le nombre d'antennes du réseau.

Si K signaux arrivent sur le réseau, l'expression se généralise par

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{A}_u \mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (41)$$

Avec $\mathbf{A}_u = [\mathbf{a}_{u1}, \dots, \mathbf{a}_{uK}]^T$ et $\mathbf{a}_{ui} = [a_{1,ui}, \dots, a_{M,ui}]^T$, $\mathbf{u}(t) = [u_1(t), \dots, u_K(t)]^T$.

Parmi les signaux $\mathbf{u}(t)$, on peut distinguer les signaux utiles contenant les données transmises par le réseau de capteur et les brouilleurs qui perturbent la transmission.

On peut donc diviser les K sources en K_1 signaux utiles et K_2 brouilleurs.

L'expression de $\mathbf{z}(t)$ peut donc s'écrire

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{A}_s \mathbf{s}(t) + \mathbf{A}_r \mathbf{r}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (42)$$

Où $\mathbf{A}_s = [\mathbf{a}_{s1}, \dots, \mathbf{a}_{sK_1}]^T$, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_{K_1}(t)]^T$, $\mathbf{A}_r = [\mathbf{a}_{r1}, \dots, \mathbf{a}_{rK_2}]^T$, $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), \dots, r_{K_2}(t)]^T$.

Pour notre réseau, le choix a été fait de transmettre les signaux, provenant des stations relais, les uns après les autres (TDMA). Le récepteur n'aura donc à traiter qu'un signal utile à la fois. De plus, nous avons vu dans l'analyse du chapitre 2 qu'en choisissant judicieusement la fréquence du canal utilisée et l'heure de transmission, le nombre de brouilleurs était très faible, souvent un seul.

Pour la suite, nous nous limiterons à un modèle contenant une seule source et un seul brouilleur. L'équation (42) devient alors

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{a}_s s(t) + \mathbf{a}_r r(t) + \mathbf{n}(t) \quad (43)$$

Avec $s(t)$ le signal source, $r(t)$ le brouilleur, $\mathbf{a}_s = [a_{1,s}, \dots, a_{M,s}]^T$ et $\mathbf{a}_r = [a_{1,r}, \dots, a_{M,r}]^T$ les vecteurs directionnels respectivement pour $s(t)$ et $r(t)$ et $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$ le vecteur de bruit du réseau.

4.1.3 Le concept proposé

Après avoir constaté que les sondes transmettent des trames relativement courtes (3s) avec une périodicité très faible (1 mesure par jour), le concept proposé repose sur une démodulation des signaux en temps différé et non pas en temps réel comme cela se fait classiquement dans les récepteurs RF. L'enregistrement des signaux reçus sur disque dur permet de disposer d'un temps important pour mettre en place les algorithmes permettant la récupération des données. Afin de ne pas stocker des quantités trop importantes de données, une détection temps réel du signal sera mise en place pour contrôler le stockage des échantillons sur le disque.

La mise en œuvre de détecteurs sur des récepteurs numériques est une discipline en pleine expansion dans le cadre de la radio logicielle intelligente (cognitive software radio) [Aky06] [Kha09] [Jon05]. La problématique est un peu différente dans notre cas puisque nous nous intéressons à la détection de notre émetteur et non pas des brouilleurs comme c'est le cas en cognitive software radio.

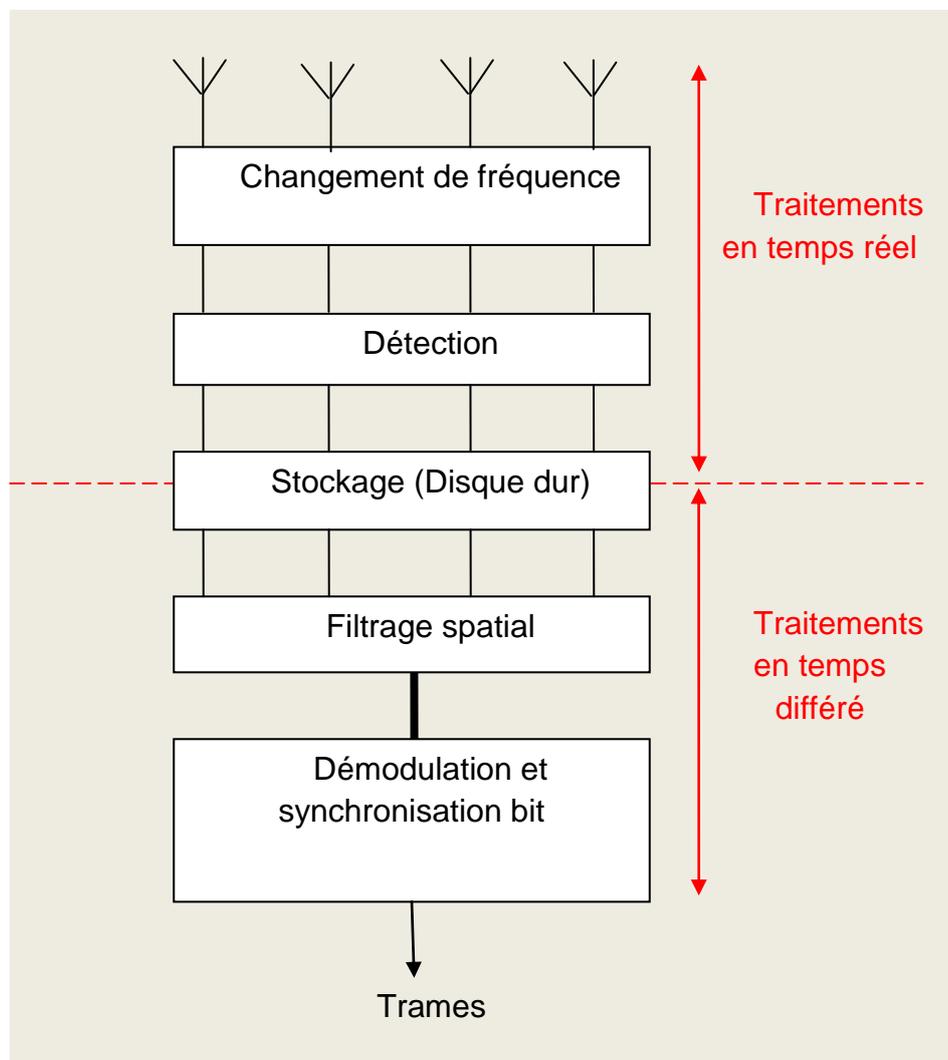


Figure 50 : Description du concept proposé

Comme le montre la Figure 50, l'ensemble de réception est composé d'un réseau d'antennes phasé suivi d'un changement de fréquence, pour ramener le signal en bande de base, puis du détecteur de signal. Le signal ainsi détecté est stocké sur le disque et c'est à ce niveau que les traitements ne sont plus réalisés en temps réel. Ce signal stocké peut donc subir un premier algorithme de filtrage spatial destiné à éliminer les brouilleurs qui pourraient dégrader la qualité du signal reçu puis des algorithmes classiques d'un récepteur BPSK à savoir une synchronisation porteuse et une synchronisation bit. Après cela, il ne reste plus qu'à décoder les trames pour récupérer les informations et les stocker dans un fichier.

4.2 Changement de fréquence

L'objectif est de récupérer, pour chaque antenne, un signal de 10 kHz de largeur, centré sur la fréquence f_0 correspondant à la porteuse de notre signal.

Le principe est de multiplier le signal reçu par une $\exp(-i 2\pi f_0 t)$ pour que le signal soit à nouveau centré autour de la fréquence nulle. Un filtrage permet ensuite de limiter la bande utile à 10 kHz. Ce traitement est similaire à celui décrit au chapitre 2 (§ présentation du banc de mesure) lors de l'acquisition de données pour l'étude statistique des brouilleurs. Il suffit juste de modifier quelques paramètres (filtres, décimation) obtenir une bande de 10 kHz et une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz. Ce changement de fréquence est réalisé sur le signal de chaque antenne. En sortie, on obtient la partie réelle et imaginaire du signal reçu.

4.3 Détection

L'idée est que, pour ne pas avoir à stocker un flot continu de signal sur le disque dur, nous allons détecter l'arrivée de notre signal.

Pour cela, nous allons dans un premier temps étudier le détecteur de puissance puis le détecteur cyclostationnaire, dans le cas asymptotique. Ensuite, nous simulerons le cas non-asymptotique afin d'évaluer les performances réelles de ces détecteurs. Nous terminerons cette section en présentant les ressources nécessaires à l'implantation de cet algorithme dans un système temps réel.

4.3.1 Détection de puissance

La méthode classique permettant de détecter un signal est de réaliser une détection de puissance.

Pour réaliser l'estimation de la puissance d'un signal par notre réseau d'antennes, nous utilisons la matrice de corrélation « classique » du réseau \mathbf{R} définie par

$$\mathbf{R} = E \left\{ \mathbf{z}(t) \mathbf{z}(t)^H \right\}, \text{ de façon probabiliste,}$$

$$\mathbf{R} = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \mathbf{z}(t) \mathbf{z}^H(t) dt, \text{ de façon non-probabiliste,}$$

$$\mathbf{R} = \lim_{N \rightarrow +\infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{z}_n \mathbf{z}_n^H, \text{ de façon non-probabiliste dans le cas discret.}$$

Pour simplifier l'écriture, par la suite nous utiliserons la notation $\langle \cdot \rangle_\infty$ pour désigner une de ces moyennes.

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{z}(t) \mathbf{z}(t)^H \rangle_\infty \quad (44)$$

Avec l'expression de $\mathbf{z}(t)$ définie dans l'équation (43) et en utilisant l'hypothèse d'indépendance de $s(t)$, $r(t)$ et $\mathbf{n}(t)$, on obtient

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{a}_s \langle s s^H \rangle_\infty \mathbf{a}_s^H + \mathbf{a}_r \langle r r^H \rangle_\infty \mathbf{a}_r^H + \langle \mathbf{n} \mathbf{n}^H \rangle_\infty \\ \mathbf{R} &= \underbrace{\mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H \sigma_s^2}_{R_{\text{signal}}} + \underbrace{\mathbf{a}_r \mathbf{a}_r^H \sigma_r^2}_{R_{\text{brouilleur}}} + \underbrace{\text{diag}(\sigma_{n1}^2, \dots, \sigma_{nM}^2)}_{R_{\text{bruit}}} \end{aligned} \quad (45)$$

Où σ_s^2 est la puissance du signal utile (source) que l'on cherche à détecter, σ_r^2 est la puissance du brouilleur, σ_{ni}^2 est la puissance du bruit gaussien sur la i -ème antenne.

En réalisant une décomposition en valeur propre de \mathbf{R} , c'est-à-dire de la forme $\mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$ (avec $\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}$) [Gen07] et $\mathbf{\Lambda}$ est une matrice diagonale contenant les valeurs propres λ_i , $\mathbf{\Lambda} = [\lambda_1, \dots, \lambda_M]^T$. Les λ_i sont organisés en ordre décroissant ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M \geq 0$).

On considère tout d'abord le cas idéal où le réseau d'antenne est parfaitement calibré (la puissance σ_n^2 de bruit est identique sur chaque antenne) et aucun brouilleur n'est présent. La matrice de corrélation s'écrit

$$\mathbf{R} = \mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H \sigma_s^2 + \text{diag}[\sigma_n^2, \dots, \sigma_n^2] \quad (46)$$

Sa décomposition en valeurs propres peut s'écrire

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R} &= \mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H \sigma_s^2 + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \\
 &= \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma_n^2 (\mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H) \\
 &= [\mathbf{U}_s \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \sigma_s^2 + \sigma_n^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_n^H \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{U}^H
 \end{aligned}$$

La détection du signal peut donc s'effectuer en estimant la matrice de corrélation \mathbf{R} puis en réalisant la décomposition en valeurs propres pour obtenir les valeurs λ_i [Van04]. Ainsi, il est facile de détecter la présence du signal en comparant la valeur $\lambda_1 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$ aux autres valeurs $\lambda_i = \sigma_n^2$ en se fixant un seuil.

Mais, nous allons voir, avec d'autres cas, que ce n'est pas toujours aussi simple.

En effet, si maintenant le réseau d'antenne n'est plus calibré (la puissance σ_n^2 de bruit est différente sur chaque antenne). La matrice de corrélation s'écrit

$$\mathbf{R} = \mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H \sigma_s^2 + \text{diag}(\sigma_{n1}^2, \dots, \sigma_{nM}^2) \quad (47)$$

La détection par comparaison des valeurs λ_i devient impossible car la puissance de bruit n'est plus identique pour chaque λ_i . La comparaison de λ_1 avec les autres λ_i n'a donc plus de sens.

Même si nous parvenions à calibrer parfaitement le réseau, la présence d'un brouilleur pose également problème. Dans le cas où un brouilleur peut être présent en plus (ou à la place) du signal recherché, sur un réseau calibré, la matrice de corrélation devient :

$$\mathbf{R} = \mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H \sigma_s^2 + \mathbf{a}_r \mathbf{a}_r^H \sigma_r^2 + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \quad (48)$$

Après la décomposition en valeurs propres, on se retrouve à nouveau avec une incertitude sur les valeurs λ_i . En effet, si les deux premières valeurs λ_1 et λ_2 sont élevées, on peut estimer que le brouilleur et le signal sont présents en même temps et donc que notre signal est bien présents. Par contre, si seul λ_1 possède une valeur élevée, il n'est pas possible de savoir s'il s'agit d'un brouilleur ou de notre signal. Cela risque donc de créer des déclenchements intempestifs du détecteur.

