THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER

En Systèmes Automatiques et Microélectroniques (SYAM)

École doctorale Information, Structures, Systèmes

Unité de recherche LIRMM

COMMUNICATION INTRACORPORELLE POUR UN RÉSEAU DE CAPTEURS IMPLANTÉS DANS UN POISSON

Présentée par Stéphane PITOU
le 16 Décembre 2025

Sous la direction de Dr. Serge Bernard et Dr. Vincent Kerzerho

Devant le jury composé de

[Wenceslas Rahajandraibe, Professeur, IM2NP]	[Président]
[Olivier Français, Professeur, ESIEE Paris]	[Rapporteur]
[Valentin Gies, Professeur, IM2NP]	[Rapporteur]
[Sylvie Renaud, Professeur, IMS Bordeaux]	[examinateur]
[Florence Azaïs, Chargé de recherche, LIRMM-CNRS]	[Co-encadrant de thèse]
[Tristan Rouyer, Chargé de recherche, MARBEC-CNRS]	[Co-encadrant de thèse]
[Serge Bernard, Directeur de recherche, LIRMM-CNRS]	[Directeur de thèse]
[Vincent Kerzérho, Chargé de recherche, LIRMM-CNRS]	[Co-encadrant de thèse]
[Fabien Soulier, Maître de Conférence, LIRMM-CNRS]	[invité]
[David McKenzie, Directeur de recherche, MARBEC-CNRS]	[invité]

UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER

À ma famille et à ma fille,
pour leur patience, leur aide et leur encouragement
tout au long de ces dernières années.

« Il n'est jamais trop tard pour devenir la personne que l'on aspire à être. »
Adapté de George Eliot

Remerciements

Ces trois années ont été à la fois incroyablement courtes et longues, riches en apprentissages, en découvertes et expériences humaines.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse, Serge Bernard, et mon encadrant de thèse, Vincent Kerzérho, qui m'ont convaincu de réaliser cette thèse. Leur encadrement, leur patience et leur soutien constant ont été déterminants à chaque étape de ce parcours. Je souhaite également remercier Tristan Rouyer pour sa bonne humeur, son expertise et son implication dans le projet PROMPT, Fabien Soulier pour sa rigueur mathématique et ses observations pertinentes, ainsi que Florence Azaïs pour son expertise exceptionnelle et ses idées brillantes. Je n'oublie pas David McKenzie, dont l'humour et l'aide précieuse lors des expérimentations sur les animaux ont été essentiels pour la réalisation de ce travail.

Leurs conseils éclairés ont stimulé un volume de travail considérable, toujours mené dans un esprit positif et bienveillant, et ont enrichi chaque étape de ce projet. Leur accompagnement, rigoureux et encourageant, a été un moteur essentiel de ma progression scientifique et personnelle.

Je n'oublie pas mes collègues et amis du LIRMM, dont la bonne humeur, le soutien et les échanges stimulants ont rendu cette aventure à la fois agréable et enrichissante. Chaque discussion, chaque encouragement a contribué à faire avancer ce travail de manière concrète et motivante. Je pense en particulier à Geoffrey Chancel et Sarah Belgaid, dont l'amitié a fait de cette thèse une aventure humaine inoubliable.

Enfin, je remercie ma compagne Barbara, pour son soutien inconditionnel et son encouragement constant dans toutes mes entreprises, ainsi que ma fille Natsumi, pour sa patience et sa compréhension, malgré son âge, de l'importance de ce travail et du temps que je ne pouvais lui consacrer. Leur présence, leur confiance et leur amour ont été des piliers essentiels pour mener ce projet à terme dans les meilleures conditions possibles.

Merci à tous.

Résumé

Aujourd'hui, un enjeu majeur en biologie, écologie et biomédecine est de mesurer de façon continue l'activité physiologique et comportementale des organismes vivants sans altérer leur intégrité. Ce besoin dépasse le cadre animal : il concerne poissons, mammifères marins, espèces terrestres et même l'humain dans un cadre médical. Les systèmes de bio-logging y répondent partiellement en permettant l'enregistrement sur l'animal des paramètres biologiques (cardiaques, température, pH, environnementaux, etc.) pour les récupérer ultérieurement.

Cependant, les solutions actuelles restent limitées. En milieu marin, la transmission en temps réel est fortement contrainte : les ondes radio souffrent d'une atténuation électromagnétique élevée et imposent des antennes encombrantes, tandis que les systèmes acoustiques présentent un débit faible, une latence importante et une consommation non négligeable. Les marques archives contournent ces difficultés en privilégiant l'enregistrement embarqué, mais pose alors d'autres défis : autonomie énergétique, miniaturisation, robustesse mécanique, respect du bien-être animal et repêche de l'animal pour récupérer le dispositif et les données enregistrées.

Cette thèse s'inscrit dans ce contexte et vise à démontrer la faisabilité d'une communication intra-corporelle basse consommation fondée sur le **couplage galvanique (CG)**, c'est-à-dire l'injection d'un courant alternatif de faible intensité à travers les tissus biologiques. L'objectif est de réaliser une transmission de données sans antenne, à partir de composants standards, et dans un format compatible avec une implantation pour permettre de déployer une réseau de capteurs physiologiques implantables communicants avec un concentrateur placé à l'extérieur de l'animal.

Deux questions guident ce travail :

- Peut-on établir, dans des tissus biologiques et en eau de mer, un lien robuste (faible BER) en CG avec une architecture minimale ?
- Quelle est l'innocuité, pour le poisson, d'un courant alternatif injecté des conditions réalistes d'usage ?

Cette thèse a permis de développer un système de communication par CG performant, testé dans différentes conditions expérimentales (bras humain, eau salée, poisson), avec une excellente fiabilité (100% de trames correctement démodulées) et une autonomie largement supérieure a la durée de suivi prévue (≥ 1 an).

Initialement pensé pour le suivi physiologique du thon rouge, ce projet se veut néanmoins généraliste : les méthodes développées sont transposables à d'autres espèces aquatiques ou terrestres, et, à terme, à l'humain.

Abstract

Today, a major challenge in biology, ecology, and biomedicine is the continuous monitoring of physiological and behavioral activity in living organisms without compromising their integrity. This need extends beyond animals to include fish, marine mammals, terrestrial species, and even humans in medical contexts. Archive biologging systems partially address this challenge by recording biological parameters (heart rate, temperature, pH, environmental factors, etc.) directly on the organism for later retrieval.

However, current solutions remain limited. In marine environments, real-time transmission is strongly constrained : radio waves suffer from high electromagnetic attenuation and require bulky antennas, while acoustic systems offer low data rates, high latency, and significant energy consumption. Archive biologging bypasses these limitations by prioritizing onboard recording, but introduces other challenges : energy autonomy, miniaturization, mechanical robustness, and respect for animal welfare.

This thesis addresses these challenges and aims to demonstrate the feasibility of a low-power intra-body communication (IBC) system based on **galvanic coupling (GC)**, i.e., the injection of a low-intensity alternating current through biological tissues. The objective is to achieve data transmission without antennas, using standard components, and in a format compatible with implantation, in order to be able to settle an implanted physiological sensor network communicating with a data aggregator positioned outside of the fish.

Two main questions guide this work :

- Can a robust communication link with low bit error rate (BER) be established via GC in biological tissues and seawater using a minimal architecture ?
- What is the safety of an alternating current injected into a fish under realistic operational conditions ?

This thesis has enabled the development of a high-performance GC communication system, tested under various experimental conditions (human arm, saltwater, fish), demonstrating excellent reliability (100% of transmitted frames correctly demodulated) and an operational lifetime well exceeding the intended monitoring period (≥ 1 year).

Although initially designed for the physiological monitoring of Atlantic bluefin tuna, the methods developed are generalizable and can be applied to other aquatic or terrestrial species, and potentially, to humans.

Table des matières

Remerciements **4**

Résumé **5**

Abstract **7**

Introduction **21**

1 État de l'art **25**
1.1 Comparaison des différentes techniques de communication intra-corporelle 26
1.2 Communications par champ électrique 28
1.2.1 Propagation des signaux électriques dans les tissus biologiques 29
Propriétés électriques des tissus biologiques 29
Modèle paramétrique des tissus 31
1.2.2 Communication par couplages capacitif ou galvanique 32
Couplage capacitif 32
Couplage Galvanique 33
1.2.3 Recherche exploratoire sur le sujet de la communication par couplage galvanique 35
Modélisation et simulation 35
Prototypes matériels et validations expérimentales 36
1.3 Conclusion et choix d'orientation 40

2 Faisabilité d'une Liaison par Couplage Galvanique **43**
2.1 Architecture 43
2.1.1 Générateur 44
2.1.2 Récepteur 45
2.2 Méthodes de test 46
2.2.1 Caractérisation unitaire des cartes 46
2.2.2 Protocoles de validation système 47
2.3 Résultats 49
2.3.1 Tests du Tx et du Rx séparément 49
2.3.2 Transmission par CG sur le bras 50
2.3.3 Transmission du signal dans un liquide fantôme 51
2.3.4 Transmission des signaux dans des poissons 53
Bar commun (*Dicentrarchus labrax*) 53
Thon Rouge (*Thunnus thynnus*) 54
2.4 Conclusion 54

3 Étude d'impact du passage du courant électrique dans le poisson 57
3.1 Effet de l'intensité et de la fréquence du courant sur le corps humain . 58
3.2 Effet de l'intensité et de la fréquence du courant chez les poissons . . 59
3.3 Expérimentation pour l'étude de l'impact du courant électrique sur le poisson dans le cadre d'une communication par couplage galvanique 59
3.3.1 Méthodes et procédures de test 59
3.3.2 Chirurgie et protocole de repos 61
3.3.3 Matériels 61
3.3.4 Résultats de l'expérimentation 63
Mesures de bio-impédance 64
Observation du comportement 65
Analyse statistique 68
3.4 Conclusion 76

4 Conception d'un récepteur implantable 77
4.1 Introduction 77
4.1.1 Modulations déjà explorées 77
4.1.2 Limites des récepteurs conventionnels 78
4.2 Description de la solution proposée 78
4.2.1 Définition du format de communication 79
4.2.2 Étage d'entrée d'acquisition (rappel du Chapitre 2) 80
4.2.3 Récepteur à échantillonnage direct avec sur échantillonnage redondant 80
4.3 Algorithme de traitement numérique 81
4.3.1 Moyennage 82
4.3.2 Construction de la table de redondance 82
4.3.3 Vérification du postambule 84
4.3.4 Vote majoritaire 85
4.4 Évaluation des performances 85
4.4.1 Configuration du banc de simulations 86
4.4.2 Résultats 87
4.4.3 Comparaison avec la démodulation conventionnel 89
4.5 Analyse de la sensibilité de chacun des paramètres 91
4.5.1 Sensibilité de la longueur de la trame N_{bytes} 91
4.5.2 Sensibilité au nombre de périodes de la porteuse par bit N_{per} . 94
4.5.3 Sensibilité au ratio de suréchantillonnage n_{spp} 96
4.5.4 Synthèse 97
4.6 Validations expérimentales 98
4.6.1 Expérimentation en environnement contrôlé 98
Configurations de mesures 98
Résultats de mesures matérielles 100
Consommation 102
4.7 Conclusion 103

5 Conception d'un émetteur implantable BPSK 105
5.1 Objectif 105
5.2 Émetteur BPSK sinusoïdal 105
5.2.1 Rappel théorique 105

5.2.2 Architecture matérielle . . . 107
5.3 Émetteur BPSK à séquence binaire . . . 107
5.3.1 Principe : du BPSK sinusoïdal à la séquence binaire . . . 108
5.3.2 Architecture . . . 109
5.4 Validation . . . 109
5.5 Conclusion . . . 112

6 Validation d'une communication par couplage galvanique 113
6.1 Introduction . . . 113
6.2 Méthodes et Matériels . . . 114
6.3 Test dans un liquide fantôme . . . 115
6.4 Test dans de l'eau de mer . . . 116
6.5 Test sur le bras . . . 117
6.6 Test sur poisson mort . . . 118
6.7 Conclusion . . . 120

Conclusion 123

Table des figures

1 Représentation schématique de la solution technologique envisagée . . 22

1.1 Permittivité relative $\varepsilon(f)$ (bleu) et conductivité $\sigma(f)$ (rouge, pointillé) . 30
1.2 Flux de courant dans une cellule en fonction de sa fréquence 31
1.3 Modèle électrique de Cole-Cole 32
1.4 Principe de communication par couplage électrique [1] 33
1.5 Transmission du courant entre émetteur et récepteur par couplage galvanique.[2] 34
1.6 Architecture de l'émetteur et récepteur de la capsule endoscopique .[3] 39
1.7 Architecture de l'émetteur et récepteur proposé par[4] 40

2.1 Architecture transmetteur (Tx)générateur plutot 44
2.2 Architecture du récepteur (Rx). 45
2.3 Transmission par CG sur la peau sur un bras. 47
2.4 a) Transmission par CG dans un bar commun. b) Électrode Flexible c) Électrode implanté 48
2.5 a) Transmission par CG dans un Thon rouge. b) Électrode implanté Tx. c) Électrode implanté Rx 48
2.6 Orientation relative des électrodes, Tx coté tête et Rx coté queue du poisson 49
2.7 Gain Rx en fonction de la fréquence. 49
2.8 Amplitude du signal de sortie Rx sur le bras. 50
2.9 Conductivité en fonction de la fréquence pour différent type de liquide 52
2.10 Gain du signal de sortie Rx dans le liquide fantôme 52
2.11 SNR en fonction de la fréquence du Signal de sortie Rx dans des liquides fantôme. 53
2.12 Amplitude du signal a la sortie du Rx dans un bar commun dans différente position 54
2.13 Amplitude du signal a la sortie du Rx dans un thon rouge dans différente position 55

3.1 Protocole de test 1/2 60
3.2 Protocole de test 2/2 61
3.3 a) Chirurgie implantatoire des fils, b) positionnement des fils, c) poisson dans le couleur de nage en repos 62
3.4 Configuration expérimentale globale 62
3.5 Schéma de principe de la source de courant de Howland 63
3.6 Source de Howland réalisée pour l'expérience 64
3.7 Exemple de 10 mesures répétées d'impédances sur un poisson 65
3.8 Capture d'écran du logiciel tracker utilisé pour le suivi de la queue du poisson 66

3.9 Estimation de la fréquence de battement queue, a) position en x de la queue dans le couloir de nage, b) FFT appliquée à la position en x 67
3.10 Exemple d'ECG mesuré (BIOPAC) sur un poisson à $F_c = 500\,\text{kHz}$, $vitesse = 1\,\text{bl}\,\text{s}^{-1}$, intensité $= 50\,\mu\text{A}$, avec et sans stimulation de courant 68
3.11 Exemple des différentes composantes du tracé ECG (source : www.avf-biomedical.com) . . . 69
3.12 Boxplot de l'ensemble des données regroupées et séparées entre stimulation et repos . . . 70
3.13 Histogramme des BPM agrégés (tous poissons et conditions), séparés entre repos et stimulation . . . 70
3.14 Boxplot de l'ensemble des données pour chaque poisson, séparées entre stimulation et repos . . . 71
3.15 Histogrammes des BPM normalisés par individu, séparant stimulation et repos . . . 72
3.16 Boxplot des données par poisson, fréquence et vitesse de nage, séparant stimulation et repos . . . 72
3.17 Histogrammes des distributions normalisées, regroupées par fréquence et vitesse de nage . . . 73
3.18 Diagramme en bâton de la différence entre Stimulation et Repos par intensité, pour chaque poisson, vitesse et fréquence . . . 74
3.19 Médianes de la fréquence cardiaque en stimulation selon l'intensité, pour chaque poisson, vitesse et fréquence . . . 74

4.1 Format de communication de la trame. . . . 79
4.2 Principe de la solution proposée. a) architecture à échantillonnage direct avec suréchantillonnage redondant, b) illustration du signal numérisé reçu. . . . 81
4.3 Organigramme de l'algorithme de traitement numérique et caractéristiques des données manipulées . . . 81
4.4 Illustration de la construction de la table de redondance de données (n_{spp}=8). . . . 83
4.5 Illustration de la sélection du meilleur candidat ($n_{\text{spp}} = 8$). a) Vérification du postambule, b) Vote majoritaire. . . . 85
4.6 BER vs SNR pour deux conditions de ΔF_s et différentes versions de l'algorithme (D : démodulation Directe, P : vérification Postambule seul, V : Vote majoritaire seul, C : version Complète). . . . 89
4.7 Architecture conventionnelle pour la démodulation BPSK. . . . 90
4.8 Comparaison du BER entre la démodulation BPSK conventionnelle [5] et la solution numérique proposée. . . . 91
4.9 Évolution du BER en fonction de la longueur de trame pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 200\text{ppm}$, $N_{\text{per}} = 30$ et $n_{\text{spp}} = 8$. . . . 93
4.10 Évolution du BER en fonction de la déviation de fréquence pour trois valeurs de SNR, avec $N_{\text{bytes}} = 10$, $N_{\text{per}} = 30$ et $n_{\text{spp}} = 8$. . . . 94
4.11 Évolution du BER en fonction du nombre de périodes de porteuse par bit, pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 200$ ppm, $n_{\text{spp}} = 8$. . . . 95
4.12 Évolution du BER en fonction du nombre de périodes de porteuse par bit, pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 100$ ppm, $n_{\text{spp}} = 8$. . . . 96

4.13 Évolution du BER en fonction du rapport de suréchantillonnage pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 200$ ppm et $N_{\text{per}} = 30$ 97
4.14 Montage expérimental pour la validation matérielle 99
4.15 Résultats de validation matérielle : BER en fonction du SNR pour quatre versions de l'algorithme (D : démodulation Directe, P : vérification Postambule seule, V : Vote majoritaire seul, C : version Complète). 100

5.1 Signal BPSK sinusoïdal. 106
5.2 Architecture de l'émetteur sinusoïdal (Tx). 107
5.3 signal binaire BPSK. 108
5.4 Architecture de l'émetteur carré (Tx). 109
5.5 Spectre de la séquence binaire générer par le microcontrôleur STM32. 110
5.6 Configuration pour la validation expérimentale pour les deux solutions d'implémentation. 110
5.7 Comparaison entre le BPSK conventionnel et la solution proposée à base de séquence binaire. 111

6.1 Configuration matérielle pour les expérimentations CG.(1) Tx, (2) batterie, (3) canal de communication, (4) transformateur de découplage, (5) Rx,(6) alimentation de laboratoire, (7) ordinateur 114
6.2 Montage expérimental pour la validation dans le liquide fantôme . . . 116
6.3 Montage expérimental pour la validation du test sur le bras 118
6.4 Montage expérimental pour la validation du test sur loup mort 119

Liste des tableaux

1.1 Comparaison des modes de communication HBC 27
1.2 Bancs d'essai et plateformes de laboratoire pour le couplage galvanique 37
1.3 Prototypes miniaturisés ou implantables en couplage galvanique . . . 39

2.1 Résumé de la caractérisation de l'amplificateur d'instrumentation de la carte Rx 50
2.2 Conductivité en fonction du sens des fibres musculaire (Gabriel *et al* [6]) 53

3.1 Limites d'intensité (contact avec conducteurs) (extrait ICNIRP). . . . 58
3.2 Dimensions des individus retenus 63
3.3 Statistiques descriptives de l'impédance réelle (abs(z)) à 500 kHz pour l'ensemble des individus. 65
3.4 Fréquence de battement de queue (Hz) estimée par analyse spectrale pour chacun des quatre poissons dans quatre conditions 67
3.5 Statistiques descriptives agrégées (Stimulation Vs Repos 71
3.6 Résultats du test TOST avec $\Delta = \pm 3$ BPM 76

4.1 Paramètres de Simulation 88
4.2 Comparaison de la solution proposée avec les implémentations de l'état de l'art en termes de BER obtenu pour différents niveaux de SNR 101
4.3 Consommation en fonction des différents protocoles RF [7] 103
4.4 Estimation de durée de vie 103

5.1 Paramètres de communication par CG sélectionnés 105
5.2 Estimation de durée de vie 112

6.1 Paramètres de communication par CG (rappel des valeurs du chapitre 5). 113
6.2 Configuration du test dans liquides fantôme 115
6.3 Configuration du test dans l'eau de mer 117
6.4 Configuration du test sur le bras 117
6.5 Configuration du test dans le poisson mort 119
6.6 récapitulatifs des résultats des différents essais de communication par CG dans différent media de transmission 120

Abbreviations

ADC Analog to Digital Converter

BAN Body Area Network

BER Bit Error Rate

BPM Battement Par Minute

BPSK Binary Phase Shift Keying

CAN convertisseur Analogique Numérique

CC Couplage Capacitif

CEM Compatibilité Electro-Magnétique

CG Couplage Galvanique

CNA Convertisseur Numérique Analogique

COTS Commercial Off-The-Shelf

CPE Constant Phase Element

DAC Digital to Analog Converter

DDS Direct Digital Synthesizer

DPSK Differential Phase Shift Keying

DSSS Direct-Sequence Spread Spectrum

ECF Extra Cellular Fluid

ECG Électrocardiogramme

EFC Electric Fiel Communication

FDTD Finite Difference Time Domain

FEM Finite Element Modem

FFT Fast Fourier Transform

FPGA Field Programmable Gate Arrays

GBF Générateur Basses Fréquences

GBW Gain BandWidth

HBC Human Body Communication

HF High Frequency

IBC Internal Body Communication

ICF Intra Cellular Fluid

$ICNIRP$ International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection

IMC Indice de Masse Corporelle

IOT Internet Of Things

IQR InterQuartile Range

ISM Industrielle, Scientifique et Médical

LF Low Frequency

LNA Low Noise Amplifier

NB Narrow band

NRZ Non Return to Zero

OOK On-off Keying

PAN Personnal Area Network

PER Paquet Error Rate

PLL Phase Locked Loop

PWM Pulse-Width Modulation

RF Radio Frequency

Rx Receiver

SNR Signal Noise Ratio

$TCXO$ Temperature Compensated Crystal Oscillator

$TOST$ Two One-Sided Test

Tx Transceiver

UWB Ultra wideband

VCO Voltage Controlled Oscillator

$VCXO$ Voltage Controlled Crystal Oscillator

$WBAN$ Wireless Body Area Network.

Introduction

La surveillance et l'étude des comportements des animaux constituent un enjeu majeur pour les scientifiques (biologistes, écologues, physiologistes). Des relevés précis des paramètres physiologiques et environnementaux permettent non seulement de mieux comprendre les mécanismes biologiques, mais aussi d'évaluer l'état de santé des populations. Au-delà de l'apport de nouvelles connaissances scientifiques, ces informations participent également à la mise en place de stratégies pour la conservation des espèces ou la gestion des stocks d'espèces exploitées.

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans le cadre du projet de recherche PROMPT [1] conduit par un consortium constitué des UMR MARBEC et LIRMM et de l'université de Copenhague et piloté par l'IFREMER.

Le projet PROMPT est un programme scientifique centré sur le thon rouge (*Thunnus thynnus*), grand pélagique migrateur occupant une place centrale dans la pêche française (Atlantique et Méditerranée) et revêtant un intérêt à la fois écologique, emblématique et commercial. Dans le contexte de changement climatique actuel et de reconstruction du stock, la compréhension des processus associés aux migrations du thon rouge à différentes échelles de temps et leur prise en compte dans les processus de gestion sont indispensables à sa gestion durable. Le projet propose alors d'aborder les questions suivantes : comment avancer sur la compréhension des dynamiques migratoires du thon rouge dans le contexte de changement climatique actuel ? Comment identifier et hiérarchiser les processus potentiels impliqués dans les migrations ?

Le suivi individuel d'espèces marines en milieu naturel s'appelle biologging. Il s'agit de la science qui s'appuie sur des dispositifs électroniques accrochés sur les animaux pour collecter des informations sur leurs comportements, leurs habitudes, leurs déplacements, leurs physiologies ou état de santé ... Pour les espèces marines, et en particulier les grands pélagiques comme le thon rouge, la mise en place d'un suivi individuel en milieu naturel pose des défis spécifiques. La transmission des données en milieu marin est très difficile, les ondes radio sont fortement atténuées par l'eau salée, tandis que les systèmes acoustiques présentent un faible débit et une portée limitée. Les solutions généralement utilisées sont soit les marques électroniques dites pop-up satellite, soit les marques archives. Le premier type de marque est accroché sur le dos de l'animal, collecte de informations sur son environnement (pression, lumière, température), se détache, remonte en surface en raison d'une flottabilité positive et transmet par satellite les données collectées. Les données sont traitées pour estimer la trajectoire de l'individu. Le second type de marque est soit accroché sur l'animal, soit implanté. Il permet de collecter notamment des données sur la physiologie (température interne, ECG). La récupération des données repose sur la repêche de l'animal ce qui est très rare dans le cas d'espèces migratrices comme le thon rouge. Il n'existe donc aucune solution technologique permettant de collecter

1. PROcessus Migratoires Potentiels du Thon rouge de l'Atlantique

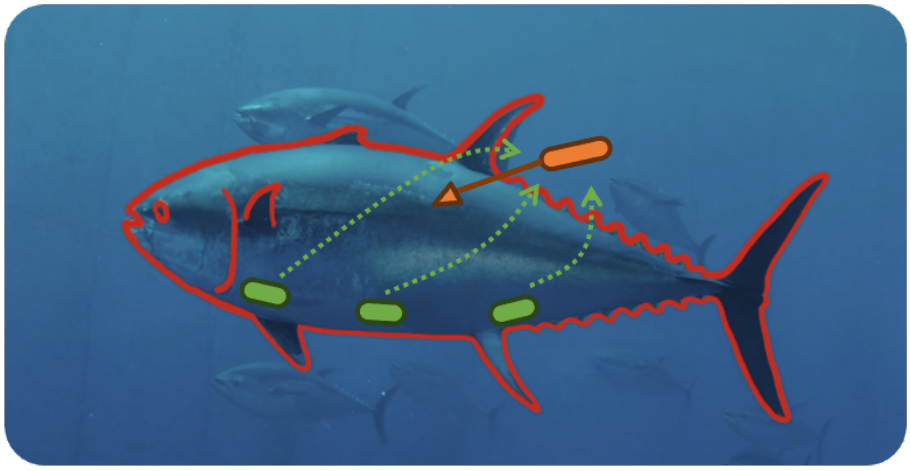


FIGURE 1 – Représentation schématique de la solution technologique envisagée

des informations sur l'état de santé de l'animal en milieu naturel et de les transmettre pour traitement.

Dans ce contexte, il existe un vrai besoin de combler le manque d'informations sur l'état de santé des grands pélagiques en milieu naturel à l'aide d'une solution technologique innovante. La solution que nous envisageons (cf. figure 1) consiste à déployer un réseau de capteurs physiologiques implantés dans l'animal, communicants vers un concentrateur de données placé sur le dos de l'animal pour permettre une transmission ultérieure des données. La première étape dans ce développement est la conception et la mise en œuvre d'une technique de communication intra-corporelle.

Les techniques de communication intra-corporelle par champ électrique émergent comme une alternative prometteuse. Elles constituent la prochaine évolution des techniques de communication autour et à l'intérieur de l'être humain, pour des applications allant des dispositifs ludiques (communication entre casque, montre, smartphone) aux applications médicales (relève de paramètres physiologiques, communication entre capteur et actionneur, transfert de données patient médecin sécurisé). Ces techniques se basent sur la transmission de signaux électriques à travers les tissus biologiques, en exploitant la conductivité du corps pour l'utiliser comme canal de propagation, et offrent l'avantage de réduire l'encombrement et la consommation par rapport aux solutions radio ou acoustiques traditionnelles. Bien que son étude soit actuellement axée sur l'humain, elles sont également applicables à des animaux terrestres et marins.

Parmi ces techniques, le couplage galvanique (CG) se distingue par un champ électrique confiné, limitant les émissions rayonnées et offrant une bonne immunité aux interférences, tout en restant compatible avec des composants discrets et une implantation.

L'objectif de cette thèse est donc de développer un dispositif de communication pour un réseau de capteurs implantés distribués à l'intérieur d'un individu. La communication avec l'extérieur ne sera pas traitée (récupération des données du bio-logger). De même, les capteurs eux-mêmes ne seront pas détaillés et restent à la discrétion des biologistes.

Pour cela, le système doit répondre aux contraintes suivantes :

- Utilisation de composants du commerce.
- Couverture des distances de communication allant de quelques centimètres a mètres.
- Adaptation du système pour maintenir une transmission fiable sur cette plage de distances.
- Intensité du courant sans innocuité de la transmission, sans perturbation de l'activité animale (et sans danger).
- Autonomie de 6 mois à 1 an.
- Transmission dans un milieu vivant (biocompatibilité), non homogène, et un environnement hostile(eau salée, conductivité variable, pression)

Cette thèse est structurée en six chapitres, chacun correspondant à une étape clé du développement et de la validation du dispositif de communication intra-corporelle :

Chapitre 1

Le premier chapitre débute par une analyse des différentes techniques de communication pouvant répondre aux besoins d'un réseau de capteurs implantés. Ce chapitre se conclut par le choix du couplage galvanique comme technique de communication privilégiée pour le développement de notre dispositif.

Chapitre 2

Ce chapitre aborde la faisabilité expérimentale de la communication par couplage galvanique. Les résultats obtenus permettent de commencer à établir les paramètres expérimentaux critiques, tels que la fréquence porteuse.

Chapitre 3

La sécurité et l'innocuité de l'injection du courant dans l'organisme sont au centre de ce chapitre. Il présente les protocoles expérimentaux réalisés sur poissons. Ce chapitre fournit ainsi les bases pour garantir que le dispositif est sûr pour un usage *in vivo*.

Chapitre 4

Ce chapitre décrit le développement du récepteur essentiellement numérique. Il présente en détail l'architecture et l'algorithme de démodulation BPSK. Une analyse de sensibilité aux paramètres critiques (nombre d'échantillonnages par période, nombre de périodes par bit, longueur de trames) est également étudiée, permettant d'optimiser le compromis entre robustesse, débit et consommation.

Chapitre 5

Ce chapitre est consacré à l'émetteur. Deux architectures sont développées et comparées : un émetteur classique à base d'une porteuse sinusoïdale et l'autre à séquence binaire, où la porteuse carrée est directement générée par le microcontrôleur. Ce chapitre détaille la conception, les gains obtenus en termes de consommation et compacité, ainsi que l'impact de ces architectures sur la qualité du signal et le BER.

Chapitre 6

Le dernier chapitre présente la validation complète du système dans différents contextes expérimentaux. Il inclut les tests sur le bras humain en sur-cutané, dans l'eau à différentes conductivités, sur poisson mort. Les résultats montrent la faisabilité et la robustesse du dispositif.

Chapitre 1

Communication Intra-Corporelle : Vue d'Ensemble, Innovations et Problématique Associée

L'objectif à long terme du projet étant de déployer des capteurs physiologiques chez le poisson, cette étude se place donc dans le contexte du développement d'implants. Le terme « implant » recouvre ainsi des tissus, des dispositifs mécaniques ou électroniques, placés à l'intérieur ou à la surface du corps. Ils sont constitués de matériaux biocompatibles, qu'ils soient biologiques (peau, os), métalliques ou en polymère, et peuvent être mis en place de façon provisoire ou définitive. Le domaine des implants actifs a bénéficié d'efforts importants pour des applications médicales, offrant des solutions pour améliorer la qualité de vie ou traiter divers problèmes médicaux, remplacer, réparer ou soutenir des organes, surveiller des fonctions physiologiques ou administrer des médicaments. Dans notre cas, nous nous plaçons dans le contexte du développement d'implants électroniques actifs, collectant des données et les transmettant (idéalement en sans-fil) vers un concentrateur de données placé à l'extérieur de l'animal.

Malgré la diversité existante d'implants électroniques actifs et d'applications, ils sont soumis à des contraintes communes :

- La durée de vie (énergie embarquée et fiabilité) ;
- La distance de transmission du signal ;
- La taille, contrainte pour l'implantation par voie chirurgicale ;
- Plus récemment, avec l'essor de l'internet des objets (IoT), le débit de données des transmissions.

Depuis les années 1950, les chercheurs s'emploient à améliorer ces paramètres et conçoivent des systèmes toujours plus performants en matière de miniaturisation et de consommation électrique [8, 9].

Parallèlement, l'évolution rapide des technologies de communication a conduit à l'émergence du concept de réseau. Des premiers réseaux informatiques (ARPANET, précurseur d'internet, 1960) sont nés les réseaux personnels (PAN) introduits en 1996 par Zimmerman, qui propose l'idée d'utiliser le corps comme support de communication et décrit le *couplage capacitif* [10]. Les concepts de Body Area Network (BAN) et de Wireless Body Area Network (WBAN) ont ensuite émergé pour interconnecter, sur et autour du corps, des capteurs et actionneurs à très faible puissance. En 2012, la norme IEEE 802.15.6 a été définie pour spécifier le cadre des WBAN

médicaux [11]. Elle définit trois couches physiques : deux radios (narrowband et UWB) et une couche *Human Body Communication* (HBC) centrée sur 21 MHz. Ce compromis assure une pénétration correcte dans les tissus, un confinement du champ et une compatibilité internationale. La norme couvre cependant une bande situe de 400 kHz à 10,6 GHz. Sur ce socle normatif, la littérature compare plusieurs méthodes de transmission intra-corporelle, dont les plus courantes sont résumées ci-après.

1.1 Comparaison des différentes techniques de communication intra-corporelle

La littérature propose plusieurs stratégies pour transférer des données à l'intérieur ou à proximité du corps humain. Le choix d'une méthode de communication doit prendre en compte :

- l'**efficacité de propagation** dans les couches tissulaires
- la **consommation énergétique** afin de garantir une durée de vie suffisante
- l'**innocuité** (échauffement, stimulation, cavitation, interactions CEM)
- la **confidentialité** et la robustesse aux interférences
- les contraintes d'**intégration** (volume, conformité aux normes)

Le tableau 1.1 synthétise les avantages et faiblesses des approches les plus étudiées chez l'être humain et les possibles interactions avec le milieu marin.

Tableau 1.1 – Comparaison des modes de communication HBC

Type de communication	**Avantages principaux**	**Inconvénients principaux**
Radio	• Technologie standardisée • Large écosystème de composants	• Forte atténuation dans les tissus et l'eau de mer • Consommation d'énergie élevée • Sensibilité aux interférences RF
Ultrasons	• Bonne propagation en milieu liquide • Immunité aux interférences électromagnétiques	• Consommation modérée • Sensible au bruit acoustique marin • Risque de cavitation
Infrarouge	• Faible consommation	• Très forte atténuation dans les tissus • Portée extrêmement limitée
Optique	• Débit potentiellement très élevé	• Forte atténuation dans les tissus • Portée extrêmement limitée
Couplage magnétique	• Faible consommation • Bonne pénétration dans les tissus	• Sensibilité aux interférences magnétiques • Risque d'interaction avec les dispositifs implantés • Portée réduite • Effets à long terme mal connus
Couplage capacitif	• Faible consommation	• Efficacité limitée en milieu marin • Très sensible aux perturbations EM • Portée réduite • Absence de standardisation
Couplage galvanique	• Excellente propagation dans les tissus • Faible consommation • Résistance aux interférences externes	• Nécessite un contact direct avec le tissu • Sensible aux variations de conductivité • Injection de courant dans l'animal • Pas encore de consensus normatif

La communication radio est la solution généralement privilégiée pour sa compatibilité avec les standards existants (BLE, ZigBee, UWB), mais subit néanmoins une

atténuation élevée dans les tissus biologiques (jusqu'à $40\,\mathrm{dB\,cm^{-1}}$ à 2,4 GHz [12]). Elle nécessite aussi une puissance élevée et pose des problèmes de confidentialité. De plus, son utilisation en milieu marin entraîne une perte considérable de sa portée.

Les ultrasons, fondés sur les ondes acoustiques, se propagent bien dans l'eau et les tissus mous, mais l'absorption énergétique peut provoquer un échauffement tissulaire ou une cavitation [13].

L'infrarouge et l'optique offrent une forte bande passante et une immunité CEM, au prix d'une pénétration minime dans les tissus (quelques millimètres) [14]. Elles servent surtout à des mesures extracorporelles (oxymétrie, photopléthysmographie).

Le couplage magnétique permet la transmission d'énergie et de données [15, 16], mais les bobines nécessaires sont encombrantes et sensibles aux champs externes. De plus, des problèmes d'échauffement local peuvent survenir, ainsi qu'une interaction avec d'autres dispositifs médicaux implantables, comme les stimulateurs cardiaques [17].

Enfin, le couplage par champs électriques (capacitif ou galvanique) procure un compromis intéressant entre consommation, propagation et sécurité [18, 19].

En résumé, il existe un large spectre de solutions techniques permettant de transmettre des données en sans-fil, en l'occurrence au travers du corps d'un poisson immergé. Ces technologies ont des avantages et des inconvénients propres, permettant de conclure qu'il n'existe pas de solution ultime démontrant un avantage certain sur toutes les autres. Dans ce contexte, la communication par champ électrique, particulièrement sa variante galvanique, semble être un candidat intéressant pour notre application de capteurs implantables à très basse puissance par le fait qu'elle semble avoir une faible consommation électrique. De plus, elle a bénéficié de moins d'efforts de développement dans le domaine de la recherche comme de l'industrie, laissant espérer des avancées significatives permettant de démontrer le bénéfice de la mise en œuvre de ce type de communication. Ce dernier point est développé dans la section suivante.