Une détection de la puissance de notre signal, en utilisant la matrice de corrélation classique, n'est donc pas envisageable car il faudrait pouvoir garantir que le réseau

d'antenne est correctement calibré⁹ mais surtout qu'aucun brouilleur ne vient perturber la détection. Ceci étant impossible, il nous faut trouver un détecteur capable de séparer la puissance des brouilleurs de la puissance de notre signal.

4.3.2 Détection cyclostationnaire

Pour résoudre le problème de détection induit par la présence des brouilleurs, il existe des détecteurs utilisant les propriétés cyclostationnaires des signaux de télécommunication. Nous allons tout d'abord rappeler la notion de cyclostationnarité.

La cyclostationnarité

Dans le domaine des statistiques, un processus est dit stationnaire si ses propriétés statistiques sont invariantes au cours du temps. Dans le cas contraire, le processus est dit non-stationnaire. Parmi ces processus non-stationnaire, ils existent des processus dit cyclostationnaires. Leur particularité est d'avoir des propriétés statistiques variant périodiquement dans le temps. Un processus est dit cyclostationnaire d'ordre 1, respectivement d'ordre 2, si sa moyenne, respectivement sa fonction d'autocorrelation, est périodique. Nous nous intéresserons ici uniquement à la cyclostationnarité d'ordre 2.

La première définition de la cyclostationnarité, en traitement du signal, est apparue dans le livre de Gardner [Gar85]. Dans [Gar87], Gardner présente sa théorie statistique non-probabiliste de la cyclostationnarité. Dans le même temps, Giannakis [Dan94] [Dan94b] [Dan95] définit la cyclostationnarité dans le cadre des processus aléatoires. Autrement dit, Gardner considèrerait la notation « moyenne temporelle infinie » au lieu de la moyenne d'ensemble classique. Comme pour la détection de puissance (section 4.3.1), nous utiliserons indifféremment l'une ou l'autre de ces approches par le biais de la notation $\langle . \rangle_{\infty}$. Un état de l'art exhaustif sur la théorie cyclostationnaire et ces applications est proposé par ces deux auteurs [Gar06] [Ser06].

La fonction d'autocorrelation $R_{x,x^*}(t, \tau)$ d'un processus $x(t)$ est définie par

$$R_{x,x^*}(t, \tau) = \left\langle x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \right\rangle_{\infty} \quad (49)$$

Un processus cyclostationnaire possède une fonction d'autocorrelation périodique de période T_0 , on peut donc écrire

⁹ Si la puissance de bruit n'est pas identique sur chaque antenne, il est possible de réaliser un pré-blanchiment de la matrice de corrélation \mathbf{R} avant de réaliser la décomposition en valeurs propres [Boo04]. Pour cela, il faut estimer la puissance du bruit sur chaque antenne. Si \mathbf{N} est la matrice de bruit estimée, la matrice de corrélation blanchie \mathbf{R}_w s'écrit $\mathbf{R}_w = \mathbf{N}^{-1/2} \mathbf{R} \mathbf{N}^{-1/2}$.

$$R_{x,x^*}(t+T_o, \tau) = R_{x,x^*}(t, \tau) \quad (50)$$

Cette périodicité rend $R_x(t, \tau)$ décomposable en série de Fourier, d'où

$$R_{x,x^*}(t, \tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} R_{x,x^*}^{\frac{k}{T_o}}(\tau) e^{i2\pi\frac{k}{T_o}t}, k \in \mathbf{Z} \quad (51)$$

Où $R_{x,x^*}^{\frac{k}{T_o}}(\tau)$ sont les coefficients de Fourier de la fonction d'autocorrelation de $x(t)$ qui sont non nuls pour les fréquences cycliques $\alpha=k/T_o$, $k \in \mathbf{Z}$.

La fonction d'autocorrelation cyclique d'un signal s'écrit, en α continu, comme la transformée de Fourier de $R_x(t, \tau)$:

$$R_{x,x^*}^\alpha(\tau) = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{+T_o/2} R_x(t, \tau) e^{-i2\pi\alpha t} dt \quad (52)$$

$$R_{x,x^*}^\alpha(\tau) = \left\langle R_x(t, \tau) e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_{T_o}$$

La fonction d'autocorrélation cyclique peut être interprétée comme la corrélation croisée entre deux signaux $v(t)$ et $w(t)$ représentant $x(t)$ avec un décalage en fréquence respectif de $-\alpha/2$ et $\alpha/2$.

$$R_{x,x^*}^\alpha(\tau) = R_{v,w^*}(\tau) \quad (53)$$

$$\text{Avec } v(t) = x(t) e^{-i2\pi\frac{\alpha}{2}t} \text{ et } w(t) = x(t) e^{i2\pi\frac{\alpha}{2}t}$$

Par conséquent, une définition plus générale de la fonction d'autocorrélation cyclique peut s'écrire

$$R_{x,x^*}^\alpha(\tau) = \left\langle x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty \quad (54)$$

Dans certain cas, il est intéressant de définir la fonction d'autocorrélation cyclique conjuguée qui apporte une autre représentation d'un signal cyclostationnaire. Elle est définie par

$$R_{x,x}^\alpha(\tau) = \left\langle x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty \quad (55)$$

Ces deux outils permettent de détecter la présence de signaux cyclostationnaires.

Nous allons maintenant les comparer dans le cas d'une modulation de type BPSK.

Application à la modulation BPSK

Un signal BPSK modulé s'écrit donc

$$s(t) = \sum_k a_k h(t - kT_{sym} - t_o) e^{i(2\pi f_o t + \varphi_o)}, \text{ avec } k \in \mathbf{Z} \quad (56)$$

Les a_k sont des valeurs réelles et indépendantes choisies parmi un ensemble de niveaux fixes centrés ayant pour puissance σ_a^2 . $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre d'émission, T_{sym} est la durée d'un symbole et t_o est un retard inconnu. Les valeurs f_o et φ_o sont respectivement la fréquence et la phase de la porteuse.

Les fonctions d'autocorrelation cyclique et cyclique conjuguée pour un signal $s(t)$ sont données respectivement par les équations (57) et (58). Le détail du calcul menant à ces deux équations est présenté dans l'annexe A.

$$R_{s,s^*}^\alpha(\tau) = \begin{cases} \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} e^{-i2\pi\alpha t_o} e^{i2\pi f_o \tau} r_{h,h^*}^\alpha(\tau) & \text{si } \alpha = \frac{l}{T_{sym}}; \\ 0 & \text{si } \alpha \neq \frac{l}{T_{sym}} \end{cases} \quad (57)$$

$$R_{s,s}^\alpha(\tau) = \begin{cases} \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} e^{i2\varphi_o} e^{-i2\pi(\alpha - 2f_o)t_o} r_{h,h}^{\frac{l}{T_{sym}}}(\tau) & \text{si } \alpha = 2f_o + \frac{l}{T_{sym}}; \\ 0 & \text{si } \alpha \neq 2f_o + \frac{l}{T_{sym}} \end{cases} \quad (58)$$

avec $l \in \mathbf{Z}$.

La Figure 51 présente les spectres des fonctions d'autocorrelation cyclique et cyclique conjuguée pour un signal BPSK modulé. Pour un signal BPSK modulé, la fonction d'autocorrelation cyclique permet donc de révéler la fréquence cyclique $\alpha = l/T_{sym}$ alors que la fonction d'autocorrelation cyclique conjuguée permet de révéler la fréquence cyclique $\alpha = 2f_o + l/T_{sym}$ ($l \in \mathbf{Z}$).

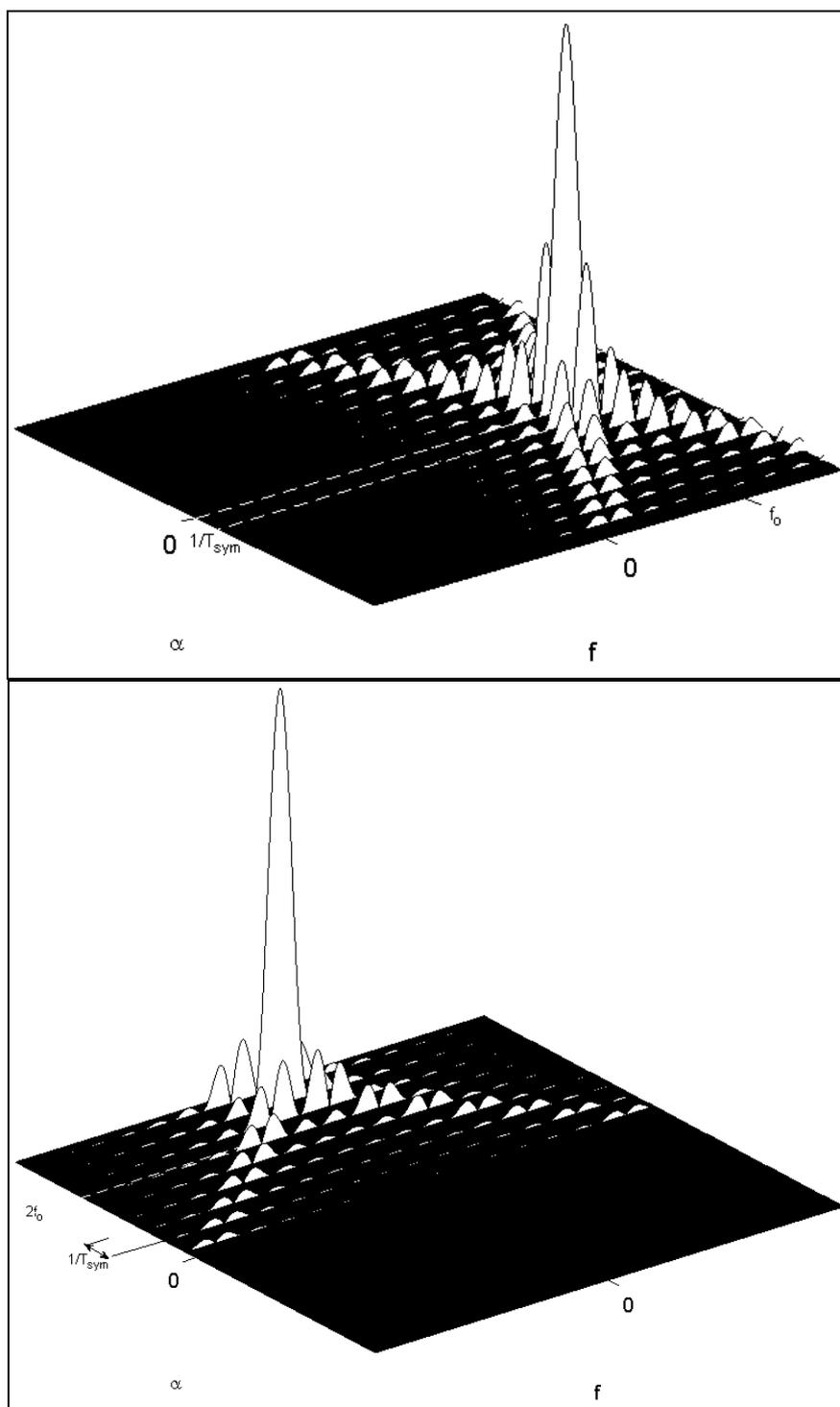


Figure 51 : Spectre de la fonction d'autocorrelation cyclique (haut) et cyclique conjuguée (bas) d'un signal BPSK modulé. Le filtre de mise en forme $h(t)$ est de type rectangulaire. Le spectre est non-nul pour les fréquences cyclique $\alpha=l/T_{\text{sym}}$ ($l \in \mathbb{Z}$) dans le cas cyclique et $\alpha=2f_0+l/T_{\text{sym}}$ dans le cas conjugué.

Etude de l'impact du filtre $h(t)$

Le type de filtre de mise en forme $h(t)$ a une importance dans les résultats des corrélations cycliques (équ. (57) et (58)). Nous allons comparer le cas où $h(t)$ est un filtre de type « racine de cosinus surélevé » (rrcos) et le cas où il est

« rectangulaire ». La Figure 52 présente la réponse impulsionnelle de ces deux filtres ainsi que la fonction $r_{h,h}^{\alpha}$ associée, en fonction de α . Les cercles rouges correspondent aux valeurs de $\alpha=k/T_{\text{sym}}$ avec $T_{\text{sym}}=8$.

Quel que soit le type de filtre $h(t)$, on remarque que le maximum d'information est obtenu pour $\alpha=0$ ce qui veut dire les meilleurs résultats seront obtenus en utilisant la corrélation cyclique conjugué en $\alpha=2f_0$. Cependant, la fréquence f_0 risque d'être difficile à déterminer car elle correspond à la différence de fréquence entre la fréquence porteuse de notre signal et la fréquence de l'oscillateur chargé du changement de fréquence. L'une ou l'autre de ces fréquences peuvent être entachées d'incertitude (dérive en température) à moins d'envisager le verrouillage de phase au niveau de l'oscillateur.

Quant à la période symbole T_{sym} , elle est beaucoup plus précise et stable. La fonction d'autocorrelation cyclique sera donc préférée pour détecter la présence de notre signal. Néanmoins, comme la valeur de $r_{h,h}^{\alpha}$ correspondante est plus petite, cela se traduit par une moins bonne performance qu'avec la corrélation cyclique conjuguée en $\alpha=2f_0$.

Avec le cas de la fenêtre rectangulaire, on montre qu'à $\tau=0$ (courbe du milieu), il n'y aura pas de fréquence cyclique, sauf à prendre une corrélation cyclique conjuguée à $2f_0$. Le seul moyen d'obtenir de l'information dans le cas cyclique ($\alpha=1/T_{\text{sym}}$) est de prendre un τ différent de 0 (courbe de droite).

En conclusion, la corrélation cyclique conjuguée avec $\alpha=2f_0$ donne les meilleures performances et fonctionne pour tous les type de filtre $h(t)$, mais il peut être difficile de la mettre en œuvre. Avec la corrélation cyclique en $\alpha=1/T_0$, on obtient un bon fonctionnement mais un peu moins performant. Il faut également prendre garde au cas spécifique de la fenêtre rectangulaire pour laquelle la valeur de $r_{h,h}^{\alpha}$, pour $\alpha=1/T_{\text{sym}}$ et ces multiples, est nulle si $\tau=0$.

Les simulations suivantes permettront de valider ces conclusions.

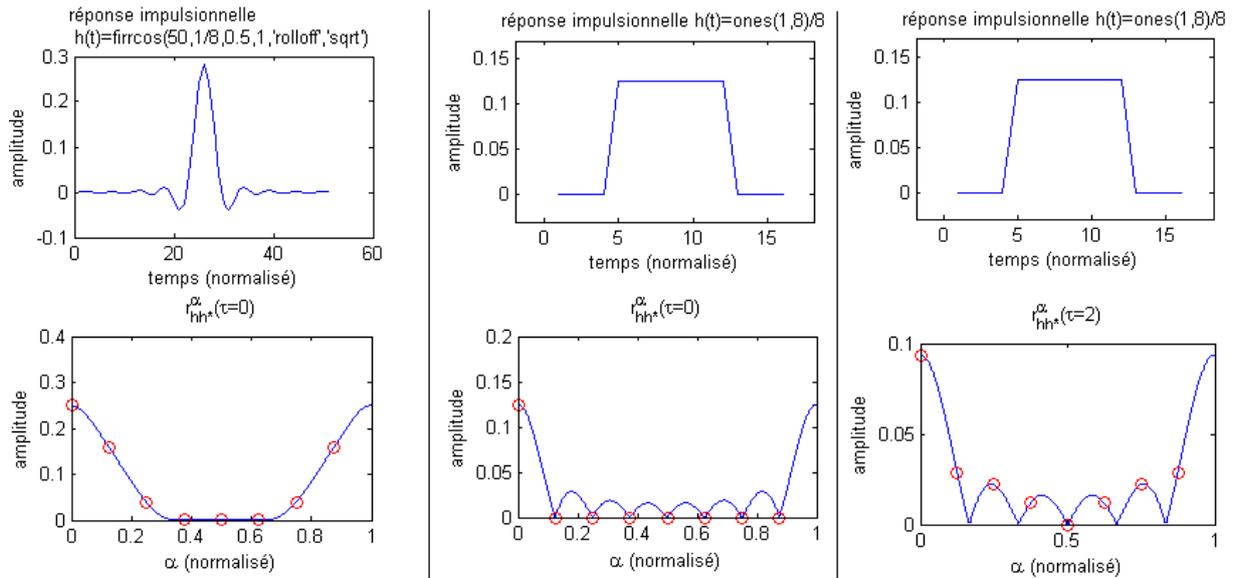


Figure 52 : Réponse impulsionnelle et fonction d'autocorrélation cyclique de différents filtres de mise en forme pour différentes valeurs de τ . Les cercles rouges correspondent aux positions des fréquences cycliques liées au baudrate de la modulation, ici 1/8.

Après avoir étudié la corrélation cyclique dans le cas unidimensionnel, nous allons nous intéresser au cas multidimensionnel qui correspond à notre réseau d'antennes.

Multidimension

Dans le cas multidimensionnel, la matrice de corrélation cyclique est donnée par

$$\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha(\tau) = \left\langle \mathbf{z}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \mathbf{z}^H\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty \quad (59)$$

toujours avec $\mathbf{z}(t) = [z_1(t), \dots, z_M(t)]^T$, les signaux sortant des M antennes.

En utilisant l'équation (43), on obtient

$$\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha(\tau) = \mathbf{a}_s \underbrace{\left\langle \mathbf{s} \mathbf{s}^H e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty}_{R_{s,s^*}^\alpha(\tau)} \mathbf{a}_s^H + \mathbf{a}_r \underbrace{\left\langle \mathbf{r} \mathbf{r}^H e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty}_{R_{r,r^*}^\alpha(\tau)} \mathbf{a}_r^H + \underbrace{\left\langle \mathbf{n} \mathbf{n}^H e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty}_{R_{n,n^*}^\alpha(\tau)}$$

En choisissant la fréquence cyclique α correspondant à notre signal, la fonction d'autocorrélation $R_r^\alpha(\tau)$ du brouilleur est nulle car celui-ci ne possède pas la même fréquence cyclique. De plus le bruit n'étant pas cyclostationnaire, $R_n^\alpha(\tau)$ est également nulle. Au final, seule la contribution du signal utile intervient dans le résultat (à condition qu'aucun brouilleur n'ait des caractéristiques identiques à notre signal).

L'équation devient finalement

$$\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha(\tau) = \mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H R_{s,s^*}^\alpha(\tau) \quad (60)$$

On peut donc constater que par rapport à la matrice de corrélation classique vue précédemment (équ. (45)), la matrice de corrélation cyclique ne dépend que de $s(t)$.

Avec cette matrice de corrélation cyclique, il est possible de construire un détecteur similaire à celui proposé dans le cas classique, en décomposant la matrice \mathbf{R} .

Principe des détecteurs cycliques

La matrice $R_{z,z^*}^\alpha(\tau)$ n'étant pas hermitienne, la décomposition en valeurs propres est remplacée par une décomposition en valeurs singulières [Gar94].

La décomposition en valeurs singulières consiste à décomposer $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$ en trois matrices [Gen07]

$$\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha(\tau) = \mathbf{U}_c \mathbf{\Lambda}_c \mathbf{V}_c^H \quad (61)$$

Où la matrice $\mathbf{\Lambda}_c$ est une matrices diagonale et contient les valeurs singulières de la matrice \mathbf{R}^α ($\mathbf{\Lambda}_c = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_M)^T$), \mathbf{U}_c et \mathbf{V}_c sont des matrices unitaires.

Comme pour la décomposition en valeurs propres, vue précédemment, les valeurs singulières sont rangées par ordre décroissant $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$. Etant donné que $R_{z,z^*}^\alpha(\tau)$ ne contient que la source, elle est donc de rang 1 (i.e. $\lambda_2 = \dots = \lambda_M = 0$ de manière asymptotique) [Xu92]:

$$\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha(\tau) = \lambda_1 \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H \quad (62)$$

Par identification avec l'équation (60), on trouve

$$\mathbf{u}_1 = \frac{\mathbf{a}_s}{\|\mathbf{a}_s\|} \quad (63)$$

on obtient rapidement la valeur singulière

$$\lambda_1 = R_{s,s^*}^\alpha \|\mathbf{a}_s\|^2 \quad (64)$$

Ainsi pour détecter la source, il suffit d'étudier la valeur de λ_1 . Autrement dit, une valeur singulière dominante de $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$ supérieure à zéro indique la présence de la source.

Cet algorithme de détection nécessite la réalisation de la décomposition en valeurs singulières, très complexe (nécessitant beaucoup d'opérations). Une alternative existe en utilisant un détecteur basé sur le calcul de la norme de Frobenius sur $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$ soit :

$$T = \left\| \mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha \right\|_F^2 = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M |r_{ij}|^2 \quad (65)$$

Où r_{ij} sont les éléments de la matrice $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$. La valeur T obtenue est ensuite comparée à un seuil prédéfini pour savoir si un signal est détecté ou non.

Remarque : la norme de Frobenius de $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$ est liée aux valeurs singulières de $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$ par

$$\left\| \mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha \right\|_F^2 = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M |r_{ij}|^2 = \sum_{k=1}^M |\lambda_k|^2 \quad (66)$$

avec λ_k les valeurs singulières de $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$. (démonstration de (66) p132 de [Gen07]).

Dans le cas asymptotique, toutes les valeurs singulières, excepté la première, sont nulles donc

$$\left\| \mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha \right\|_F^2 = |\lambda_1|^2 \quad (67)$$

Conclusion

La matrice de corrélation cyclique semble convenir à notre problématique car elle permet d'éviter les fausses détections provoquées par les brouilleurs. Nous avons également vu que les paramètres $\tau=0$ et $\alpha=1/T_{\text{sym}}$ correspondaient le mieux pour la détection de notre signal BPSK. Enfin, pour réduire la complexité du détecteur, nous avons retenu le détecteur de Frobenius calculé à partir de la matrice de corrélation cyclique.

Précisons que Dandawate et Giannakis [Dan94b] ont proposé une méthode beaucoup plus sophistiquée basée sur la théorie de la détection qui permet de vérifier la présence d'une fréquence cyclique pour une probabilité de fausse alarme donnée. En fait, toute transformation non linéaire du signal d'entrée permet de fournir, après transformée de Fourier, des informations cycliques sur la modulation [Gar87]. Dans notre approche, nous avons utilisé l'ordre 2 pour limiter la complexité d'implantation mais il est possible d'utiliser des ordres supérieurs [Mar98] pour éviter

des ambiguïtés de détection (par exemple un même baudrate pour la source et le brouilleur).

D'autre part, tous les résultats obtenus précédemment le sont dans le cas asymptotique, c'est-à-dire on supposant la matrice de corrélation cyclique calculée sur un temps infini. En pratique, l'estimation de la matrice de corrélation s'effectue sur une durée finie. Dans le cas discret, cette durée correspond à un nombre d'échantillons N . L'estimation de la matrice de corrélation cyclique s'écrit donc

$$\hat{\mathbf{R}}_{z,z^*}^\alpha = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{z}_n \mathbf{z}_n^H e^{-i2\pi\alpha n} \quad (68)$$

Où \mathbf{z}_n est le vecteur des sorties du réseau à l'instant n . Cette estimation sur une durée finie crée une erreur sur la matrice de corrélation. Après décomposition en valeurs singulières, les valeurs singulières $\lambda_2, \dots, \lambda_M$ non sont plus nulles. Cela entraîne une chute des performances de détection que nous allons étudier en simulation dans la section suivante.

4.3.3 Simulation

Le modèle

Pour tester les performances des détecteurs, nous utiliserons les deux hypothèses H_0 et H_1 suivantes.

L'hypothèse H_0 correspond au cas où le signal à détecter n'est pas présent.

$$H_0 \rightarrow \mathbf{z}(t) = \sqrt{\rho} \mathbf{a}_r r(t) + \sqrt{1-\rho} \mathbf{n}(t)$$

L'hypothèse H_1 correspond au cas où le signal à détecter est présent.

$$H_1 \rightarrow \mathbf{z}(t) = \sigma_s \mathbf{a}_s s(t) + \sqrt{\rho} \mathbf{a}_r r(t) + \sqrt{1-\rho} \mathbf{n}(t)$$

Où $s(t)$ est le signal BPSK recherché, $r(t)$ est un brouilleur de type BPSK, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$ est le vecteur correspondant au bruit sur chaque antenne.

Les vecteurs directionnels $\mathbf{a}_s = [a_{1,s}, \dots, a_{M,s}]^T$ et $\mathbf{a}_r = [a_{1,r}, \dots, a_{M,r}]^T$ sont choisis aléatoirement car pour les algorithmes de détection, il n'est pas nécessaire de connaître la structure du réseau (\mathbf{a}_s ou $\mathbf{a}_r = \exp(i\varphi)$, φ étant une valeur aléatoire $\in [0, 2\pi]$). Le nombre d'antennes sera fixé à 8 ($M=8$).

La modélisation du signal $s(t)$ se fera par un signal BPSK (équ. (75)) de période symbole $T_{\text{sym}} = 8$ échantillons. Cette valeur correspond au rapport entre la fréquence d'échantillonnage (10kHz) et la fréquence d'émission des symboles (1200 bits/s). La

valeur de f_o est fixée arbitrairement à $0,1^{10}$. Le filtre de mise en forme $h(t)$ sera de type « racine de cosinus surélevé » (longueur=50, roll-off=0,5). Le brouilleur $r(t)$ sera également modélisé par un signal de type BPSK mais avec une période symbole différente du signal recherché ($T_{\text{sym}} = 13$) et de fréquence $f_1=0,1$ également (sauf mention contraire). Cette configuration correspond à une superposition des spectres de la source et du brouilleur.