1.2 Communications par champ électrique

Après avoir comparé les différentes méthodes de communication, le couplage par champs électriques émerge comme la solution la plus prometteuse pour les réseaux corporels. Cette méthode est communément désignée par le terme IBC pour Internal Body Communication. L'IBC est une technique de transmission de signaux électriques à travers le corps, exploitant les tissus biologiques comme canal de propagation pour transmettre des données entre des dispositifs implantés ou portés sur le corps [1].

L'IBC utilise le corps comme médium de transmission et répond aux exigences :

- Faible atténuation dans les tissus
- Très faible consommation
- Haut niveau de sécurité, le signal est confiné dans et à la surface du corps

1.2.1 Propagation des signaux électriques dans les tissus biologiques

Depuis la découverte de l'électricité, de nombreuses recherches ont été conduites pour comprendre les interactions entre le champ électrique et le système nerveux du corps humain. Dès 1781, Mr Luigi GALVANI observe que la stimulation électrique d'un nerf provoque la contraction du muscle relié [20]. Deux ans plus tard, il réalise l'expérience sur le cœur [21].

Parmi les étapes marquantes :

- 1870 : E. Hitzig applique de faibles courants directement dans le cerveau [20] ;[1]
- 1872 : G.-B. Duchenne de Boulogne, pionnier de la neurologie et dans l'utilisation de l'électricité en médecine, publie ses expérimentations sur la stimulation sélective par courant alternatif sur les muscles [22].
- 1874 : R. Bartholow implante une électrode dans le cerveau et montre que le passage d'un faible courant induit des mouvements dans différentes parties du corps sans douleur [23].
- 1958 : pose du premier stimulateur cardiaque totalement implantable par Å. Senning [24].
- 1970 : implantation d'un stimulateur alimenté par pile atomique [25].

Propriétés électriques des tissus biologiques

La propagation du signal à travers le corps humain repose sur les propriétés électriques des tissus. Les deux paramètres qui nous intéressent sont la permittivité relative ε_r et la conductivité σ.

La permittivité relative mesure l'intensité du moment dipolaire induit par un champ électrique. La conductivité électrique, quant à elle, caractérise la capacité d'un matériau à conduire l'électricité, et est définie par le coefficient de proportionnalité entre le champ électrique et la densité de courant [26].

Ces grandeurs dépendent du type de tissu, de la fréquence, de la température, de l'intégrité des membranes des cellules et la teneur en eau.

Dans le cas de l'homme, de nombreuses études ont été réalisées pour quantifier ces paramètres sur un certain nombre de tissus par Gabriel *et al* en 1996 [6]. Ces mesures couvrent une gamme de fréquences allant de 10 Hz à 20 GHz, à une température de 37 °C et montrent trois régions de dispersion (α, β, γ) décrites par Schwan [27].

1. Ces travaux sont généralement attribués à Hitzig et Fritsch.

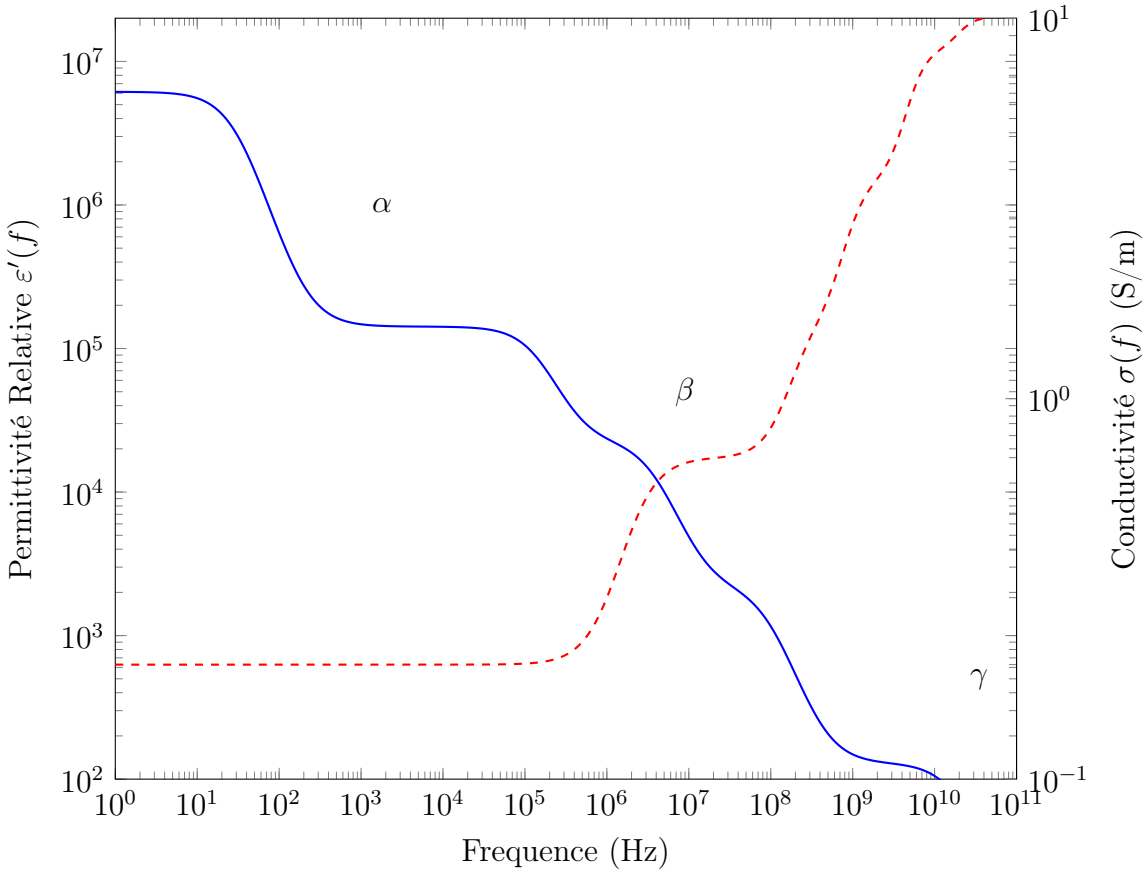


FIGURE 1.1 – Permittivité relative $\varepsilon(f)$ (bleu) et conductivité $\sigma(f)$ (rouge, pointillé) .

La figure 1.1 représente ces trois gammes. On peut le résumer de cette façon :

- La permittivité ε_r, diminue avec l'augmentation de la fréquence en raison de la réduction de la polarisation des membranes cellulaires et des molécules d'eau.
- La conductivité σ, augmente à mesure que les courants traversent plus facilement les membranes cellulaires à des fréquences plus élevées.

La dispersion γ (GHz fréquences micro-ondes). Orientation dipolaire des molécules d'eau et se situe dans la gamme des GHz. Cependant, son effet sur les tissus contenant de l'eau liée aux protéines est limité, car cette eau est moins libre de se polariser.

La dispersion β. Cette région se situe entre la centaine de kHz à 10 MHz. Cette dispersion est principalement due aux propriétés capacitives des membranes cellulaires. Elle reflète le passage progressif du courant à travers les membranes lorsque leur effet isolant diminue avec l'augmentation de la fréquence.

La dispersion α (1 Hz et 100 kHz). Cette dispersion résulte de la diffusion ionique et de la formation de dipôles électriques locaux au niveau des membranes cellulaires. Dans cette plage de fréquences, la permittivité diminue fortement, tandis que la conductivité varie peu. [27]

La figure 1.1 est le résultat d'expérimentations qui ont permis sa concrétisation.

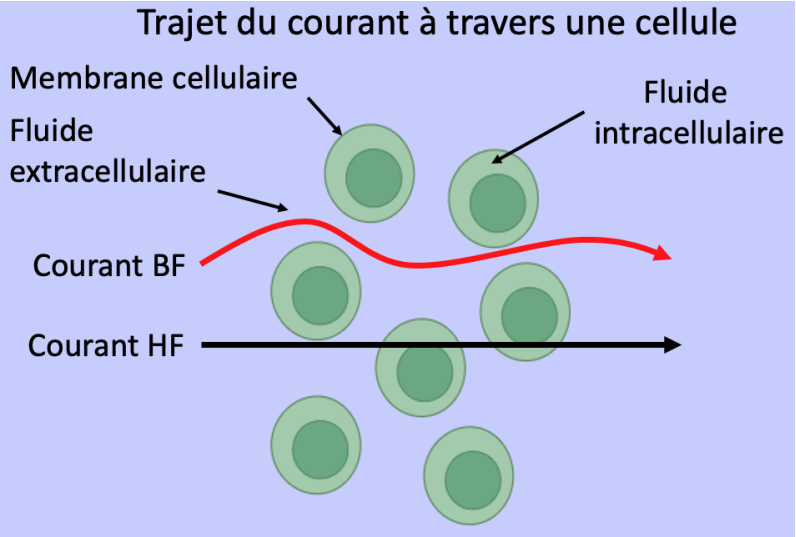


FIGURE 1.2 – Flux de courant dans une cellule en fonction de sa fréquence

La conductivité complexe, σ^*, et l'impédance spécifique complexe des tissus, Z^*, peuvent être calculées par les expressions suivantes :

$$\sigma^* = j\omega\varepsilon_0\varepsilon^* \quad , \quad Z^* = \frac{1}{\sigma^*} \tag{1.1}$$

Modèle paramétrique des tissus

Les propriétés diélectriques des tissus varient avec la fréquence. Le courant électrique circulant dans les tissus peut suivre plusieurs voies : intracellulaires (ICF), extracellulaires (ECF). À haute fréquence, le courant traverse plus facilement les fluides et membranes (conductivité plus élevée) comme le montre la figure 1.1. Le liquide intra-cellulaire est un liquide situé à l'intérieur de la cellule, qui est elle-même entourée par la membrane cellulaire et le fluide extra-cellulaire. Les lignes dans la figure 1.2 montrent les déplacements du courant en fonction de s'il s'agit de courant basse fréquence (LF) ou haute fréquence (HF)[28].

Pour mieux comprendre comment le courant électrique se propage dans les tissus biologiques et comment en extraire des informations physiologiques utiles, il est possible d'établir un modèle paramétrique des tissus. Il permet de modéliser la réponse en impédance (résistive et capacitive) des tissus à différentes fréquences, en utilisant un réseau de composants passifs. Le modèle de Cole-Cole est le modèle le plus avancé. Il est basé sur le constat qu'un simple modèle RC ne prend pas en compte le comportement fréquentiel complexe des membranes cellulaires et des fluides intra- et extra-cellulaire. Pour améliorer la modélisation du comportement en fréquence d'une capacité imparfaite telle que les doubles membranes lipidiques des cellules, un nouveau type de composant a été défini. Il s'agit de l'élément à phase constante (CPE) dont l'équation de l'impédance est $Z_{cpe} = 1/(C(j\omega)^\alpha)$, avec le facteur de dispersion, $\alpha \in (0, 1]$. Le modèle électrique de Cole-Cole est présenté par la figure 1.3.

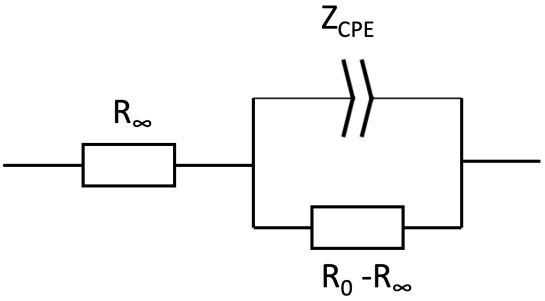


FIGURE 1.3 – Modèle électrique de Cole-Cole

A basses fréquences, le courant reste dans le milieu extracellulaire. Les membranes cellulaires agissent comme des isolants $Z \approx R_0$. A des fréquences moyennes, le courant commence à traverser partiellement les membranes. L'impédance diminue, présence de la dispersion. A hautes fréquences, le courant traverse complètent les membranes $Z \approx R_\infty$.

L'expression littérale du modèle de Cole-Cole est donné par l'équation suivante :

$$Z(\omega) = R_\infty + \frac{R_0 - R_\infty}{1 + (j\omega\tau)^\alpha} \tag{1.2}$$

où :

- $Z(\omega)$ est l'impédance complexe en fonction de la pulsation ω,
- R_0 est l'impédance à basse fréquence,
- R_∞ est l'impédance à haute fréquence,
- τ est la constante de temps,
- α est le facteur de dispersion (entre 0 et 1),
- j est l'unité imaginaire ($j^2 = -1$).

1.2.2 Communication par couplages capacitif ou galvanique

La communication par champ électrique ou IBC peut être mise en œuvre de plusieurs manières. Par la suite, nous distinguerons le couplage capacitif (CC) et le couplage galvanique (CG), illustrés figure 1.4.

Couplage capacitif

La théorie du couplage capacitif repose sur la capacité du corps humain à interagir électriquement avec son environnement proche. Celui-ci agit comme une plaque conductrice couplée à la terre. La boucle de retour se ferme par la capacitance parasite entre l'électrode de masse (flottante) et l'environnement, comme le montre la figure 1.4.a.

Introduit par les travaux pionniers de Zimmerman [10], ce mode convient aux fréquences élevées (dizaines de MHz) et à des distances de transmission couvrant le corps entier. Il offre un débit important pour une consommation modeste mais reste sensible aux interférences externes et aux variations posturales [18]. À notre connaissance, aucune étude n'a encore évalué son comportement dans un environnement aquatique.

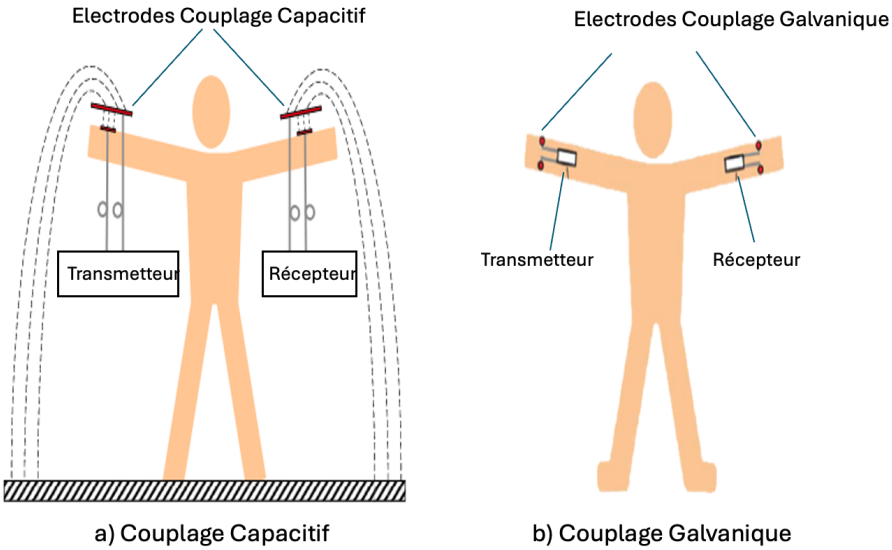


FIGURE 1.4 – Principe de communication par couplage électrique [1]

Couplage Galvanique

Le couplage galvanique injecte un courant alternatif différentiel dans les tissus, qui se comporte comme une ligne de transmission (un guide d'onde). Dans ce mode de communication, un signal électrique est appliqué différentiellement entre deux électrodes au niveau du transmetteur. Celui-ci va se propager jusqu'à une autre paire d'électrodes qui recevra le signal. La figure 1.4.b montre le principe simplifié.

De façon plus détaillée, la majorité du courant passe entre les deux électrodes de l'émetteur, mais une partie de celui-ci est propagée à travers les tissus biologiques et est reçue par les électrodes du récepteur comme illustré dans la figure 1.5. Handa, en 1997, a démontré qu'il était possible d'utiliser le couplage galvanique pour transmettre des données entre des dispositifs implantables et des capteurs montés en surface [29]. Ce principe a ensuite été formalisé et approfondi par Oberle en 2002 [30], qui a exploité les propriétés de conduction des tissus et les fluides ioniques présents dans le corps humain. Ce mode de communication repose sur un courant ionique principal généré à proximité des électrodes du transmetteur, qui diminue en intensité avec la distance en raison de l'impédance des tissus biologiques. Le courant résiduel génère un potentiel électrique détectable par un amplificateur différentiel à haut gain au niveau du récepteur.

Contrairement au couplage capacitif, le couplage galvanique fonctionne à des fréquences plus basses (généralement inférieures à 1 MHz [31]), ce qui minimise les pertes dues à la radiation du signal ou aux fuites dans l'environnement. Cette caractéristique rend le couplage galvanique particulièrement stable et fiable, notamment dans des environnements bruyants ou pour des communications sensibles aux interférences externes. De plus, cette méthode est bien adaptée à la transmission de signaux physiologiques vitaux, tels que les électrocardiogrammes (ECG), les niveaux de saturation en oxygène ($SpO2$) ou les données provenant de dispositifs implantables comme les stimulateurs cardiaques ou de mesure du glucose.

Lindsey *et al.* ont testé ce principe sur une jambe humaine (dépouille) en injectant des courants sinusoïdaux via des électrodes en platine. Les tensions induites, bien

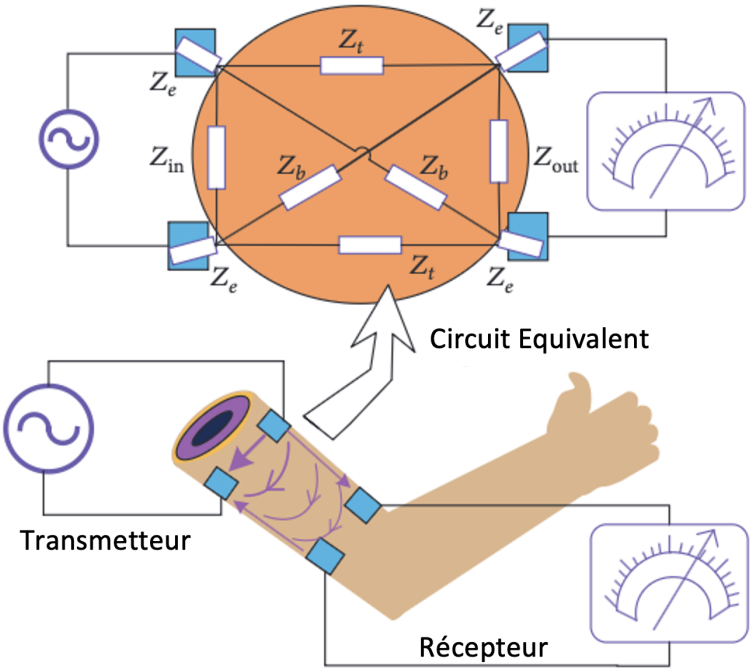


FIGURE 1.5 – Transmission du courant entre émetteur et récepteur par couplage galvanique.[2]

que fortement atténuées (47 dB-57 dB), ont pu être mesurées avec succès à l'aide d'électrodes EMG placées en surface [32].

Ces expériences confirment que le couplage galvanique permet une transmission fiable des données avec une consommation énergétique extrêmement faible (parfois inférieure à 10 µA), ce qui est essentiel pour des dispositifs médicaux implantables. Noormohammadi *et al.* dans [33] donnent un exemple de consommation atteignable pour un dispositif de communication par CG comparé à des méthodes de communication traditionnelles telles que la RF et d'autres.

En conclusion, le couplage galvanique apparaît comme particulièrement approprié pour des dispositifs de communication intra-corporelle, surtout dans des applications médicales nécessitant une stabilité élevée et une très basse puissance de transmission. Bien que son débit de données soit généralement inférieur à celui du couplage capacitif, il répond largement aux besoins des applications de surveillance physiologique.

Ces caractéristiques du couplage galvanique nous incitent à nous focaliser sur cette méthode par la suite. Nous allons approfondir l'analyse de l'état de l'art de cette technique. Nous savons déjà que cette méthode va utiliser les propriétés électriques des tissus, mais de quelle façon, et pourquoi ?

1.2.3 Recherche exploratoire sur le sujet de la communication par couplage galvanique

Modélisation et simulation

La communication par couplage galvanique est un domaine particulièrement récent. Par conséquent, une majorité des publications explorent les principes fondamentaux de sa mise en œuvre par la modélisation et la simulation dans un objectif de caractérisation du canal de transmission.

Les paramètres diélectriques présentés précédemment se prêtent à la modélisation du corps humain comme canal de transmission. Un modèle pertinent doit rendre compte :

1. de l'atténuation et de la phase en fonction de la fréquence.
2. de l'impact de l'interface électrode–tissu.
3. de la répartition du courant dans les différentes couches biologiques.

En 1996, Zimmerman [10] propose la première modélisation de circuit pour un canal de communication corporel. Le modèle comporte quatre impédances situées entre l'émetteur et le récepteur. Toutefois, les impédances des électrodes ainsi que celles entre les électrodes du transmetteur et du récepteur ne sont pas prises en compte. Les fréquences étudiées sont inférieures à 330 kHz pour un signal de 30 V_{pp}.

En 2005, Hachisuka *et al* [34] présentent un nouveau modèle à deux électrodes : seules deux des quatre électrodes sont connectées au corps, les deux autres restant flottantes à proximité de celui-ci. Il explore une plage de fréquences comprise entre 0,5 MHz et 200 MHz. Ils étudient également un modèle spécifique pour le couplage galvanique, reposant sur l'équation de Cole-Cole, qui comporte quatre électrodes (deux pour l'émission et deux pour la réception) et six impédances représentant le corps humain, et le comparent à leur modèle capacitif à deux électrodes. Ils concluent que le couplage capacitif présente un gain supérieur d'environ 20 dB par rapport au couplage galvanique.

En 2007, Cho *et al* [35] développent un modèle représentant le corps par trois cylindres, eux-mêmes divisés en blocs de cellules RC en parallèle, associés à un condensateur de shunt. Ils étudient la bande de 100 kHz à 150 MHz. La même année, Wegmuller [31] affine un modèle de couplage galvanique. Ils conservent les quatre électrodes et six impédances, mais ajoutent une impédance d'interface (Z_{es} ou Z_c) modélisée par une résistance en parallèle avec une capacité entre la peau et chacune des électrodes.

Cependant, l'approximation de ce modèle en hautes HF s'avère insuffisante. Xu *et al* [36] présentent alors un circuit prenant en compte des effets de blindage du corps. Ils recourent à un synthétiseur numérique direct (DDS), permettant d'explorer des fréquences comprises entre 1 MHz et 180 MHz et vérifier la véracité de son modèle.

De même, en 2011, Song *et al* [1] reprennent le modèle de Wegmuller en y ajoutant les résistances de sortie de l'émetteur et d'entrée du récepteur. Ils modélisent le corps humain comme un ensemble homogène de cylindres homogènes composés de couches concentriques de différentes épaisseurs correspondant aux tissus humains.

En 2012, les mêmes auteurs Song *et al* [37] améliorent leur modèle et simplifient les équations de Maxwell en ne considérant que le champ électrique et appliquent la méthode des éléments finis en utilisant les paramètres de conductivité et permittivité

de Gabriel [6]. Le modèle met en évidence la diffusion du signal depuis la peau vers et dans les différentes couches tissulaires.

En 2014, Seyedi et Lai [38] prennent pour la première fois en compte les articulations du corps dans leur modèle et leurs essais expérimentaux. Les résultats montrent qu'une articulation entraîne une atténuation non négligeable, pouvant atteindre 6 dB, et qu'elle est fonction de sa localisation et de sa taille. Par exemple, l'articulation du genou présente environ 2 dB d'atténuation supplémentaire par rapport au coude.

Bien que certains modèles récents, tels que celui de Seyedi et Lai, commencent à intégrer la géométrie articulaire, la prise en compte détaillée de la complexité morphologique du corps humain reste un défi ouvert pour la modélisation des canaux de communication corporels.

En 2014, Asogwa*et al* [39] a montré qu'en utilisant un circuit de couplage galvanique, l'atténuation du signal transmis à travers l'avant-bras (fréquence de 300 kHz à 5 MHz) est fortement corrélée à l'indice de masse corporelle (IMC) et à l'épaisseur du pli cutané. Concrètement, un écart d'1 $\mathrm{kg\,m^{-2}}$ d'IMC se traduit par une différence moyenne d'environ 1 dB d'atténuation. Par exemple, un individu avec un IMC de 41,2 et pli cutané de 21 mm présentait une forte atténuation, tandis qu'un sujet de 22,7 d'IMC (pli : 3,2 mm) montrait une atténuation très faible. La technique est donc sensible à la répartition de la masse graisseuse et à l'hydratation, tout en restant nettement plus informative en dessous de 5 MHz. Cette méthode a également montré que la réduction de la distance de transmission de 10 cm entraînait une réduction de l'atténuation de 3 à 8 dB selon l'IMC.

En 2019, Ahmed *et al.* [40] paramètrent l'épaisseur des tissus et la flexion du coude. Un angle de 90° augmente la perte de 14 dB, tandis qu'un muscle deux fois plus épais réduit l'atténuation de 5 dB. Ces travaux confirment l'absence de fréquence idéale : le minimum de perte se situant entre 100 kHz et 1 MHz, mais peut varier de $\pm$10 dB selon la morphologie.

Au-delà de la modélisation du canal, la littérature explore un second axe, l'optimisation de la transmission elle-même, c'est-à-dire l'augmentation du débit et la robustesse grâce à des schémas de modulation et de codage adaptés au HBC (OOK, FSK, BPSK, etc). Ces aspects seront examinés plus en détail dans le chapitre consacré à la modulation / démodulation.

Prototypes matériels et validations expérimentales

Pour confronter les simulations à l'expérimentation, plusieurs équipes ont développé des démonstrateurs matériels plus ou moins complets et complexes. On distingue deux grandes familles : (i) des bancs d'essai ou plateformes de laboratoires destinés principalement à la caractérisation du canal, et (ii) des prototypes miniaturisés visant une implantation réelle, mais souvent partiels côté réception. Voici quelques exemples de ce que propose la littérature extraits des tableaux 1.2 et 1.3 :

Tableau 1.2 – Bancs d'essai et plateformes de laboratoire pour le couplage galvanique

Référence	Type	Bande (MHz)	Conso	Matériel (Architecture)
Handa 1997 [29]	CG	0,001–0.1	∼8 µW	Montage discret pour télémétrie ECG
Lindsey 1998 [32]	CG	0,002–0.16	1–3 mA injectés	INA111 + oscilloscope
Hachisuka 2005 [34]	CG+CC	0,5–200	n.c.	Banc de mesure comparatif CG/CC
Song 2012 [37]	CG	0,01–5	n.c.	Générateur BF + oscilloscope
Cai 2014 [41]	CG	0-25	n.c.	Instruments de laboratoire et FPGA
Z.Chen 2020 [42]	CG	0-9	n.c	Instruments de laboratoire
W.K.Chen 2020 [43]	CG	2	n.c	FPGA + front-end discret
Vizziello 2021 [44]	CG	0,010	n.c.	Instruments de laboratoire

Bancs d'essai de laboratoire Le tableau 1.2 résume différents bancs d'essai utilisés pour la communication par CG. On distingue deux sous-familles, les appareils sur table classiques (GBF, oscilloscope, analyseur de spectre, de réseau, etc...), où l'objectif est surtout la mise en œuvre et la caractérisation du canal, sans volonté de concevoir un système de communication et sans réelle mesure de consommation. Ensuite viennent des travaux avec des développements plus spécifiques intégrant des cartes FPGA, DDS, front-ends dédiés qui visent à évaluer les performances (consommation, débits, robustesse, etc...).

Handa *et al.* [29] développent dès 1997 un émetteur basse fréquence pour la télémétrie d'ECG. La réception est basée sur un amplificateur différentiel, un filtre passe-bande et un démodulateur. Ils explorent la bande de fréquence 10–100 kHz et leur système ne consomme qu'une dizaine de µW. Cependant, leur débit est limité à quelques kbit s^{-1}.

Lindsey *et al.*, 1998 [32] utilisent un GBF pour générer un courant alternatif de 1–3 mA (à travers une résistance de limitation) dans un deux électrodes implantées dans le genou d'une dépouille, entre 2 et 160 kHz. La réception étant assurée par un amplificateur d'instrumentation (INA111) et des instruments de laboratoire. L'objectif était de pouvoir mesurer l'atténuation du courant dans les tissus pour différentes intensités.

En 2005, Hachisuka *et al.* [34] ont développé un générateur de signal sinusoïdal (6 cm^2) afin de tester différentes fréquences et tailles d'électrode (0,5 MHz et 200 MHz). Avec ces dispositifs, ils ont aussi comparé le CG et le CC.

Afin de valider ces simulations par éléments finis, Song *et al.*[37] ont confronté leurs résultats avec des mesures expérimentales. Pour cela, ils ont utilisé des appareils sur table, un GBF et un oscilloscope. Leur objectif était de tester la propagation et

l'atténuation du signal en fonction de la distance et de la position des électrodes de réception.

Cai *et al.* [41] proposent de tester l'atténuation du signal sur le bras en fonction de la fréquence. Pour cela, ils comparent deux types d'émetteurs : (i) un générateur de pulse (matériel de laboratoire) et (ii) une carte FPGA sur table alimentée par une batterie. La réception, dans les deux cas, est effectuée à l'aide d'un oscilloscope.

En 2020 Z.Chen *et al.* [42] utilisent des appareils de laboratoire afin de vérifier les simulations effectuées sur COMSOL. Cependant, leurs résultats montrent une réponse en forme de bande passante autour de 30 kHz ce qui est différent de toute les autres publications. En effet, la conductivité augmente avec la fréquence. Cette limitation de bande passante peut être un effet du Balun utilisé.

W.K.Chen *et al.*[43] en 2020, emploient des FPGA pour l'émission et la réception, en ajoutant un DDS côté émetteur et un étage d'entrée en plus pour le côté réception. Leur principal objectif est de mesurer le taux de réussite entre deux types de modulation (DPSK vs DSSS-DBPSK). Bien qu'il parle de très basse consommation, aucun chiffre n'est avancé. En se basant sur leur architecture, on peut estimer que la consommation minimale d'un FPGA en usage courant varie autour de 30 à 75 mA, auquel il faut ajouter pour la réception environ 50 mA de plus, ce qui nous fait tout de même une consommation (estimée) relativement importante.

Plus récemment, en 2021, Vizziello *et al.* [44] proposent l'utilisation d'ordinateurs pour transmettre et recevoir les données. Ils utilisent Matlab, ainsi que les cartes son natives de deux ordinateurs portables pour transmettre et recevoir les signaux. Ils testent différentes distances de transmission.

Ces travaux, encore très éloignés d'un dispositif complètement portable, ont néanmoins permis d'établir les caractéristiques de propagation et d'essayer d'identifier les bandes de fréquence utilisables. La majorité des études montrent que la bande de fréquence utile pour la communication intra-corporelle se situe entre quelques kHz à quelques MHz ([31, 45, 46]).

Nous avons également relevé que pour certaines de publications relevées, les résultats présentés sont biaisés par la mise en œuvre de la communication par CG. En effet, nous savons aujourd'hui que la communication par CG est grandement améliorée en faisant un couplage entre les masses des différents appareils (alimentation, oscilloscope, etc.). C'est la raison pour laquelle, aujourd'hui, nous faisons extrêmement attention à découpler les masses entre la partie émettrice et réceptrice (alimentation par batterie, oscilloscope sur batterie, etc.), ce qui n'est pas le cas de plusieurs anciennes publications. Certaines valeurs sont donc à prendre avec précaution dans [41]. De même, par exemple chez [42], le même oscilloscope est utilisé pour visualiser l'émetteur et le récepteur, cela conduit à un couplage des masses et donc à un meilleur résultat.

Prototypes miniaturisés ou implantables D'autres publications, présentées dans le tableau 1.3 ont été conçues dès le départ pour être miniaturisées, voire implantables.

Ainsi, 2018, Park *et al.* [3] ont développé une capsule endoscopique ingérable. Cette capsule constitue, à ce jour, la plus petite réalisation implantable qui communique par CG. Sa dimension est de 11 mm × 24 mm. La figure 1.6 montre l'architecture interne de cette capsule. Elle émet à la fréquence de 32 MHz (afin d'avoir un

Tableau 1.3 – Prototypes miniaturisés ou implantables en couplage galvanique

Référence	Type	Bande (MHz)	Conso	Matériel (Architecture)
Park 2018 [3]	CG	32	Tx : 3.2 mW	Capsule 11×24 mm, µC intégré
Jeon 2018–19 [47, 48]	CG	21–60	n.c.	CMOS 0.18 µm, front-end intégré
Noormohammadi 2021 [33]	CG	kHz–MHz	n.c.	Prototype implantable (Tx), Rx externe
Chung 2025 [4]	CG	20–100	Tx :675 µW Rx :4.32 mW	CMOS 0.18 µm, électrodes flexibles

débit de données correct pour un signal vidéo), contient un microcontrôleur FPGA 130 nm basse consommation, et est alimentée par une batterie. Sa consommation est de 3,7 mW, et permet une autonomie de 8,3 h. Néanmoins, la partie réception est complexe, exige huit électrodes externes, une carte FPGA et des équipements de laboratoire, ce qui est cohérent avec leur application visée et la nécessité. En effet, le dispositif émetteur se déplaçant dans le corps, la qualité de la réception ne doit pas être altérée par l'orientation des électrodes émettrices. Cependant, aucun test *in vivo* n'a été effectué, uniquement un test dans un liquide fantôme.

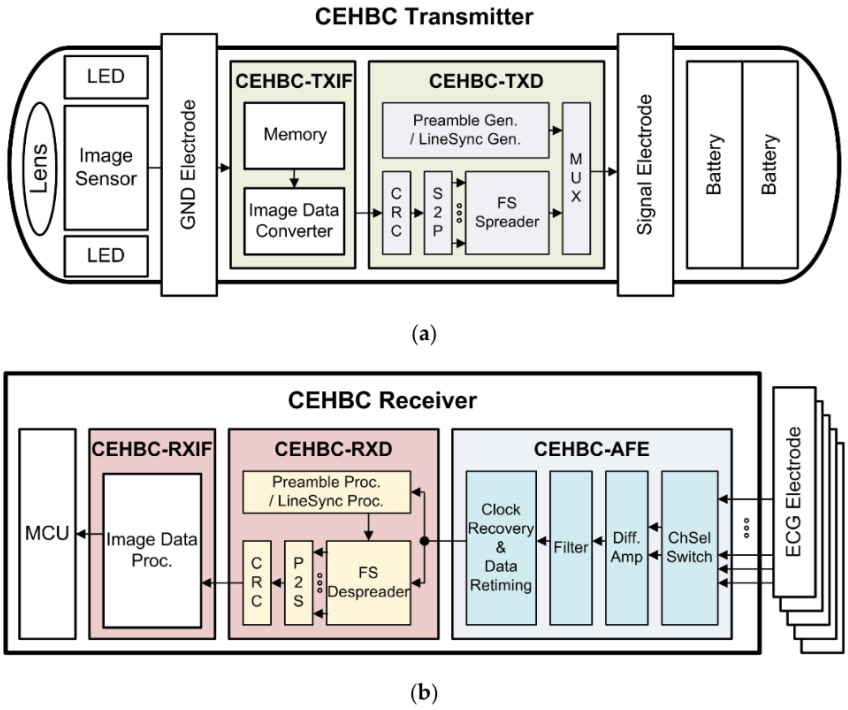


Figure 1.6 – Architecture de l'émetteur et récepteur de la capsule endoscopique .[3]

En 2018 Jeon Y.*et al.*[47] présentent un récepteur de communication par CG pour

un bras bionique. Ils présentent une architecture d'émetteur et de récepteur sur une technologie en 180 nm et indiquent une performance de 650 µW à une fréquence de 30 MHz. Cependant, il ne s'agit là que de simulations. Aucune mesure réelle n'est présentée, ni sur table ni dans les conditions visées par leur application. Plus tard, les mêmes auteurs présentent une suite de leurs travaux [48] où ils représentent leur architectures ainsi que des résultats de mesures cette fois-ci. Précisons que dans leur architecture, ils ne prennent pas en compte les circuits de contrôle (µC, FPGA, etc.). Ils annoncent 475 µW pour le transmetteur et 2,68 mW pour le récepteur, auquel il faudra ajouter la consommation des éléments de contrôle et de gestion des données. De plus, un BER de 10^{-9} est annoncé, cependant, aucun niveau de SNR n'est fourni. Malgré tout, cela reste le plus petit circuit réalisé pour une communication par couplage galvanique.

Noormohammadi *et al.* en 2021 [33] ont implanté *in vivo* un émetteur impulsionnel dans un porc, à quelques cm sous la peau. L'analyse du signal reçu reste,là encore, tributaire des appareils de laboratoire, un oscilloscope et un GNU radio (radio logicielle). Bien que miniaturisé, cet émetteur ne permet l'envoi que d'un train d'impulsions généré par une horloge. Leur objectif était de tester la communication en faisant varier la profondeur d'implantation de l'émetteur. Une consommation de 45 µW est annoncée pour l'émetteur. Notons que l'orientation des électrodes implantées a un impact sur les résultats.