Les simulations se feront avec un bruit gaussien calibré ou non-calibré.

Le rapport signal sur bruit correspond à $SNR = P_s / (P_n + P_r)$ où P_s correspond à la puissance du signal (σ_s^2), P_r est la puissance du brouilleur et P_n la puissance du bruit. Pour nos simulations, la valeur $P_n + P_r$ sera constante à 1 (sauf mention contraire).

Le paramètre ρ permet de définir la part du brouilleur r dans $P_n + P_r$ ($P_r = \rho$ et $P_n = 1 - \rho$). Le rapport interférence (brouilleur) sur bruit est défini par $\rho / (1 - \rho)$.

Les simulations seront faites pour différentes valeurs de SNR, ρ et N . Dans ces simulations, nous comparerons les performances de cinq détecteurs différents basés aussi bien sur la matrice de corrélation classique que cyclique.

Les différents détecteurs

Nous avons retenu deux détecteurs utilisant la matrice de corrélation classique, pour confirmer que ce type de détecteurs ne convient pas.

- Le détecteur basé sur l'étude de la valeur propre maximum de \mathbf{R} :

$$T_{\lambda}(\mathbf{z}) = \lambda_{\max}$$

- Le détecteur utilisant la norme de Frobenius sur \mathbf{R} :

$$T_F(\mathbf{z}) = \|\mathbf{R}\|_F^2$$

Nous testerons également trois autres détecteurs basés sur la matrice de corrélation cyclique :

- Le détecteur comparant les valeurs singulières \mathbf{R}^α :

$$T_{\lambda^\alpha}(\mathbf{z}) = \lambda_{\max}^\alpha$$

- Le détecteur utilisant norme de Frobenius sur \mathbf{R}^α :

$$T_{F^\alpha}(\mathbf{z}) = \|\mathbf{R}^\alpha\|_F^2$$

- Le détecteur utilisant norme de Frobenius sur la diagonale de \mathbf{R}^α :

¹⁰ Dans la suite du document, nous considérons une fréquence d'échantillonnage normalisée égale à 1.

$$T_{diag\alpha}(\mathbf{z}) = \left\| \text{vecdiag}(\mathbf{R}^\alpha) \right\|_F^2$$

La fonction $\text{vecdiag}(\mathbf{X})$ retourne la diagonale principale d'une matrice \mathbf{X} .

Afin d'évaluer les performances de ces différents détecteurs, il faut définir un critère. Nous avons retenu le critère de Fisher car il offre une vision synthétique des performances.

Le critère de Fisher

Un détecteur n'est jamais parfait, il possède toujours un taux de fausses alarmes et un taux de détections manquées.

Le critère de Fisher [Fis36] définit la capacité d'un détecteur à différencier les hypothèses H_0 et H_1 . Ce critère s'écrit

$$F = \frac{\left(E_{H_1}[T(\mathbf{z})] - E_{H_0}[T(\mathbf{z})] \right)^2}{\text{Var}_{H_1}[T(\mathbf{z})] + \text{Var}_{H_0}[T(\mathbf{z})]} \quad (69)$$

Où $E[\cdot]$ et $\text{Var}[\cdot]$ désignent respectivement l'espérance mathématique et la variance d'un détecteur $T(\mathbf{z})$.

Ce critère est bien adapté pour des statistiques gaussiennes. Dans notre cas, nous considérons que les faibles SNR et les effets du théorème de la limite centrale nous permettent de rester dans cette hypothèse de quasi gaussiannité.

Pour reproduire différentes conditions concernant la présence du brouilleur ou la calibration du réseau, nous avons défini différents scénarios présentés ci-dessous.

Les scénarios

Les scénarios mis en place au cours de ces simulations sont les suivants :

1. Une source (signal utile) avec du bruit calibré ($\rho=0$),
2. Une source en présence d'un brouilleur avec du bruit calibré,
3. Une source avec du bruit non-calibré ($\rho=0$),
4. Une source en présence d'un brouilleur et du bruit non-calibré.

Pour chaque paramètre (SNR, ρ et N), les résultats de 100 essais seront moyennés pour obtenir la valeur de Fisher.

Résultats

Nous allons maintenant voir les résultats des simulations pour le premier scénario (aucun brouilleur et bruit calibré). Pour ce scénario, nous avons testé les détecteurs basés sur l'étude de la valeur propre (ou singulière) et le détecteur utilisant la norme

de Frobenius pour différentes corrélations (classique, cyclique et cyclique conjuguée).

Les résultats, présentés en Figure 53, montrent que les corrélations classique et cyclique conjuguée donnent des résultats identiques, alors que la corrélation cyclique est un peu moins performante. Cela correspond aux conclusions données précédemment lors de l'étude du filtre de mise en forme $h(t)$. Néanmoins, lorsque le SNR est faible (ici les courbes SNR= -10 dB), la différence entre cyclique et cyclique conjugué devient très faible. On peut également constater une différence entre les deux détecteurs, le détecteur de Frobenius étant un peu moins performant. Et évidemment, plus le nombre de points utilisé pour le calcul de la matrice de corrélation est élevé, plus le détecteur est efficace.

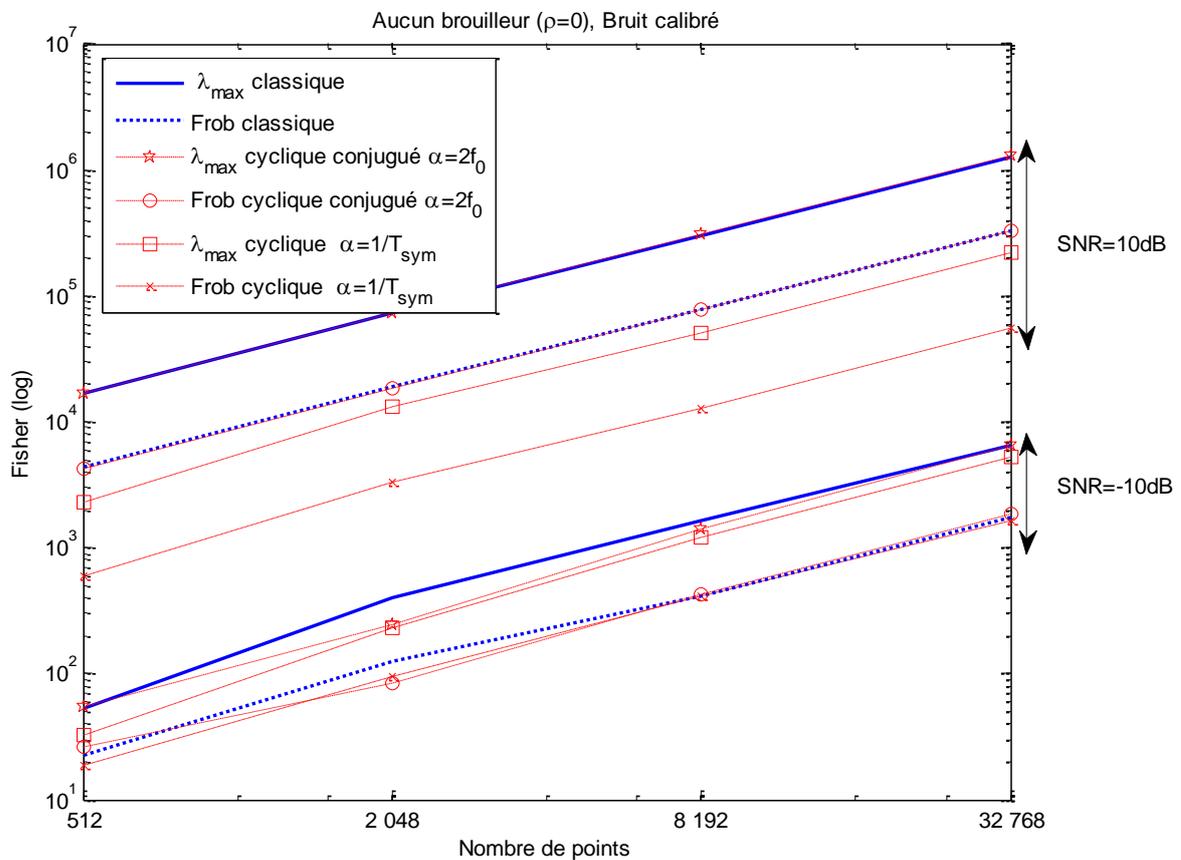


Figure 53 : Scenario 1. Comparaison des performances des détecteurs sans brouilleur et avec un bruit calibré pour deux valeurs de SNR.

Nous avons maintenant ajouté un brouilleur (Scénario 2) en restant avec un bruit calibré. Les résultats des simulations (cf. Figure 54) montrent clairement que la méthode classique voit ses performances chuter en présence d'un brouilleur alors que les méthodes cycliques ont des performances stables. Ceci est d'autant plus vrai que le rapport signal sur bruit (SNR) est faible. Ces résultats démontrent la robustesse des méthodes cycliques en présence d'un brouilleur.

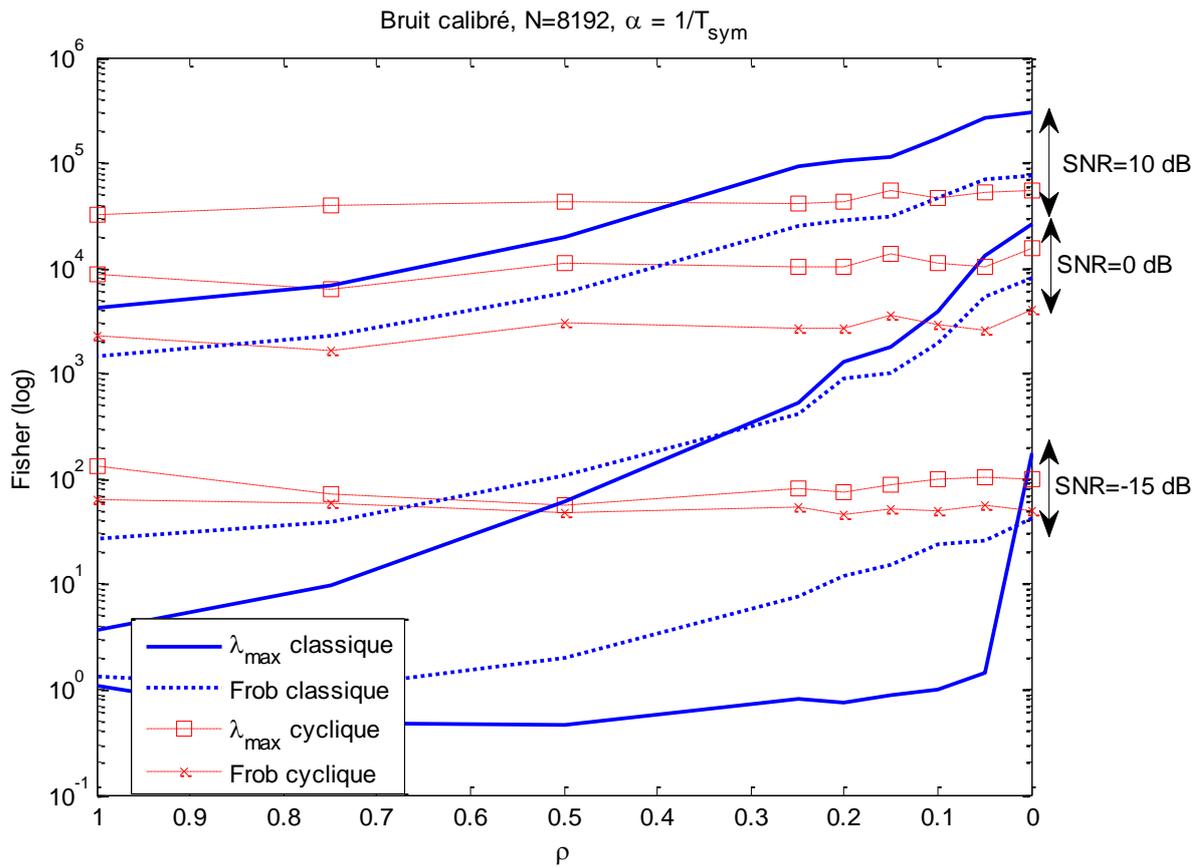


Figure 54 : Deuxième scénario. Comparaison des performances des détecteurs en présence d'un brouilleur pour un bruit calibré, N étant fixé à 8192 points. Les trois groupes de courbes correspondent aux trois SNR précisés sur la droite.

Les résultats pour le troisième scénario (bruit non-calibré) sont visibles sur la Figure 55. On constate que tant que le rapport signal sur bruit (SNR) reste fort, cette variation de puissance de bruit entre les antennes n'a que peu d'impact sur les performances du détecteur classique. En revanche, pour un faible SNR, la chute de performance des détecteurs classiques est flagrante. La robustesse des détecteurs cyclique est à nouveau visible car leurs performances restent inchangées en présence de bruit non-calibré.