Plus récemment, Chung [4], qui fait partie de l'équipe ayant travaillé sur le CG pour bras bionique présente un émetteur implantable en technologie CMOS 180 nm. L'émetteur 675 µW délivre un signal B-RZ à 20 Mbit s^{-1}, tandis que le récepteur consomme 4,32 mW. La figure 1.7 présente l'architecture de leur système. On comprend alors qu'il ne s'agit que du cœur de communication, auquel ici aussi il faudra ajouter un dispositif de contrôle (microcontrôleur, FPGA, ou autre) aussi bien pour l'émetteur que pour le récepteur. La validation réalisée *ex-vivo* à travers 10 mm de tissu porcin vise à tester différentes électrodes flexibles espacées de 30 à 70 mm. Cela nécessite néanmoins que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement alignés. Ici aussi, le dispositif est intéressant ainsi que les consommations annoncées. Cependant, il faut ajouter à cela des dispositifs contrôleurs afin de les rendre autonomes.

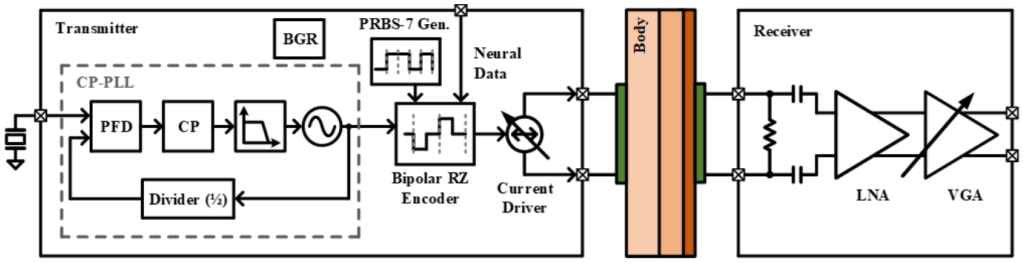


FIGURE 1.7 – Architecture de l'émetteur et récepteur proposé par[4]

1.3 Conclusion et choix d'orientation

Après avoir étudié les différentes technologies de communication pour une communication HBC, et en vue d'une utilisation en intra-corporelle, nous nous sommes intéressés à la communication par champs électriques (IBC). À la lumière de cette

étude et au regard des contraintes visées pour notre application (implantabilité, faible encombrement et faible consommation), nous retenons **le couplage galvanique (GC)** plutôt que **le couplage capacitif (CC)** pour les raisons suivantes :

- *Trajet de courant maîtrisé et confinement du champ* : en GC, le courant circule entre deux électrodes au sein des tissus conductifs, avec un champ principalement confiné au volume biologique. En CC, le retour s'effectue via des capacités de fuite dépendantes de l'environnement (peau, eau, air), ce qui rend la liaison plus sensible au contexte et à la géométrie, en particulier en milieu marin.
- *Compatibilité avec des fréquences basses et de l'électronique issue du commerce (Commercial Off-The-Shelf, COTS)* : le GC fonctionne efficacement dans la bande 100 kHz à 1 MHz, compatible avec des microcontrôleurs et CAN embarqués (pas d'antenne RF, pas de PLL haute fréquence), ce qui réduit la consommation et la complexité.
- *Implantabilité et encombrement* : deux électrodes métalliques de petite surface suffisent en GC. En CC, obtenir une capacité de couplage suffisante impose souvent des surfaces plus grandes et/ou une référence flottante, moins adaptées à un implant compact.
- *Robustesse aux variations du milieu* : la performance GC dépend principalement de la conductivité des tissus et de l'écartement des électrodes ; elle est moins affectée par les changements de permittivité et des chemins de retour incontrôlés qui pénalisent le CC.
- *Faibles émissions rayonnées et cohabitation électromagnétique* : le champ étant confiné, le GC limite les émissions non intentionnelles et les interférences avec l'environnement.

Malgré les avancées de la recherche sur le CG, aucun consensus n'existe sur la bande de fréquence optimale (celle-ci varie de quelque kHz à une centaine de MHz), ni sur l'architecture matérielle réellement implantable. Les prototypes présentés dans la littérature n'intègrent pas l'ensemble de la chaîne de communication ou fonctionnent dans des conditions expérimentales particulières (appareils de laboratoire, dispositifs sur table) qui ne sont pas reproductibles dans un animal vivant. De plus, comme notre objectif est le développement avec des composants discrets, les quelques publications de circuits intégrés ne sont pas directement exploitables.

Sur la base de ces éléments, le chapitre suivant présente l'étude de faisabilité de la communication par couplage galvanique, incluant la mise en œuvre expérimentale et l'évaluation des performances dans différents milieux biologiques.

Chapitre 2

Faisabilité d'envoi d'un signal par Couplage Galvanique

Comme nous l'avons vu, la communication IBC connaît un essor rapide avec le développement des implants médicaux et le besoin d'une communication dédiée entre capteurs implantés. Parmi les solutions envisagées, le couplage galvanique (CG) apparaît prometteur et son principe a été détaillé au chapitre précédent.

Pourtant, l'état de l'art ne propose toujours pas de dispositif opérationnel, ni d'architecture complète, directement exploitable. Des prototypes de banc existent pour la recherche, mais aucun système, complet et compact, ne répond aux contraintes simultanées de taille, de consommation et d'implantabilité propres à notre application marine.

À cela s'ajoute le fait qu'aucune étude n'ayant porté sur des poissons n'a été faite. L'objectif principal de ce chapitre est de mettre en œuvre, à l'aide de composants électroniques sur étagère, la transmission d'un signal électrique au travers de tissus biologiques autrement appelée transmission par couplage galvanique. Nous profiterons de cette étude pour définir les spécifications électriques majeures de la liaison CG en vue de la conception d'un système de communication. Le détail de ces objectifs est le suivant :

- La faisabilité d'une liaison CG dans différentes configurations
- La recherche d'une fréquence idéale conciliant atténuation et simplicité électronique dans la perspective de l'implantation dans un poisson
- La réalisation d'une solution à faible coût, exploitant au maximum un microcontrôleur, dont les limitations (notamment celles du CAN) contraignent le choix de la fréquence Tx.

La suite du chapitre est architecturée de la manière suivante. Tout d'abord, nous présentons l'architecture imaginée pour le générateur de signal et pour le récepteur notamment dans la perspective de la définition d'une fréquence porteuse cible pour une communication. La section suivante vise à présenter les expérimentations réalisées. Enfin, les résultats obtenus pour trois conditions expérimentales distinctes sont présentés. Le chapitre se termine avec les conclusions tirées de ces développements et validations.

2.1 Architecture

Dans les perspectives de la mise en œuvre de la transmission d'un signal électrique au travers des tissus biologiques et de l'exploration des caractéristiques électriques

idéales pour une communication, le système doit pouvoir émettre et recevoir un signal sinusoïdal sur une large plage de fréquence. Pour être implantable, il est indispensable de s'imposer un cahier des charges :

- Utilisation de composants disponibles dans le commerce
- Dimensions et poids minimales
- Consommation réduite au maximum
- Traitement majoritairement numérique pour limiter les composants analogiques.

Un soin particulier est porté au découplage des masses entre la carte génératrice de signal et la carte réceptrice, c'est-à-dire deux alimentations totalement isolées (batteries) sont retenues, proscrivant ainsi les alimentations reliées à la terre.

2.1.1 Générateur

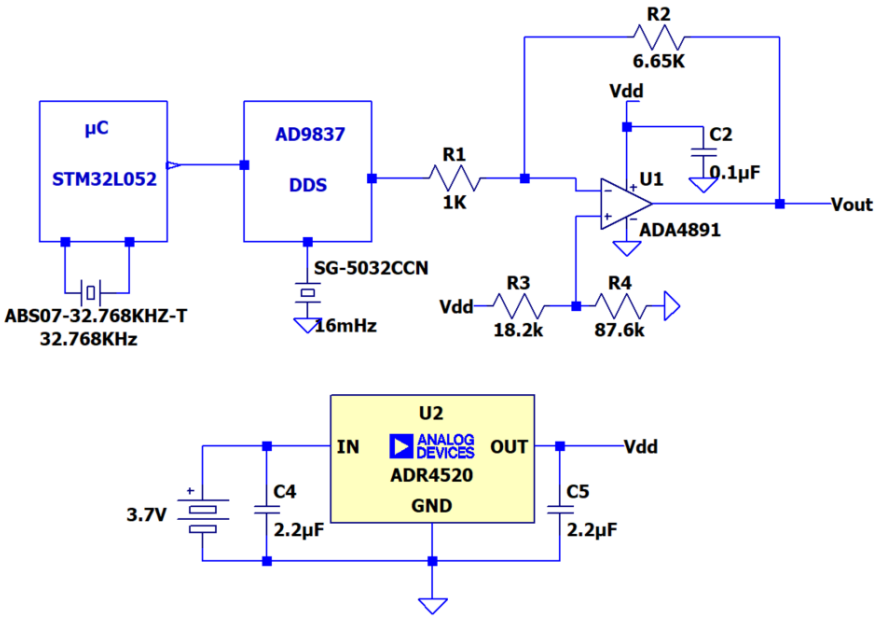


FIGURE 2.1 – Architecture transmetteur (Tx)générateur plutot .

L'architecture du générateur de signal figure 2.1 est composée de parties numériques et analogiques. Le signal sinusoïdal analogique est généré par un synthétiseur numérique direct (DDS). Le DDS permet de produire des signaux sinusoïdaux à différentes fréquences, allant de 1 Hz à plusieurs MHz. Différents types de modulations, comme la modulation de fréquence, de phase ou d'amplitude, peuvent également être implémentés avec un DDS. En vue d'une implantation, le plus petit DDS disponible est l'AD9837, (boîtier 10 LFCSP de 3×3mm), associé à un oscillateur de 16 MHz.

Le DDS nécessite d'être piloté par un microcontrôleur. Pour répondre aux contraintes de taille et de consommation énergétique, le choix s'est porté sur un modèle de la famille STM32 basse consommation, avec une mémoire et une fréquence de fonctionnement relativement modestes (STM32L051T6Y6, 32 kB et 32 MHz, 88 µA MHz^{-1}).

De plus, le plus petit boîtier disponible pour ce micro est le WLCSP (2,6 × 2,8mm). Ce microcontrôleur pilote le DDS pour ajuster sa fréquence. Afin de réduire le nombre de composants, une alimentation unique a été adoptée. Cette carte est alimentée en 3,3 V à travers un régulateur, fourni par une batterie lithium de 3,7 V afin d'assurer une dissociation galvanique avec la terre. L'amplitude de sortie du DDS étant limitée à 0,6 V_{pp}, un amplificateur opérationnel (Op Amp) a été intégré pour l'élever à 3,2 V_{pp}. L'amplificateur doit présenter une large bande passante et un slew rate élevé, l'ADA4891 a été sélectionné (220 MHz et 170 V μs^{-1}). L'électrode est connectée entre la sortie de l'amplificateur et la masse. La surface totale occupée par les composants du générateur est de 0,45 cm^2. En résumé, l'architecture comprend :

1. Un DDS
2. Un microcontrôleur STM32L0
3. Un amplificateur opérationnel

L'ensemble occupe 0,45 cm^2 (composants nus) et consomme environ 15 mA en émission pic.

2.1.2 Récepteur

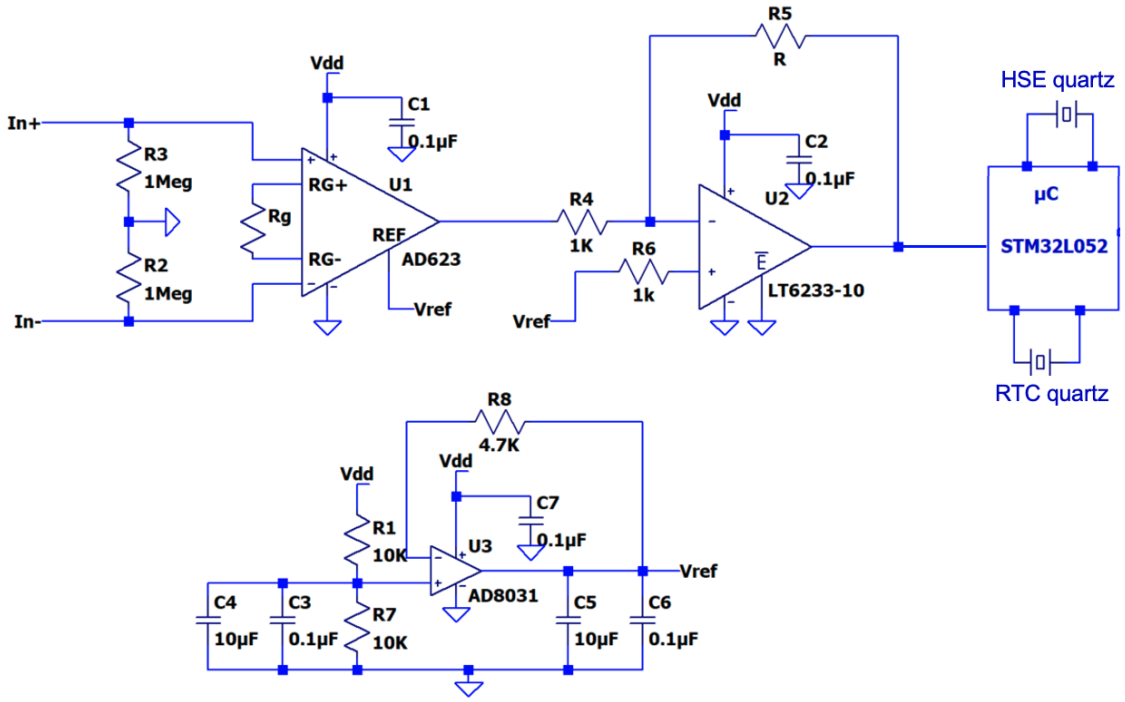


FIGURE 2.2 – Architecture du récepteur (Rx).

L'architecture du récepteur (figure 2.2) composée de composants analogiques et d'un microcontrôleur afin de traiter le signal reçu. Le récepteur comprend un front-end composé de deux étages d'amplification. Le gain est défini par la notation suivante : (Gain 1 ; Gain 2), par exemple (1 ; 200) pour un gain global de 200. Le premier étage est assuré par un amplificateur d'instrumentation (In Amp), dont le gain est réglé par une résistance R_g. Le second étage utilise un amplificateur opérationnel à faible bruit (LT6233-10, GBW 375 MHz, 1,9 nV Hz^{-2}). Le signal amplifié

peut ensuite être échantillonné par le convertisseur analogique-numérique (CAN) du microcontrôleur et être entièrement traité par la suite par ce même microcontrôleur. Le récepteur utilise également une alimentation unique de 3,3 V.

L'amplificateur d'instrumentation est un élément sensible du système, car il doit amplifier un signal très faible provenant des tissus biologiques, tout en étant limité par son produit gain-bande (GBW). Les critères de sélection incluent le GBW, une alimentation simple autour de 3,3 V, une consommation de courant limitée, la disponibilité et la tension de mode commun requise. En fonction de ces critères, deux amplificateurs d'instrumentation ont été retenus : l'AD623 d'Analog Devices et l'INA823 de Texas Instruments. Ces deux modèles, compatibles broche à broche, répondent à nos exigences. Il a donc été décidé de tester les deux composants. Les électrodes sont connectées entre les bornes In+ et In- de l'amplificateur d'instrumentation.

L'amplificateur d'instrumentation nécessite une tension de référence égale à $V_{cc}/2$. Cette tension ne peut pas être obtenue via un simple diviseur de tension en raison des schémas internes de l'amplificateur, car ce pont diviseur dégraderait ses performances. La solution consiste à utiliser un suiveur (AD8031) entre le diviseur de tension et l'amplificateur, avec des condensateurs antiparasites. La surface totale occupée par les composants du récepteur est de 0,30 cm^2.

2.2 Méthodes de test

Les essais poursuivent trois objectifs :

- Caractériser séparément les cartes Tx et Rx
- Démontrer la faisabilité d'une liaison CG dans plusieurs configurations, bras humain, liquide fantôme et poissons
- Comparer les deux amplificateurs d'instrumentation (AD623, INA823) en termes de gain, bande passante et bruit

2.2.1 Caractérisation unitaire des cartes

Les cartes Tx et Rx sont testées et caractérisées indépendamment l'une de l'autre. Le Tx est connecté à un oscilloscope (Agilent DSO6014A) pour l'observation du signal de fonctionnement. L'amplitude du signal et la consommation d'énergie sont mesurées pour des fréquences variant de 30 kHz à 2 MHz. Le choix de 2 MHz provient de trois principales motivations : (i) Dans la littérature, la fenêtre utile pour le CG se situe de quelques kHz à quelques MHz ([31, 45, 46]). De plus, être en dessous du MHz limite le rayonnement et perte dues à la radiation du signal ou aux fuites dans l'environnement. (ii) La contrainte de mise en œuvre à faible consommation avec COTS. Les chaînes analogiques basse-consommation et les CAN embarqués de microcontrôleur imposent une bande passante de l'ordre du MHz au maximum afin de permettre de conserver un gain acceptable, un bon rapport SNR et une consommation compatible avec implantation. Monter plus haut en fréquence nous contraindrais à utiliser des CAN et amplificateur plus rapide, plus énergivore, plus encombrant, etc. (iii) Ces fréquences couvrent toujours la dispersion β des tissus, [6], zone qui est la plus pertinente pour le CG.

Pour les tests de la carte Rx, un générateur de signaux (TTI TG5011) est connecté à son entrée. Une onde sinusoïdale d'une amplitude de 10 mVpp et d'une fréquence variant de 1 kHz à 2 MHz est fournie à la carte. La sortie est observée à l'aide d'un oscilloscope et la consommation est mesurée à l'aide d'un moniteur de courant (ST X-NUCLEO-LPM01A). Le gain de la carte Rx est fixé à 200 ((2 ;100) ou (1 ;200)) afin d'obtenir un signal de quelques centaines de mV à 2 V afin de le rendre suffisamment élevé pour le post-traitement sans saturer la sortie Rx. Le gain total est fixé à ces valeurs pour l'ensemble des essais.

2.2.2 Protocoles de validation système

Les expérimentations suivantes ont pour objectif de mettre en oeuvre et du coup valider la faisabilité d'une liaison par CG, en utilisant l'ensemble de l'architecture proposée. Pour cela, plusieurs configurations matérielles seront mises en place afin de comparer les deux amplificateurs d'instrumentation mentionnés précédemment (AD623, INA823) et de caractériser les performances du système en termes de gain, de bruit et de bande passante. Pour atteindre ces objectifs, nous considérons deux configurations de mesure régulièrement décrites dans la littérature [31], à savoir la transmission sur un bras (figure 2.3) à l'aide des électrodes ECG jetables, et la transmission dans un liquide fantôme. Le liquide fantôme est constitué d'eau du robinet contenant 0,9% de chlorure de sodium (NaCl). Pour varier la conductivité, les tests sont également menés avec de l'eau du robinet sans ajout de sodium. La conductivité du fantôme est mesurée de 1kHz à 1MHz à l'aide de l'analyseur d'impédance MFIA de Zurich Instruments et du capteur de conductivité Gravity de DFrobot (K=10).

En outre, l'objectif à long terme de cette étude étant le déploiement d'un réseau de capteurs implanté dans un poisson, deux configurations de test supplémentaires sont mises en place, une transmission par CG dans un bar commun (*Dicentrarchus labrax*) et une dans un thon rouge (*Thunnus thynnus*). Les figures 2.4 et 2.5 montrent les deux espèces et les positionnements des électrodes implantées. Sur la base de ces tests, nous avons étudié la possibilité de communiquer à travers les muscles des poissons, l'impact de l'orientation relative des électrodes (figure 2.6) et la distance entre les électrodes. Les signaux de sortie Rx sont analysés à l'aide d'un oscilloscope et d'un analyseur de spectre (Analog Discovery 2 et logiciel Waveform).



FIGURE 2.3 – Transmission par CG sur la peau sur un bras.

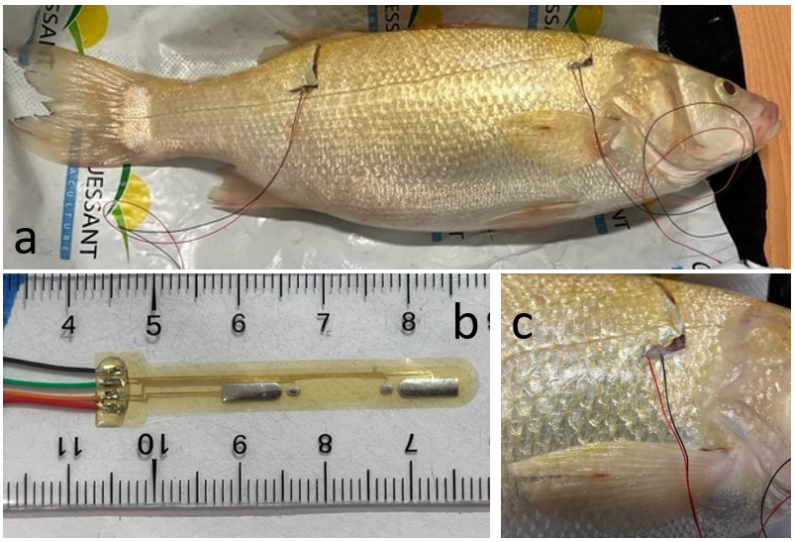


FIGURE 2.4 – a) Transmission par CG dans un bar commun. b) Électrode Flexible c) Électrode implanté

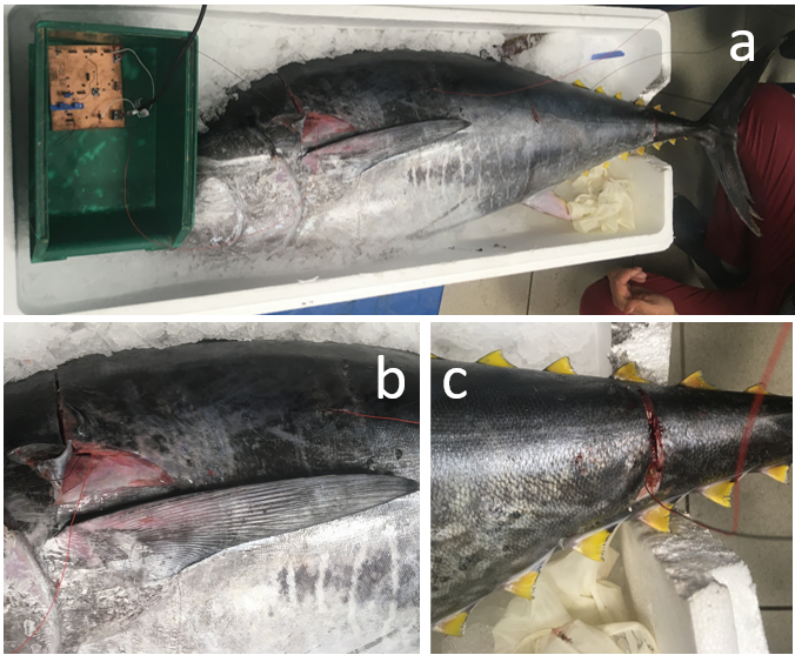


FIGURE 2.5 – a) Transmission par CG dans un Thon rouge. b) Électrode implanté Tx. c) Électrode implanté Rx

Pour le test sur le corps, l'électrode utilisée est l'électrode ECG (Covidien 31.1245.21). Comme le montre la figure 2.3, les paires d'électrodes sont séparées par 20 cm et ont une distance entre les contacts de 4 cm. Pour les essais dans les liquides fantômes et les essais dans les poissons, l'électrode utilisée est une électrode flexible implantable et biocompatible mise au point pour la mesure de la bio-impédance figure 2.4.b [49]. Pour la liaison par CG, seules les deux plus grands contacts de ces électrodes sont utilisées.

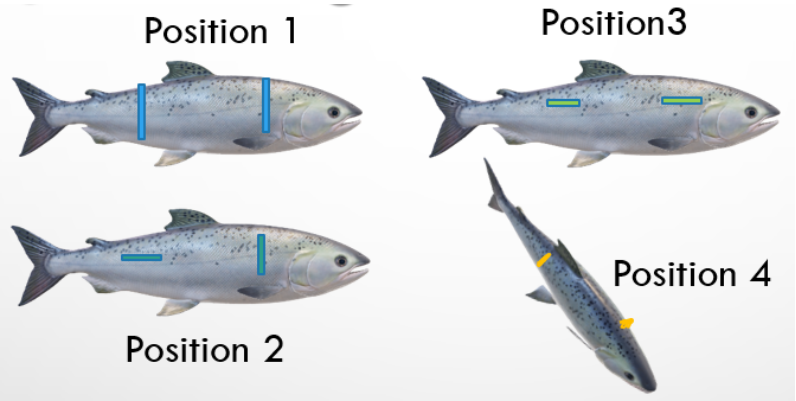


FIGURE 2.6 – Orientation relative des électrodes, Tx coté tête et Rx coté queue du poisson

2.3 Résultats

2.3.1 Tests du Tx et du Rx séparément

Le signal de sortie Tx a été mesuré à 3,2 Vpp quelle que soit la bande (30 kHz à 2 MHz). La consommation lors d'une transmission est de 15mA pic, répartie entre le micro-contrôleur, le DDS (et son oscillateur) et l'amplificateur opérationnel. La figure 2.7 présente le gain Rx en dB pour les deux amplificateurs d'instrumentation et les deux réglages de gain. Nous observons que l'INA823 a la plus grande bande passante, quelle que soit la valeur du gain. Le tableau 2.1 résume la caractérisation de ces deux composants sur la carte Rx. La consommation de cette carte Rx comprend les consommations des deux étages d'amplification et de l'amplificateur opérationnel de référence. Il apparaît que la consommation est indépendante de la fréquence ou de la sélection du gain.

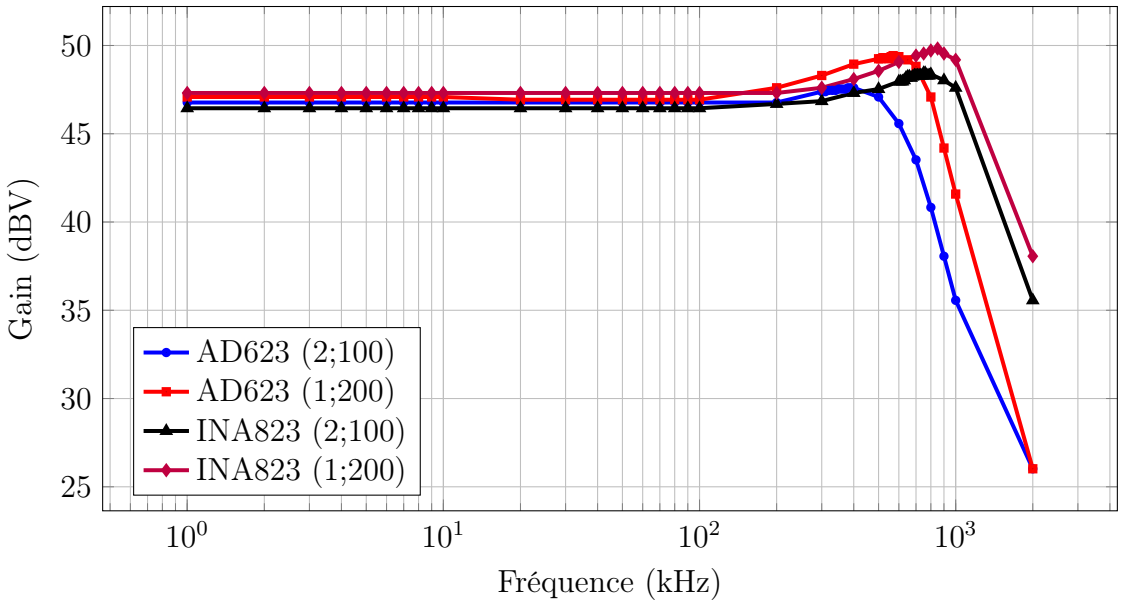


FIGURE 2.7 – Gain Rx en fonction de la fréquence.

TABLEAU 2.1 – Résumé de la caractérisation de l'amplificateur d'instrumentation de la carte Rx

Référence	**Consommation de l'ampli d'instru** (µA)	**Consommation de la carte** (mA)	**Fréquence du Gain Max** (kHz)	**Gain**
AD623	435	2,4	570 380	1 ;200 2 ;100
INA823	305	2,47	800 750	1 ;200 2 ;100

2.3.2 Transmission par CG sur le bras

Le montage présenté par la figure 2.3 a permis de vérifier, sur l'avant-bras d'un adulte, la faisabilité d'une liaison galvanique.

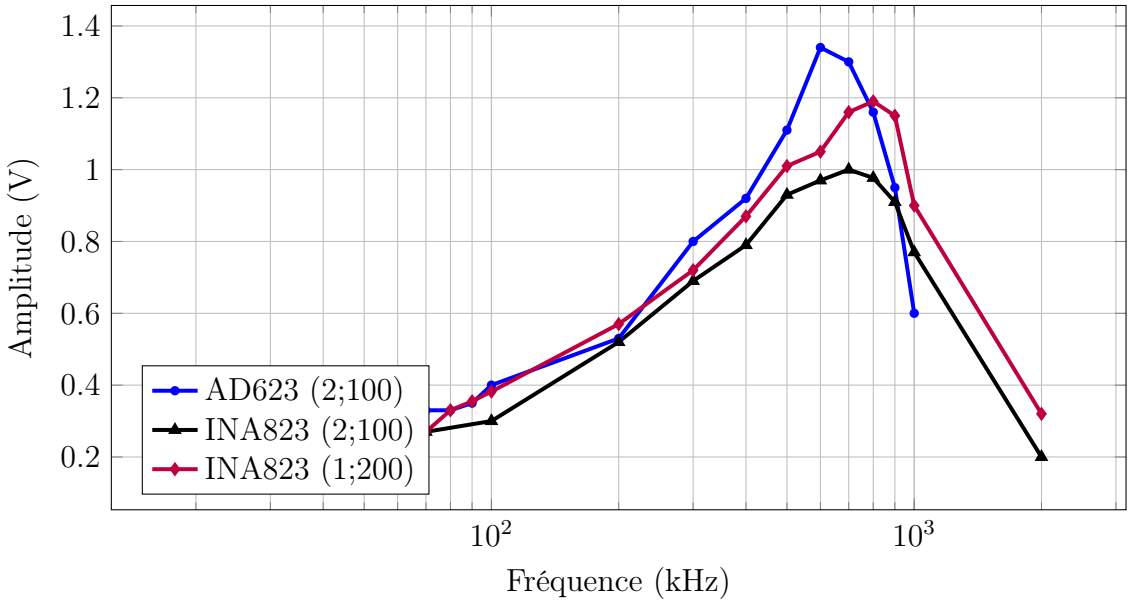


FIGURE 2.8 – Amplitude du signal de sortie Rx sur le bras.

Avec l'AD623, la tension passe de −71 dB V à 30 kHz à −53 dB V à 600 kHz, soit un gain relatif de 18 dB (figure 2.8). Cette baisse d'atténuation est cohérente avec l'augmentation de la conductivité effective des tissus et la baisse de l'impédance d'interface des électrodes avec la peau quand la fréquence augmente dans la bande de dispersion β (100 kHz - 1 MHz) phénomènes bien documentés dans les mesures diélectriques (p. ex. Gabriel[6]) et couramment modélisés par des lois de type Cole–Cole [6]. Cela recoupe les mesures faites par Hachisuka (−50 à −60 dB V pour $L = 15$–25 cm) [34]. De plus, l'AD623 délivre en moyenne 3 dB de plus que l'INA823, mais cette dernière conserve une bande passante plus large (800 kHz contre 600 kHz).

Ces résultats démontrent qu'une transmission galvanique est possible à travers le bras humain. Ils servent de base de comparaison avant les tests en fantôme puis dans les poissons.

2.3.3 Transmission du signal dans un liquide fantôme

La figure 2.9 compare la conductivité électrique (σ) d'une solution tampon de référence (12,88 mS cm^{-1} à 2,7 kHz) à celle du liquide fantôme, eau du robinet pure et enrichie à 0,9% de chlorure de sodium (NaCl) sur une plage de fréquence allant de 1kHz à 1MHz. Cette mesure à été réalisé à l'aide d'un conductimètre du commerce (DFROBOT Analog Electrical Conductivity Sensor). Comme attendu, l'augmentation apparente de σ avec la fréquence est un artefact instrumental dû aux capacités parasites de la cellule de mesure ($R \parallel C_p$), et non un phénomène physique réel de conduction ionique dans la gamme de fréquences considérée. On rappelle que l'effet Debye-Falkenhagen, qui correspond à une légère augmentation réelle de la conductivité sous champ alternatif de très hautes fréquences par relaxation de l'atmosphère ionique, ne devient significatif qu'à des fréquences beaucoup plus élevées que celles utilisées ici[50]. L'eau du robinet, dont la conductivité réelle est de 1 mS cm^{-1} à 2,7 kHz (seuil réglementaire local), présente une conductivité apparente qui dépasse cette valeur au-delà de quelques centaines de kHz. Cette eau contient un mélange d'ions naturels (Ca^{2+}, Mg^{2+}, HCO_3^-, SO_4^{2-}, Cl^-, Na^+, etc.) qui suit la loi de Kohlrausch :

$$\sigma = \sum_i \lambda_i^0 \, c_i \tag{2.1}$$

Cette conductivité réelle reste constante dans la plage de fréquences, car tous ces ions suivent parfaitement le champ électrique (vitesse limite $\approx 30{-}80$ nm/s $\rightarrow$ déplacement suffisant par période à 1 kHz). L'ajout de NaCl réduit la résistance totale R de la cellule ($\propto 1/\sigma$), faisant dominer l'effet capacitif C_p dès des fréquences plus basses ($\sim$ 1 kHz pour NaCl 0,9 % vs $\sim$ 100 kHz pour l'eau du robinet). La solution salée présente ainsi une surestimation plus précoce de la conductivité sur toute la bande, l'écart apparent se creusant vers le MHz.

Cette amélioration de σ se traduit directement sur la liaison CG :

- Le gain mesuré en sortié Rx (figure 2.10)
- Le rapport signal sur bruit (SNR) (figure 2.11)

De même que sur le bras, la conductivité, et donc le gain, augmente lorsque la fréquence s'élève. Cette tendance s'explique par la diminution de l'impédance du milieu : la composante résistive (liée aux ions) baisse car la conductivité ionique croît avec la fréquence, tandis que la composante capacitive (liée à la polarisation du milieu) décroît, $Z_C = 1/(j\omega C)$, également quand ω augmente. En d'autres termes, la réponse ionique et diélectrique du liquide rend la propagation plus favorable aux fréquences élevées, ce qui améliore la conductivité et donc la propagation du courant électrique.