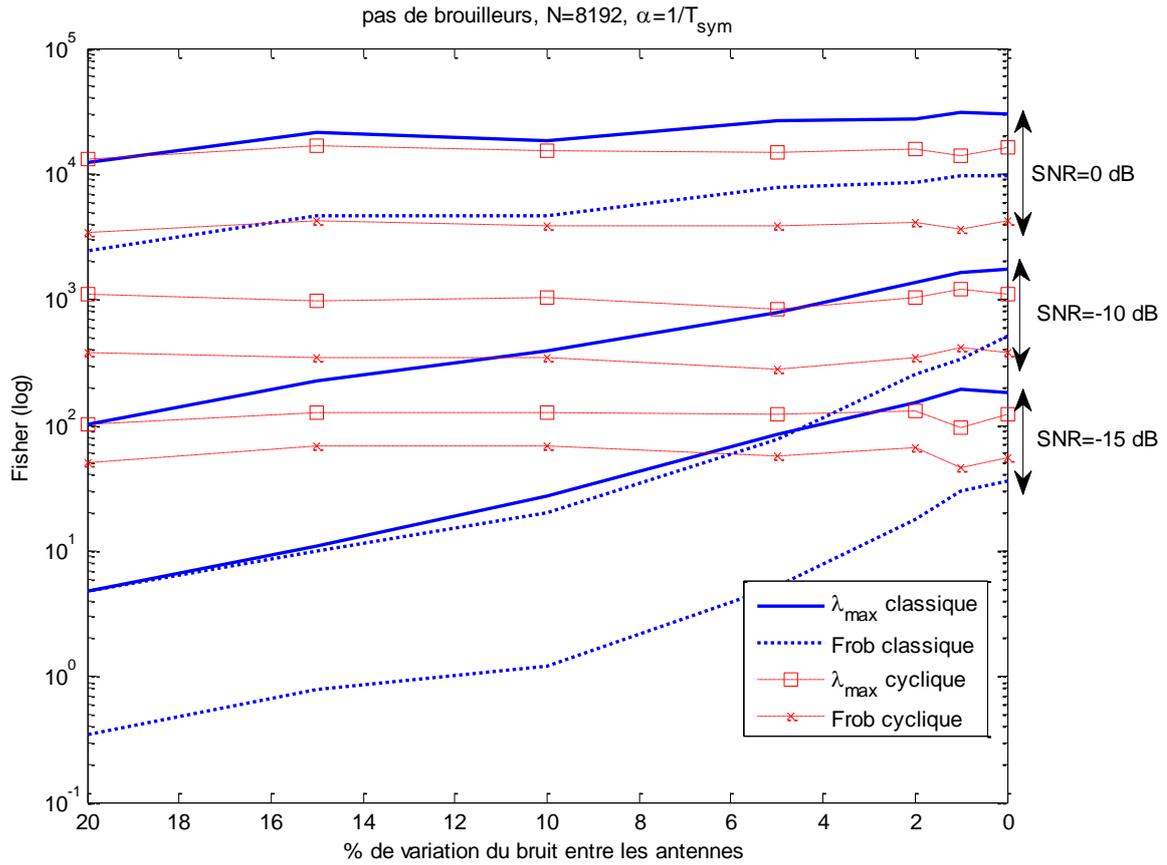


Figure 55 : Troisième scénario. Comparaison des performances des détecteurs en l'absence de brouilleur et pour un bruit non-calibré fluctuant entre 0% et 20%, N étant fixé à 8192 points. Les trois groupes de courbes correspondent aux trois SNR précisés sur la droite.

Nous allons maintenant, avec le quatrième scénario, comparer les performances, dans le cas cyclique, du détecteur basé sur la norme de Frobenius sur $R^\alpha (T_{F\alpha}(\mathbf{z}))$ à celui ne calculant cette norme que sur la diagonale de $R^\alpha (T_{diag\alpha}(\mathbf{z}))$.

Pour cette simulation, nous avons considéré un rapport signal sur bruit seul (σ_s^2/σ_n^2) constant et égal à 8 dB. Ce rapport correspond à une distance émetteur/récepteur de 40 km (cf. Tableau 5). D'autre part, nous avons imposé une fluctuation du bruit entre antennes de 10%. Les valeurs de Fisher sont calculées pour différents rapport brouilleur sur source + bruit ($INR = \sigma_f^2/(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)$) et pour différentes valeurs de N.

Les résultats (cf. Figure 56) montrent qu'à fréquence cyclique et N donnés, les performances sont assez poches. Le détecteur utilisant la diagonale est un peu moins performant lorsque le rapport signal sur bruit est faible. Malgré cela, et étant donné le gain qu'offre ce détecteur au niveau des calculs, il reste très intéressant.

Avec ces courbes, il est possible de définir la puissance maximum du brouilleur au delà de laquelle le détecteur n'est plus fiable. On considère qu'un détecteur est fiable si son critère de Fisher est supérieur à 10 (la distance entre deux hypothèses est $\sqrt{10} = 3,16$ plus grande que l'écart type du détecteur considéré).

A la Figure 10, nous observons que le niveau moyen des brouilleurs dans les bandes peu polluées est de l'ordre de -85 dBm. La puissance du signal reçu à 40 km est de -100 dBm (cf. Tableau 5). Donc l'INR correspondant est de -15 dB. D'après la Figure 56, pour garantir une bonne détection à 40 km, il faut utiliser une des configurations suivantes :

- pour $T_{F\alpha}(\mathbf{z})$ avec $\alpha=1/T_{\text{sym}}$, il faut $N = 2048$,
- pour $T_{\text{diag}\alpha}(\mathbf{z})$ avec $\alpha=1/T_{\text{sym}}$, il faut $N=8192$,
- pour $T_{F\alpha}(\mathbf{z})$ avec $\alpha=2f_0$, il faut $N = 512$,
- pour $T_{\text{diag}\alpha}(\mathbf{z})$ avec $\alpha=2f_0$, il faut $N=512$,

Pour des distances inférieures à 40 km, on pourra choisir des valeurs de N plus faibles. La Figure 10 nous fournit une règle empirique qui est que, pour un niveau de détection donné, on gagne 5 dB sur l'INR en quadruplant le nombre d'échantillons (N).

De plus, même s'il arrive parfois que de fausses détections se produisent à cause d'un brouilleur, elles n'auront pas une grande influence sur le récepteur. Le système enregistrera simplement des données ne contenant pas d'information. L'important est que l'enregistrement se déclenche bien lorsque notre signal est présent.

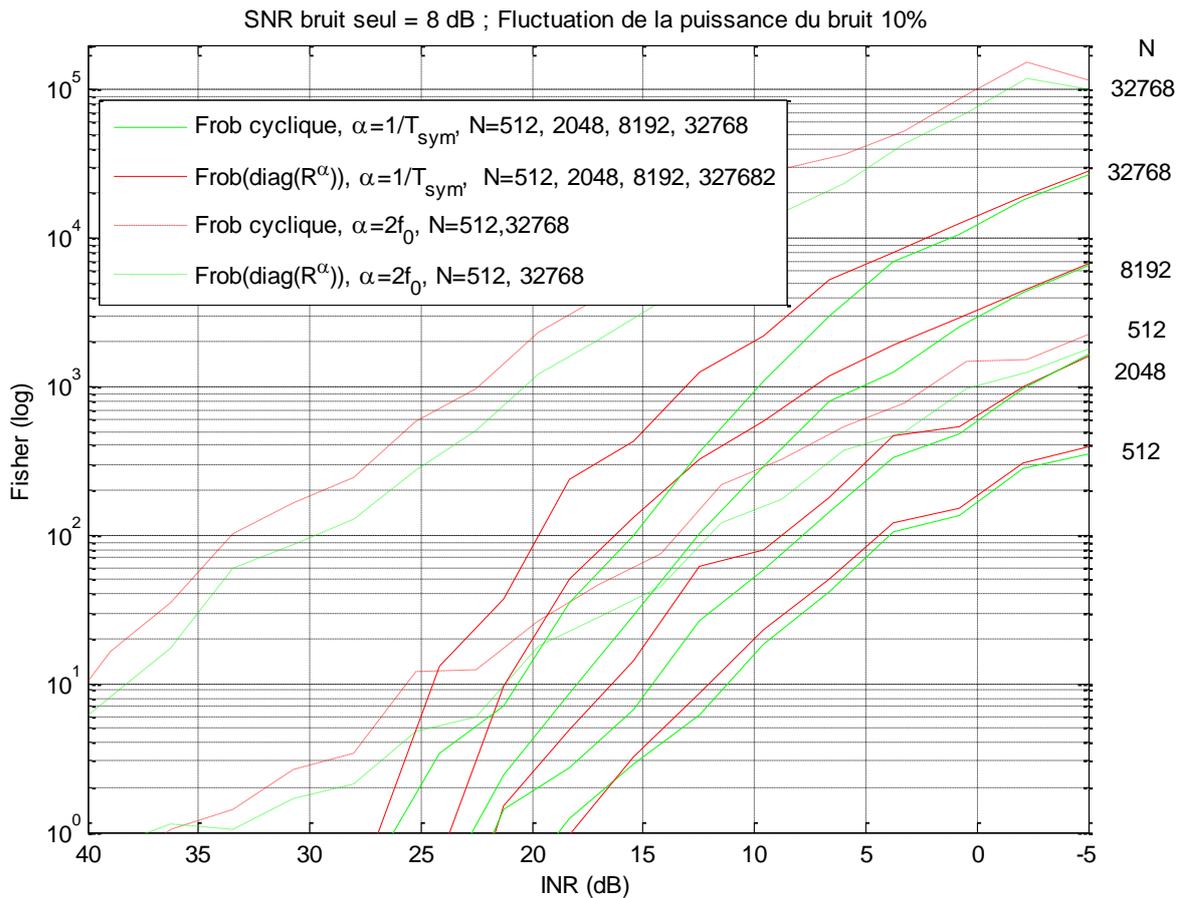


Figure 56 : Quatrième scénario. Comparaison des détecteurs de Frobenius cyclique sur R et sur diag(R) pour SNR bruit seul de 8 dB et une fluctuation du bruit de 10%. Les courbes continues utilisent la fréquence cyclique $1/T_{sym}$. Les courbes en pointillé exploitent la fréquence cyclique $2f_0$. Les six groupes de courbes correspondent aux six valeurs de N précisées sur la droite

Ces simulations ont donc démontré l'intérêt d'un détecteur cyclique comparé à un détecteur classique. Nous avons également constaté que le détecteur de Frobenius offrait de bonnes performances, même si elles restent inférieures au détecteur basé sur les valeurs singulières. De plus, nous avons vu qu'une variante du détecteur de Frobenius, utilisant seulement la diagonale de R^α , permettait d'obtenir de bons résultats en réduisant significativement les calculs (d'un facteur M). Enfin, il apparaît que l'utilisation de la fréquence cyclique $2f_0$ amplifie les performances du détecteur. Cependant, il est difficile de garantir la stabilité de cette fréquence.

Le choix d'un détecteur résulte donc d'un compromis entre les performances attendues et les ressources matérielles disponibles. Pour notre application, un détecteur de Frobenius sur 2048 échantillons ou sa version diagonale avec 8192 échantillons semblent être un bon compromis.

4.3.4 Implantation

Dans cette partie, nous allons étudier l'implantation du détecteur de Frobenius, basé sur la matrice de corrélation cyclique ($T_{F\alpha}(\mathbf{z})$).

La première étape consiste à calculer une matrice \mathbf{B}^α (équ. (70)) pour chaque instant d'échantillonnage n . Cette matrice est construite à partir des M signaux provenant des antennes.

$$\mathbf{B}_n^\alpha = \mathbf{z}_n \mathbf{z}_n^H e^{-i2\pi\alpha n} \quad (70)$$

Où $\mathbf{z}_n = [z_{1n}, \dots, z_{Mn}]^T$ avec M le nombre d'antennes du réseau et \mathbf{B}_n^α est une matrice de taille $M \times M$ avec $\alpha = 1/T_{\text{sym}}$.

Les valeurs de $e^{-i2\pi\alpha n}$ seront pré-calculées et stockées en mémoire. Le système devra donc réaliser $2.M.M$ multiplications (en complexes) pour calculer chaque matrice \mathbf{B} . Il faut également prévoir de la mémoire le stockage des N matrices \mathbf{B} utilisées dans le calcul suivant.

La seconde étape est le calcul de la matrice de corrélation cyclique $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$ sur N échantillons (moyenne des \mathbf{B}_n).

$$\hat{\mathbf{R}}_{z,z^*}^\alpha = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{B}_n^\alpha \quad (71)$$

Pour réduire les calculs, nous nous contenterons, au lieu de calculer les $N-1$ sommes, d'ajouter la matrice \mathbf{B} dernièrement calculée et de retrancher la plus ancienne. Ce mode de calcul va créer un temps de latence de N échantillons, à l'initialisation du système, avant que la matrice \mathbf{R} soit correcte. Pour notre application, ce temps de latence n'a aucune importance car il n'intervient qu'au démarrage du système.

En fin de calcul, on obtient la matrice $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$ de taille $M \times M$. Ce calcul nécessite donc $M \times M$ additions et $M \times M$ soustractions (si N une puissance de 2, $1/N$ est réalisé au moyen d'un simplement « décalage » et ne nécessite donc aucune multiplication).

Vient ensuite le calcul de la norme de Frobinus (au carré) sur la matrice $\mathbf{R}_{z,z^*}^\alpha$

$$\left\| \hat{\mathbf{R}}_{z,z^*}^\alpha \right\|_F^2 = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M |r_{ij}|^2$$

Ce calcul nécessite $M \times M$ additions, et $M \times M$ multiplications.

La dernière étape est la comparaison du résultat du calcul précédent avec un seuil fixe, préalablement défini. Si le seuil est atteint, le signal de décision passe à 1 pour indiquer que le stockage des échantillons peut commencer.

La Figure 57 illustre ces différentes étapes de construction du détecteur.

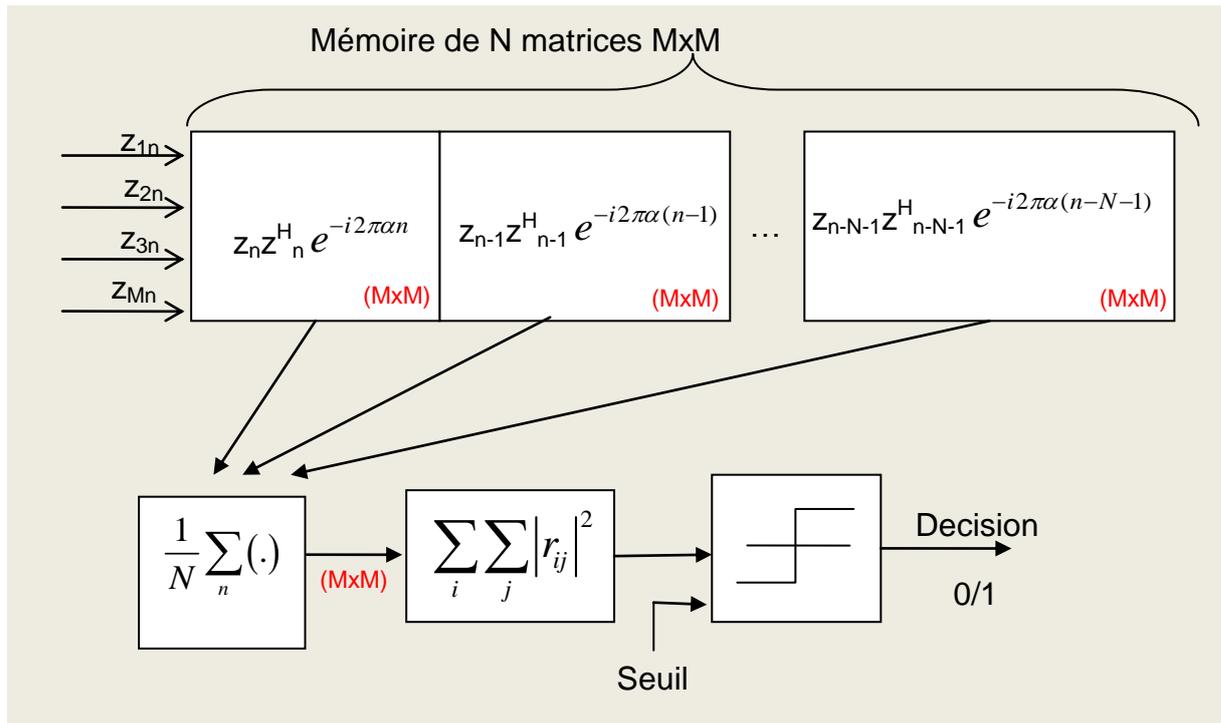


Figure 57 : Implantation du détecteur de Frobenius à partir de la matrice de corrélation cyclique

Dans le cas où N est grand, les ressources nécessaires à ce calcul peuvent être importantes. Il est donc possible de se rabattre sur le détecteur $T_{\text{diag}\alpha}(\mathbf{z})$ présenté lors des simulations. Ces performances sont légèrement plus faibles mais il nécessite M fois moins d'opérations. En effet, la matrice B^α est de taille MxM alors que son vecteur diagonale est de taille M.

4.4 Filtrage spatial

Le but est d'améliorer la qualité du signal reçu en annulant la puissance dans la direction des brouilleurs. Pour cela nous allons utiliser la méthode de Capon [Cap69] [Joh93].

Grâce au stockage des échantillons correspondant à une trame entière, nous n'avons pas besoin de mettre en place des méthodes adaptatives, plus complexe.

Le principe de la méthode de Capon est de minimiser la puissance reçue dans toutes les directions sauf dans la direction d'arrivée du signal utile.

Pour cela, on focalise le réseau dans une direction donnée à l'aide des poids \mathbf{w} (cf. Figure 58). La sortie $y(t)$ s'écrit donc

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{z}(t) \quad (72)$$

La puissance reçue dans cette direction se note :

$$P = \left\langle |y(t)|^2 \right\rangle_{\infty} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (73)$$

où \mathbf{R} est la matrice de corrélation, $\mathbf{R} = \langle \mathbf{z} \mathbf{z}^H \rangle_{\infty}$

En choisissant $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta_1)$, avec $\mathbf{a}(\theta_1)$ le vecteur directionnel du réseau pour la direction θ_1 , on obtient une focalisation simple du réseau dans la direction θ_1 d'arrivée du signal. Cependant, cela ne permet pas d'annuler spécifiquement la puissance dans la direction d'arrivée d'un brouilleur. Il faut utiliser des méthodes dites de nulling.

La méthode de Capon (ou méthode MVDR pour *minimum variance distortionless response*) en fait partie. Elle permet de minimiser la puissance dans toutes les directions, excepté dans la direction θ_1 d'arrivée du signal, en utilisant la contrainte $\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_1) = 1$.

Le filtre \mathbf{w}_o correspond au vecteur poids $\arg \left(\min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \right)$ avec la contrainte $\mathbf{w}_o^H \mathbf{a}(\theta_1) = 1$. La solution est donnée par

$$\mathbf{w}_o = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_1)}{\mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_1)} \quad (74)$$

La Figure 59 présente les résultats d'une simulation avec un réseau de 8 antennes. On y retrouve les diagrammes de rayonnement obtenus avec une simple méthode de focalisation et avec la méthode de Capon (nulling). Ces diagrammes sont comparés au diagramme de référence d'une antenne omnidirectionnelle. Les résultats montrent bien que, dans la direction d'arrivée des brouilleurs, la méthode de Capon annule totalement la puissance alors que la méthode de focalisation laisse un lobe secondaire dans ces directions. En théorie, un réseau de M antennes permet d'annuler $M-1$ directions.

La méthode de Capon est une première illustration de l'intérêt de ce type de techniques. Il existe d'autres approches [Mar98] qu'il serait intéressant de tester dans de futurs travaux.

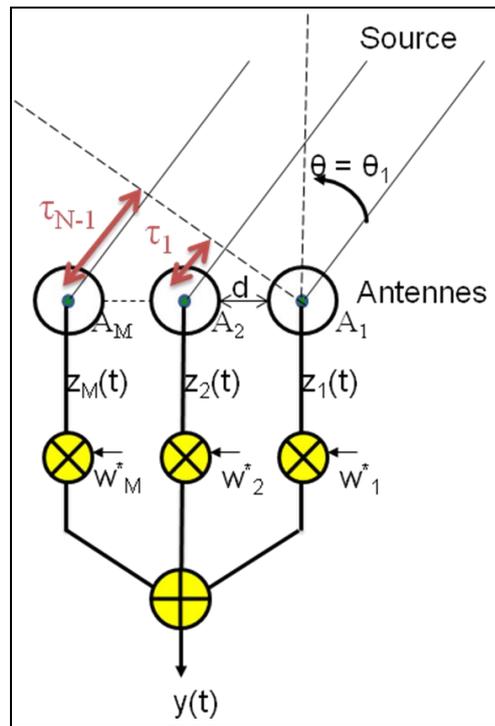


Figure 58 : Illustration du filtrage spatial. Représentation d'un réseau linéaire de M antennes espacée d'une distance fixe d . Le signal provenant de la source arrive sur le réseau avec un angle θ_1 .

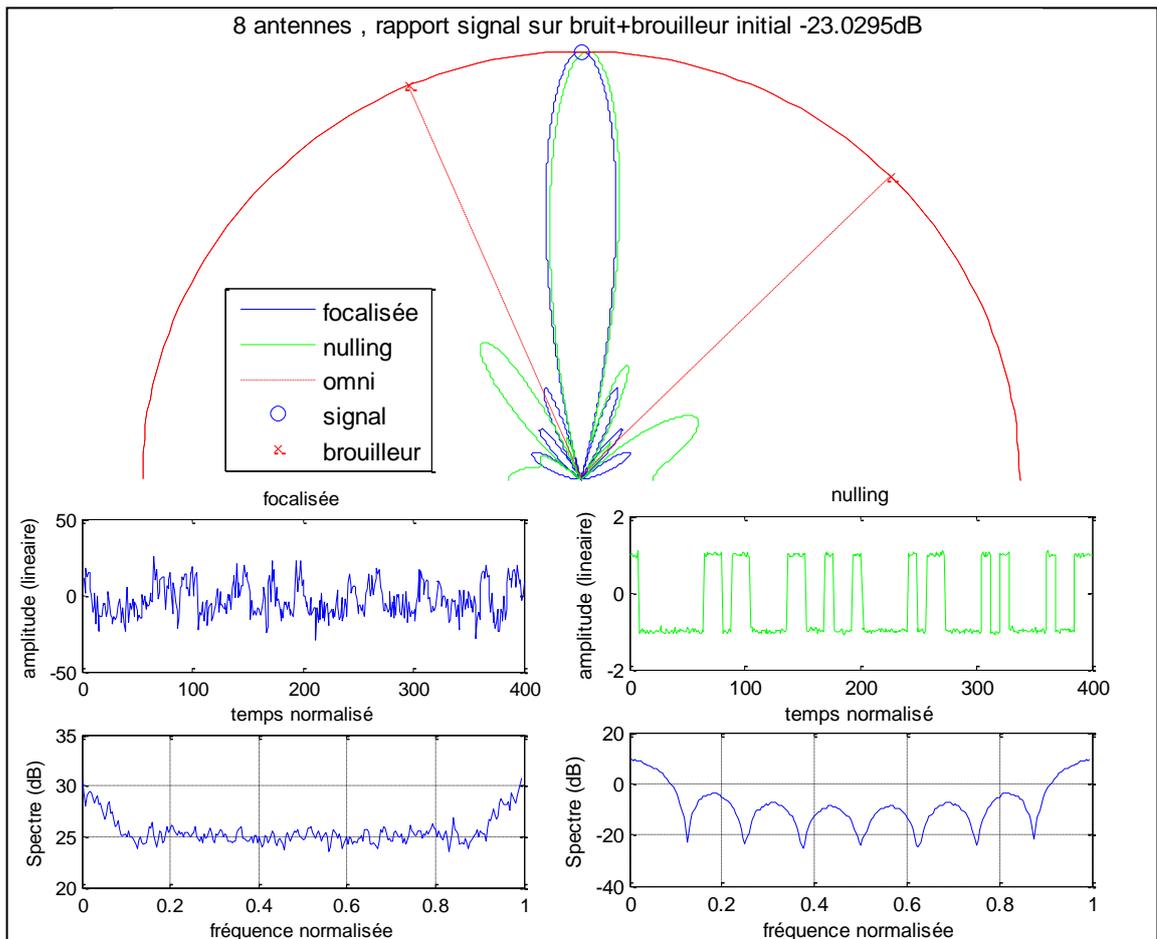


Figure 59 : Simulation d'un réseau linéaire de 8 antennes omnidirectionnelles en présence de deux brouilleurs. Le rapport signal sur bruit+brouilleur initial est de -23dB. (a) diagrammes de rayonnement du réseau. La direction d'arrivée (DOA) de la station relais est représentée par un cercle, la DOA des brouilleurs par une croix. (b) Représentation temporelle et fréquentielle du signal reçu après focalisation du réseau dans la direction de la station relais. Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes est donné par la courbe (- .) Les brouilleurs masque complètement le signal d'intérêt. (c) Représentation temporelle et fréquentielle du signal reçu après focalisation du réseau dans DOA de la station relais et annulation (nulling) de la DOA des brouilleurs. Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes est donné par la courbe (-). La méthode de Capon a été utilisée pour annuler la DOA des brouilleurs. Le train binaire émis par la station relais est parfaitement récupéré.

4.5 Démodulation

Une fois les éventuels brouilleurs éliminés grâce au filtrage spatial, il ne reste plus qu'à effectuer les étapes classiques d'un récepteur radio BPSK sur ce signal bande de base : la synchronisation de phase et la synchronisation bit.

On pourra pour cela se reporter au chapitre précédant (chapitre 3) dans lequel ces algorithmes sont décrits.

4.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté un concept de récepteur permettant d'annuler l'effet négatif des brouilleurs présents dans la bande ISM. Différentes méthodes de détection du signal ont été présentées et simulées. La détection utilisant la norme de Frobenius de la matrice de corrélation cyclique du réseau a été retenue. Nous avons ensuite décrit l'implantation de cet algorithme en numérique pour assurer un fonctionnement temps réel. Nous avons également décrit et simulé l'algorithme de Capon pour l'annulation des brouilleurs.