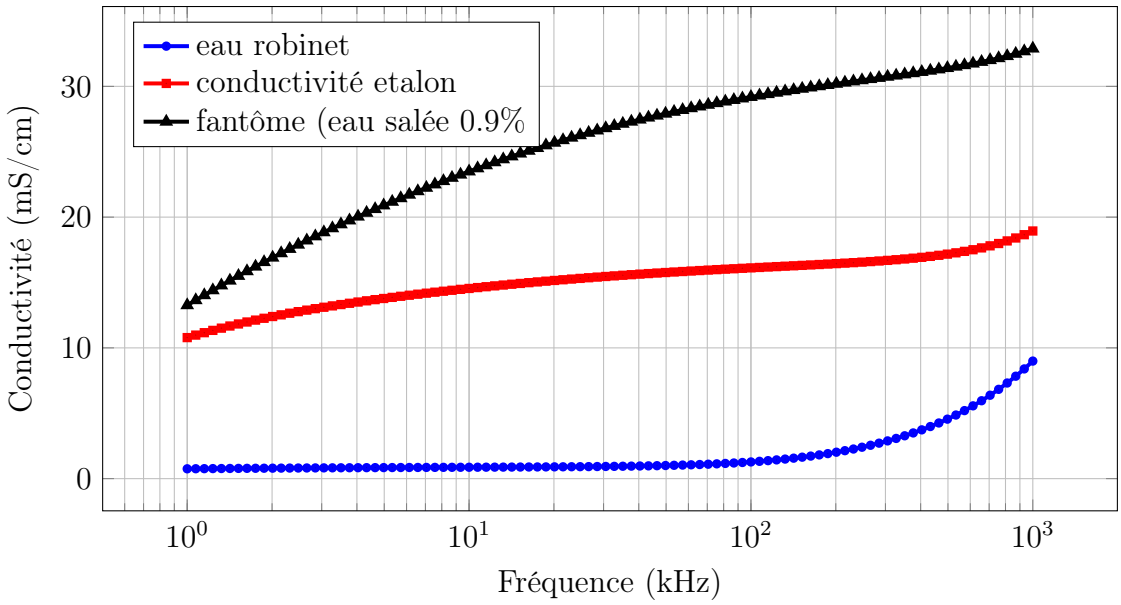


FIGURE 2.9 – Conductivité en fonction de la fréquence pour différent type de liquide

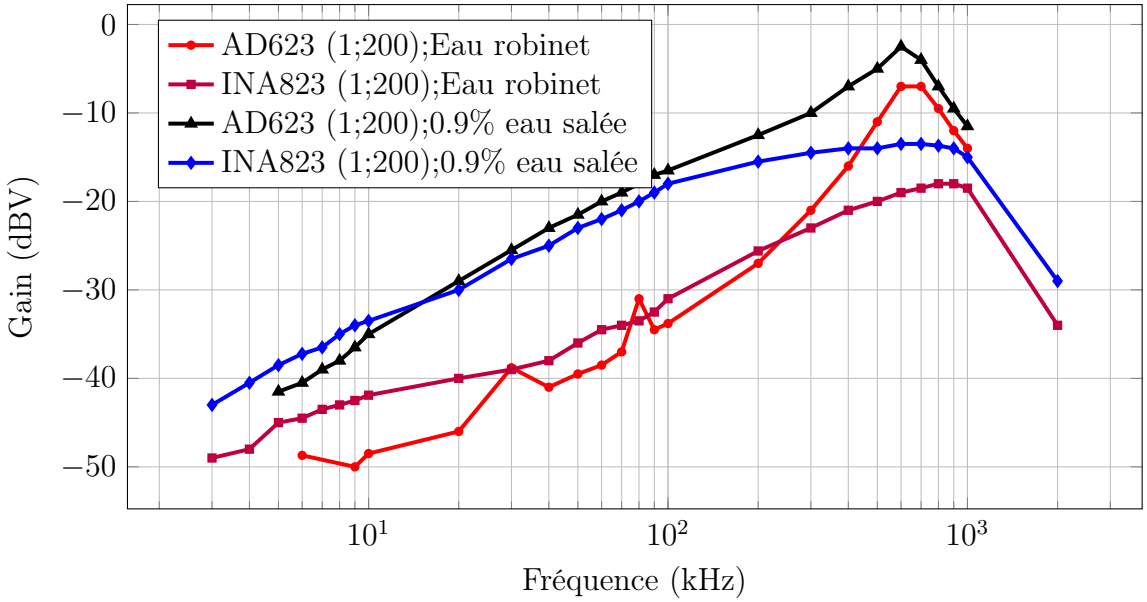


FIGURE 2.10 – Gain du signal de sortie Rx dans le liquide fantôme

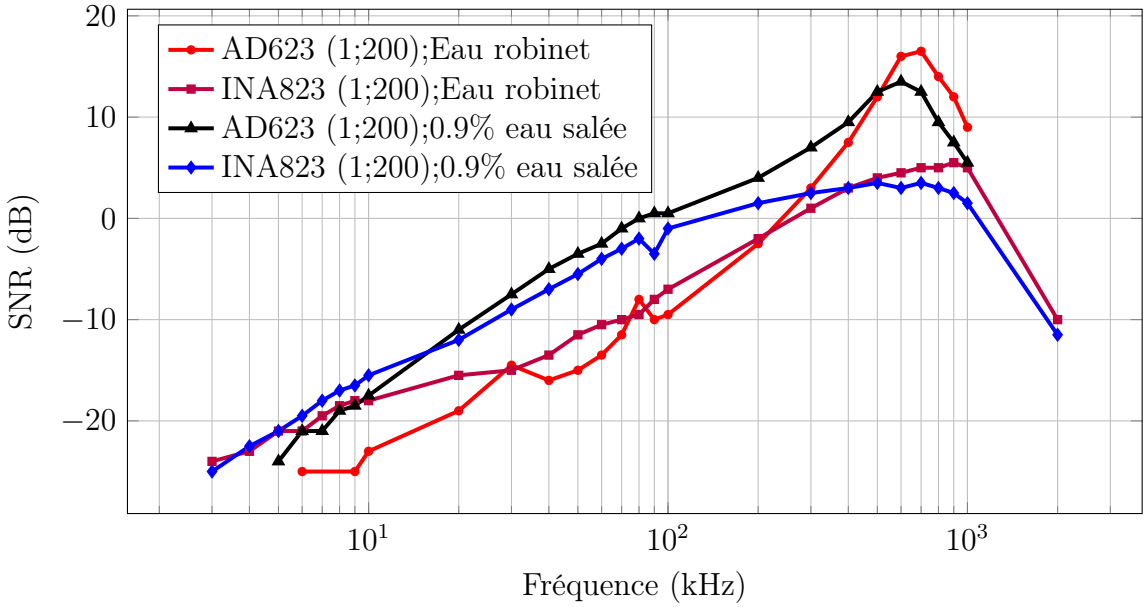


FIGURE 2.11 – SNR en fonction de la fréquence du Signal de sortie Rx dans des liquides fantôme.

2.3.4 Transmission des signaux dans des poissons

Bar commun (*Dicentrarchus labrax*)

La figure 2.12 reporte la tension reçue en sortie Rx (gain 2 ;100, AD623) pour quatre orientations relatives des électrodes implantées (figure 2.6). Tout d'abord, quel que soit l'orientation des électrodes, la liaison CG reste fonctionnelle sur toute la plage évaluée et l'amplitude croît avec la fréquence, atteignant un maximum autour de 500 kHz.

La position 1 (contact Tx et Rx perpendiculaire au muscle le long des fibres musculaires) fournit l'amplitude la plus élevée ($\approx$ 1.7 V), ce qui est beaucoup plus élevé que les autres positions qui ont une amplitude maximale entre $L = 0.2$–$0{,}5$ V. On suppose que c'est parce que les contacts des deux électrodes se font face et que les lignes de champ électrique suivent les fibres musculaires qui sont connues pour être anisotropes. Lorsque les deux électrodes se font face de part et d'autre du muscle (Position 1), l'axe source - récepteur est quasi colinéaire aux fibres musculaires. Le courant circule alors dans le sens des fibres. Or, le muscle est hautement anisotrope : sa conductivité longitudinal (le long des fibres) est 5 à 10 fois plus élevée que sa conductivité transversale comme on peut le voir dans le tableau 2.2 :

TABLEAU 2.2 – Conductivité en fonction du sens des fibres musculaire (Gabriel *et al* [6])

Fréquence	(σ) longitudinal	(σ) transversal
100 kHz	0,44 S m^{-1}	0,07 S m^{-1}
500 kHz	0,66 S m^{-1}	0,07 S m^{-1}

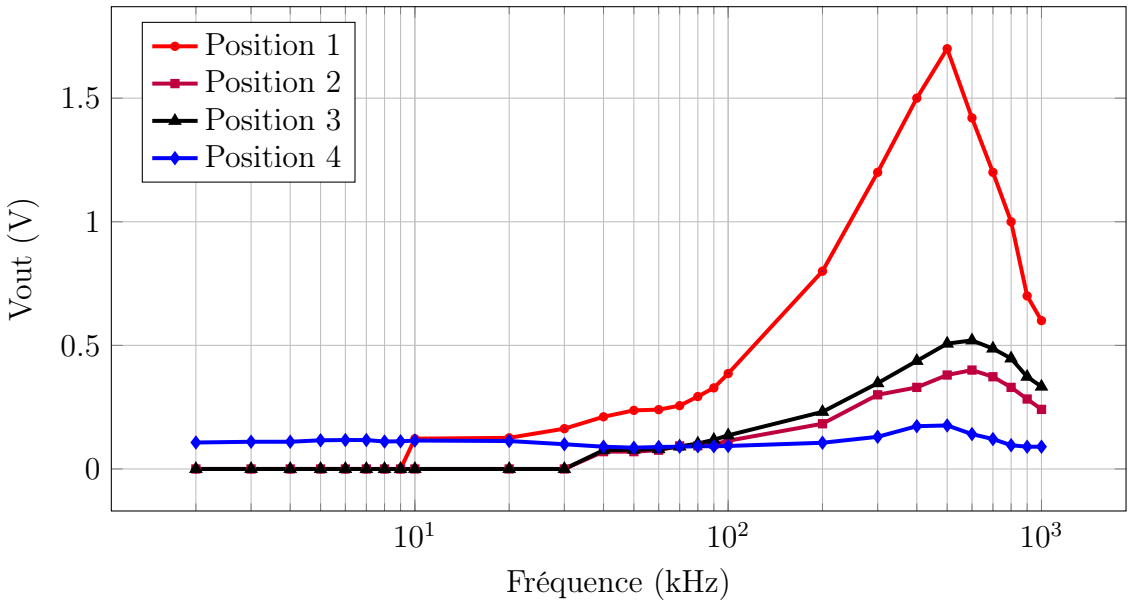


FIGURE 2.12 – Amplitude du signal a la sortie du Rx dans un bar commun dans différente position

Le champ électrique suit naturellement la direction où la conductivité est maximale, soit la position 1.

Thon Rouge (*Thunnus thynnus*)

Les essais menés sur le thon rouge (figure 2.13) prolongent l'étude. Deux distances (20 cm et 60 cm) entre les électrodes ont été testées ainsi que deux orientations relatives (position 1, position 2) et deux réglages de gain ((1 ;200),(2 ;100)). La première observation est que la liaison par GC est exploitable même à une distance de 60 cm. Comme pour le test sur le bar commun, la position 1 est la plus favorable. L'amplitude du signal par rapport au poisson précédent, à 20 cm, dans la même position d'électrode est plus élevée chez le thon rouge. La conclusion est qu'à fréquence, distance et position égales, la conductivité est meilleure chez le thon que chez le bar commun. Nous supposons donc que la valeur de la conductivité varie en fonction de l'espèce, du temps post-mortem et de la température du muscle.

2.4 Conclusion

L'objectif de ce travail était de démontrer qu'une architecture *générateur–récepteur* par couplage galvanique peut être réalisée uniquement à l'aide de composants discrets du commerce, tout en respectant des contraintes fortes de taille, de consommation et de placement des électrodes (surcutané, implanté, diverses orientations). Le prototype mis au point répond à ces critères :

- **Intégration** : 0,75 cm^2 de silicium pour l'ensemble des composants actifs ; la carte émettrice occupe 2 cm^2, surface compatible avec une encapsulation implantable.

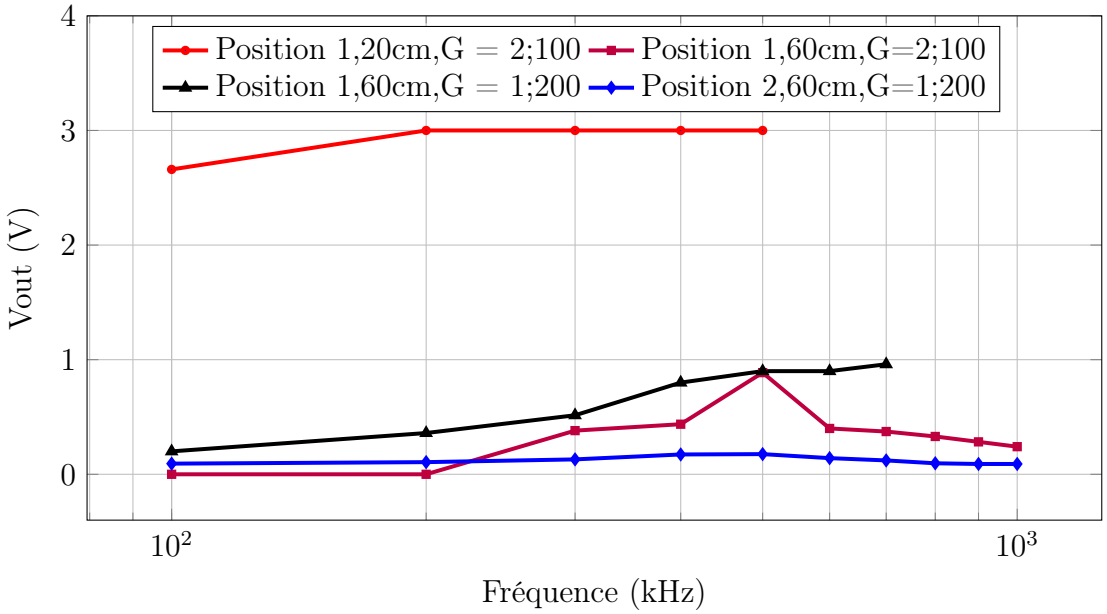


FIGURE 2.13 – Amplitude du signal a la sortie du Rx dans un thon rouge dans différente position

- **Consommation** : moyenne de 315 µA (dont 15 mA crête côté Tx et 2,4 mA côté Rx, hors microcontrôleur pour le traitement).
- **Bande utile** : 1 kHz à 800 kHz, limitée actuellement par le GBW de l'amplificateur d'instrumentation. Cette plage est néanmoins suffisante pour des flux de données typiques des capteurs physiologiques (bio-impédance, température, fréquence cardiaque etc.). Rappelons qu'à ces fréquences, le rayonnement et fuites de signal sont limités, que les étages analogiques/CAN basse consommation disponible dans le commerce conservent un produit gain–bande, un SNR et une consommation compatibles avec une implantation. A l'inverse, les circuits RF disponibles dans le commerce sont optimisés pour les bandes HF, UHF et plus, qu'elle requièrent des antennes et des composants gourmand en terme de consommation (LNA, mélangeur, PLL) et donc inopérantes à basse fréquence.
- **Portée validée** : jusqu'à 60 cm dans un thon rouge et 20 cm sur bras humain.

Ces résultats montrent qu'une liaison CG est possible pour un réseau de capteurs implantés, tant chez l'humain que chez le poisson. Les débits requis pour la transmission de données de capteurs physiologiques sont de l'ordre de quelques kbit s^{-1}, alors que la vidéo médicale (endoscopie) ou l'ECG en temps réel nécessitent plusieurs Mbit s^{-1}. Notre bande utile envisagée étant de l'ordre du kHz, les débits ne permettront pas son utilisation pour de la vidéo, mais suffiront amplement pour la relève et la transmission de données de capteurs.

Des perspectives d'optimisation sont déjà envisagées et nous en explorerons chaque phase dans les chapitres suivants :

- *Réduction Tx* : générer le signal directement via le microcontrôleur, supprimer le DDS et optimiser la consommation pour abaisser la crête à quelques mA.

- *Modulation et immunité* : l'introduction d'une modulation différenciée et d'un gain Rx programmable/automatique permettra d'augmenter la portée et de fiabiliser la liaison.
- *Extension bande* : remplacer l'ampli d'instrumentation unique par un étage distribué (pré-ampli faible bruit + suiveur large bande) repousserait la limite au-delà du mégahertz, ouvrant la voie à des applications haut débit.

Ainsi, l'architecture présentée constitue une preuve de faisabilité complète et un socle matériel solide pour les développements décrits dans les chapitres suivants.

En conclusion de cette étude, l'amplificateur d'instrumentation choisi est l'AD623. Malgré un produit gain-bande plus limité que l'INA823, il offre un gain plus élevé à fréquence identique, comme le démontrent les tests sur le bras et dans le liquide fantôme, ce qui maximisera le SNR à la fréquence choisie. De même, la bande de 500 kHz a été retenue pour la suite du projet. En prenant les courbes correspondant aux mesures de l'AD623, elle correspond au minimum d'atténuation observé lors des tests précédents que ce soit sur l'homme ou dans le poisson. Autre point important, une fréquence porteuse de 500 kHz est une valeur numériquement confortable, elle se synthétise aisément par division d'un quartz standard 16 MHz, elle est un multiple direct des fréquences d'échantillonnage typiques des CAN de microcontrôleurs (2 kHz, 4 MHz). La combinaison AD623 et fréquence porteuse de 500 kHz constitue donc le meilleur compromis pour la suite du projet.

Chapitre 3

Étude d'impact du passage du courant électrique dans le poisson dans le cadre d'une communication par couplage galvanique

Après avoir sélectionné le mode de communication (chapitre 1) et validé sa faisabilité technique (chapitre 2), nous devons vérifier qu'une telle technique est compatible avec le bien-être animal.

Le CG exploite la conductivité électrique des tissus biologiques pour transmettre un signal électrique. Si l'effet du passage d'un courant électrique dans le corps humain est un sujet qui a bénéficié de larges efforts de recherche allant jusqu'à la définition d'une norme [51]. Malheureusement, il n'existe pas de résultats équivalents pour les animaux marins et en particulier les poissons. Nous ignorons quels niveaux de courant (µA ou mA) peuvent être injectés à travers des poissons immergés, en tenant compte de leur bien-être, et sans perturber leur comportement ni leur intégrité physiologique.

Ainsi, une expérimentation contrôlée est indispensable pour évaluer la faisabilité et l'innocuité de ce mode de communication. Le choix d'un thon rouge (*Thunnus thynnus*) comme modèle expérimental n'étant pas envisageable (difficulté à capturer et à maintenir en vie dans un couloir de nage), nous avons donc dû réaliser ces expérimentations sur une espèce élevée en captivité, le bar commun (*Dicentrarchus labrax*).

Il est important de préciser que l'objectif de cette expérimentation n'est pas d'explorer toutes les conditions possibles en termes de fréquence, niveau de courant, espèces ou lieu d'injection de courant dans un poisson pour définir un cadre complet des injections de courant et leurs impacts sur l'animal. En effet, l'objectif pour nous est d'étudier l'impact du passage du courant dans le cadre de notre application, c'est-à-dire la communication par CG. Nous avons donc pris soin de nous placer au plus près des conditions électriques définies par la mise en œuvre de cette communication.

Un dossier éthique,encadrant ces essais, a été réalisé, validé et enregistré sous le numéro suivant : *APAFIS 46892-2023121516225634 v7.*

3.1 Effet de l'intensité et de la fréquence du courant sur le corps humain

La Commission internationale de protection contre les rayonnements non-ionisants (ICNIRP, [51]) définit des règles concernant l'exposition du public et des travailleurs aux champs électriques, magnétiques et électromagnétiques jusqu'à 300 GHz. L'exposition aux champs distingue deux mécanismes d'effet direct : (i)la stimulation nerveuse et musculaire, prédominante aux basses fréquences (de 1 Hz à 100 kHz), et (ii) l'échauffement tissulaire, qui devient significatif aux fréquences plus élevées (au delà de 100 kHz jusqu'à 10 MHz)

Cependant, dans notre cas, il nous faut considérer non pas une exposition a un champ ambiant, mais un contact direct avec un conducteur. Le tableau ICNIRP dédié au **contact direct avec des conducteurs** (Tableau 3.1) fixe les limites d'intensité (I) en fonction de la fréquence.

Tableau 3.1 – Limites d'intensité (contact avec conducteurs) (extrait ICNIRP).

Caractéristiques de l'exposition	**Domaine de fréquences**	**Courant de contact maximal**[1] (mA)
Exposition professionnelle	jusqu'à 2,5 kHz	1,0
	2,5 – 100 kHz	$0,4\,f$
	100 kHz – 110 MHz	40
Exposition de la population générale	jusqu'à 2,5 kHz	0,5
	2,5 – 100 kHz	$0,2\,f$
	100 kHz – 110 MHz	20

[1] f en kHz.

Les résultats du chapitre 2 ont montré qu'a 500 kHz, le compromis entre atténuation, bande passante électronique (GBW de l'INA823/AD623) et simplicité de génération/échantillonnage (fréquences d'horloge et CAN de microcontrôleurs) était optimal. Nous retenons donc 500 kHz comme fréquence nominale pour la suite du travail.

Néanmoins, nous avons ajouté une seconde fréquence d'essai à 1 MHz pour documenter l'influence de la fréquence sur les seuils d'innocuité afin de vérifier que la limitation imposée par l'ICNIRP reste confortable et éventuellement permettre une utilisation future de cette bande de fréquence pour une augmentation du débit.

Pour les deux fréquences retenues (500 kHz et 1 MHz), la limite pour le public est 20 mA ce qui valide notre seuil de 20 mA maximum.

Enfin, Cai *et al.* en 2017 [52] ont également démontré l'innocuité du courant sur des cellules humaines de culture. La publication a testé des courants jusqu'à 4 mA à des fréquences allant de 10 kHz à 1 MHz sans le moindre impact sur ces cellules.

3.2 Effet de l'intensité et de la fréquence du courant chez les poissons

À notre connaissance, aucune étude n'établit des seuils de courant inoffensifs en fonction de la fréquence dans le domaine 100 kHz–1 MHz chez les poissons. Les travaux existants concernent principalement la pêche électrique.

Une étude réalisée en 2024 par Boute *et al.* [53] révèle que les seuils de réponse comportementale à des champs électriques pulsés typiques de la pêche électrique (45 Hz pendant 0,3 ms) sont similaires, pour plusieurs espèces de poissons marins, électrosensibles ou non, et se situent dans une plage étroite entre 6 à 9,8 $\mathrm{V\,m^{-1}}$. Les réponses observées restent confinées à environ 1 mètre autour des électrodes, sans effets comportementaux remarquables au-delà. Ces résultats suggèrent une réponse comportementale commune face aux champs électriques pulsés à ces intensités, indépendamment de la capacité d'électrosensibilité des espèces étudiées. Le changement de comportement observé est une réaction de changement de direction, d'accélération, d'évitement, mais aucune paralysie ou blessure dans les conditions testées.

Une publication plus ancienne (1975) de Wydoski [54], étudie l'électrosensibilité des poissons et invertébrés aquatiques, leur réponse biologique à des champs électriques. Les différentes valeurs pour atteindre un changement de comportement, une tétanie, un étourdissement/paralysie en fonction de courant continu (DC), alternatif (AC) ou courant pulsé (PC). Les fréquences visées restent très basses, autour de 50-60 Hz. L'objectif est d'optimiser la capture de poisson tout en réduisant la mortalité et l'impact écologique de l'électro-pêche.

[55, 56] font aussi état d'études sur la pêche électrique avec des fréquences faibles (<1 kHz). Nous nous retrouvons donc devant un vide scientifique et dans l'obligation de faire une expérimentation afin de trouver les réponses concernant notre cas d'études qui est : quelle est l'intensité de courant que l'on peut faire transiter dans un poisson sans nuire à son bien-être pour une fréquence de 500 kHz ou 1 MHz ?

3.3 Expérimentation pour l'étude de l'impact du courant électrique sur le poisson dans le cadre d'une communication par couplage galvanique

3.3.1 Méthodes et procédures de test

Comme expliqué précédemment, l'objectif de l'expérimentation décrite dans cette section, est de se placer au plus proche des conditions de mise en œuvre de la communication par CG pour étudier l'impact du courant injecté sur le comportement de l'animal.

Pour cette expérimentation, nous avons implanté des électrodes filaires, (acier multibrin tressé, d'un diamètre de 100 µm), en intramusculaire, puis mesuré les réponses physiologiques (ECG) et comportementales (vidéo) des poissons soumis à des courants électriques alternatifs d'intensité croissante dans un couloir de nage.

La plage d'intensité (50 µA–20 mA) est inspirée des limites ICNIRP pour l'humain [51], en postulant qu'un système nerveux moins développé (poisson) percevrait

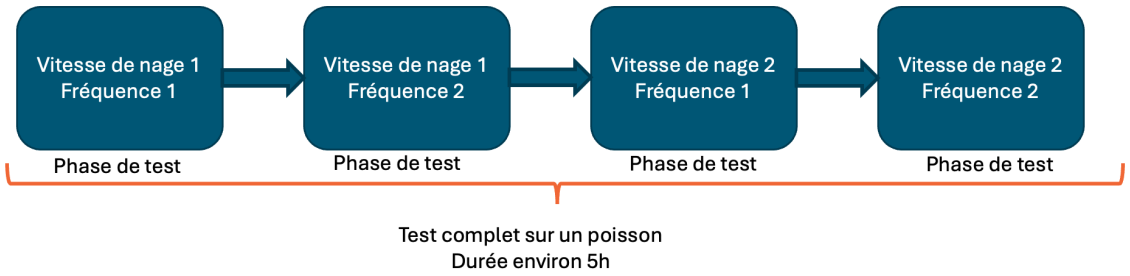


FIGURE 3.1 – Protocole de test 1/2

au moins autant, voire moins. Le milieu aquatique (conductivité élevée) pourrait abaisser les seuils perçus, d'où la nécessité d'un test en couloir de nage.

Sur la base des valeurs décrits précédemment dans la section 3.1, les courants injectés ne devraient pas avoir d'impact sur le poisson. Pour valider cette hypothèse, nous avons fait le choix d'analyser les paramètres suivants :

- L'activité cardiaque (électrocardiogramme, ECG)
- L'activité ventilatoire
- Le comportement de nage (arrêt, fuite, spasmes, etc.)

Dans un couloir de nage, les poissons nagent par réflexe contre un courant imposé, cette activité aérobie soutenue aura tendance à établir des taux de fréquence cardiaque et fréquence ventilatoire stables, pour améliorer notre capacité à identifier des changements d'activité au moment de la stimulation électrique. L'activité cardiaque dépend de signaux bioélectriques qui pourraient être sensibles au courant appliqué dans le muscle. L'activité est aussi sous contrôle nerveux, une bradycardie transitoire est un signe de perturbation et de peur chez les poissons. Un arrêt transitoire de la ventilation est aussi un signe de peur. Dans le couloir, si les poissons sentent des picotements dans leurs muscles, ils pourraient changer de comportement, avec par exemple un arrêt transitoire de nage au moment de la stimulation des électrodes. Il est à noter que la courte durée de stimulation électrique (2,5 ms) par rapport au temps de repos visé pour l'application, et la faible intensité des courants injectés 50 µA à 20 mA ne devraient pas avoir d'effet sur la température des tissus.

Pour chaque intensité de courant, une période fixe de 10 s sépare deux stimulations. Un temps de récupération de 5 min est laissé au poisson entre deux intensités. Les tests seront faits à deux vitesses de nage 0,5 $\mathrm{bl\,s^{-1}}$ et 1 $\mathrm{bl\,s^{-1}}$ ($\mathrm{bl\,s^{-1}}$ signifie bodylength per second, il s'agit d'une unité de vitesse normalisée par la taille de l'animal), pour mieux simuler la réalité d'un poisson pélagique dans son milieu naturel. Un suivi visuel par vidéo sera réalisé pour contrôler le bon déroulement de l'expérience.

Les figures 3.1 et 3.2 détaillent les durées de stimulation, les délais entre stimulations et entre niveaux d'intensités.

Ces mesures permettront d'une part de vérifier l'innocuité des dispositifs de communication intracorporelle tout en permettant d'établir une corrélation entre l'intensité d'un courant alternatif à une fréquence donnée et une réponse, pour définir des seuils maximums de courant électrique en fonction de la fréquence de ce signal. On pourra aussi établir, s'il existe, cette corrélation entre l'homme et les poissons

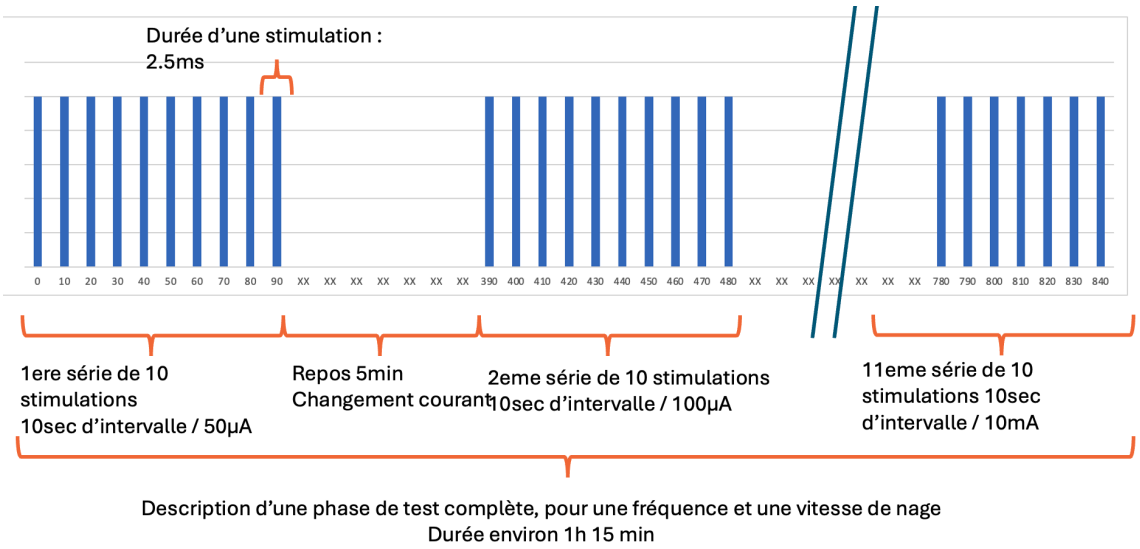


FIGURE 3.2 – Protocole de test 2/2

concernant ces 2 paramètres que sont l'intensité du courant et sa fréquence en se basant sur le guide défini par la commission internationale de protection contre les rayonnements non ionisants dans son guide [51].

3.3.2 Chirurgie et protocole de repos

La procédure concernant la manipulation de l'animal est aussi décrite dans le dossier éthique. L'expérimentation sur l'animal est étalée sur deux jours, et dix poissons sont prévus pour avoir un minimum de données statistiques exploitables et aussi pallier à d'éventuelles pertes.

Le premier jour, l'animal est anesthésié par balnéation dans une solution de Benzocaïne, $50\,\mathrm{mg\,L^{-1}}$, jusqu'à perte de la ventilation spontanée. L'animal est ensuite positionné sur le dos sur une table d'opération avec une irrigation continue des branchies avec de l'eau de mer contenant une solution de Benzocaïne de $20\,\mathrm{mg\,L^{-1}}$, qui maintient le poisson sous anesthésie et sans réflexe spontané ventilatoire (cf. Figure 3.3.a. La tête est couverte d'un linge humidifié à l'eau de mer. Comme présenté dans la figure 3.3.b, les fils d'ECG sont implantés près des branchies (proches de son cœur), et les fils de stimulation sont implantés sur le dos de l'animal, avec un écart de 3 cm (proche du futur dispositif).

L'animal est ensuite placé dans le couloir de nage tout en étant soutenu jusqu'à ce qu'il se réveille, puis est laissé au repos pour une nuit comme présenté dans la figure 3.3.c. L'expérimentation ne pourra commencer que le lendemain matin. Le personnel est habilité et a suivi une formation spécifique de concepteur de procédure expérimentale en expérimentation animale ainsi que d'une formation complémentaire à la chirurgie sur poisson.

3.3.3 Matériels

Afin de mener à bien cette expérimentation, nous avons besoin du matériel suivant :

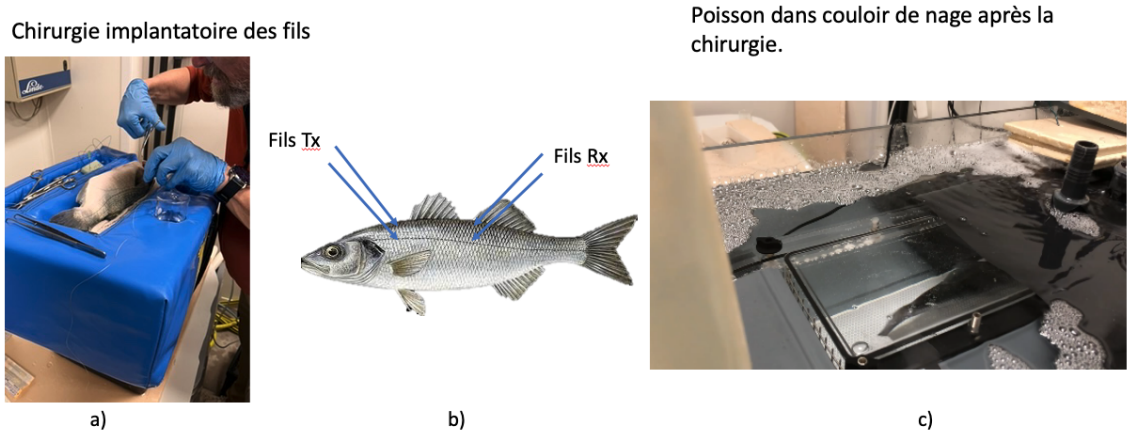


FIGURE 3.3 – a) Chirurgie implantatoire des fils, b) positionnement des fils, c) poisson dans le couleur de nage en repos

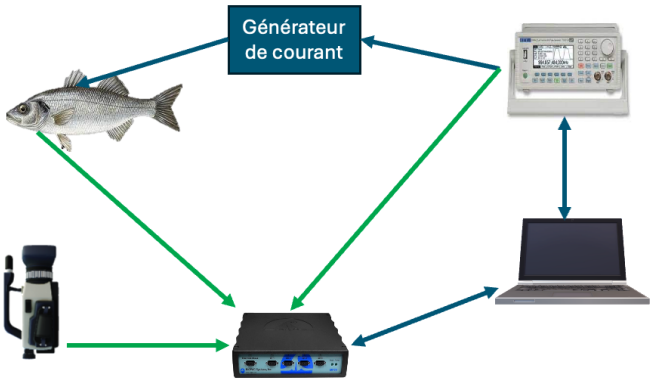


FIGURE 3.4 – Configuration expérimentale globale

- Un générateur basse fréquence pour la génération d'un signal sinusoïdal aux fréquences de 500 kHz et 1 MHz : Aim-TTi TG5012A.
- Un appareil de mesure d'ECG de marque BIOPAC : MP36R
- Une caméra pour enregistrer le comportement du poisson
- Un générateur de courant contrôlable
- Une alimentation de laboratoire
- Un ordinateur pour piloter et gérer l'ensemble des autres appareils

La figure 3.4 illustre la configuration nécessaire pour que l'expérience soit menée à bien. Cependant, il n'existe pas de générateur de courant, pilotable de 50 µA, 20 mA aux fréquences de 500 kHz et 1 MHz. Nous avions besoin d'une source de courant stable dans toute la plage de fonctionnement de l'expérimentation, dont l'intensité soit stable quel que soit l'impédance de la charge. Afin d'avoir une source de courant fiable, j'ai choisi de fabriquer un générateur de courant à base d'une source de Howland qui permet une précision de courant accrue. Elle est indépendante de la charge et son impédance de sortie est très élevée [57].

Le design suit la note d'application de Texas Instruments [58] avec plusieurs gammes de courant sélectionnables.

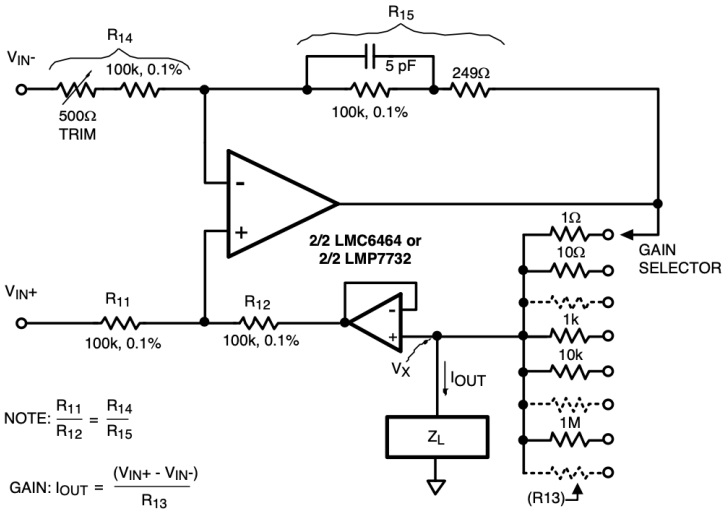


FIGURE 3.5 – Schéma de principe de la source de courant de Howland

La figure 3.5 présente le schéma de principe de la source de Howland. Le courant de sortie I_{out} dépend de la résistance de calibration R_{13}. Ces résistances sont calculées pour avoir une gamme de courant pouvant aller de 50 µA à 20 mA.

La figure 3.6 présente le dispositif développé pour cette expérimentation.

3.3.4 Résultats de l'expérimentation

Tout au long de l'expérimentation, une température constante de l'eau est maintenue afin de ne pas perturber l'animal. En effet, une augmentation de la température de l'eau aurait pour effet une augmentation de façon exponentielle de sa fréquence cardiaque et conduirait à un biais de mesure invalidant l'expérimentation.

Sur l'ensemble des poissons testés, seulement $n = 4$ individus ont été retenus pour l'analyse, pour différentes raisons (décès, comportement anormalement agité, signal ECG extrêmement bruité, etc.)

Les dimensions du poisson sont données dans le tableau 3.2.

TABLEAU 3.2 – Dimensions des individus retenus

	Longueur (cm)	Largeur (cm)	Hauteur (cm)
poisson 1	38	5,2	7,9
poisson 2	38	5	7,8
poisson 3	43	5,5	9
poisson 4	39	4,5	7,7

Les points de contrôle de cette expérience sont triples, il y a :

- Mesures de bio-impédance des tissus
- Observation visuelle (comportement, nage, ventilation)
- Analyse statistique des signaux ECG



FIGURE 3.6 – Source de Howland réalisée pour l'expérience

Mesures de bio-impédance

Après une période de repos, des mesures de bio-impédance ont été réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance MFIA (Zurich Instruments) en configuration deux points (ce qui inclut donc l'impédance d'interface des électrodes). Cependant, cette impédance chute fortement dès que la fréquence de mesure augmente, jusqu'à être négligeable mais non nulle. Cette configuration permet d'être au plus proche de la configuration finale envisagée. Pour chaque poisson, dix mesures répétées ont été effectuées sur une plage allant de 1 kHz à 1 MHz. La figure 3.7 illustre un exemple de dix mesures effectuées sur un individu. La moyenne des dix mesures pour ce poisson est de $Z = 648\,\Omega$ à 500 kHz.

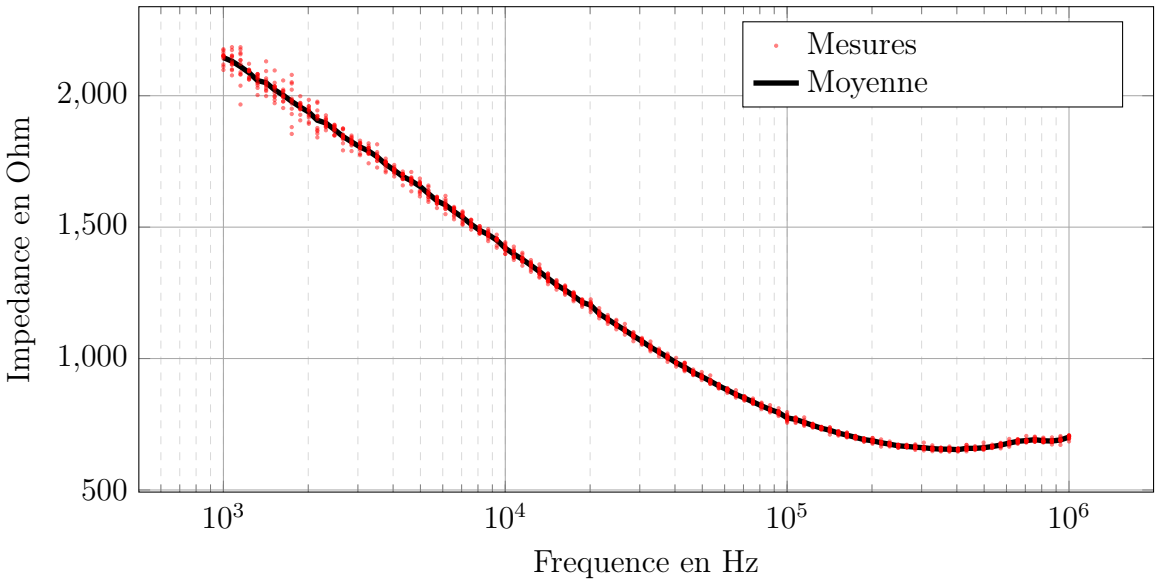


FIGURE 3.7 – Exemple de 10 mesures répétées d'impédances sur un poisson

TABLEAU 3.3 – Statistiques descriptives de l'impédance réelle (abs(z)) à 500 kHz pour l'ensemble des individus.

Paramètre	**Valeur**	**Unité**
Moyenne	501,6	Ω
Minimum	237,4	Ω
Maximum	1227,6	Ω
IC95%	[305,8 ; 697,4]	Ω

Ces mesures ont été faites sur l'ensemble des poissons (pas seulement les quatre retenus). Le tableau 3.3 montre la valeur moyenne de l'impédance, $Z = 501\,\Omega$ avec un écartement inter-électrode de 3 cm.

Ainsi, pour un écartement inter-électrodes de 3 cm, l'impédance reste bien inférieure au kΩ. Par conséquent, pour une tension d'alimentation maximum de 3,3 V_{pp}, le courant injecté dans le poisson par le futur dispositif sera en dessous des valeurs maximales (20 mA que nous testons aujourd'hui).

Observation du comportement

L'injection de courant dans un organisme vivant peut théoriquement induire frémissements, tétanie musculaire, convulsions, arrêts ventilatoires. L'enregistrement vidéo a permis d'étudier ces points. Aucun changement de comportement n'a été observé : pas d'arrêt de nage, pas d'arrêt de ventilation, pas de spasmes. Sur les ECG, aucune anomalie visuelle (arythmie manifeste, pauses) n'a été constatée.

Afin d'affiner ces observations, un comptage de battements de queue a été effectué pour chaque cas suivant :

- Pour tout les poissons

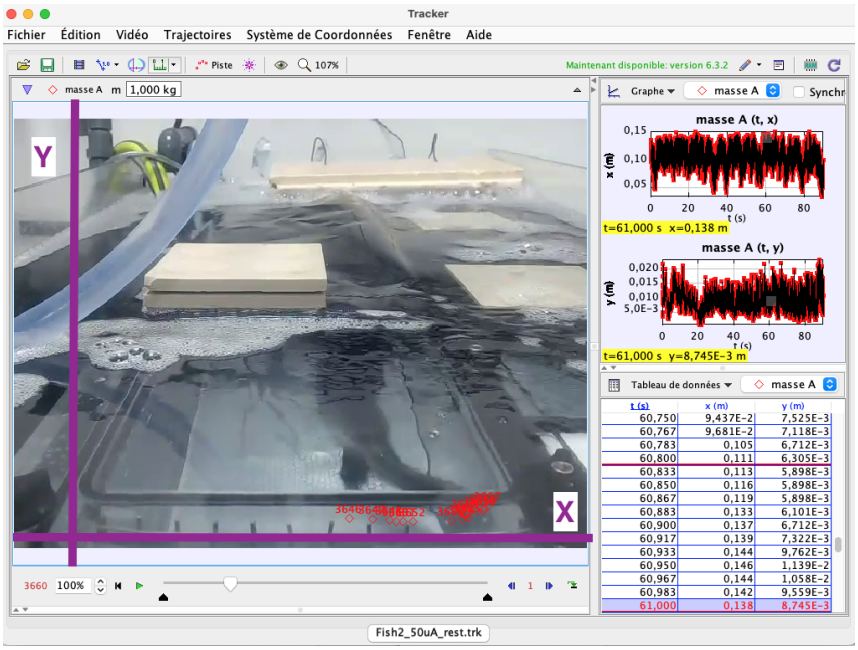


FIGURE 3.8 – Capture d'écran du logiciel tracker utilisé pour le suivi de la queue du poisson

- Pour chaque intensité minimum (50 µA) et maximum (20 mA) et le repos associé
- Pour une fréquence testé (500 kHz) et une vitesse de nage (1 bl s^{-1})

Cela nous fait donc un total de 24 vidéos à analyser. L'objectif est de comparer les fréquences de battement de queue des différents poissons durant les différentes phases de l'expérimentation.

Pour chacune des vidéos :

- Extraction de la vidéo à l'aide du BIOPAC et conversion dans un format facilement utilisable
- Utilisation du logiciel tracker (Physlets) pour suivre le mouvement de la queue et en extraire des coordonnées. Comme présenté dans la figure 3.8, la prise de vue se faisant depuis l'arrière du poisson, le suivi du la queue retourne une position en x et y, pour laquelle x correspond au mouvement de battement de queue dans la largeur du couloir de nage et y le placement du poisson dans la longueur du couloir.
- Extraire la fréquence de battement de queue par analyse spectrale. L'analyse consiste à appliquer une FFT sur la position en x de la queue dans le couloir de nage sur les 1min30 de vidéo analysées (cf. figure 3.9), la fréquence de la fondamentale du spectre étant considérée comme la fréquence de battement de queue.

Les résultats de l'analyse des vidéos sont rassemblés dans le tableau 3.4. Il apparaît clairement que la vitesse moyenne estimée sur les vidéos ne varie pas entre les phases de stimulation et les phases de repos pour les quatre poissons et les deux niveaux d'intensité du courant considérés. Nous pouvons donc conclure qu'on ne peut pas observer de changement de comportement induit par la stimulation qu'elle soit d'un niveau bas (50 µA) ou d'un niveau élevé (20 mA).

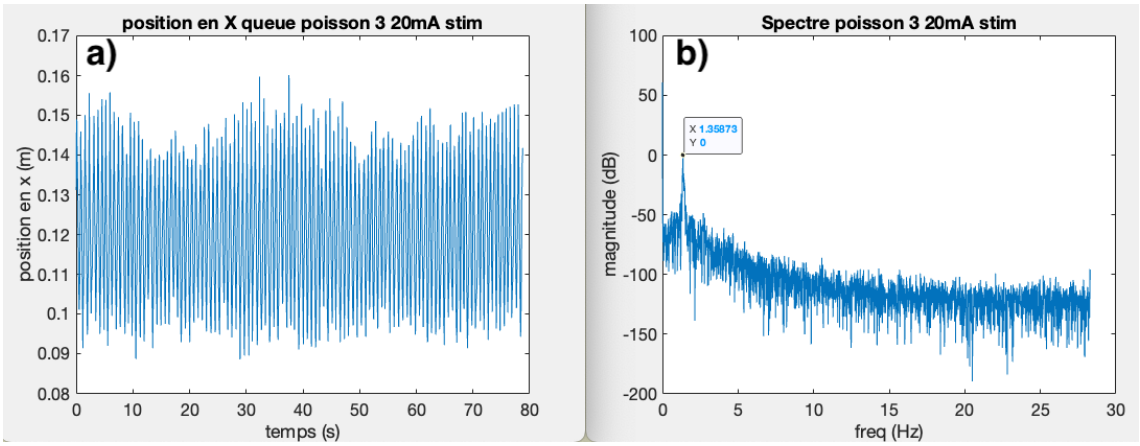


FIGURE 3.9 – Estimation de la fréquence de battement queue, a) position en x de la queue dans le couloir de nage, b) FFT appliquée à la position en x

TABLEAU 3.4 – Fréquence de battement de queue (Hz) estimée par analyse spectrale pour chacun des quatre poissons dans quatre conditions

	50 µA stim	50 µA repos	20 mA stim	20 mA repos
poisson 1	2	2	1,2	1,2
poisson 2	1,5	1,5	1,5	1,5
poisson 3	1,3	1,4	1,4	1,4
poisson 4	1,3	1,2	1,2	1,2

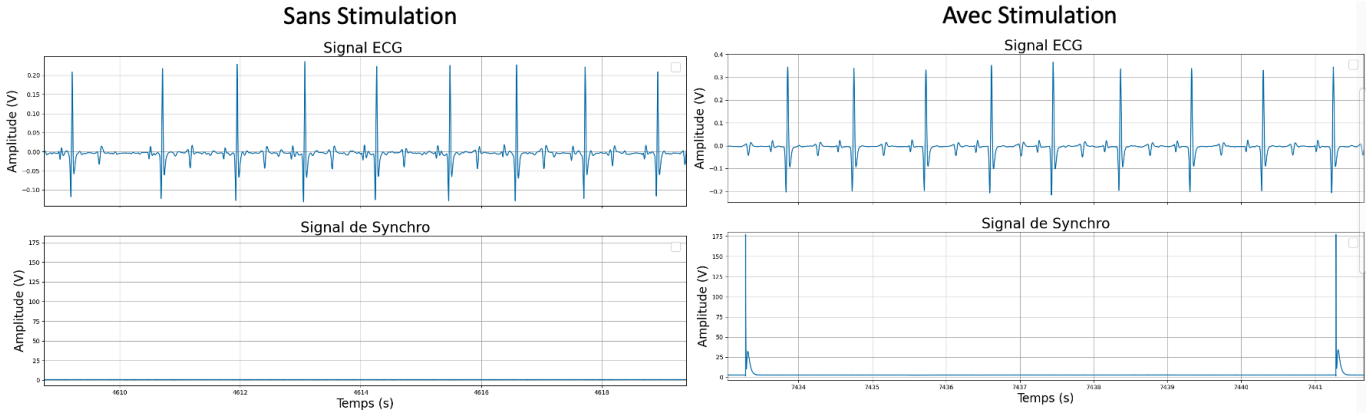


FIGURE 3.10 – Exemple d'ECG mesuré (BIOPAC) sur un poisson à $F_c = 500\,\text{kHz}$, *vitesse* $= 1\,\text{bl}\,\text{s}^{-1}$, intensité $= 50\,\mu\text{A}$, avec et sans stimulation de courant

Analyse statistique

L'objectif est d'évaluer si la stimulation électrique modifie la fréquence de l'ECG du poisson. Pour chacune des analyses, la fréquence cardiaque (BPM) est calculée à partir de la mesure des intervalles RR détectés sur l'ECG.

La figure 3.10 présente un exemple de signal ECG mesuré avec le BIOPAC sur un poisson, à une fréquence de 500 kHz, une vitesse de nage de $1\,\text{bl}\,\text{s}^{-1}$ et une intensité de courant de 50 µA. On peut extraire à partir de ce signal l'intervalle RR de l'ECG (distance entre deux pics maximum de l'ECG en secondes), et de cet intervalle la fréquence instantanée des battements du cœur par minute (BPM $= 60/RR$).

Nettoyage des données issues de l'expérimentation Les enregistrements provenant du BIOPAC sont exportés et traités en **Python**. Le prétraitement des données se fait en trois étapes principales :

1. **Inspection et exclusion de segments très bruités**, identifiés à partir de l'analyse des tracés ECG.
2. **Détection des pics R**, en fonction de leurs intervalles et de leurs amplitudes.
3. **Nettoyage des valeurs aberrantes**.

L'inspection visuelle est indispensable car certaines mesures présentent des périodes ponctuellement très bruitées, pouvant provenir d'artefacts de mouvement du poisson, de bruit électromagnétique extérieur (pompe et divers moteurs présents sur site) ou même d'un mauvais positionnement des électrodes d'ECG, ce qui conduit à la mesure d'un signal extrêmement faible.

Le second traitement est la recherche des pics R du signal ECG. Pour cela, on s'appuie sur la morphologie ECG standard (P–QRS–T, cf. figure 3.11). L'information qui nous intéresse ici est l'intervalle RR.

La recherche de ces pics est conditionnée par un intervalle minimum (0,5 s,valeur en dessous de laquelle ce n'est physiologiquement pas possible pour le poisson) et un intervalle d'amplitude afin d'écarter les autres pics P et T, ainsi que les éventuels artefact acquis par le BIOPAC.

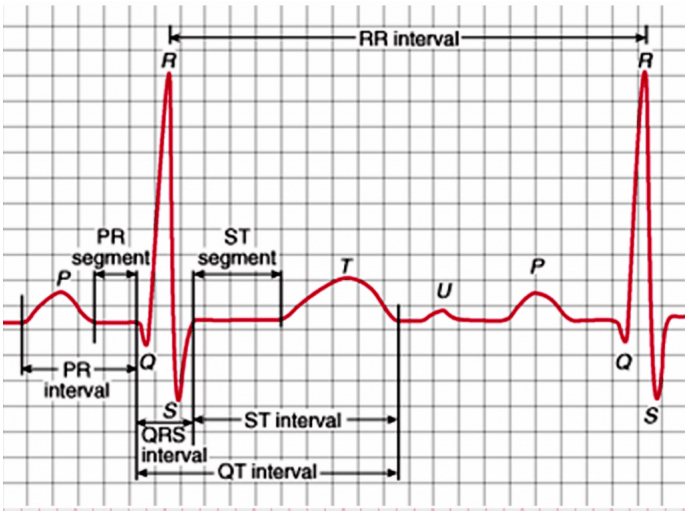


FIGURE 3.11 – Exemple des différentes composantes du tracé ECG (source : www.avf-biomedical.com)

La fréquence cardiaque (BPM) est dérivée de la série d'intervalles RR nettoyée en calculant BPM $= 60/RR$.

À partir de là, un dernier filtre est appliqué pour éliminer les valeurs aberrantes, en utilisant la méthode de détection d'outliers basée sur l'interquartile. Une valeur est considérée comme aberrante si elle se situe en dehors de l'intervalle : $Q1 - 1.5 \cdot IQR$, $Q3 + 1.5 \cdot IQR$

Une fois ces points identifiés, ils sont retirés de l'analyse, ce qui permet de réduire l'impact de valeurs extrêmes non représentatives (bruit de mesure, erreurs expérimentales ponctuelles) sur les résultats.

Analyse sous forme de Boxplot Un boxplot (ou diagramme en boîte à moustaches) est une représentation descriptive qui permet de résumer la distribution d'un jeu de données numériques. Il met en évidence les valeurs centrales et la dispersion à partir de cinq indicateurs principaux : la médiane, le premier et le troisième quartile (Q_1 et Q_3), ainsi que les valeurs minimale et maximale (hors valeurs aberrantes). La boîte représente l'intervalle interquartile (IQR $= Q_3 - Q_1$), qui contient 50 % des données. Les « moustaches » s'étendent généralement jusqu'à 1,5 × IQR au-delà de Q_1 et Q_3, et les points situés en dehors de cette plage sont considérés comme des valeurs atypiques (outliers). Ce type de graphique facilite la comparaison de plusieurs distributions en mettant en évidence leur tendance centrale, leur dispersion et la présence éventuelle d'outliers.

Les boxplots présentés (agrégés et stratifiés par poisson, par condition de fréquence et de vitesse) synthétisent la distribution des BPM calculés à partir des intervalles RR (contrôle qualité préalable, exclusion des artefacts). Dans l'ensemble, les médianes en phase de stimulation restent très proches de celles en phase de repos immédiatement consécutive, et les IQR (dispersion intra-phase) sont comparables. Visuellement, on ne décèle ni déplacement systématique du centre des distributions, ni élargissement reproductible de la variabilité sous stimulation. Cette lecture qualitative est cohérente avec l'hypothèse d'absence d'effet chronotrope aigu de la stimulation dans la plage d'intensités testée.

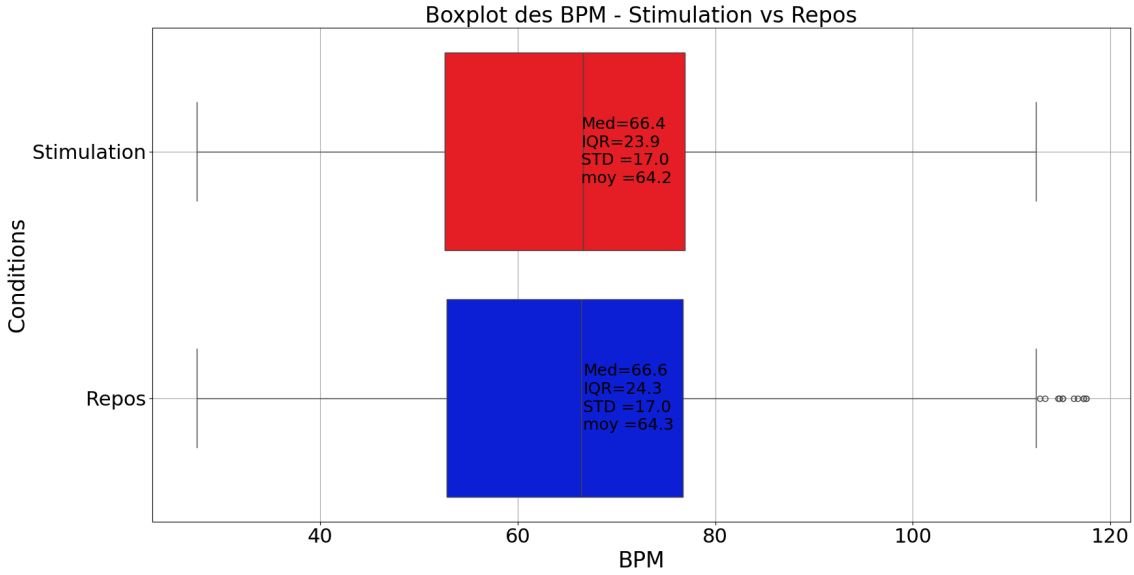


FIGURE 3.12 – Boxplot de l'ensemble des données regroupées et séparées entre stimulation et repos

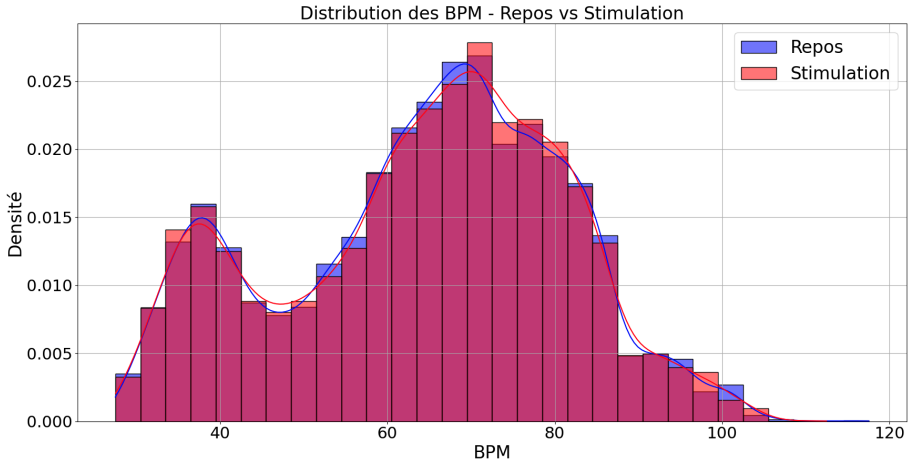


FIGURE 3.13 – Histogramme des BPM agrégés (tous poissons et conditions), séparés entre repos et stimulation

La figure 3.12 agrège l'ensemble des phases de test de tous les poissons. On distingue uniquement les phases de stimulation et de repos. Les médianes sont proches, ($\tilde{m}_{\text{stim}} = 66,4$ BPM vs $\tilde{m}_{\text{repos}} = 66,6$ BPM), et les IQR comparables ($23,9$ vs $24,3$ BPM). Il n'y a donc pas de déplacement systématique de la fréquence cardiaque dû à la stimulation lorsque toutes les situations sont regroupées. Un effet de moyennage des BPM reste possible puisque tous les poissons sont intégrés, mais cela fournit une vision générale et un degré de confiance sur la similitude entre stimulations et repos, et donc sur le non-impact du courant sur le poisson.

La figure 3.13 reprend les mêmes données que précédemment mais sous forme d'histogramme. Cela permet de visualiser rapidement la distribution. On peut noter que celle-ci est multimodale, ce qui est normal car il s'agit d'une agrégation de plusieurs poissons, à différentes vitesses de nage. La principale information est que la distribution en stimulation est très proche de celle du repos (fortement recouvrante),

Tableau 3.5 – Statistiques descriptives agrégées (Stimulation Vs Repos

	Médiane	Moyenne	Écart-type	IQR
Stimulation (BPM)	66,4	64,2	17,0	23,9
Repos (BPM)	66,6	64,3	17,0	23,3
Δ (%)	0,3	0,1	0,2	1,5

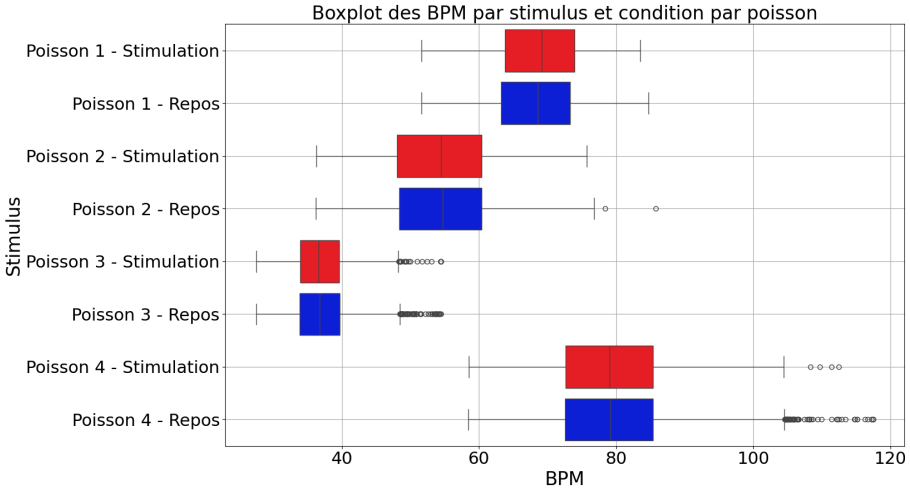


Figure 3.14 – Boxplot de l'ensemble des données pour chaque poisson, séparées entre stimulation et repos

ce qui conforte l'absence d'effet notable de la stimulation sur le poisson.

Le tableau 3.5 présente un extrait des données statistiques issues des boxplots de la figure 3.12. On remarque que les valeurs sont extrêmement proches les unes des autres. La différence entre stimulation et repos est très faible, de l'ordre du pourcentage.

En dissociant les données par individu (figure 3.14), on observe une hétérogénéité de base attendue (différences de médianes et de dispersion entre poissons), liée à des facteurs biologiques (gabarit, état physiologique) ou techniques (positionnement précis des électrodes). La proximité des médianes entre repos et stimulation se maintient au niveau de l'individu. On note toutefois des variations marquées entre individus, ce qui s'explique par la variabilité physiologique naturelle entre les poissons.

La figure 3.15 illustre les histogrammes correspondant au boxplot précédent (figure 3.14), après normalisation par la moyenne de chaque poisson. On note, là aussi, un fort recouvrement entre stimulation et repos, quel que soit l'individu. Certains poissons (ex. 1 et 4) présentent une distribution multimodale, comme attendu d'après l'histogramme global (figure 3.13).

La figure 3.16 regroupe tous les poissons en distinguant les phases par fréquence et vitesse de nage. L'augmentation de la vitesse induit bien un gradient physiologique comme attendu (BPM plus élevé aux vitesses plus fortes). Pour rappel, V1 : vitesse $=1\,\mathrm{bl\,s^{-1}}$ et V05 : vitesse $=0{,}5\,\mathrm{bl\,s^{-1}}$. Ce comportement est observé pour tous les poissons, sauf le poisson 1, probablement en raison d'un état de stress au moment du test à 500 kHz. À contexte fixé (poisson, vitesse, fréquence), les distributions

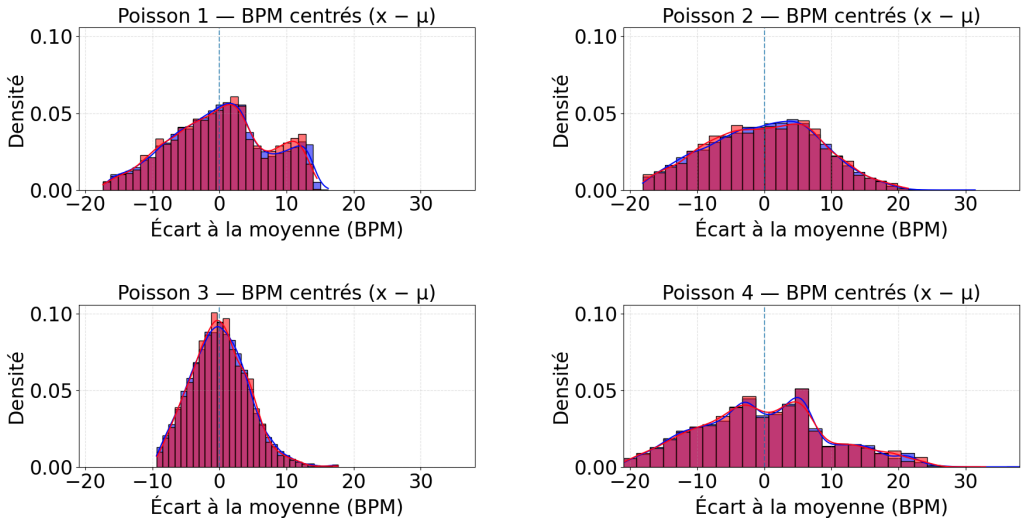


FIGURE 3.15 – Histogrammes des BPM normalisés par individu, séparant stimulation et repos

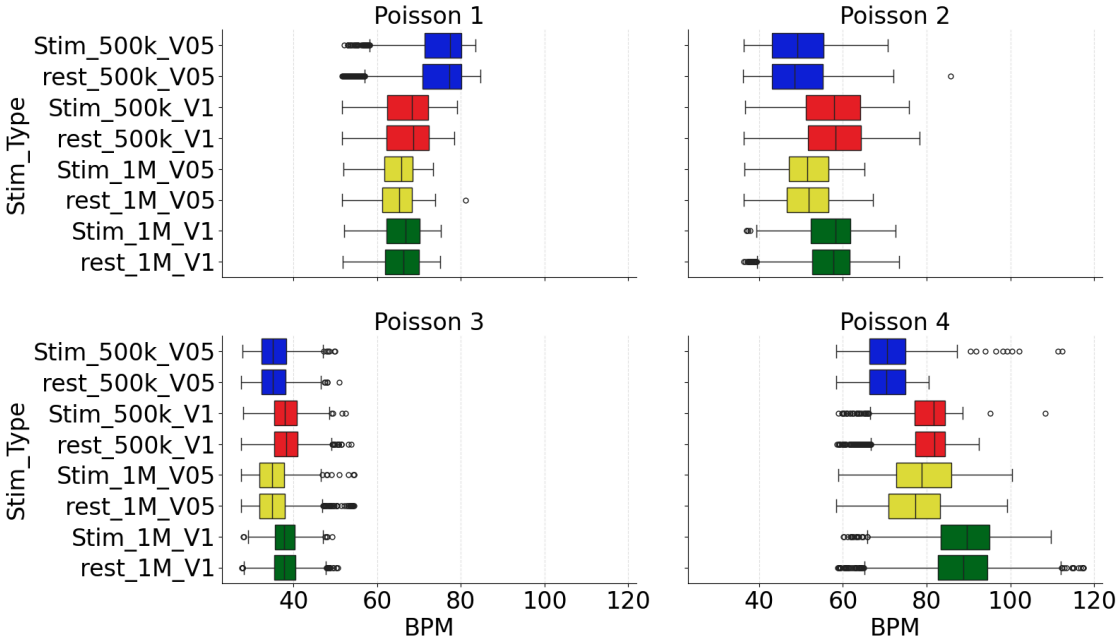


FIGURE 3.16 – Boxplot des données par poisson, fréquence et vitesse de nage, séparant stimulation et repos

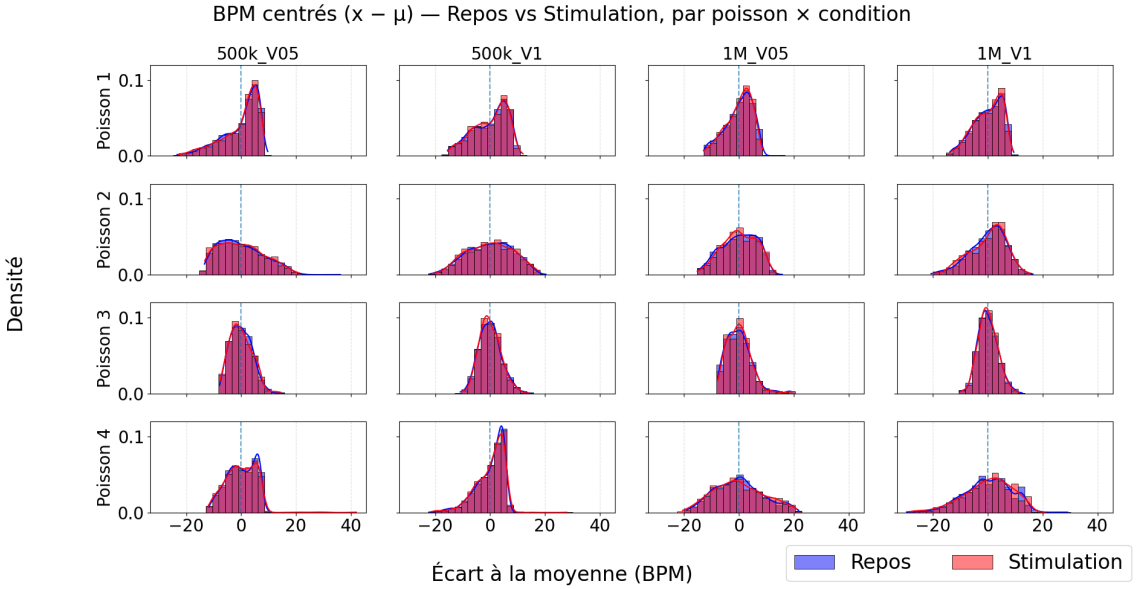


FIGURE 3.17 – Histogrammes des distributions normalisées, regroupées par fréquence et vitesse de nage

repos et stimulation restent proches, sans rapport évident avec la fréquence.

La figure 3.17 présente les histogrammes associés aux boxplots de la figure 3.16. Ces 16 tracés, normalisés par leur moyenne, confirment la forte similarité entre stimulation et repos.

La figure 3.18 montre la différence entre Stimulation et Repos par intensité pour chaque poisson, vitesse et fréquence. Pour chaque intensité de courant testée, la différence entre les médianes stimulation et repos consécutif est représentée. On observe que : (i) la différence n'est pas toujours orientée dans le même sens (parfois stimulation $>$ repos, parfois l'inverse), (ii) son amplitude est aléatoire (elle n'augmente pas avec l'intensité), et (iii) elle reste indépendante de la fréquence ou de la vitesse de nage. Ces variations reflètent donc davantage la variabilité physiologique ou expérimentale que l'effet du courant.

La figure 3.19 représente les médianes en stimulation, par intensité, pour chaque poisson, vitesse et fréquence. La majorité des poissons présentent des médianes relativement stables. Quelques variations ponctuelles apparaissent, mais elles ne se reproduisent pas systématiquement chez les autres poissons ou conditions (fréquence, vitesse). Cela tend à montrer que, dans la plage étudiée (50 µA à 20 mA), l'intensité de la stimulation n'a pas d'impact significatif sur la fréquence cardiaque.

Les boxplots offrent une indication descriptive robuste et convergente, mais ils ne constituent pas une preuve inférentielle. Pour confirmer l'absence d'effet et quantifier un éventuel décalage résiduel (même faible), nous appliquons des tests non paramétriques adaptés à notre plan expérimental. Dans les comparaisons, le test signé de **Wilcoxon** (ou un test de permutation sur les différences appariées) est la référence. Cependant, dans notre contexte, les échantillons ne sont pas normés, présentent des tailles différentes entre la stimulation et le repos, et le test de Wilcoxon (qui est surtout pertinent pour des données appariées) n'est pas adapté. On pourrait alors se tourner vers le test de **Brunner–Münzel**.

Le test de Brunner–Münzel (BM) est un test non paramétrique qui compare deux

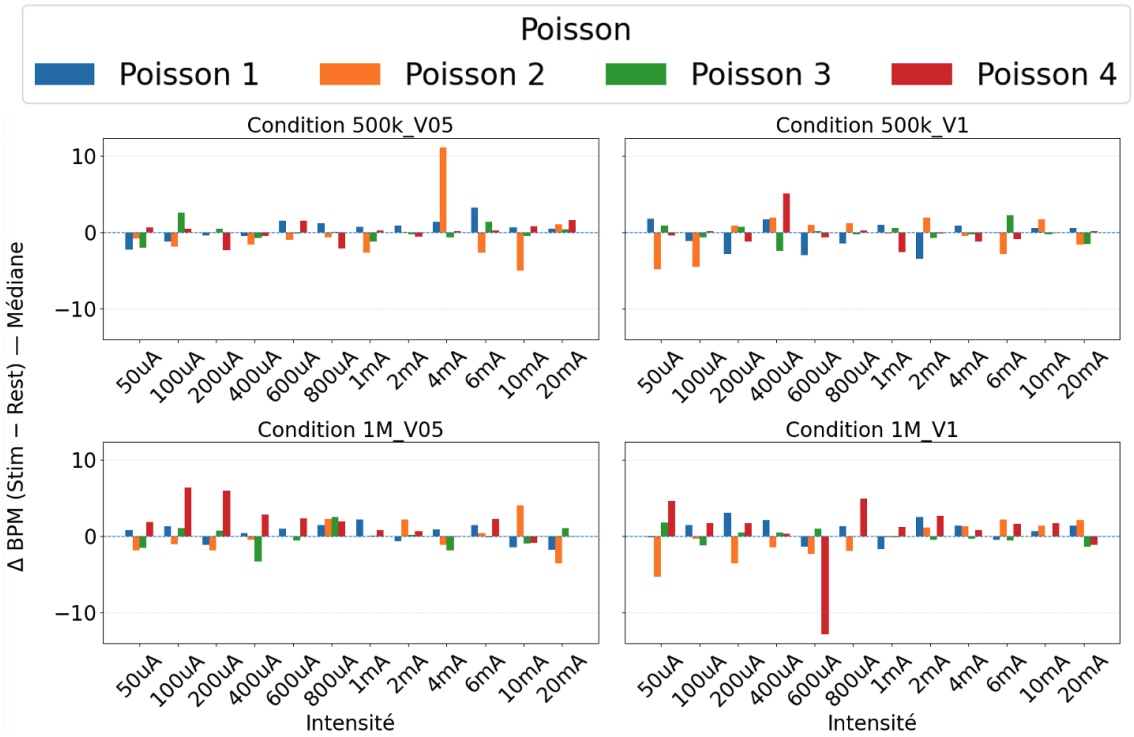


FIGURE 3.18 – Diagramme en bâton de la différence entre Stimulation et Repos par intensité, pour chaque poisson, vitesse et fréquence

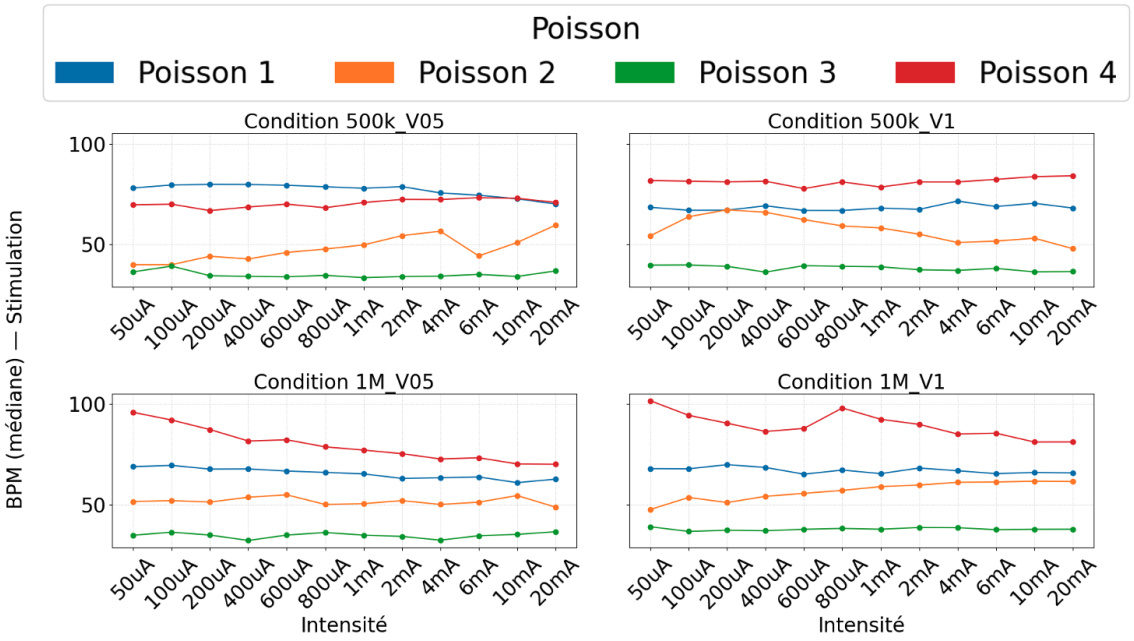


FIGURE 3.19 – Médianes de la fréquence cardiaque en stimulation selon l'intensité, pour chaque poisson, vitesse et fréquence

échantillons indépendants lorsque les distributions peuvent différer en forme et en variance. Il teste l'hypothèse d'égalité stochastique entre deux populations X (p. ex. BPM en stimulation) et Y (BPM au repos), sans supposer l'égalité des variances, à la différence du test de Wilcoxon–Mann–Whitney ([59, 60]).