Ces différentes simulations ont montré les avantages que pourrait apporter ce type de récepteur dans notre problématique de réseau de capteurs en bande ISM, notamment pour régler le délicat problème des brouilleurs.

Il reste maintenant à développer un prototype afin de confirmer ces bons résultats.

Chapitre 5

Conclusion et perspectives

Cette thèse avait pour objectif l'étude d'un réseau de capteurs environnementaux pour la surveillance en temps réel des paramètres physicochimiques des eaux souterraines. L'objectif était de réussir à communiquer par ondes radio, dans la bande de fréquences libre à 433 MHz, sur plusieurs dizaines de kilomètres. Pour cela, il nous a fallu prendre en compte l'important problème des transmissions parasites polluant ce type de bande libre.

Nous avons donc, dans un premier temps, mis en évidence de la présence de ces brouilleurs et étudié l'impact qu'ils pouvaient avoir sur les transmissions de données RF. Pour cela, nous avons mis en place un banc de mesure permettant l'acquisition de signaux dans des canaux de largeur 10 kHz. Après analyse de ces signaux, nous avons constaté que les brouilleurs étaient très nombreux et parfois très puissants. Cependant, cette répartition des brouilleurs dans la bande est inégale et il existe des canaux dans cette bande dans lesquels les brouilleurs sont peu nombreux. Une étude spectrale de la bande sur le lieu d'installation du récepteur, avant la mise en place du réseau, permettrait d'identifier les fréquences les moins utilisées. Cela permettrait d'exploiter ces canaux et ainsi réduire les interférences. Durant cette analyse, nous avons également constaté que la pollution radiofréquence était plus faible de nuit que de jour. Il y a donc un intérêt à privilégier des transmissions nocturnes.

Nous avons ensuite défini une architecture pour le réseau. Celle-ci se compose de trois éléments distincts. Des ensembles émetteur-sonde, situés au niveau des forages, réalisent l'acquisition des mesures puis les transmettent par onde radio sur courte distance au deuxième élément qu'est la station relais. Les stations relais sont des émetteur-récepteur radio chargés de récupérer les mesures émises par les sondes situées dans son voisinage pour ensuite retransmettre ces informations via une liaison radio longue distance vers l'élément clé du réseau qu'est le récepteur central. Il s'agit donc d'un récepteur unique centralisant les mesures réémises par les stations relais. Pour des raisons de coût et d'autonomie, les deux premiers éléments

sont les plus simples possibles. Toute la complexité est reportée sur le récepteur central.

La seconde partie de cette thèse a été consacrée à l'étude matérielle de ce réseau. Un composant RF, dédié aux transmissions en bande ISM, a été testé pour réaliser une transmission longue distance. Les résultats ont montré que, dans le cadre d'une transmission sur 10 km et plus, en présence de brouilleurs, les performances de ce composant sont mauvaises. Sur 10 km, moins de la moitié des trames envoyées sont reçues sans erreur. Un récepteur RF simple, standard, ne permet donc pas une transmission fiable des données sur plusieurs dizaines de kilomètres, en présence de brouilleurs.

La suite de ce chapitre était dédiée à la description matérielle des éléments prototypes permettant de constituer le réseau. Nous obtenons, au final, un prototype complet de réseau, fonctionnel sur courte distance, mais qu'il reste à améliorer au niveau du récepteur central mais aussi à tester en conditions réelles.

Les premiers chapitres ont démontrés l'impact des brouilleurs sur la détérioration de la qualité des transmissions radio en bande ISM. Nous avons donc proposé dans le dernier chapitre un nouveau concept de récepteur. Ce récepteur utilise un réseau d'antennes phasé et un détecteur cyclostationnaire afin de stocker les signaux reçus et de réaliser les traitements en temps différé. L'avantage de ce concept est de pouvoir annuler les brouilleurs présents dans le signal reçu. Pour cela, des algorithmes de filtrage spatial sont utilisés sur les signaux stockés. Des simulations ont été présentées pour monter l'efficacité des différents algorithmes. Malheureusement, il ne nous a pas été possible de développer matériellement ce concept, pour des raisons budgétaires et de temps.

Perspectives

Concernant les interférences RF, notre étude s'est limitée à la bande 433 MHz, souhaitée pour le développement du réseau. Cependant, il serait intéressant de réaliser cette analyse dans d'autres bandes de fréquences libres afin de vérifier si la pollution RF y est identique. Cette étude pourrait d'ailleurs être menée sur plusieurs sites différents afin d'identifier d'éventuelles similitudes dans les résultats.

D'autre part, une amélioration possible du concept de récepteur serait de lui ajouter des fonctionnalités lui permettant d'analyser en permanence le spectre de la bande ISM afin d'en faire des statistiques et ainsi de localiser les canaux les moins pollués.

Annexe A

Fonctions d'autocorrelation cycliques et cycliques conjuguées appliquées à la modulation BPSK

A.1 Porteuse pure

Considérons un signal complexe $x(t) = e^{i(2\pi f_o t + \varphi_o)}$ représentant une porteuse pure de fréquence f_o et de phase φ_o .

Sa fonction d'autocorrélation cyclique s'écrit

$$\begin{aligned}
 R_{x,x^*}^\alpha(\tau) &= \left\langle e^{i(2\pi f_o(t+\frac{\tau}{2})+\varphi_o)} e^{-i(2\pi f_o(t-\frac{\tau}{2})+\varphi_o)} e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty \\
 &= \left\langle e^{i2\pi f_o\tau} e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_\infty \\
 &= \begin{cases} 0 & si \quad \alpha \neq 0 \\ e^{i2\pi f_o\tau} & si \quad \alpha = 0 \end{cases} \quad (75)
 \end{aligned}$$

Sa fonction d'autocorrélation cyclique conjuguée s'écrit

$$\begin{aligned}
R_{x,x}^{\alpha}(\tau) &= \left\langle e^{i(2\pi f_o(t+\frac{\tau}{2})+\varphi_o)} e^{i(2\pi f_o(t-\frac{\tau}{2})+\varphi_o)} e^{-i2\pi\alpha t} \right\rangle_{\infty} \\
&= e^{i2\varphi_o} \left\langle e^{i2\pi(2f_o-\alpha)t} \right\rangle_{\infty} \\
&= \begin{cases} 0 & \text{si } \alpha \neq 2f_o \\ e^{i2\varphi_o} & \text{si } \alpha = 2f_o \end{cases}
\end{aligned} \tag{76}$$

A.2 Signal modulant

Considérons maintenant un signal numérique en bande de base $q(t)$ tel que

$$q(t) = \sum_k a_k h(t - kT_{sym} - t_o), \text{ avec } k \in \mathbf{Z} \tag{77}$$

Les a_k sont des valeurs réelles et indépendantes choisies parmi un ensemble de niveaux fixes centrés ayant pour puissance σ_a^2 . $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre d'émission, T_{sym} est la durée d'un symbole et t_o est un retard inconnu.

La fonction d'autocorrelation de $q(t)$ est donnée par

$$\begin{aligned}
R_{q,q^*}(t, \tau) &= \left\langle q\left(t + \frac{\tau}{2}\right) q^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \right\rangle_{\infty} \\
R_{q,q^*}(t, \tau) &= \sigma_a^2 \sum_k h\left(t + \frac{\tau}{2} - kT_{sym} - t_o\right) h^*\left(t - \frac{\tau}{2} - kT_{sym} - t_o\right)
\end{aligned} \tag{78}$$

On remarque aisément dans (équ. (78)) que $R_{q,q^*}(t, \tau) = R_{q,q^*}(t + T_{sym}, \tau)$. Le signal $q(t)$ est donc cyclostationnaire de fréquence cyclique $1/T_{sym}$. $R_{q,q^*}(t, \tau)$ est périodique et peut se décomposer en séries de Fourier avec

$$R_{q,q^*}(t, \tau) = \sum_{l \in \mathbf{Z}} R_{q,q^*}^{\frac{l}{T_{sym}}}(\tau) e^{i2\pi \frac{l}{T_{sym}} t} \tag{79}$$

Où

$$\begin{aligned}
R_{q,q^*}^{\frac{l}{T_{sym}}}(\tau) &= \frac{l}{T_{sym}} \int_{T_{sym}} R_{q,q^*}(t,\tau) e^{-i2\pi \frac{l}{T_{sym}} t} dt \\
&= \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} \int_{T_{sym}} \sum_k h(t + \frac{\tau}{2} - kT_{sym} - t_o) h^*(t - \frac{\tau}{2} - kT_{sym} - t_o) e^{-i2\pi \frac{l}{T_{sym}} t} dt \\
&= \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t + \frac{\tau}{2} - t_o) h^*(t - \frac{\tau}{2} - t_o) e^{-i2\pi \frac{l}{T_{sym}} t} dt \\
&= \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} e^{-i2\pi \frac{l}{T_{sym}} t_o} \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} h(t + \frac{\tau}{2}) h^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-i2\pi \frac{l}{T_{sym}} t} dt}_{\frac{l}{T_{sym}} r_{h,h^*}^{\frac{l}{T_{sym}}}(\tau)}
\end{aligned} \tag{80}$$

La fonction d'autocorrelation cyclique s'écrit donc

$$R_{q,q^*}^{\alpha}(\tau) = \begin{cases} \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} e^{-i2\pi \alpha t_o} r_{h,h^*}^{\alpha}(\tau) & \text{si } \alpha = \frac{l}{T_{sym}} \text{ avec } l \in \mathbf{Z}; \\ 0 & \text{si } \alpha \neq \frac{l}{T_{sym}} \end{cases} \tag{81}$$

A.3 Signal modulant et porteuse

Le BPSK est une modulation de phase à deux états. Il utilise deux valeurs de phase séparées de 180° (typiquement 0° et 180°). Les a_k (équ (77)) valent donc $+a$ ou $-a$ ($a \in \mathbf{R}$). Un signal BPSK modulé s'écrit donc

$$s(t) = q(t) \underbrace{e^{i(2\pi f_o t + \varphi_o)}}_{x(t)} \tag{82}$$

Le signal $s(t)$ est le produit de deux signaux indépendant $q(t)$ et $x(t)$. La fonction d'autocorrelation d'un tel produit est donnée par Gardner dans [Gar06] et vaut

$$R_{s,s^*}^{\alpha}(\tau) = \sum_{\beta} R_{x,x^*}^{\alpha-\beta}(\tau) R_{q,q^*}^{\beta}(\tau) \tag{83}$$

Comme cela a été montré dans les équations (75) et (80), les fonctions d'autocorrelation cycliques de $q(t)$ et $x(t)$ s'écrivent

$$R_{q,q^*}^\beta(t, \tau) = \begin{cases} \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} e^{-i2\pi\beta t_0} r_{h,h^*}^\beta(\tau) & \text{si } \beta = \frac{l}{T_{sym}} \text{ avec } l \in \mathbf{Z}; \\ 0 & \text{si } \beta \neq \frac{l}{T_{sym}} \end{cases} \quad (84)$$

$$R_{x,x^*}^\gamma(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{si } \gamma \neq 0 \\ e^{i2\pi f_0 \tau} & \text{si } \gamma = 0 \Rightarrow \alpha = \beta \end{cases} \quad (85)$$

Deux ces deux équation (84) et (85), on en déduit donc la fonction d'autocorrelation cyclique d'un signal BPSK modulé

$$R_{s,s^*}^\alpha(\tau) = \begin{cases} \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} e^{-i2\pi\alpha t_0} e^{i2\pi f_0 \tau} r_{h,h^*}^\alpha(\tau) & \text{si } \alpha = \frac{l}{T_{sym}}; \\ 0 & \text{si } \alpha \neq \frac{l}{T_{sym}} \end{cases} \quad (86)$$

De façon analogue, on peut exprimer la fonction d'autocorrelation cyclique conjuguée d'un signal BPSK modulé :

$$R_{s,s}^\alpha(\tau) = \begin{cases} \frac{\sigma_a^2}{T_{sym}} e^{i2\pi\phi_0} e^{-i2\pi(\alpha-2f_0)t_0} r_{h,h}^{\frac{l}{T_{sym}}}(\tau) & \text{si } \alpha = 2f_0 + \frac{l}{T_{sym}}; \\ 0 & \text{si } \alpha \neq 2f_0 + \frac{l}{T_{sym}} \end{cases} \quad (87)$$

Pour un signal BPSK modulé, la fonction d'autocorrelation cyclique permet donc de révéler la fréquence cyclique $\alpha = l/T_{sym}$ alors que la fonction d'autocorrelation cyclique conjuguée permet de révéler la fréquence cyclique $\alpha = 2f_0 + l/T_{sym}$.