Le test de Brunner–Münzel cible l'effet non paramétrique :

$$p = \Pr(X < Y) + \tfrac{1}{2}\Pr(X = Y) \tag{3.1}$$

c'est-à-dire la probabilité qu'une observation de X soit inférieure à une observation de Y. Sous égalité stochastique des distributions, $p = 0,5$, ce qui définit l'hypothèse nulle $H_0 : p = 0,5$. Cette quantité coïncide avec le U de Mann-Whitney normalisé. À la différence de Wilcoxon-Mann-Whitney, l'inférence de Brunner-Münzel reste valide sous hétéroscédasticité et différences de formes de distributions [59, 61]

Mais ici encore, le test ne correspond pas à notre cas d'étude. Le principal inconvénient est le nombre d'échantillons qui est très grand. De ce fait, le moindre écart devient très vite significatif et conduit à une p-value extrêmement faible.

Le seul test réellement adapté à notre problématique est le **test d'équivalence TOST** (*two one-sided test*).

Analyse statistique : TOST Contrairement aux approches classiques qui cherchent à détecter une différence significative entre deux ensembles de données, le TOST a pour objectif d'établir que deux distributions sont suffisamment proches l'une de l'autre pour être considérées comme équivalentes à l'intérieur d'un intervalle de tolérance prédéfini $\pm\Delta$. Le principe repose sur la comparaison de la différence entre les moyennes des deux distributions à un intervalle de confiance.

Concrètement, si on note $\bar{x}$ et $\bar{y}$ les moyennes des deux ensembles de données (stimulation et repos), la différence est définie par :

$$d = \bar{x} - \bar{y} \tag{3.2}$$

L'incertitude de cette différence est prise en compte et quantifiée par l'erreur standard SE :

$$SE = \sqrt{\frac{s_x^2}{n_x} + \frac{s_y^2}{n_y}} \tag{3.3}$$

où s_x^2 et s_y^2 sont les variances estimées, et n_x et n_y les tailles d'échantillons. À partir de cette valeur, on détermine un intervalle de confiance pour notre test TOST. Dans le cadre du TOST, on va réaliser deux tests unilatéraux (vérifier que $d > -\Delta$ et que $d < +\Delta$), chacun au niveau α. L'équivalence est démontrée si l'intervalle de confiance bilatéral à $1 - 2\alpha$ est inclus dans les bornes d'équivalence $[-\Delta, +\Delta]$.

$$IC_{95\%} = d \pm t_{1-\alpha,\,\nu} \cdot SE \tag{3.4}$$

où $t_{1-\alpha,\,\nu}$ est la valeur critique de la loi de Student au seuil choisi ($\alpha = 0.025$ dans le cas du 95%) et ν correspond aux degrés de liberté :

TABLEAU 3.6 – Résultats du test TOST avec $\Delta = \pm 3$ BPM

	$500k_V1$	$500k_V05$	$1M_V1$	$1M_V05$
Poisson 1	Réussi	Réussi	Réussi	Réussi
Poisson 2	Réussi	Réussi	Réussi	Réussi
Poisson 3	Réussi	Réussi	Réussi	Réussi
Poisson 4	Réussi	Réussi	Réussi	Réussi

$$\nu \approx \frac{\left(\frac{s_x^2}{n_x} + \frac{s_y^2}{n_y}\right)^2}{\frac{s_x^4}{n_x^2(n_x-1)} + \frac{s_y^4}{n_y^2(n_y-1)}}. \tag{3.5}$$

La condition du TOST est respectée si :

$$IC_{95\%} \subseteq [-\Delta, +\Delta] \tag{3.6}$$

Habituellement, la valeur Δ est définie par un spécialiste du domaine d'application. Dans l'étude de Sandblom [62], effectuée sur des bar commun (ou Loup de mer) **Dicentrarchus labrax**, une variation du rythme cardiaque à une vitesse de nage de $1\,\mathrm{bl\,s^{-1}}$ de $\pm 3BPM$ est observée. Nous nous basons donc sur cette valeur pour réaliser notre test TOST.

Tous les tests TOST menés avec un $\Delta = \pm 3BPM$ ont réussi avec un intervalle de confiance de 95%.

3.4 Conclusion

Les essais réalisés sur le bar n'ont mis en évidence ni effet comportemental, ni perturbation visible des signaux ECG dans la plage testée. On peut donc conclure avec un niveau de confiance de (95%) que l'injection de courant dans la plage étudiée ($50\,\mu\mathrm{A}$ à $20\,\mathrm{mA}$) n'a pas d'impact mesurable sur le poisson. Cette première étape valide l'innocuité du CG aux intensités considérées. Elle ouvre la voie à l'intégration de liaisons galvaniques implantées chez le poisson.

Chapitre 4

Conception d'un récepteur implantable

4.1 Introduction

Depuis la généralisation des objets connectés et du Body Area Network (BAN), la quasi-totalité des liens entre implants et dispositifs portés s'appuie sur des protocoles RF normalisés (Bluetooth, BLE, ZigBee, IEEE 802.15.6, etc) assurant interopérabilité, sécurité et faible coût [63, 64]. Cependant, le bloc radio reste le plus énergivore de la chaîne, et l'antenne représente un encombrement non négligeable pour un dispositif implanté. C'est pourquoi l'intérêt pour le CG est croissant. Cette technique injecte un courant alternatif basse fréquence dans les tissus, le corps sert alors de guide d'onde, le signal reste confiné et aucune antenne n'est requise [46, 45].

4.1.1 Modulations déjà explorées

Les travaux publiés couvrent un large éventail de modulations car, pour rappel, le CG n'est pas standardisé, il n'existe aucun consensus, ni sur la fréquence porteuse, ni sur les techniques de modulation ou encore l'architecture d'un tel système de communication. Chacun de ces travaux présente des caractéristiques spécifiques. Parmi celles-ci, on retrouve les modulations suivantes :

- On-Off Keying (OOK) [65, 66, 67]
- Pulse Position Modulation (PPM) [52]
- Direct Sequence Spread Spectrum Differential Phase Shift Keying (DSSS-DBPSK) [43]
- Frequency Shift Differential Transmission (FSDT) [3]
- Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) [68]
- Binary Phase Shift Keying (BPSK) [44]

Les études comparatives montrent que la modulation OOK est la plus simple en terme de mise en œuvre, mais aussi moins robuste [66], que les modulations QPSK et DPSK qui offrent un meilleur BER au prix d'une complexité et d'une consommation supérieures [68, 43]. Aux vues de ces différentes études, notre choix se porte sur la modulation BPSK qui constitue le meilleur compromis entre robustesse, simplicité de mise en œuvre et performance.

4.1.2 Limites des récepteurs conventionnels

Les techniques de démodulation BPSK, que ce soit pour le CG ou la RF, reposent presque toujours sur une chaîne à conversion analogique [43] :

- Mélangeur (ou multiplicateur) qui multiplie la porteuse reçue par elle-même ou par une réplique locale
- Filtrage chargé d'extraire l'enveloppe Non-Return to Zero (NRZ)
- Boucle à verrouillage de phase (PLL) ou Boucle de Costas destinée à recréer une porteuse locale cohérente
- Comparateur ou détecteur de seuil pour décider de la valeur du bit

Les conséquences de ces solutions sur l'implantabilité sont multiples :

- ❑ Surface : le PCB doit accueillir au minimum un VCO/quartz, un mélangeur large bande, des filtres passifs et un amplificateur faible bruit. Même réalisés en CMS, ces blocs représentent couramment une surface non négligeable de quelque cm^2
- ❑ Énergie : la PLL tire en continu quelques mA (boucle d'asservissement, VCO, buffers), tandis que l'amplificateur faible bruit (LNA) et le mélangeur ajoutent typiquement 2 mA à 5 mA. Pour un système sur batterie ou micro-pile, cette consommation est prohibitive.
- ❑ Bande passante : la plupart des circuits intégrés disponibles ciblent les bandes RF (HF/VHF/UHF). Ils sont donc sur-dimensionnés, voire non fonctionnels, pour une porteuse à 500 kHz : leurs étages d'entrée restent polarisés à haut GBW, ce qui se traduit par un courant statique incompressible.

Nous avons identifié deux circuits du commerce présentant des fonctions de démodulation BPSK. Le premier, l'AD630, nécessite des composants supplémentaires, notamment pour la récupération de la porteuse, ce qui conduit à une augmentation non négligeable de la surface et de la consommation (plusieurs mA). Le second circuit (AD8347) ne fonctionne qu'à partir de quelques centaines de MHz pour une consommation de 64 mA. Cette recherche nous amène à conclure qu'aucun démodulateur BPSK intégré fonctionnant en basse fréquence (500 kHz) n'est disponible dans le commerce.

Cette absence oblige soit à concevoir un ASIC dédié, coûteux et long à mettre au point, soit à assembler une chaîne hétérogène de composants discrets, peu adaptée à une intégration implantable.

Au vu de ces constatations, nous avons fait le choix de développer une solution de type radio logiciel s'appuyant sur un convertisseur analogique-numérique (CAN ou ADC en anglais) basse consommation déjà présent dans la plupart des microcontrôleurs, et sur un traitement logiciel optimisé embarqué présenté dans la section suivante.

4.2 Description de la solution proposée

Pour lever ce verrou, une solution est de remplacer la chaîne analogique par un suréchantillonnage direct du signal après amplification pour un CAN intégré au microcontrôleur, et de procéder au traitement de ce signal de manière entièrement numérique en exploitant la redondance des échantillons.

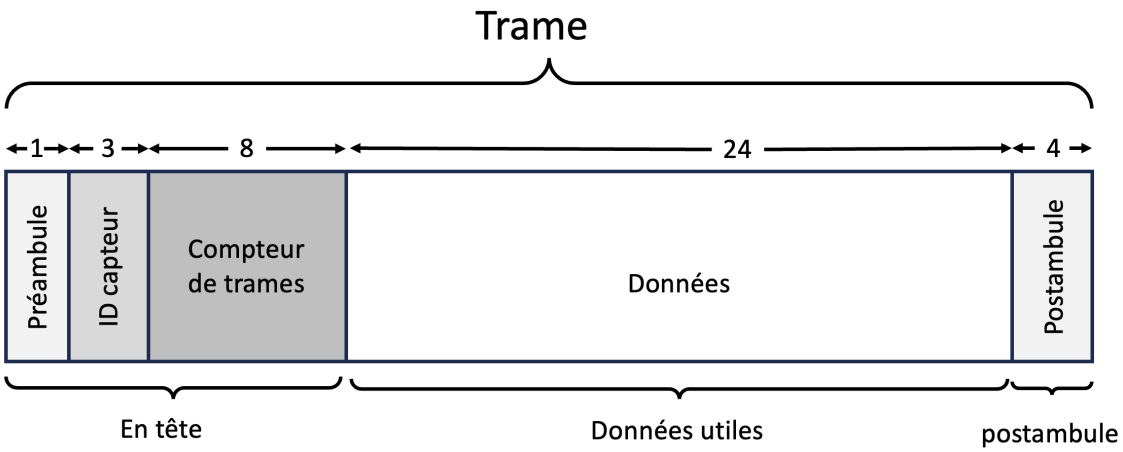


FIGURE 4.1 – Format de communication de la trame.

4.2.1 Définition du format de communication

Le principe de la modulation BPSK consiste à encoder dans le signal modulé l'information en faisant varier la phase de la porteuse sinusoïdale à des instants spécifiques. La phase étant ici limitée à deux valeurs discrètes. Plus précisément, à chaque durée de bit, la phase du signal porteur reste inchangée pour transmettre un '0' logique, tandis qu'elle est décalée de 180° pour transmettre un '1' logique.

Les paramètres principaux d'un signal BPSK sont les suivants :

- La fréquence porteuse, noté F_c,
- La durée d'un bit, noté T_{bit}.

La durée d'un bit est généralement choisie de manière à garantir un nombre entier de périodes de la porteuse (N_{per}) par bit du message, avec $T_{bit} = \frac{N_{per}}{F_c}$.

Pour un réseau de capteurs implanté, les données à transmettre issues de ces capteurs doivent être emballées dans une trame dont le format doit être défini à l'avance. La figure 4.1 présente cette trame, dont les détails sont décrits ci-dessous :

- Le premier champ est un préambule d'un bit, utilisé par l'algorithme de démodulation pour lever l'ambiguïté liée à la phase. Ce préambule est arbitrairement fixé à '1'
- Le deuxième champ contient l'identifiant (ID) du capteur ayant transmis les données
- Le troisième champ indique le nombre de trames constituant le message
- Le quatrième champ correspond à la charge utile (payload) contenant le message proprement dit, avec un maximum de 24 bits
- Le dernier champ est un postambule utilisé par l'algorithme de démodulation pour mettre en œuvre la détection d'erreurs. Ce postambule est fixé à une valeur arbitraire, et sa taille (4 bits) a été choisie de manière à ce que la trame soit composée d'un nombre entier d'octets

Une trame contient donc 40 bits. Le format permet le multi-trames dans le cas où les données du capteur dépassent la taille maximale de la charge utile (24 bits), l'adressage de plusieurs implants, une vérification d'intégrité minimale sans

alourdir la charge de calcul, conditions nécessaires à un implant autonome basse consommation.

4.2.2 Étage d'entrée d'acquisition (rappel du Chapitre 2)

Avant la numérisation et le traitement, le signal est conditionné par l'étage d'entrée analogique, détaillé et caractérisé au chapitre 2 avant d'attaquer le CAN.

Cet étage d'entrée se décompose en deux parties, une amplification différentielle (AD623) et une amplification standard (LT6233-10). Le signal issu de ces amplificateurs est ensuite numérisé par le CAN.

4.2.3 Récepteur à échantillonnage direct avec sur échantillonnage redondant

Les récepteurs BPSK classiques reposent sur une chaîne analogique (mélangeurs, PLL, filtres, détecteurs d'enveloppe, etc), pour abaisser la porteuse à une fréquence intermédiaire (super-hétérodyne) ou directement en bande de base (conversion directe) et effectuer la démodulation.

Une alternative intéressante est l'architecture à échantillonnage direct, illustrée en figure 4.2.a, dans laquelle aucune conversion de fréquence analogique n'est nécessaire. Le signal modulé est directement numérisé par un CAN. La démodulation est ensuite entièrement réalisée dans le domaine numérique à l'aide d'un algorithme dédié exécuté sur une unité de traitement numérique. Cette approche n'est viable que si la fréquence d'échantillonnage F_s du CAN dépasse la fréquence porteuse F_c du signal modulé. Grâce aux progrès récents dans les vitesses d'échantillonnage des CAN, cette architecture est particulièrement adaptée au contexte de la communication par CG, où les signaux utilisés ont des fréquences relativement basses (inférieures au MHz).

Plus précisément, la fréquence d'échantillonnage du CAN est choisie comme un multiple exact de la fréquence porteuse :

$$F_\mathrm{s} = n_\mathrm{spp} \cdot F_\mathrm{c} \quad \text{avec} \quad n_\mathrm{spp} \in \mathbb{N}^* \tag{4.1}$$

avec n_spp qui est le nombre d'échantillons par période de porteuse.

La figure 4.2.b illustre la représentation temporelle du message à transmettre, du signal modulé BPSK et du signal numérisé reçu. Pour un bit donné du message, le nombre total d'échantillons numériques capturés $n_{s/bit}$ est donné par :

$$n_{s/bit} = N_\mathrm{per} \cdot n_\mathrm{spp} = T_\mathrm{bit} \cdot F_\mathrm{s} \tag{4.2}$$

Tous ces échantillons numériques représentent la même information, c'est-à-dire la valeur logique du bit du message. Cette redondance sera exploitée par l'algorithme de traitement pour : (i) se passer d'un mécanisme de verrouillage de phase, et (ii) effectuer la démodulation tout en intégrant un mécanisme de détection d'erreur, comme détaillé dans la section suivante.

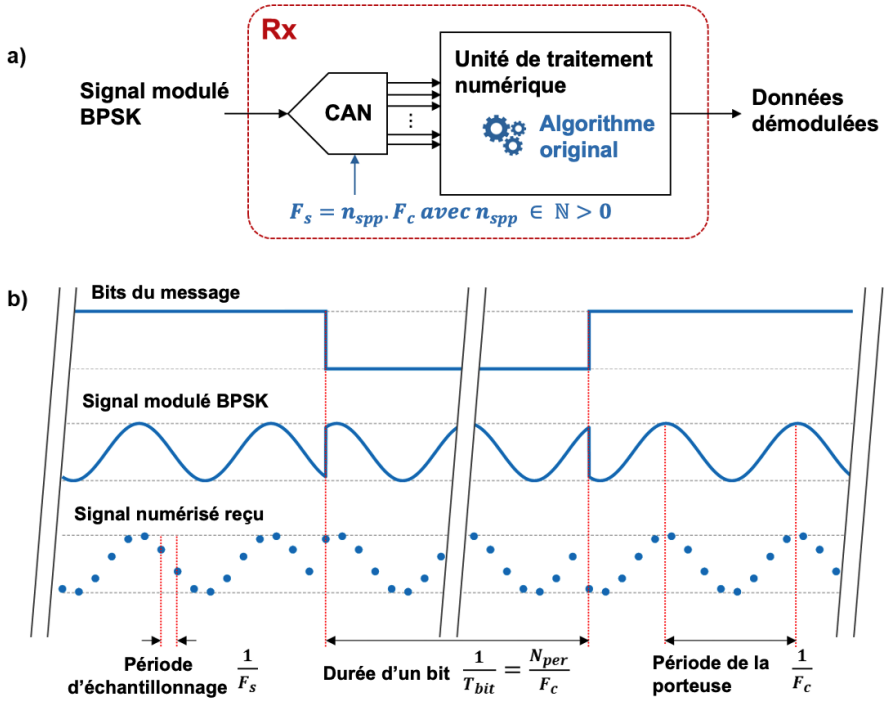


FIGURE 4.2 – Principe de la solution proposée. a) architecture à échantillonnage direct avec suréchantillonnage redondant, b) illustration du signal numérisé reçu.

4.3 Algorithme de traitement numérique

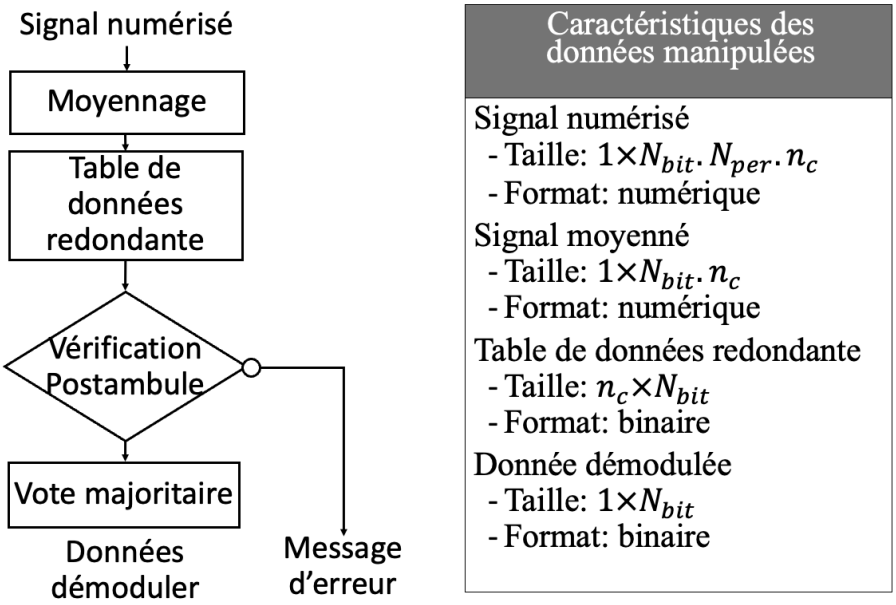


FIGURE 4.3 – Organigramme de l'algorithme de traitement numérique et caractéristiques des données manipulées

L'organigramme de l'algorithme de traitement numérique développé est présenté en figure 4.3. Il se compose de quatre étapes principales, détaillées ci-dessous.

4.3.1 Moyennage

La première étape vise à réduire le bruit présent dans le signal numérisé reçu, en exploitant la redondance introduite par le fait que plusieurs périodes de la porteuse sont utilisées pour encoder chaque bit du message. Dans le cadre de suréchantillonnage redondant, seul n_{spp} échantillons uniques sont effectivement collectés parmi les N_{per} périodes associées à chaque bit du message, les échantillons collectés pendant les périodes suivantes étant simplement des répétitions de ceux de la première période.

L'idée est donc de tirer parti de cette répétition pour réduire le bruit en calculant, pour chaque bit, la valeur moyenne $\overline{s}[n]$ des échantillons redondants :

$$\overline{s}[n] = \frac{1}{N_{\text{per}}} \sum_{m=0}^{N_{\text{per}}-1} s[n - m \cdot n_{\text{spp}}] \tag{4.3}$$

où m est l'indice de la période parmi les N_{per} périodes par bit, et n est l'indice de l'échantillon.

L'intérêt de ce moyennage est multiple :

- Réduction du bruit : l'addition cohérente des N_{per} répliques élève le rapport signal bruit d'un facteur $\sqrt{N_{\text{per}}}$.
- Allègement de la charge de calcul : la série d'échantillons est ramenée de N_{per} à 1 période par bit avec n_{spp} points par période.
- Conservation de l'information : la phase relative qui permet de différencier les bits est préservée, condition indispensable pour la démodulation

Ainsi, après l'étape de moyennage, chaque bit est représenté par une unique période équivalente de n_{spp} échantillons, prêt à être traité par la suite de l'algorithme.

4.3.2 Construction de la table de redondance

D'un point de vue théorique, une démodulation directe pourrait être réalisée dès l'étape du moyennage à partir d'un seul échantillon unique par période équivalente de bit, à condition de connaître la phase du signal reçu. Une solution classique consisterait à mettre en œuvre un mécanisme de récupération de phase (PLL, boucle de Costas, etc.). Cependant, un tel procédé est complexe en calcul et représenterait une surcharge matérielle et énergétique incompatible avec notre objectif d'implantation frugale.

Pour s'en affranchir, nous adoptons un paradigme différent en exploitant la redondance offerte par le sur-échantillonnage. Nous construisons donc une table de redondance de données, qui recense, ligne par ligne, le résultat d'une démodulation directe effectuée sur chacun de ces n_{spp} échantillons uniques. Chaque ligne de cette table représente un candidat potentiel pouvant contenir les données démodulées. La sélection du meilleur candidat est ensuite effectuée dans les étapes suivantes de l'algorithme. Ce processus pallie au fait de ne pas connaître la phase initiale. La construction de cette table est un élément central de cet algorithme de démodulation, et représente une contribution originale, puisqu'à notre connaissance, aucune solution IBC dans la littérature ne repose sur ce principe.

Le processus pratique de construction de la table est illustré en figure 4.4, pour une fréquence d'échantillonnage F_{s} égale à 8 fois la fréquence porteuse F_{c} (i.e. $n_{\text{spp}} =$

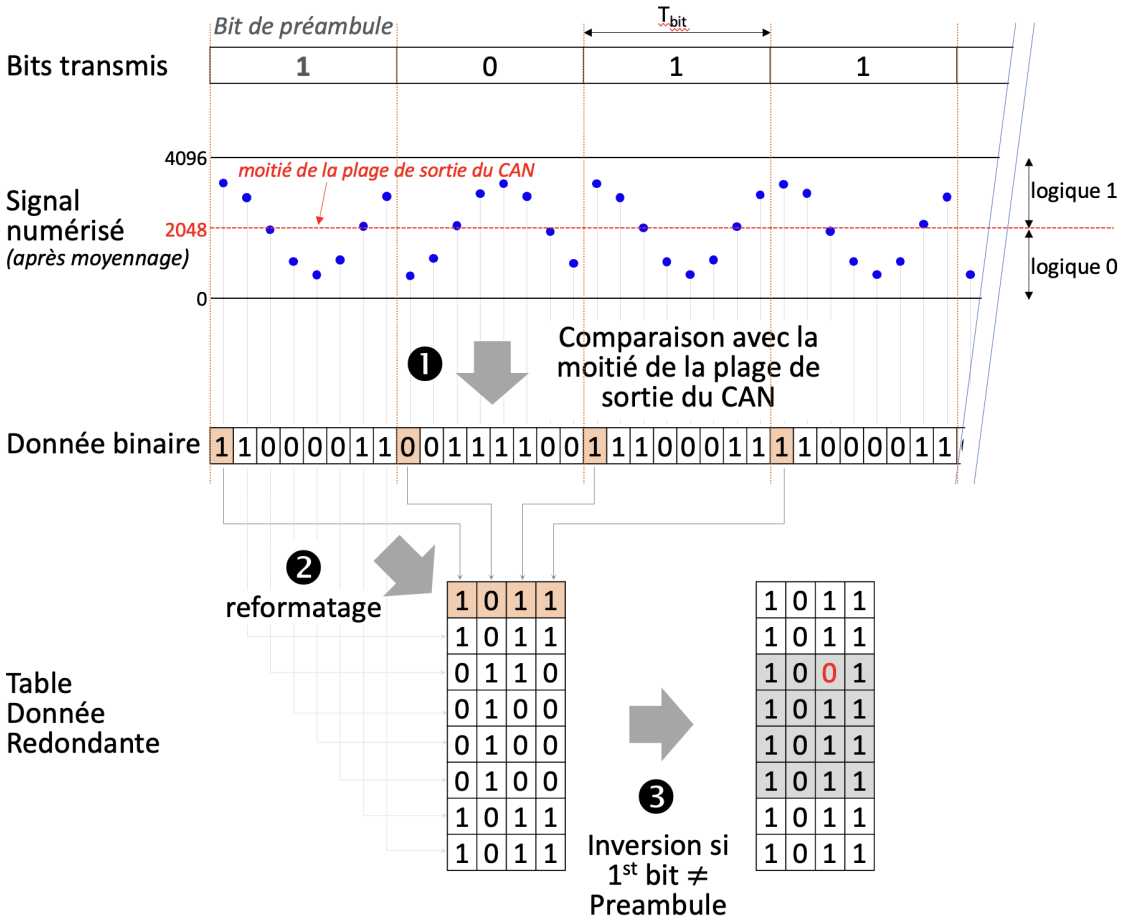


FIGURE 4.4 – Illustration de la construction de la table de redondance de données (n_{spp}=8).

8). Le signal numérisé obtenu après moyennage contient une seule période porteuse par bit, avec n_{spp} échantillons par période, soit n_{spp} échantillon par bit du message.

1. **Conversion du signal numérisé en données binaires**.
   Chaque valeur échantillonnée est comparée à la moitié de la plage de sortie du CAN. Un bit logique '1' est attibué si la valeur est supérieure à ce seuil, sinon '0'.
2. **Remplissage initial de la table redondante**.
   La séquence binaire $1 \times n_{\text{spp}} \cdot N_{bit}$ est reformée en une matrice $n_{\text{spp}} \times N_{bit}$ où chaque ligne correspond a un échantillon unique de la période moyenne. Étant donné que ces échantillons couvrent uniformément une période porteuse, ils correspondent à différentes phase instantanées du signal reçu. La moitié des lignes contient directement les données démodulées, tandis que l'autre moitié correspond au complément à 2 de ces données. A ce stade, la phase initiale du signal n'étant pas connue, il est impossible de discriminer quelle ligne est correcte.
3. **Levée de l'ambiguïté par vérification du préambule**.
   Sachant que le préambule est fixé à '1', toutes les lignes commençant par un bit '0' sont inversées. Cette opération permet de s'affranchir de la synchronisation du signal avec une porteuse.

A l'issue de ce processus, dans le cas idéal d'un signal parfait, toutes les lignes de la table redondante (i.e. tous les candidats) contiennent les mêmes données démodulées. En pratique, le signal reçu est affecté par des imperfections susceptibles d'introduire des erreurs, en particulier pour les échantillons dont la valeur est proche de la moitié de la plage du CAN. C'est le cas, dans l'exemple de la figure 4.4, pour les $3^{\text{ème}}$ et $7^{\text{ème}}$ échantillons de chaque période. Ce sont ces échantillons qui sont le plus susceptibles d'être mal interprétés comme un '1' ou un '0', surtout en présence de bruit. A l'inverse, les autres échantillons ont moins de chance d'être mal interprétés. On peut donc s'attendre à ce que la majorité des lignes de la table contiennent les données correctes.

4.3.3 Vérification du postambule

Une fois la table redondante de données construite, l'étape suivante consiste à identifier les candidats manifestement invalides. L'objectif est de réduire l'effort de calcul en éliminant ces candidats le plus tôt possible dans le processus. Pour cela, nous utilisons une technique classique basée sur la vérification du postambule. Concrètement, les 4 derniers bits de chaque candidat sont comparés au postambule. Lorsqu'il y a une discordance, le candidat est retiré de la table.

À l'issue de ce traitement, tous les candidats restants dans la table ont le même contenu en termes de préambule et de postambule, comme illustré en figure 4.5. Seules les données correspondant au message peuvent différer. Il est à noter que, si tous les candidats sont éliminés, la transmission est considérée comme échouée, et un drapeau d'erreur est levé, comme présenté dans la figure 4.3. Le système peut alors engager une action corrective, par exemple en demandant la retransmission du message.

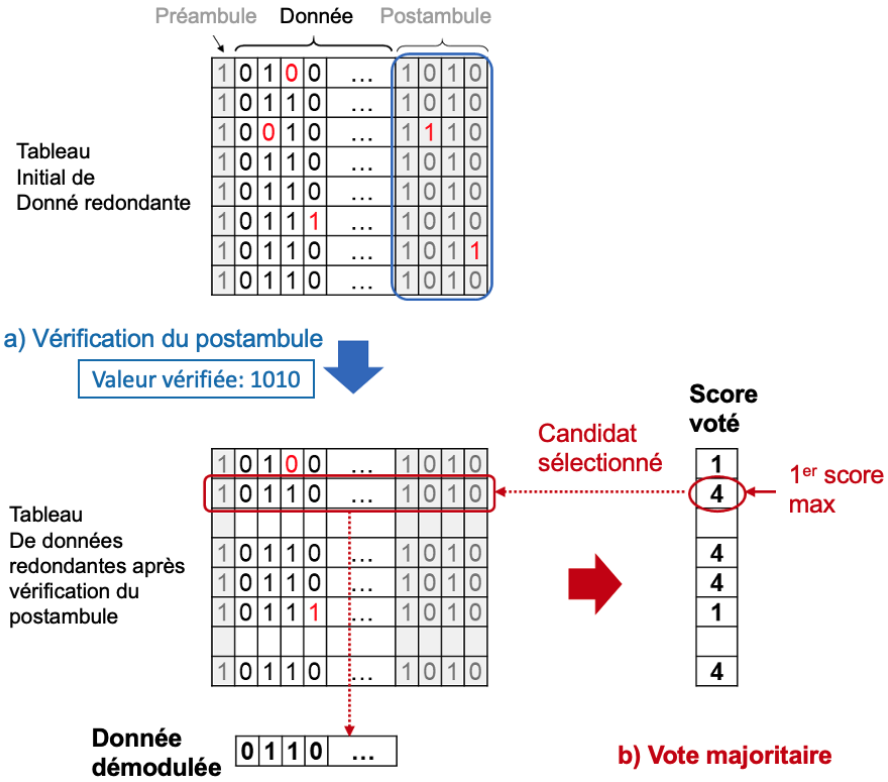


FIGURE 4.5 – Illustration de la sélection du meilleur candidat ($n_{\text{spp}} = 8$). a) Vérification du postambule, b) Vote majoritaire.

4.3.4 Vote majoritaire

Enfin, la dernière étape du processus consiste à sélectionner le meilleur candidat parmi les lignes restantes de la table, c'est-à-dire celui qui est le plus susceptible de contenir les données démodulées correctes. Pour cela, nous utilisons un vote majoritaire, une technique couramment employée qui repose sur la comparaison du contenu des différents candidats.

Concrètement, un score de vote est associé à chaque candidat, avec une valeur initiale fixée à 1. Les candidats sont ensuite comparés deux à deux : si leurs données sont identiques, leur score est augmenté de 1 ; sinon, il reste inchangé. Ce processus est répété jusqu'à ce que toutes les comparaisons aient été effectuées. Les scores finaux reflètent un vote majoritaire, dans lequel les candidats ayant le score le plus élevé sont considérés comme les plus fiables.

Le candidat sélectionné est le premier candidat de la table ayant le score maximal, comme illustré en figure 4.5.

4.4 Évaluation des performances

Dans cette section, les performances de la solution proposée sont évaluées par simulation. Plus précisément, le taux d'erreur binaire (BER) est calculé en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) du signal reçu, avec une attention particulière portée à la contribution des différentes étapes de l'algorithme de post-traitement à

la performance globale de la solution. Les performances de la solution proposée sont également comparées à celles d'une démodulation BPSK conventionnelle.

4.4.1 Configuration du banc de simulations

Le banc de simulation a été développé en Python et suit les étapes suivantes :

- Génération d'un message binaire aléatoire $\{b_n\}$ de taille N_{bytes} (à l'exception des bits de préambule et de postambule, qui sont fixés à des valeurs constantes)
- Encodage du message en un signal BPSK idéal
- Ajout d'un bruit aléatoire d'amplitude donnée
- Numérisation du signal résultant
- Application de l'algorithme de démodulation numérique

Classiquement, un signal BPSK est décrit comme une onde sinusoïdale dont la déviation de phase instantanée commute entre deux valeurs discrètes séparées de 180° (π), en fonction des données binaires à transmettre :

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cdot \cos(2\pi F_c t + \phi_0 + \phi(t)) \\ avec\ \phi(t) &= \begin{cases} 0, & \text{si } b_n = 0 \\ \pi, & \text{si } b_n = 1 \end{cases} \end{aligned} \tag{4.4}$$

Où A est l'amplitude du signal, F_c est la fréquence de la porteuse sinusoïdale, ϕ_0 est la phase initiale, $\phi(t)$ est la déviation de phase instantanée qui peut prendre uniquement deux valeurs discrètes selon les données binaires b_n à transmettre.

Une formulation alternative est donnée par :

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cdot d(t) \cdot \cos(2\pi F_c t + \phi_0) \\ avec\ d(t) &= \begin{cases} +1, & \text{si } b_n = 0 \\ -1, & \text{si } b_n = 1 \end{cases} \end{aligned} \tag{4.5}$$

où $d(t)$ est le signal codé NRZ correspondant aux bits aléatoires b_n du message. C'est cette formulation qui est utilisée dans la simulation, avec une phase initiale aléatoire.

Pour simuler des conditions de transmission réalistes, un bruit gaussien $(n(t))$ est ajouté au signal :

$$s_{\text{bruit}}(t) = s(t) + n(t) \tag{4.6}$$

où le bruit $(n(t))$ est modélisé comme un processus gaussien aléatoire à moyenne nulle et de variance (σ^2).

Le rapport signal sur bruit (SNR) du signal est contrôlé en ajustant l'écart type du bruit σ selon :

$$\sigma = \frac{A/\sqrt{2}}{10^{\text{SNR}/20}}. \tag{4.7}$$

Le signal est ensuite numérisé par un convertisseur analogique-numérique (CAN). Cette étape comprend deux sous-processus :

- Échantillonnage à la fréquence F_s
- Quantification

Dans toutes les simulations, un modèle de CAN parfait avec une résolution de 12 bits est utilisé.

Enfin, le signal numérisé est traité par l'algorithme afin d'extraire les données démodulées. Ces dernières sont ensuite comparées au message original encodé dans le signal BPSK, et le nombre de bits erronés est enregistré.

Il est important de noter que la redondance introduite par le suréchantillonnage est exploitée par deux mécanismes distincts dans l'algorithme : la vérification du postambule et le vote majoritaire. Afin d'évaluer la contribution de chacun de ces mécanismes à la robustesse globale de l'algorithme, des versions partielles ont également été implémentées :

- Démodulation direct après moyennage : dans cette version, seules les étapes 1 et 2 sont appliquées. Les données démodulées sont obtenues en sélectionnant la première ligne de la table redondante. Cela correspond à une démodulation directe effectuée immédiatement après le moyennage, sans considération de la phase du signal. Cette version dégradée est désignée par D (démodulation Directe) dans la suite de l'article.
- Démodulation basée uniquement sur la vérification du postambule : ici, l'algorithme est arrêté après l'étape 3. Les données démodulées sont obtenues en sélectionnant le premier candidat valide après vérification du postambule. Cette version dégradée est désignée par P (vérification Postambule seul).
- Démodulation basé uniquement sur le vote majoritaire : dans cette version, l'étape 3 (postambule) est ignorée. Les données démodulées sont obtenues en sélectionnant le premier candidat ayant le score de vote le plus élevé, sans vérification du postambule. Cette version dégradée est désignée par V (Vote majoritaire seul).

Pour comparaison avec ces versions dégradées, la version complète de l'algorithme proposé est désignée par C (version Complète) dans la suite de l'article.

4.4.2 Résultats

Les simulations ont été réalisées en utilisant les paramètres listés dans la tableau 4.1. Afin d'évaluer la robustesse de la solution proposée dans différentes conditions, plusieurs niveaux de bruit ont été injectés, avec des valeurs de SNR comprises entre $-10\,\mathrm{dB}$ et $10\,\mathrm{dB}$. L'imprécision de la fréquence porteuse et de la fréquence d'échantillonnage a également été prise en compte, car le bon fonctionnement de l'algorithme repose sur un sur échantillonnage par un multiple exact de la fréquence porteuse. Cette imprécision dépend évidemment des caractéristiques des composants utilisés pour l'implémentation matérielle, aussi bien côté émetteur que récepteur. Les quartz classiques présentent une tolérance fréquentielle allant de quelques dizaines à une centaine de ppm ; certains modèles spécifiques permettent d'atteindre quelques

ppm, mais sont plus coûteux. Dans nos expérimentations, deux tolérances fréquentielles ont été considérées : 20 ppm et 100 ppm. Dans le pire des cas, cela conduit à une déviation sur la valeur de n_{spp} de 40 ppm et 200 ppm (le double de la tolérance, car les écarts peuvent venir à la fois de l'émetteur et du récepteur). Cette déviation a été modélisée dans la simulation comme une erreur de fréquence d'échantillonnage ΔF_s.

Tableau 4.1 – Paramètres de Simulation

Caractéristiques de la trame	Fréquence du signal	500 kHz
	Nombre de périodes /bit	$N_{\text{per}} = 30$
	longueur de la trames	$N_{\text{bytes}} = 5$
Caractéristiques Rx	Facteur de Suréchantillonnage	$n_{\text{spp}} = 8$ ($F_s = 4\,\text{MHz}$)
	Déviation fréquence	$\Delta F_s = 40ppm \vert 200ppm$
Conditions de simulation	Niveau de bruit	SNR de 10 dB à -10 dB
	Nombre de trames	$N_{frames} = 250,000$
	Phase initiale aléatoire	$0 < \phi_0 < 2\pi$

Pour la simulation, 250 000 trames aléatoires ont été générées pour chaque valeur de SNR et pour les deux niveaux de déviation fréquentielle considérés. Les résultats sont synthétisés dans la figure 4.6, qui présente l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) calculé sur l'ensemble des trames (soit 10 Mbit) en fonction du SNR, pour les différentes versions de l'algorithme et les deux conditions de déviation ΔF_s.

Plusieurs observations peuvent être tirées de ces résultats. Comme attendu, ils montrent que la démodulation directe, sans considération de la phase du signal, n'est pas une option viable. En effet, même dans le meilleur des cas (SNR = 10 dB et ΔF_s = 40 ppm), le BER reste supérieur à 4×10^{-1}.

À l'inverse, les résultats montrent que l'algorithme proposé offre d'excellentes performances sur une large plage de SNR, en particulier si le rapport de suréchantillonnage est correctement réglé. En effet, pour une déviation ΔF_s de 40 ppm, aucune erreur n'a été relevée jusqu'à un SNR de 0 dB, et une seule erreur a été observée pour un SNR de -5 dB, correspondant à un BER de 1×10^{-7}. Il est à noter que, dans ce cas, le principal mécanisme garantissant cette robustesse est le vote majoritaire, car le seul contrôle du postambule ne permet d'atteindre qu'un BER de l'ordre de 1×10^{-2} à -5 dB.

Lorsque la précision du rapport de suréchantillonnage diminue, les performances du vote majoritaire se dégradent, tandis que celles du contrôle du postambule restent globalement inchangées. La combinaison des deux étapes permet d'améliorer significativement les performances. Par exemple, avec une déviation ΔF_s de 200 ppm

et un SNR de -5 dB, leur combinaison permet d'atteindre un BER de $2{,}4 \times 10^{-4}$, alors que l'utilisation isolée de chacun de ces mécanismes donne un BER avoisinant 1×10^{-2}.

De même, cette combinaison permet d'obtenir un BER de $3{,}5 \times 10^{-5}$ à 0 dB et de $1{,}2 \times 10^{-6}$ à 5 dB, alors que le recours à un seul des deux mécanismes se limite à des BER respectifs de $2{,}8 \times 10^{-3}$ et $5{,}6 \times 10^{-4}$.

De manière générale, ces résultats mettent en évidence que le contrôle du postambule et le vote majoritaire sont deux mécanismes complémentaires, dont la combinaison constitue un élément essentiel pour garantir une forte robustesse, même en cas de déviation du rapport de suréchantillonnage.

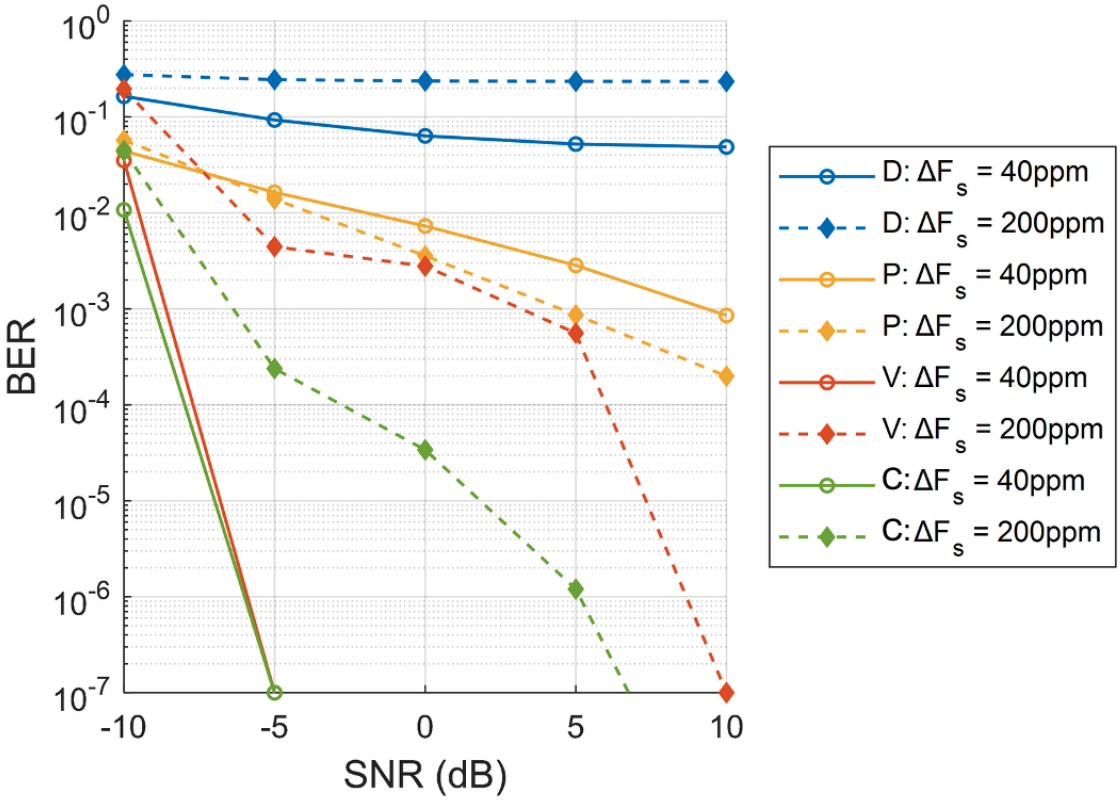


FIGURE 4.6 – BER vs SNR pour deux conditions de ΔF_s et différentes versions de l'algorithme (D : démodulation Directe, P : vérification Postambule seul, V : Vote majoritaire seul, C : version Complète).

4.4.3 Comparaison avec la démodulation conventionnel

L'architecture conventionnelle pour la démodulation BPSK repose sur un détecteur cohérent de type corrélation [5]. Comme illustré en figure 4.7, elle comprend trois blocs principaux : un multiplicateur, un intégrateur et un détecteur à seuil. La condition essentielle pour utiliser ce type de récepteur cohérent est que le signal de référence utilisé lors de l'étape de multiplication soit synchronisé en fréquence et en phase avec la porteuse. Cela est généralement réalisé à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) ou d'une boucle de Costas.

Afin de comparer les performances de l'algorithme numérique proposé avec la technique de démodulation conventionnelle, un modèle idéal de récepteur cohérent

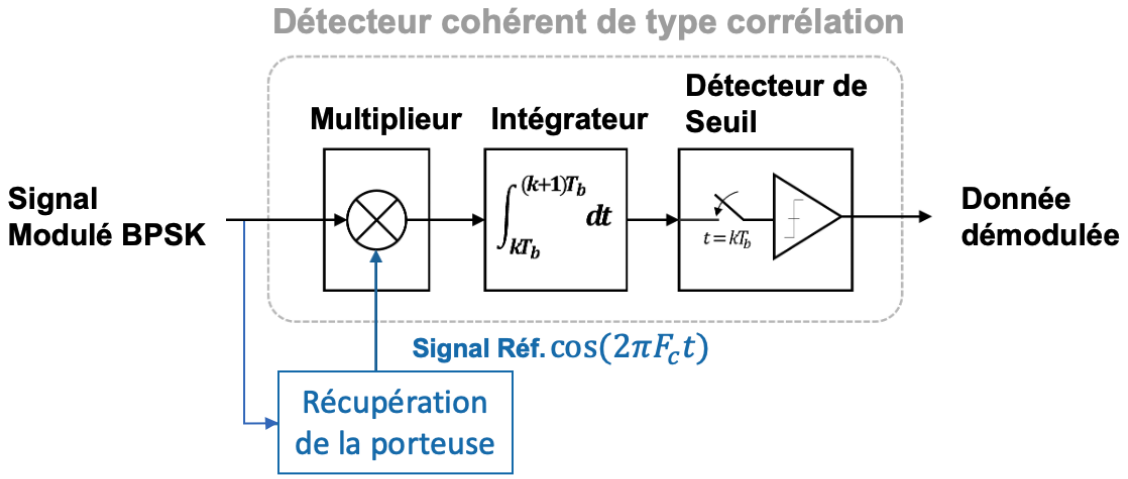


FIGURE 4.7 – Architecture conventionnelle pour la démodulation BPSK.

a été implémenté en Python, en supposant une synchronisation parfaite. Des simulations ont été réalisées sur des trames aléatoires, en faisant varier le niveau de bruit blanc gaussien additif injecté dans le signal reçu.

Les résultats sont présentés en figure 4.8. Ils montrent clairement que la solution proposée surpasse la technique conventionnelle, avec une réduction significative du BER, quel que soit le niveau de bruit dans le signal reçu.

Avec une déviation fréquentielle de $\Delta F_s = 200$ ppm, une réduction d'au moins trois décades est observée pour des signaux ayant un SNR compris entre 5 dB et -5 dB. Avec $\Delta F_s = 40$ ppm, la réduction atteint plus de six décades. Ces résultats soulignent également l'importance d'assurer une bonne précision dans le réglage de la fréquence porteuse côté émetteur et de la fréquence d'échantillonnage côté récepteur. Toutefois, il convient de noter que cette exigence de précision n'est pas contraignante et peut être facilement satisfaite en utilisant des quartz courants.

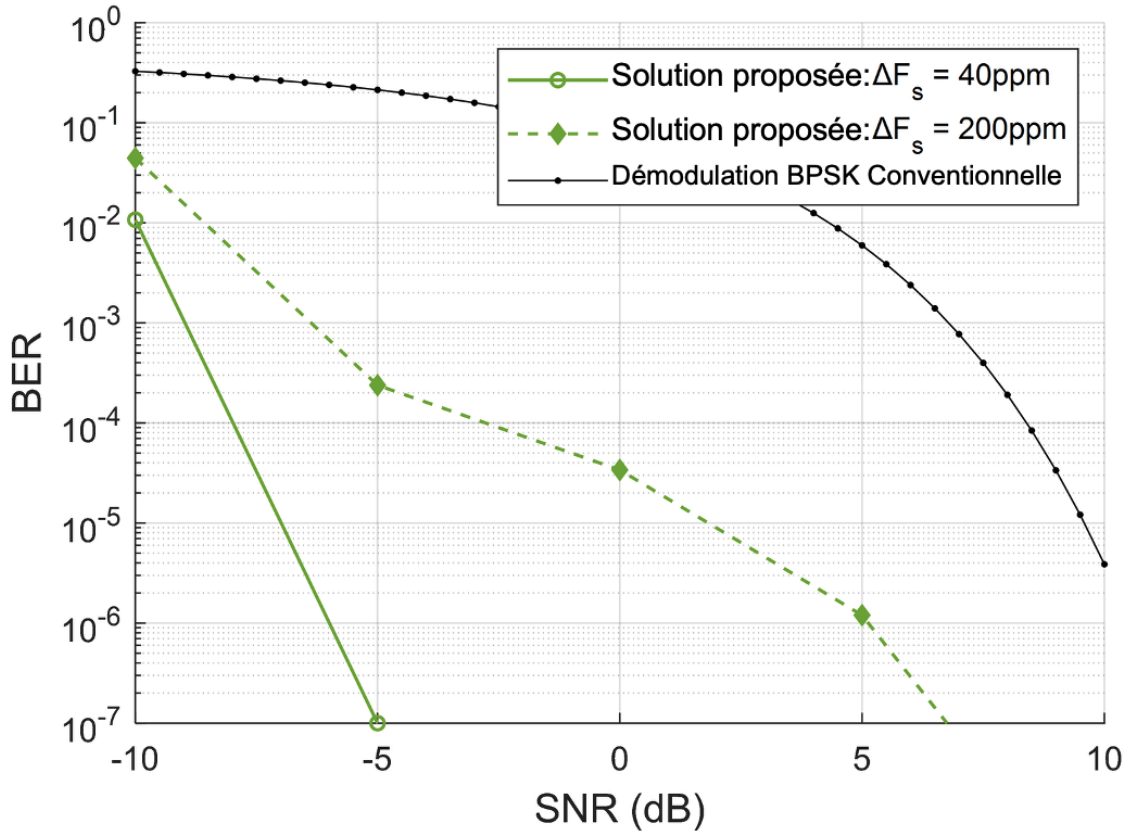


FIGURE 4.8 – Comparaison du BER entre la démodulation BPSK conventionnelle [5] et la solution numérique proposée.

4.5 Analyse de la sensibilité de chacun des paramètres

Dans cette section, nous analysons la sensibilité de la version complète de l'algorithme au format de trame et aux caractéristiques du récepteur. Plus précisément, nous étudions comment les performances en termes de BER sont impactées par le nombre de périodes porteuses N_{per} utilisées pour encoder un bit, par la longueur de la trame N_{bytes}, ainsi que par la valeur du facteur de suréchantillonnage n_{spp}. Les simulations ont été réalisées en faisant varier un seul paramètre à la fois (tous les autres paramètres étant fixés à leur valeur de référence définie dans le Tableau 4.1). Sauf mention contraire, les résultats sont présentés pour trois valeurs de SNR (-5 dB, 0 dB et 5 dB) et une seule condition de déviation fréquentielle ($\Delta F_s = 200$ ppm), cette dernière étant la moins contraignante d'un point de vue d'implémentation matérielle.

4.5.1 Sensibilité de la longueur de la trame N_{bytes}

Comme évoqué ci-dessus (section 4.2.1) le format de communication choisi est de 5 octets, ce qui permet de gérer des messages contenant jusqu'à 3 octets en transmission mono-trames et jusqu'à 768 octets en transmission multi-trames. Ce

format a été défini pour couvrir un large éventail d'applications. Toutefois, il peut être intéressant d'adapter la longueur de trame à une application spécifique.

Prenons, par exemple, le cas d'une application dans laquelle un capteur doit transmettre un message de 8 octets. Avec le format initial, une transmission sur 3 trames est nécessaire. Comme chaque trame contient une en-tête et une terminaison, la quantité de données utiles (bits de message) est inférieure à la quantité totale de données à transmettre. En étendant la longueur de trame à 10 octets, il est possible de transmettre le message avec une seule trame pour cette application, ce qui améliore l'efficacité en termes de débit utile (nombre de bits de message transmis par seconde). Dans ce cas précis, le débit utile passe de $9{,}5\,\mathrm{kbit\,s^{-1}}$ à $13{,}3\,\mathrm{kbit\,s^{-1}}$. Il est donc pertinent d'étudier comment la performance de l'algorithme proposé est impactée par la longueur de trame, afin de déterminer si son adaptation à un contexte spécifique constitue une option viable.

La figure 4.9 montre l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) en fonction de la longueur de trame, pour trois niveaux de bruit différents dans le signal reçu. Ces résultats montrent une dégradation du BER à mesure que la longueur de trame augmente, quel que soit le niveau de bruit. Par exemple, dans le cas d'un SNR de 5 dB avec $\Delta F_s = 200$ ppm, doubler la longueur de trame de 5 à 10 octets entraîne une augmentation du BER de $1{,}2 \times 10^{-6}$ à 4×10^{-1}, soit une dégradation de plus de 5 décades.

Cette dégradation est une conséquence directe de l'augmentation de la durée du signal, donnée par :

$$Signal_duration = \frac{8N_{\text{bytes}} \cdot N_{\text{per}}}{F_c} \tag{4.8}$$

En effet, une imprécision dans le réglage de la fréquence d'échantillonnage (différence d'un multiple exact de la fréquence porteuse) introduit une légère dérive dans les échantillons collectés. Cette dérive s'accumule au fil du temps et devient plus marquée pour les échantillons capturés en fin de signal. L'augmentation de la durée du signal accentue donc l'impact de cette imprécision fréquentielle. En d'autres termes, plus la durée du signal est longue, plus l'impact négatif de la déviation de fréquence sur le BER est important.

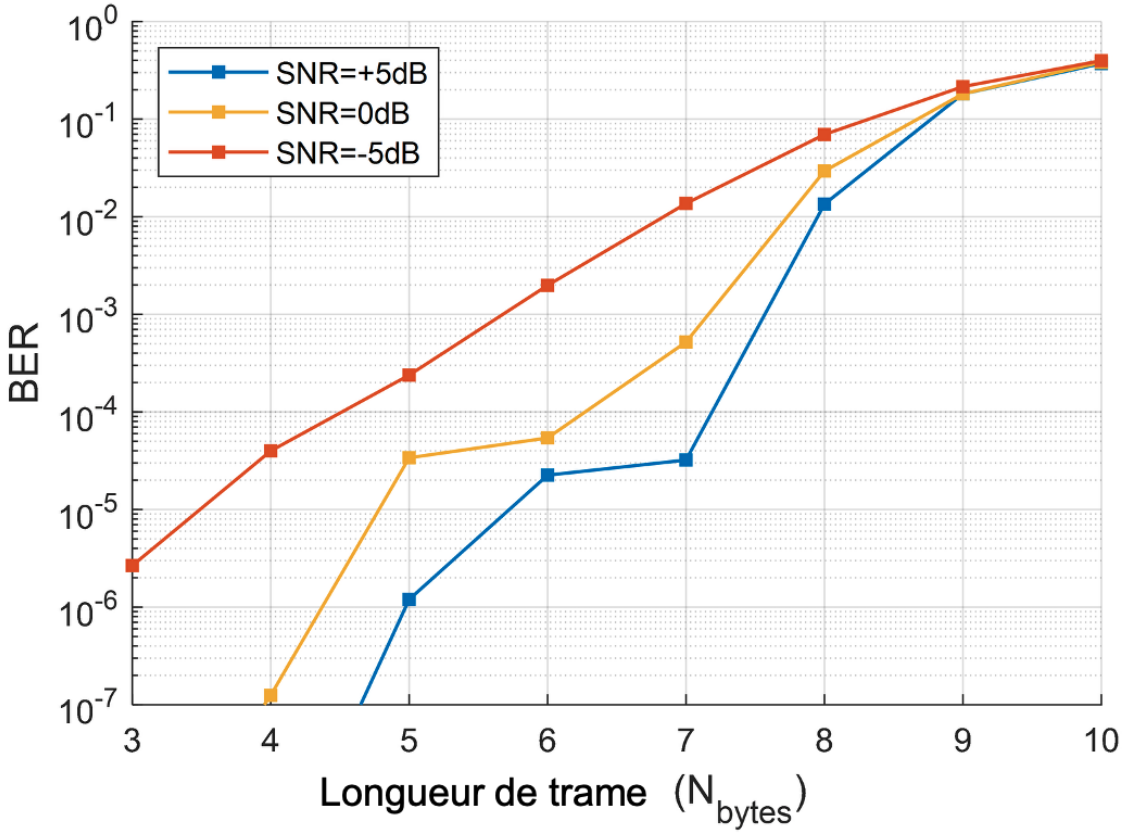


FIGURE 4.9 – Évolution du BER en fonction de la longueur de trame pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 200$ppm, $N_{\text{per}} = 30$ et $n_{\text{spp}} = 8$.

Notons que ces résultats ont été obtenus en considérant une déviation de fréquence relativement importante ($\Delta F_s = 200$ ppm), ce qui correspond à l'utilisation de quartz avec une tolérance de 100 ppm pour le contrôle des fréquences porteuses et d'échantillonnage côté émetteur et récepteur. Une solution envisageable pour permettre l'augmentation de la longueur de trame tout en maintenant une bonne robustesse est d'utiliser des quartz à plus faible tolérance, voire même l'utilisation d'oscillateurs à quartz compensés en température (TCXO) ou encore des oscillateurs contrôlés en tension (VCXO). Notez cependant que l'utilisation de tels composants entraînera une consommation plus élevée du système (quelque mA). Pour illustrer ce point, des simulations supplémentaires ont été réalisées pour une trame de 10 octets, en faisant varier la valeur de ΔF_s. Les résultats sont présentés en figure 4.10. Une forte réduction du BER est observée lorsque la déviation fréquentielle diminue. Par exemple, un BER inférieur à 1×10^{-6} est obtenu pour $\Delta F_s = 40$ ppm (c'est-à-dire avec des quartz à 20 ppm de tolérance), même dans un contexte fortement bruité avec un SNR de -5 dB.

Ces résultats démontrent que l'algorithme proposé est capable de traiter efficacement différentes longueurs de trame avec une grande robustesse, à condition que les fréquences porteuse et d'échantillonnage soient réglées avec une précision suffisante.

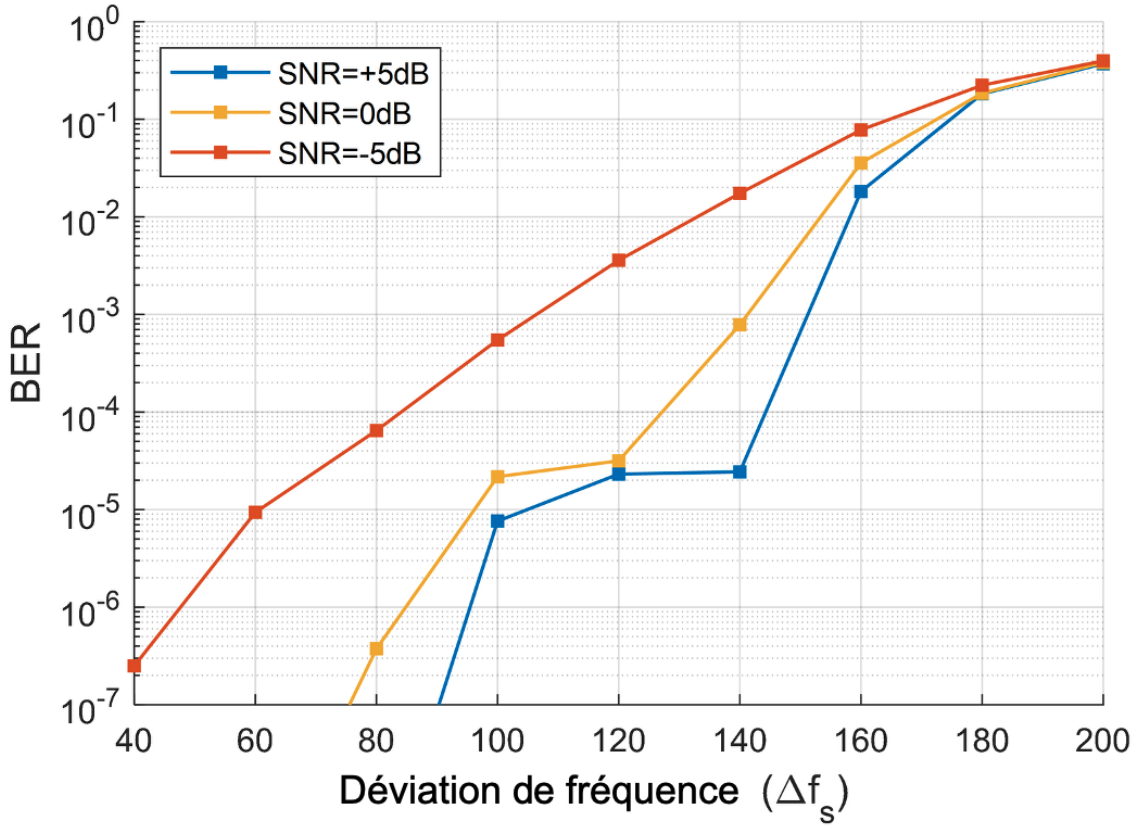


FIGURE 4.10 – Évolution du BER en fonction de la déviation de fréquence pour trois valeurs de SNR, avec $N_{\text{bytes}} = 10$, $N_{\text{per}} = 30$ et $n_{\text{spp}} = 8$.

4.5.2 Sensibilité au nombre de périodes de la porteuse par bit N_{per}

Le nombre de périodes de porteuse utilisé pour encoder chaque bit du message est directement lié au débit binaire, selon :

$$D_{\text{r}} = \frac{1}{T_{\text{bit}}} = \frac{N_{\text{per}}}{F_{\text{c}}} \tag{4.9}$$

Il est donc intéressant d'utiliser un faible nombre de périodes de porteuse par bit afin d'augmenter le débit binaire. Réduire le nombre de périodes de porteuse par bit a également un effet bénéfique sur la consommation d'énergie en diminuant la durée du signal. Cependant, l'utilisation d'une faible valeur de N_{per} réduit l'efficacité de la première étape de l'algorithme (réduction du bruit par un facteur $\sqrt{N_{\text{per}}}$ grâce au moyennage des échantillons redondants), ce qui peut entraîner une dégradation des performances en termes de taux d'erreur binaire (BER).

La figure 4.11 présente l'évolution du BER en fonction du nombre de périodes de porteuse par bit, pour trois niveaux de bruit différents dans le signal reçu et une déviation fréquentielle fixée à $\Delta F_s = 200$ ppm. Ces résultats démontrent l'importance de l'étape du moyennage dans l'algorithme de démodulation. En effet, avec $N_{\text{per}} = 1$, c'est-à-dire sans moyennage, un BER très élevé, de l'ordre de 5×10^{-1}, est

obtenu quel que soit le niveau de bruit. Toutefois, dès que le moyennage est appliqué, le BER diminue, avec une amélioration plus ou moins marquée selon le niveau de bruit du signal reçu. Plus le bruit est faible, plus l'amélioration est significative. Plus précisément :

- Pour un signal modérément bruité (SNR = 5 dB), un BER inférieur à 1×10^{-7} est obtenu avec seulement 4 périodes de porteuse par bit.
- Pour un signal très bruité (SNR = 0 dB), 10 périodes sont nécessaires pour atteindre un BER de 1×10^{-7}.
- Enfin, pour un signal extrêmement bruité (SNR = -5 dB), une amélioration progressive est observée jusqu'à $N_{\text{per}} = 22$, au-delà duquel le BER se détériore à nouveau.

Ce comportement s'explique par l'augmentation de la durée du signal. En effet, au-delà d'une certaine durée, l'impact négatif de la déviation fréquentielle devient prédominant et annule le bénéfice apporté par le moyennage. Cet effet est également observable, bien que dans une moindre mesure, pour les signaux moins bruités.

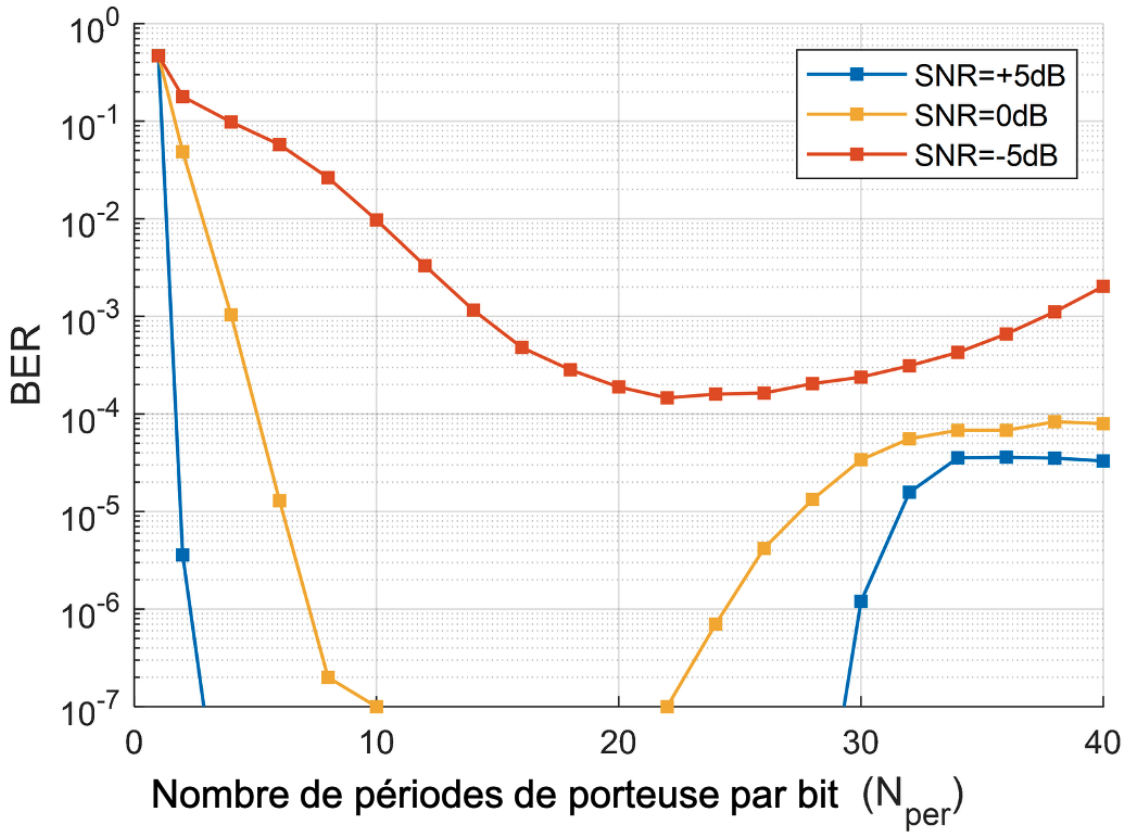


FIGURE 4.11 – Évolution du BER en fonction du nombre de périodes de porteuse par bit, pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 200$ ppm, $n_{\text{spp}} = 8$.

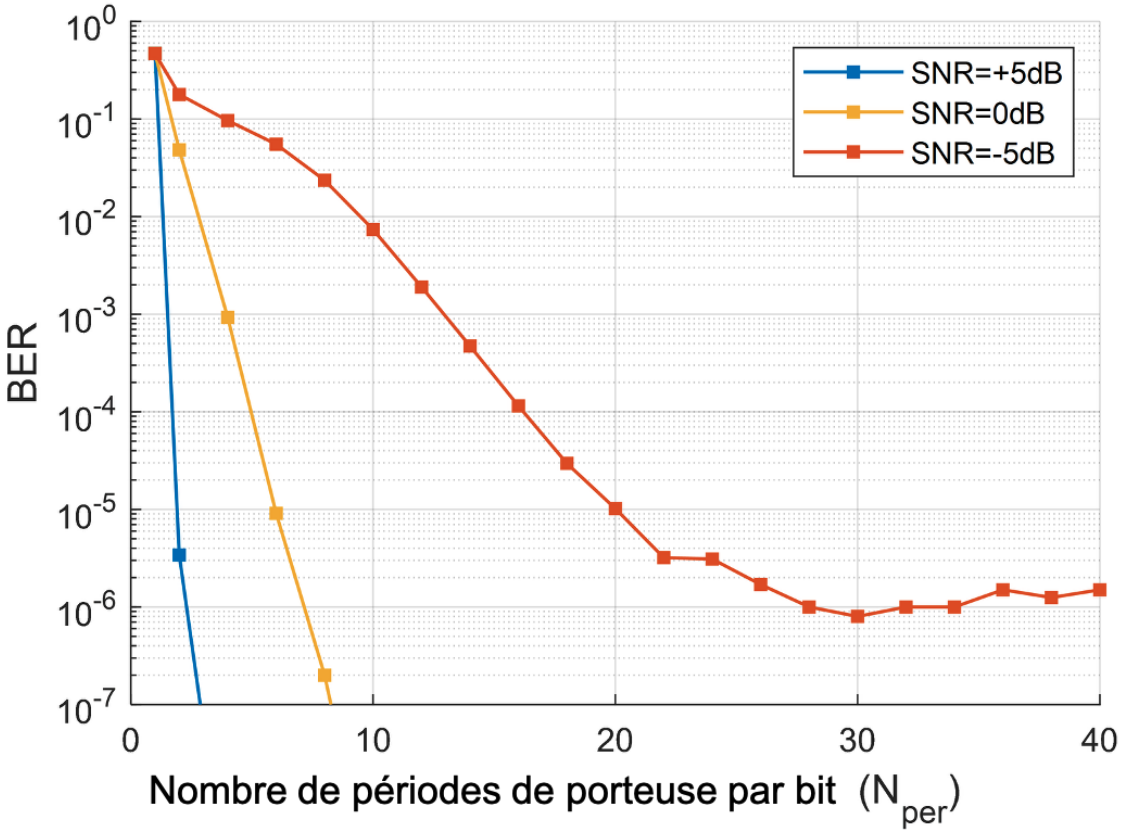


FIGURE 4.12 – Évolution du BER en fonction du nombre de périodes de porteuse par bit, pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 100$ ppm, $n_{\text{spp}} = 8$.

Le point d'inflexion à partir duquel l'effet négatif de la déviation fréquentielle annule le bénéfice du moyennage dépend directement de la précision des fréquences de porteuse et d'échantillonnage. Pour illustrer ce point, des simulations supplémentaires ont été réalisées avec une déviation fréquentielle réduite à $\Delta F_s = 100$ ppm. Les résultats, présentés en figure 4.12, montrent que, dans ce cas, le bénéfice du moyennage reste visible jusqu'à $N_{\text{per}} = 30$ pour un signal très bruité (SNR $= -5$ dB), avec un BER aussi bas que 8×10^{-7}. De plus, pour des signaux moins bruités, aucune dégradation du BER n'est observée jusqu'à $N_{\text{per}} = 40$, indiquant que le point où la déviation fréquentielle devient l'effet dominant n'a pas encore été atteint.

4.5.3 Sensibilité au ratio de suréchantillonnage n_{spp}

Le dernier paramètre analysé dans cette étude de sensibilité est la valeur du rapport de suréchantillonnage n_{spp}. Ce paramètre est uniquement lié aux capacités du récepteur et n'a donc aucune influence sur le débit binaire. En revanche, il est susceptible d'avoir un impact sur la robustesse de l'algorithme, dans la mesure où il contrôle le niveau de redondance exploité par celui-ci. Plus précisément, on s'attend à ce que plus le rapport de suréchantillonnage est élevé, meilleure est la robustesse.

La figure 4.13 montre l'évolution du BER en fonction du rapport de suréchantillonnage, pour trois niveaux de bruit différents dans le signal reçu et une déviation

fréquentielle fixée à $\Delta F_s = 200$ ppm. Comme attendu, le BER diminue à mesure que le rapport de suréchantillonnage augmente, quel que soit le niveau de bruit.

Une tendance naturelle pour favoriser la robustesse consisterait à choisir un rapport de suréchantillonnage aussi élevé que possible, en fonction des capacités d'échantillonnage du récepteur. Toutefois, cela a un impact direct sur la consommation énergétique du récepteur. En effet, augmenter le rapport de suréchantillonnage implique non seulement de faire fonctionner le processeur avec une fréquence d'échantillonnage plus élevée, mais également de traiter un volume de données plus important, ce qui augmente la consommation d'énergie globale. De plus, nous arrivons vite aux limites matérielles des processeurs low power (i.e STM32 L4 4 MSPS), ce qui nécessiterait un CAN externe, et donc de la place supplémentaire sur le PCB.