Bibliographie

- Aky02. Ian F. Akyildiz, et al., *A Survey on Sensor Networks*. Communications Magazine, IEEE, 2002, vol. 40, n° 8, p. 102-114.
- Aky04. Ian F. Akyildiz, et al., *Wireless sensor and actor networks: research challenges*. Ad Hoc Networks, 2004, vol. 2, n° 4, p. 351-367.
- Aky06. Ian F. Akyildiz, et al., *NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey* Computer Networks, 2006, vol. 50, n° 13, p. 2127-2159.
- Al-K04. J.N. Al-Karaki, et al., *Routing techniques in wireless sensor networks: a survey*. IEEE Wireless Communications, 2004, vol. 11, n° 6, p. 6-28.
- Ana09. Giuseppe Anastasi, et al., *Energy conservation in wireless sensor networks: A survey*. Ad Hoc Networks, 2009, vol. 7, n° 3, p. 537-568.
- ANF08. Agence National des Fréquences, *Annexe 7 du tableau national de répartition des bandes de fréquences : Fréquence utilisables pour certains matériels de faible puissance et de faible portée*. 2008.
- Bar07. Paolo Baronti, et al., *Wireless sensor networks: A survey on the state of the art and the 802.15.4 and ZigBee standards*. Computer Communications, 2007, vol. 30, n° 7, p. 1655-1695.
- Blo00. P. Bloomfield, *Fourier analysis of time series: an introduction, seconde édition*. 2000, Wiley: New York.
- Bok06. Tatiana Bokareva, et al., *Wireless Sensor Networks for Battlefield Surveillance*. in *The Land Warfare Conference*. 2006. Brisbane.
- Bro02. Jean Marc Brossier, et al., *Introduction aux problèmes de synchronisation*, in *ECOTEL Troisième Ecole d'Hiver des Télécommunications*. 2000: Sophia Antipolis.
- Cap10. J.V. Capella, et al., *A Wireless Sensor Network approach for distributed in-line chemical analysis of water*. Talanta, 2010, vol. 80, n° 5.
- Cap69. J. Capon, *High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis*. Proceedings of IEEE 1969, vol. 57, n° 8, p. 1408-1418.
- Chl03. Imrich Chlamtac, et al., *Mobile ad hoc networking: imperatives and challenges*. Ad Hoc Networks, 2003, vol. 1, n° 1, p. 13-64.
- Com97. P. F. Combes, *Micro-ondes, 2. Circuits passifs, propagation, antennes* Dunod, Editor. 1997: Paris.

- Dan94. A. V. Dandawate, et al., *Nonparametric polyspectral estimators for kth-order (almost) cyclostationary processes*. IEEE Transactions on Information Theory, 1994, vol. 40, n° 1, p. 67-84.
- Dan94b. A.V. Dandawate, et al., *Statistical tests for presence of cyclostationarity*. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, vol. 42, n° 9, p. 2355-2369.
- Dan95. A.V. Dandawate, et al., *Asymptotic theory of mixed time averages and kth-order cyclic-moment and cumulant statistics*. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, vol. 41, n° 1, p. 216-232.
- Dir00. *Directive-cadre dans le domaine de l'eau (2000/60/CE)*. 2000: http://europa.eu/legislation_summaries/agriculture/environment/l28002b_fr.htm.
- Doo05. David M. Doolina, et al., *Wireless sensors for wildfire monitoring*. in *SPIE Symposium on Smart Structures & Materials*. 2005. San Diego, California.
- Est08. Francesc A. ESTEVE-TURRILLAS, et al., *New perspectives in the use of semipermeable membrane devices as passive samplers*. Talanta, 2008, vol. 74, n° 4, p. 443-457.
- Fis36. Ronald A. Fisher, *The Use of Multiple Measurements in Taxonomic Problems*. Annals of Eugenics, 1936, vol. 7, n° p. 179-188.
- Fla09. Alessandra Flammini, et al., *Wired and wireless sensor networks for industrial applications*. Microelectronics Journal, 2009, vol. 40, n° 9, p. 1322-1336.
- Gar06. William A. Gardner, et al., *Cyclostationarity: Half a century of research*. Signal Processing 2006, vol. 86, n° 4.
- Gar85. William A. Gardner, *Introduction to random processes : with applications to signals and systems*. 1985, Macmillan Publishing Company: New York.
- Gar86. F. M. Gardner, *A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers*. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, 1986, vol. 34, n° 5, p. 423-429.
- Gar87. William A. Gardner, *Statistical spectral analysis: a nonprobabilistic theory*. 1987, Prentice-Hall: New Jersey.
- Gar94. William A. Gardner, *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing* 1994, IEEE Press.
- Gen07. J. E. Gentle, *Matrix Algebra: Theory, Computations, and Applications in Statistics*. 2007, Springer: New York.

- Gla96. Alain GLAVIEUX, et al., *Communications numériques introduction*, Masson, Editor. 1996.
- Gou09. C. Gourlay-Francé, et al., *Utilisation des échantillonneurs passifs pour l'évaluation de la contamination chimique des masses d'eau*. Techniques, Sciences et Méthodes, 2009, vol. sous presse, n°.
- Har06. Jane K. Hart, et al., *Environmental Sensor Networks: A revolution in the earth system science?*, in *Earth-Science Reviews*. 2006. p. 177-191.
- ITU07. *Rec. ITU-R P.833-6 : ATTENUATION IN VEGETATION*. 2007, ITU International Telecommunication Union
- Joh93. Don H. Johnson, et al., *Array Signal Processing: Concepts and Techniques*. 1993, Prentice Hall.
- Jon05. Friedrich K. Jondral, *Software-defined radio: basics and evolution to cognitive radio*. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2005, vol. 2005, n° 3, p. 275-283.
- Kha09. Lamiaa Khalida, et al., *Emerging cognitive radio technology: Principles, challenges and opportunities*. Computers & Electrical Engineering, 2009, vol. in Press, n°.
- Lit01. Louis Litwin, *Matched filtering and timing recovery in digital receivers*, in *RFDesign*. 2001. p. 32-48.
- Lop09. J.A. López Riquelme, et al., *Wireless Sensor Networks for precision horticulture in Southern Spain*. Computers and Electronics in Agriculture, 2009, vol. 68, n° 1, p. 25-35.
- Lyn06. Jerome P. Lynch, et al., *A Summary Review of Wireless Sensors and Sensor Networks for Structural Health Monitoring*. The Shock and vibration digest 2006, vol. 38, n° 2, p. 91-128.
- Mai05. Robert J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook, Second Edition* 2005, Artech House: Boston.
- Mar05. Itziar Marín, et al., *Wireless Sensor Networks: A Survey on Ultra-Low Power-Aware Design*. World Academy of Science, Engineering and Technology, 2005, vol. 8, n° 8, p. 44-49.
- Mar98. S. Marcos, et al., *Méthodes à haute résolution. Traitement d'antenne et analyse spectrale*. 1998, HERMES.
- Mar98. P. Marchand, et al., *Multiple hypothesis modulation classification based on cyclic cumulants of different orders*, in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*. 1998: Seattle. p. 2157-2160.

- Mat08. Cian Ó Mathúna, et al., *Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks*. *Talanta*, 2008, vol. 75, n° 3, p. 613-623.
- Mey98. Heinrich Meyr, et al., *Digital Communications Receivers: Synchronisation, Channel Estimation and Signal Processing*,. 1998, Wiley: New York.
- Pro00. John Proakis, *Digital Communications 4th edition*. 2000, McGraw-Hill.
- Rod99. Volkan Rodoplu, et al., *Minimum energy mobile wireless networks*. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, vol. 17, n° 8, p. 1333-1344.
- SDI12. SDI-12 Support Group, *SDI-12 A Serial-Digital Interface Standard for Microprocessor-Based Sensors version 1.3*. 2009.
- Ser06. Erchin Serpedin, et al., *Bibliography on cyclostationarity*. *Signal Processing*, 2006, vol. 86, n° p. 639-697.
- Sim05. Marvin K. Simon, et al., *Digital Communication over Fading Channels, second edition*. 2005, Wiley.
- Sze04. Robert Szewczyk, et al., *Habitat monitoring with sensor networks*. *Communications of the ACM*, 2004, vol. 47, n° 6, p. 34-40.
- Van04. A. J. Van der Veen, et al., *Signal processing for radio astronomical arrays*. in *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing workshop (SAM)*. 2004. Barcelona, Spain.
- Vou99. Yves VOUREC'H, et al., *Liaisons VHF/UHF*. 1999, Techniques de l'ingénieur.
- Wil06. Simon Willis, et al., *Design of a long-range wireless sensor node*. in *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*. 2006. Singapour.
- Wil07. S. Willis, et al., *Radio propagation model for long-range wireless sensor networks*. in *International Conference on Information, Communications & Signal Processing*. 2007. Singapore.
- XDSP. Xilinx, *XtremeDSP Development Kit -IV User Guide*.
- Xu07. Wenyuan Xu, et al., *Channel Surfing: Defending Wireless Sensor Networks from Interference*. in *IPSN*. 2007. Cambridge.
- Xu92. G. Xu, et al., *Direction of arrival estimation via exploitation of cyclostationarity - a combination of temporal and spatial processing*. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, vol. 40, n° 7, p. 1775-1786.

Yic08. J. Yick, et al., *Wireless sensor network survey*. Computer Networks, 2008, vol. 52, n° 12, p. 2292–2330.

Publications liées au travail de thèse :

A.MILLOT, R. FELIACHI, R.WEBER, C. LÉGER, Wireless Water Quality Monitoring In The Ism Frequency Band: A Software And Cognitive Radio Approach, soumis à EUSIPCO 2010.

A.MILLOT, R. WEBER, C. BERHO

Transmission de données environnementales en bande ISM. Application à la surveillance à distance des masses d'eau, Revue de l'Electricité et de l'Electronique, n°11, p111-117, Décembre 2009.

A.MILLOT, R. WEBER, C. BERHO,

Transmission de données environnementales en bande ISM pour la surveillance à distance des masses d'eau, 6ème Conférence STIC & ENVIRONNEMENT, Calais, 16-19 Juin 2009.

A. MILLOT, R. WEBER, C. BERHO,

Transmission de données environnementales en bande ISM pour la surveillance à distance des masses d'eau, Colloque Pôle capteur, Bourges, Mars 2009

A.MILLOT, R.WEBER, E.CODEVILLE,

Système de transmission de données environnementales pour la surveillance à distance des nappes phréatiques, Colloque Pôle capteur, Bourges, Mars 2008

Anthony MILLOT

Etude d'un réseau de capteurs environnementaux en bande ISM

Résumé

Cette thèse présente l'étude d'un réseau de capteurs pour la surveillance en temps réel de la qualité des eaux souterraines. L'objectif est de réussir à communiquer dans la bande de fréquences libre à 433MHz sur plusieurs dizaines de kilomètres. Le problème majeur des bandes libres est la présence de transmissions parasites (brouilleurs). Nous avons donc, en premier lieu, mis en évidence de la présence de ces brouilleurs et étudié leur impact sur les communications. Après analyse, il s'avère que les brouilleurs sont très nombreux et puissants mais que leur répartition dans la bande est inégale. Une étude spectrale de la bande semble nécessaire, avant la mise en place du réseau, afin de transmettre dans les canaux les moins pollués. Des communications nocturnes sont également à privilégier car les brouilleurs sont moins nombreux la nuit. Nous présentons ensuite une architecture réseau, adaptée au cahier des charges et à cette bande de fréquences. Nous avons également testé un composant RF dédié aux transmissions en bande ISM. Les résultats montrent que les performances de ce composant sont faibles pour des communications longues distances en présence de brouilleurs. Un récepteur radiofréquence simple ne permet donc pas de réaliser des communications fiables dans ces conditions. Le prototype complet du réseau, développé durant ces travaux, est ensuite décrit. Pour finir, nous proposons un nouveau concept de récepteur, utilisant un réseau d'antennes phasé et un détecteur cyclostationnaire, pour pallier au problème des brouilleurs. Le but est de stocker les signaux reçus pour les traiter en temps différé à l'aide d'algorithmes de filtrage spatial. Des simulations montrent l'efficacité de ce concept.

Mots clés : réseau de capteurs, bande ISM, interférences radiofréquences, surveillance de l'environnement

Study of an environmental sensor network using ISM band

Abstract

This thesis presents the study of a wireless sensor network for real-time monitoring of groundwater quality. The aim is to successfully communicate in the free 433MHz frequency band over tens of kilometers. The main issue of free bands is the presence of radio frequency interferences (RFI). First, we have studied the properties of these RFI and their impacts on communications. This analysis shows numerous and powerful jammers but with an irregular distribution in time and frequency. In consequence, the network set-up should be based on prior analysis of the time-frequency context. In particular, night communications should be preferred. Then, we present a network architecture adapted to the given industrial specifications and the mentioned frequency band constraint. We have also tested a RF component suitable for ISM band transmissions. Results show that the component performances are low for long range communications with RFI. With a simple radio frequency receiver, reliable communications are not possible in these conditions. Then the complete network prototype, developed during this thesis, is described. Finally, to overcome the problem due to jammers, we propose a new receiver concept. It is based on a phased antenna array and a cyclostationary detector. The aim is to detect the signal of interest among RFI and to store it for further signal processing. In particular, off-line spatial filtering techniques can be used to remove RFI. Simulations show the efficiency of this concept.

Keywords: wireless sensor network, ISM band, radiofrequency interferences, environmental monitoring



Institut PRISME – Polytech'Orléans

12 rue de Blois, 45067 Orléans Cedex