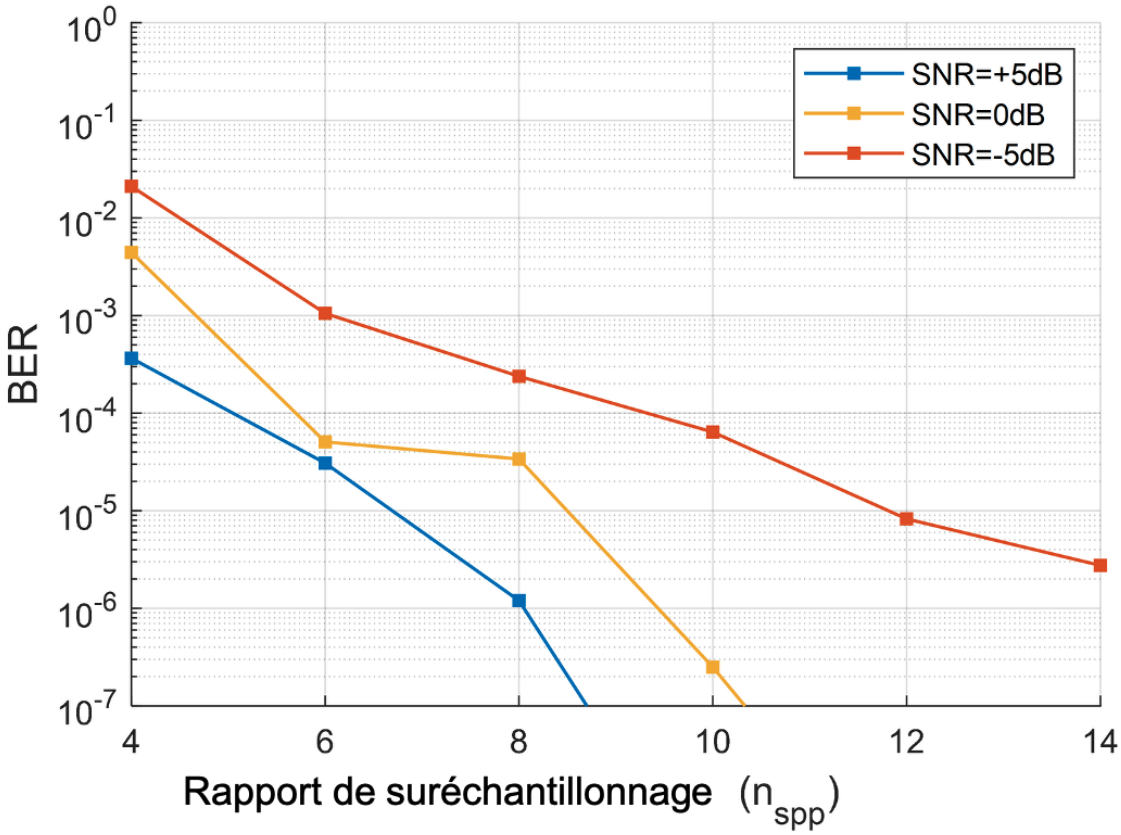


FIGURE 4.13 – Évolution du BER en fonction du rapport de suréchantillonnage pour trois valeurs de SNR, avec $\Delta F_s = 200$ ppm et $N_{\text{per}} = 30$

4.5.4 Synthèse

L'analyse de sensibilité a fourni des informations précieuses sur la manière dont le taux d'erreur binaire (BER) est influencé, sous différents niveaux de SNR, par la longueur de la trame N_{bytes}, le nombre de périodes porteuses par bit N_{per} et le taux de suréchantillonnage n_{spp}. Les principaux enseignements sont discutés ci-après :

- Longueur de la trame N_{bytes} : il existe une relation directe entre la longueur de la trame et le niveau de robustesse atteint pour une précision donnée dans le réglage des fréquences porteuse et d'échantillonnage. En effet, la longueur

N_{bytes} détermine la durée du signal : plus la durée est longue, plus l'algorithme devient sensible à une déviation de fréquence. Dans le format de communication initial, la longueur de trame est limitée à 5 octets, ce qui permet d'assurer une bonne robustesse, même en cas de déviation relativement importante ($\Delta F_s = 200$ ppm). Cependant, si une déviation plus faible peut être garantie, il est envisageable d'augmenter la longueur de trame pour mieux s'adapter aux spécificités d'une application donnée et améliorer le débit utile.

- Nombre de périodes porteuses par bit N_{per} : augmenter N_{per} améliore le BER en renforçant la résilience au bruit grâce à un moyennage plus efficace. Toutefois, cela réduit le débit binaire et augmente la durée du signal, ce qui se traduit par une consommation d'énergie plus élevée. De plus, au-delà d'un certain seuil, l'augmentation de la durée du signal dégrade le BER en raison de l'effet négatif de la déviation de fréquence ΔF_s. Le choix d'une valeur optimale de N_{per} pour une application donnée constitue donc un compromis entre robustesse, débit et consommation.
- Nombre d'échantillons par période porteuse n_{spp} : augmenter n_{spp} améliore le BER en offrant une représentation plus précise du signal et un niveau de redondance plus élevé. En revanche, cela implique un taux d'échantillonnage plus élevé pour le CAN et le traitement d'un volume de données plus important, ce qui augmente la consommation d'énergie du récepteur. En revanche, n_{spp} n'a aucune influence sur le format de trame, et donc aucun impact sur le débit ou la consommation côté émetteur.

De manière générale, l'analyse de sensibilité montre que la solution proposée permet de trouver un compromis entre robustesse, débit et consommation énergétique, selon les contraintes spécifiques à l'application visée. Cependant, dans tous les cas, un réglage précis des fréquences porteuses et d'échantillonnages reste un facteur clé pour garantir une forte robustesse. Une attention particulière doit donc être portée à cet aspect lors de la mise en œuvre matérielle de l'émetteur et du récepteur.

4.6 Validations expérimentales

4.6.1 Expérimentation en environnement contrôlé

L'objectif de cette première expérimentation est de valider le processus de démodulation proposé et d'analyser la sensibilité de l'algorithme aux paramètres clés. La solution proposée est également comparée à d'autres implémentations de l'état de l'art en termes de BER obtenu en fonction du niveau de SNR.

Configurations de mesures

La figure 4.14 illustre l'architecture matérielle utilisée pour la validation expérimentale, qui se compose de trois blocs principaux dédiés à : (i) la génération du signal, (ii) l'injection de bruit, et (iii) la réception et la démodulation du signal. En complément, un PC est utilisé pour transmettre des messages aléatoires à l'émetteur (Tx) et récupérer les données démodulées calculées par le récepteur (Rx).

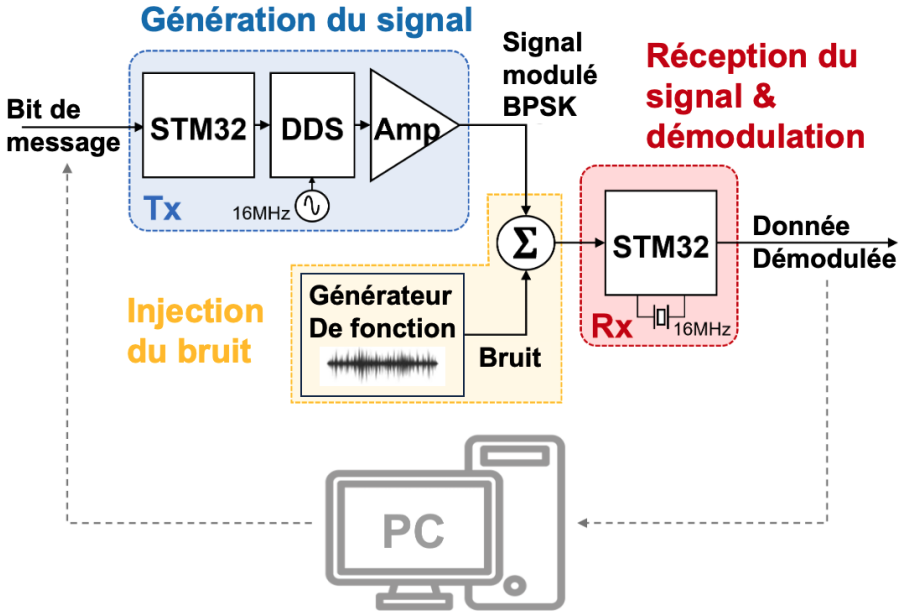


FIGURE 4.14 – Montage expérimental pour la validation matérielle

Le signal modulé en BPSK est généré à l'aide d'un générateur de signal sinusoïdal miniaturisé, introduit au chapitre 2, qui comprend un microcontrôleur, un synthétiseur numérique direct (DDS) et un étage d'amplification. Le microcontrôleur pilote le DDS afin de contrôler le changement de phase de la porteuse analogique en fonction des bits d'un message aléatoire. Le signal est ensuite amplifié pour atteindre une amplitude de 3,2 V. Celui-ci est programmé pour générer un signal aléatoire modulé BPSK avec une fréquence porteuse F_c fixée à 500 kHz et une durée de bit T_b fixée à 60 µs, ce qui correspond à un nombre de période par bit (N_{per}) de 30. Le choix de cette valeur est motivé par les résultats de simulation. En effet $N_{\text{per}} = 30$ est la valeur la plus petite permettant d'obtenir un BER satisfaisant pour des valeurs de SNR basses (cf. figure 4.12). Il convient de noter que le DDS est équipé d'un oscillateur local avec une tolérance de fréquence de 25 ppm, ce qui garantit une bonne précision sur la fréquence porteuse. En revanche, le microcontrôleur n'est pas équipé d'un quartz externe. En conséquence, la durée des bits peut fluctuer d'un bit à l'autre, et le nombre entier de périodes porteuses par bit N_{per} peut ne pas être respecté (la tolérance de fréquence de l'horloge interne du microcontrôleur est de 2 500 ppm [69]).

L'injection de bruit est réalisée à l'aide d'un générateur de fonctions (TTI TG5012A) configuré en mode bruit aléatoire, associé à un amplificateur sommateur non inverseur à pondération égale. Le niveau de bruit injecté est modulé en modifiant l'amplitude du signal délivré par le générateur de fonctions.

Enfin, la réception et le traitement du signal sont directement réalisés par un microcontrôleur. Plus précisément, le signal BPSK modulé et bruité est connecté à une broche GPIO du microcontrôleur. Le signal est numérisé par le CAN avec une fréquence d'échantillonnage F_s fixée à 4 MHz (soit $n_{\text{spp}} = 8$). Les échantillons obtenus sont ensuite traités par l'algorithme de démodulation, puis envoyés à un PC pour une analyse ultérieure. À noter que le microcontrôleur est équipé d'un quartz externe avec une tolérance de fréquence de 10 ppm, garantissant une bonne précision de la fréquence d'échantillonnage. Il est également à noter que, dans un objectif

de validation, les différentes versions de l'algorithme (D : démodulation Directe après moyennage, P : démodulation par vérification du Postambule uniquement, V : démodulation par Vote majoritaire uniquement, et C : version Complète) ont été implémentées.

Le protocole de validation a été réalisé comme suit :

- L'émetteur (Tx) a été programmé pour transmettre des trames de 5 octets contenant des messages aléatoires,
- Le récepteur (Rx) a traité les trames reçues et stocké les données démodulées, ensuite transférées vers un PC,
- Les trames démodulées ont ensuite été comparées aux trames initialement transmises pour calculer le Taux d'Erreur Binaire (BER).

Le processus a été répété pour différents niveaux de bruit injecté.

Résultats de mesures matérielles

Le banc de test expérimental a été utilisé pour calculer le taux d'erreur binaire (BER) obtenu sur 1×10^6 trames (soit un total de 40×10^6 bits démodulés), pour différents niveaux de bruit injecté dans le signal modulé en BPSK. Les résultats sont résumés dans la figure 4.15.

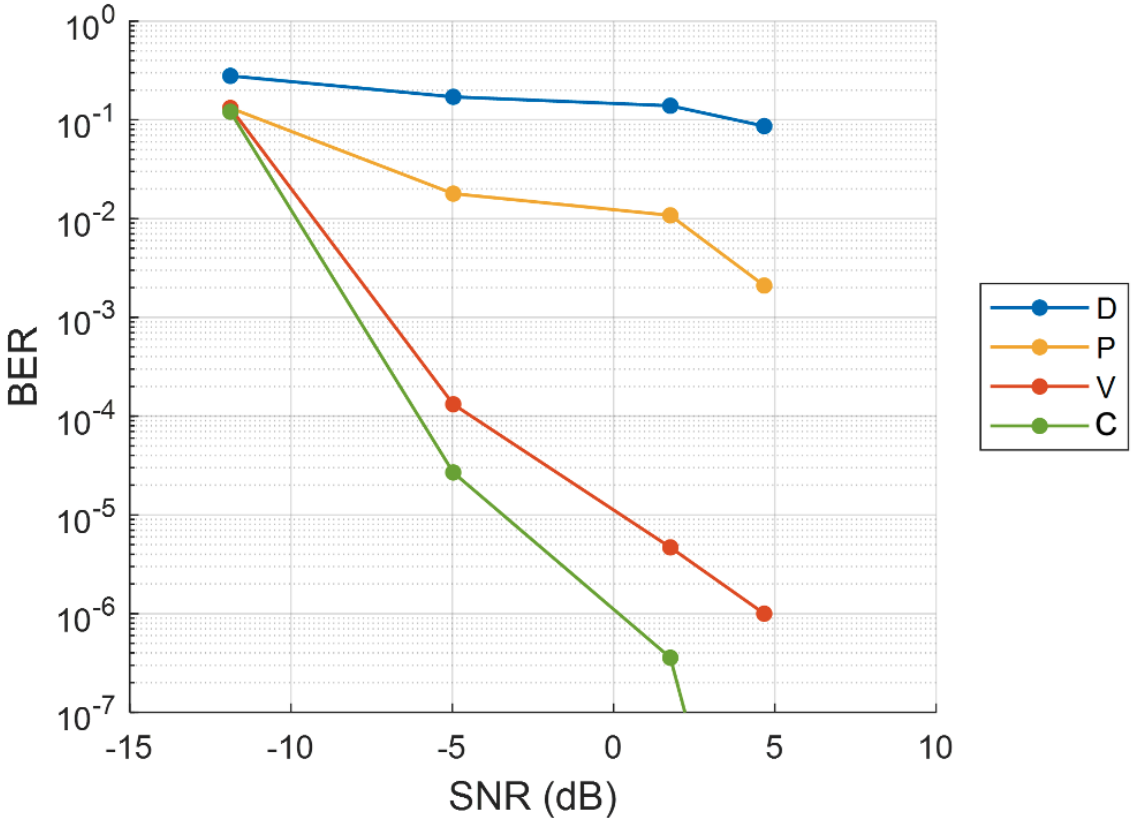


FIGURE 4.15 – Résultats de validation matérielle : BER en fonction du SNR pour quatre versions de l'algorithme (D : démodulation Directe, P : vérification Postambule seule, V : Vote majoritaire seul, C : version Complète).

TABLEAU 4.2 – Comparaison de la solution proposée avec les implémentations de l'état de l'art en termes de BER obtenu pour différents niveaux de SNR

	BER pour SNR =				
	$\sim -5\,\text{dB}$	$\sim 2\,\text{dB}$	$\sim 4\,\text{dB}$	$\sim 6\,\text{dB}$	$\sim 8\,\text{dB}$
modulation OOK [66]	*nd*	*nd*	*nd*	*nd*	$\sim 1 \times 10^{-4}$
modulation BPSK [68]	*nd*	$\sim 4 \times 10^{-1}$	$\sim 2 \times 10^{-1}$	$\sim 6 \times 10^{-5}$	$< 1 \times 10^{-5}$
modulation QPSK [68]	*nd*	$\sim 4 \times 10^{-1}$	$\sim 4 \times 10^{-4}$	$< 1 \times 10^{-5}$	$< 1 \times 10^{-5}$
modulation DPSK [43]	$\sim 7 \times 10^{-5}$	$\sim 4 \times 10^{-5}$	$\sim 1{,}5 \times 10^{-5}$	*nd*	*nd*
modulation DSSS-DPSK [43]	$\sim 1{,}5 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$
modulation 4PPM [52]	*nd*	*nd*	*nd*	*nd*	$\sim 1 \times 10^{-4}$
Ce travail (algorithme original de démodulation BPSK)	$2{,}7 \times 10^{-5}$	$3{,}6 \times 10^{-7}$	$< 2{,}5 \times 10^{-8}$	$< 2{,}5 \times 10^{-8}$	$< 2{,}5 \times 10^{-8}$

nd : non disponible

Le premier commentaire sur ces résultats concerne le bon accord entre les tendances identifiées lors de l'étude de simulation, concernant la contribution des différentes étapes de l'algorithme à la robustesse globale, et les mesures réalisées sur le banc. En effet, quel que soit le niveau de bruit injecté dans le signal BPSK, un BER élevé de l'ordre de 1×10^{-1} est obtenu en effectuant une démodulation directe après moyennage. Il est donc clair qu'une telle solution n'est pas viable. L'exploitation de la redondance permet d'améliorer le BER, l'apport du vote majoritaire étant supérieur à celui de la vérification postambule. La combinaison des deux mécanismes fournit les meilleurs résultats. En particulier, aucune erreur n'est observée pour un signal avec un SNR de 4,67 dB, ce qui correspond à un BER inférieur à $2{,}5 \times 10^{-8}$. Une dégradation progressive est ensuite observée lorsque le niveau de bruit augmente, avec un BER de $3{,}6 \times 10^{-7}$ pour un signal à SNR = 1,76 dB, et de $2{,}7 \times 10^{-5}$ pour un SNR = −4,97 dB.

Un second commentaire est que les résultats sont légèrement en dessous de ce que l'on pouvait attendre de l'étude de simulation (cf. section 4.5). En effet, avec une précision de 25 ppm sur la fréquence porteuse et de 10 ppm sur la fréquence d'échantillonnage, on aurait pu espérer un BER inférieur à 1×10^{-7} pour un SNR allant jusqu'à −5 dB. L'explication de cette légère dégradation vient du fait qu'il n'y a pas de contrôle précis de la durée des bits à la génération. Cet effet, qui n'a pas été modélisé dans l'étude de simulation, a un impact négatif sur les performances de l'algorithme. De meilleurs résultats pourraient être obtenus en équipant le microcontrôleur du générateur d'un quartz.

Les performances de la solution proposée ont été comparées à plusieurs implémentations de communication par GC dans la littérature, pour lesquelles des résultats sont disponibles en termes de BER en fonction du SNR. Il convient de souligner que ces implémentations portent essentiellement sur le schéma de modulation côté émetteur, tandis que la démodulation reste une approche classique. Différents types de modulation ont été utilisés, incluant la plus simple forme d'amplitude (OOK), et principalement des modulations de phase telles que BPSK, QPSK ou DPSK. Une modulation numérique de type PPM a également été explorée, ainsi que les bénéfices de l'utilisation d'un étalement de spectre à séquence directe (DSSS : direct-sequence spread spectrum en anglais) dans le cas de la DPSK. À l'inverse, notre travail se

concentre exclusivement sur le processus de démodulation côté récepteur, en utilisant une modulation BPSK standard côté émetteur. Le tableau 4.2 fournit une comparaison entre notre solution et ces approches de l'état de l'art (les valeurs de BER ont été estimées à partir de graphes pour certaines publications).

En comparant notre algorithme alternatif de démodulation BPSK avec une démodulation BPSK classique, quel que soit le SNR, notre approche montre de meilleures performances avec un gain de plus de trois décades. Il convient de souligner que cette amélioration est obtenue sans nécessiter de synchronisation porteuse, tâche particulièrement gourmande en ressources, comme dans l'implémentation classique décrite dans [68].

De même, en comparant notre solution à des implémentations utilisant d'autres schémas de modulation, notre approche offre également de meilleurs résultats que les modulations OOK, QPSK, DPSK et 4PPM. Plus précisément, pour les modulations OOK et 4PPM, les mesures de BER ne sont disponibles que pour un SNR élevé, d'environ 8 dB. Ces solutions atteignent un BER autour de 1×10^{-4}, tandis que notre solution atteint un BER inférieur à $2{,}5 \times 10^{-8}$ (aucune erreur sur 10^6 trames), soit une performance meilleure de plus de trois décades.

Dans le cas de la QPSK, les mesures de BER sont disponibles sur une plage plus large de valeurs de SNR, mais uniquement positives. Avec une démodulation classique, la QPSK offre généralement de meilleures performances que la BPSK. Cependant, la situation s'inverse avec notre algorithme : notre implémentation atteint un BER de plus de 4 décades inférieur à un SNR = 4 dB, et plus de 6 décades inférieures à un SNR = 2 dB.

Concernant la DPSK, les mesures de BER sont disponibles pour trois valeurs de SNR comprises entre −5 dB et 4 dB. Pour toutes ces valeurs, notre implémentation présente un BER inférieur. L'amélioration reste modérée à un SNR = −5 dB, avec un facteur d'environ 2.5, mais devient bien plus marquée (plusieurs décades) à SNR = 2 dB et SNR = 4 dB.

Enfin, le tableau montre qu'une amélioration significative peut être obtenue par l'ajout d'un DSSS à une modulation. En particulier, dans le cas DSSS-DPSK, le BER à SNR = −5 dB passe de 7×10^{-5} à $1{,}5 \times 10^{-6}$, soit un gain d'environ 50. À ce niveau de SNR, DSSS-DPSK affiche de meilleures performances que notre solution, qui atteint un BER de $2{,}7 \times 10^{-5}$. Pour des SNR plus élevés, les BER obtenus avec DSSS-DPSK sont simplement indiqués comme $<10^{-6}$, très probablement car l'évaluation a été effectuée sur seulement 10^6 bits. Dans notre cas, l'évaluation est faite sur 40×10^6 bits, ce qui permet de calculer un BER jusqu'à $2{,}5 \times 10^{-8}$. Il n'est donc pas possible d'établir une comparaison équitable à ces niveaux de SNR. Néanmoins, l'utilisation du DSSS associé à un BPSK pourrait être une piste pour améliorer les performances de notre algorithme, mais au prix d'une complexité accrue (codage côté Tx, décodage côté Rx) et d'un débit réduit. Il convient aussi de souligner que notre implémentation actuelle souffre de l'absence de quartz côté émetteur, ce qui pénalise les performances réelles par rapport aux simulations. Ajouter un quartz pourrait suffire à surpasser les performances de DSSS-DPSK.

Consommation

Des mesures ont été réalisées sur le microcontrôleur STM32L476RG [69] afin d'estimer la consommation et la durée de traitement de la chaîne complète. La

séquence d'activité se décompose en 3 phases : l'acquisition, le traitement, et le retour à l'état de repos. Chacune de ces phases dure environ 3 ms avec une conso moyenne de 14,9 mA, soit une puissance de 49 mW (pour une tension d'alimentation de 3,3 V). Exprimée en termes d'énergie, cela correspond à 443 µJ, soit 11 µJ bit^{-1}.

Il est très complexe de comparer directement à la littérature. Les démodulateurs BPSK décrits dans les travaux existants sont en effet entièrement intégrés (ASIC ou SoC), et affichent des consommations de l'ordre du nJ voire pJ par bit [47, 48, 4]. Comparer un montage discret à un circuit intégré n'a donc pas réellement de sens. De plus, la plupart des publications rapportent uniquement la consommation des étages d'entrées analogiques [48], en excluant les blocs de contrôle et de pilotage, ce qui rend les chiffres difficilement comparables.

Un élément de comparaison serait l'IoT, qui utilise différents protocoles RF et dont on peut avoir accès à la consommation de dispositifs entiers et pas seulement du transceiver radio. Le tableau 4.3 nous fournit un aperçu de la consommation de ces différents protocoles, où l'on peut noter que notre prototype, bien qu'ayant une consommation par bit élevée, a une consommation globale correcte.

Tableau 4.3 – Consommation en fonction des différents protocoles RF [7]

	Bluetooth	BLE	Zigbee	Wifi	LoraWan	notre carte
Puissance active	115 mW	35mW	120mW	900mW	115mW	49mW

Pour estimer l'impact pratique sur notre récepteur, nous pouvons considérer la durée de vie du système dans différents scénarios d'utilisation pour une batterie de 1,8 A h :

Tableau 4.4 – Estimation de durée de vie

Scénario	Stm32 seul	Archi complète
1 com / heure	380 ans	11 ans
1 com / jour	410 ans	11,1 ans
1 com / Seconde	1,5 ans	1,2 ans

L'architecture complète comprend la consommation de l'étage d'entrée qui est de 2,7 mA. On constate dans les résultats du tableau 4.4 que, dans tous les scénarios, la durée de vie estimée dépasse largement les exigences de notre projet, et que la composante principale de la consommation provient du courant au repos plutôt que du pic lors de la réception.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre une nouvelle technique de démodulation numérique conçue pour les signaux modulés en BPSK opérant en dessous de la gamme du MHz. La solution proposée repose uniquement sur l'utilisation du CAN et du cœur de traitement numérique d'un microcontrôleur standard. Aujourd'hui, ces deux composants sont réunis au sein d'une même architecture (i.e. [69]). Elle est

fondée sur une acquisition redondante par suréchantillonnage, associée à un algorithme de traitement dédié. L'originalité de cet algorithme réside dans l'exploitation de la redondance via trois mécanismes distincts : (i) un moyennage, (ii) une vérification de postambule, et (iii) un vote majoritaire. La combinaison de ces différents mécanismes permet de se passer de la récupération de la fréquence et de la phase tout en assurant un haut niveau de robustesse, et la simplicité de chaque mécanisme permet une mise en œuvre efficace en termes de charge de traitement.

La solution proposée a été évaluée avec succès, à la fois par simulation et par des expérimentations matérielles. Les résultats ont démontré que la combinaison des trois mécanismes permet d'atteindre une grande robustesse, avec d'excellentes performances en BER comparées à une solution de démodulation BPSK conventionnelle. La condition principale pour une mise en œuvre efficace réside dans la précision des réglages de la fréquence porteuse, de la fréquence d'échantillonnage et de la durée des bits — une précision facilement atteignable avec des quartz standards.

En complément de la validation du processus de démodulation, nous avons également analysé la sensibilité de l'algorithme à certains paramètres clés tels que le nombre d'échantillons par période porteuse n_{spp}, le nombre de périodes porteuses par bit N_{per}, et la longueur de la trame de données N_{bytes}. Cette analyse a mis en évidence la possibilité d'adapter ces paramètres afin de trouver un compromis entre robustesse, débit de données et consommation d'énergie, en fonction de l'application visée. Les mesures réalisées sur le STM32L476 ont permis d'estimer la consommation de l'algorithme de démodulation. Bien que cette valeur soit supérieure à celle des circuits intégrés optimisés (ASIC ou SoC), elle reste raisonnable dans le contexte d'un prototype discret. De plus, l'estimation de durée de vie pour différents scénarios d'usage montrent que le système peut fonctionner pendant plusieurs années sur une batterie standard (1,8 A h). Cette analyse souligne que la consommation est largement dominée par le courant de repos, et non par les pics de réception et de traitement des données, et confirme que notre architecture est adaptée a notre application visée.

Chapitre 5

Conception d'un émetteur implantable BPSK

5.1 Objectif

Après avoir détaillé la partie réception au chapitre 4, nous aborderons ici l'émission.

Deux architectures sont présentées :

- Un émetteur BPSK "classique" avec porteuse sinusoïdale, basé sur un DDS
- Un émetteur BPSK à séquence binaire, où la porteuse est carrée et directement générée par le microcontrôleur

Les deux versions doivent répondre aux paramètres retenus pour la communication par CG et présentés dans le tableau 5.1 :

Tableau 5.1 – Paramètres de communication par CG sélectionnés

Fréquence porteuse	$F_c = 500\,\text{kHz}$
Longueur de trame	5 octets
Périodes/bit	$N_{per} = 30$
Durée d'un bit	$T_{bit} = 60\,\mu\text{s}$
Débit utile	$D_r = 16{,}67\,\text{kbit}\,\text{s}^{-1}$

La valeur de la fréquence porteuse F_c est issue des résultats présentés dans le chapitre 2. La longueur de la trame (5 octets) et le nombre de période par bit N_{per} sont issus des choix faits dans le chapitre 4. La durée d'un bit est le résultat du produit du nombre de périodes par bit par la période de la porteuse.

Par la suite, nous allons rappeler le principe et l'architecture de l'émetteur BPSK sinusoïdal classique, puis nous détaillerons la version basée sur la génération binaire.

5.2 Émetteur BPSK sinusoïdal

5.2.1 Rappel théorique

Pour mémoire, dans un signal BPSK sinusoïdal, chaque bit $b_n \in \{0, 1\}$ du message est transmis par un changement de phase de 180° (π) d'une porteuse. De façon générale, le signal modulé BPSK peut s'écrire de la façon suivante :

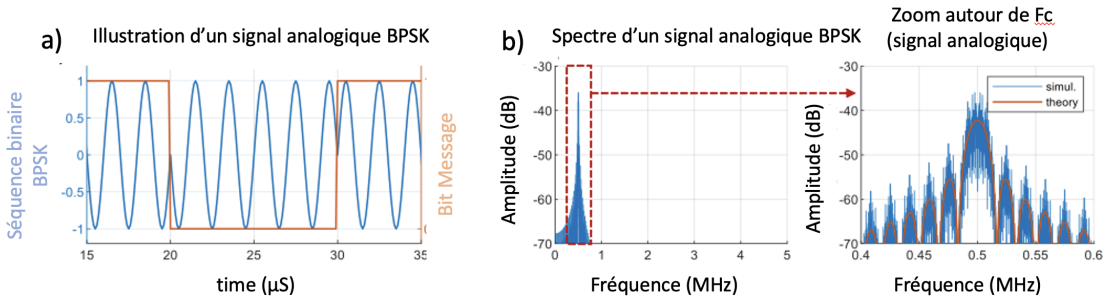


FIGURE 5.1 – Signal BPSK sinusoïdal.

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi F_c t + \phi_0 + \phi(t))$$
$$with\ \phi(t) = \begin{cases} 0, & \text{si } b_n = 0 \\ \pi, & \text{si } b_n = 1 \end{cases} \tag{5.1}$$

Où A est l'amplitude du signal, F_c est la fréquence de la porteuse sinusoïdale, ϕ_0 est la phase initiale, $\phi(t)$ est la déviation de phase instantanée qui peut prendre uniquement deux valeurs discrètes selon les données binaires b_n à transmettre.

Une autre formulation est donnée par :

$$s(t) = A \cdot d(t) \cdot \cos(2\pi F_c t + \phi_0)$$
$$with\ d(t) = \begin{cases} +1, & \text{si } b_n = 0 \\ -1, & \text{si } b_n = 1 \end{cases} \tag{5.2}$$

où $d(t)$ est le signal codé NRZ correspondant au message. Cette formulation montre que le signal BPSK peut être simplement construit en multipliant une onde porteuse sinusoïdale par le signal codé en NRZ correspondant au message.

L'expression de ce signal BPSK dans le domaine fréquentiel est donnée par [70] :

$$S(f) = \frac{A\sqrt{T_{\text{bit}}}}{k} \cdot \text{sinc}[(f - F_c)T_{\text{bit}}] \tag{5.3}$$

Où T_{bit} est la durée d'un bit de donnée du message que l'on veut transmettre,

Fondamentalement, comme présenté dans la figure 5.1.a, il s'agit d'un schéma de modulation numérique dans lequel les 0 et les 1 du message d'entrée sont transmis en changeant la phase d'une porteuse sinusoïdale de fréquence constante de 180°.

La figure 5.1.b illustre le spectre BPSK classique. On observe une unique raie fondamentale centrée sur la fréquence porteuse F_c. La largeur et l'amplitude du lobe principal sont respectivement de $2/T_{\text{bit}}$ et $A\sqrt{T_{\text{bit}}}/2$. Les lobes secondaires sont de largeur $1/T_{\text{bit}}$ et leur amplitude décroît selon $(f - F_c)^2$ lorsque qu'on s'éloigne de F_c, suivant une enveloppe de type (sinc).

Ainsi, la porteuse sinusoïdale modulée BPSK reste strictement confinée autour de F_c. Les composantes hors bande sont très atténuées, ce qui est une propriété très recherchée en RF pour ne pas perturber les canaux de communication adjacents et ainsi répondre aux normes RF. En CG, l'absence d'antenne et le confinement du

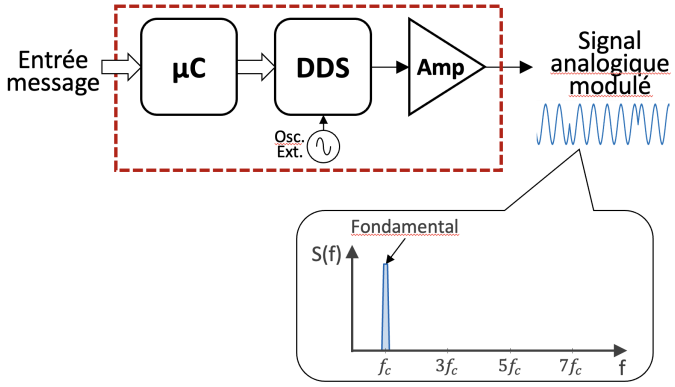


FIGURE 5.2 – Architecture de l'émetteur sinusoïdal (Tx).

courant dans le corps relâchent cette contrainte, tout comme le fait d'être en basse fréquence. Cela nous ouvre donc la possibilité d'utiliser une porteuse carrée, plus simple à générer, malgré ses harmoniques impaires.

5.2.2 Architecture matérielle

La figure 5.2 montre l'architecture de référence. Elle est basée sur :

- Un DDS, AD9837 (LFCSP 3×3 mm) cadencé à 16 MHz, piloté en SPI, générant la porteuse sinusoïdale modulée en phase (PSK).
- Un Microcontrôleur, STM32L0 (WLCSP 2.6 × 2.8 mm) assurant la mise en forme du message et contrôle du DDS.
- Un Amplificateur de sortie, ADA4891, GBW 240 MHz, $SR = 170\,\mathrm{V\,s^{-1}}$ pour atteindre $\approx 3{,}2\,\mathrm{V_{pp}}$ sur la paire d'électrodes.

La surface totale occupée par cette solution, comprenant le microcontrôleur, le DDS, l'AOP, est de $2\,\mathrm{cm^2}$, et sa consommation est de $\approx 15\,\mathrm{mA}$ à 3,3 V en pic. Ces valeurs servent de base de comparaison avec l'émetteur à séquence binaire.

5.3 Émetteur BPSK à séquence binaire

Cette approche est fondée sur la génération d'une séquence binaire directement par un microcontrôleur. L'idée est qu'une suite binaire judicieusement encodée reproduit, autour de la fréquence porteuse, la même composante fondamentale qu'un signal BPSK sinusoïdal, au prix de répliques harmoniques impaires ($3F_c$, $5F_c$,...). Ces harmoniques ne posent pas de problème pour nous car d'une part le signal est contenu dans le corps, et d'autre part, il s'agit d'un poisson, donc ces harmoniques n'auront aucun impact sur d'autres systèmes de communication. Cette stratégie permet de supprimer le DDS (et ses composants associés), de pouvoir être généré par un microcontrôleur low cost et très basse consommation. En effet, générer une porteuse carrée de 500 kHz est extrêmement simple pour n'importe quel micro, alors que générer un signal sinusoïdal demande un CNA un peu plus évolué. Cette solution permet donc de gagner en termes de place, mais aussi de consommation, de simplicité, et comme nous le verrons, en termes de performance également.

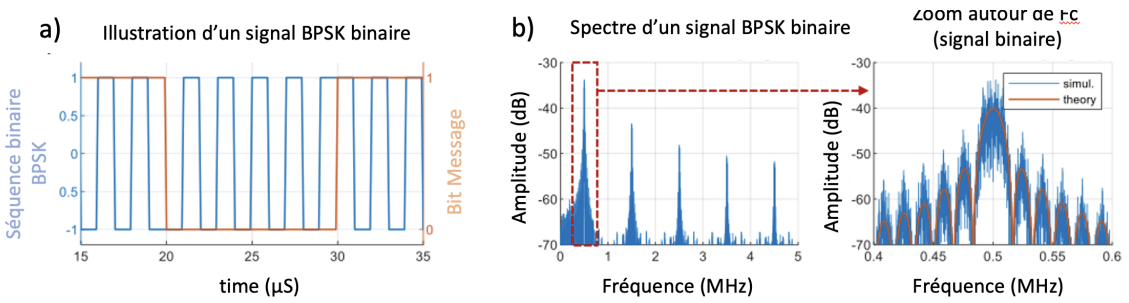


FIGURE 5.3 – signal binaire BPSK.

5.3.1 Principe : du BPSK sinusoïdal à la séquence binaire

L'objectif est donc de créer une séquence binaire qui contiendrait les mêmes informations qu'un signal BPSK traditionnel. Cette séquence est obtenue en appliquant une détection des passages par zéro (zero-crossing) ce qui s'exprime par l'utilisation de la fonction *sign* :

$$c(t) = \text{sign}(s(t)) \; avec \; \text{sign}(x) = \begin{cases} +1, & \text{si } x > 0 \\ -1, & \text{si } x < 0 \end{cases} \tag{5.4}$$

De façon pratique, la séquence est simplement construite en multipliant une porteuse carrée avec le signal encodé NRZ correspondant au message. Comme illustré dans la figure 5.3.a, le décalage de phase associé au changement entre deux bits consécutifs du message correspond à un maintien du signal binaire pendant une demi-période.

En exprimant le signal en onde carrée comme une somme infinie de signaux sinusoïdaux à l'aide du développement en série de Fourier, on obtient :

$$c(t) = A \cdot d(t) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \sin(2\pi k f_c t + \phi_0) \tag{5.5}$$

En prenant la transformée de Fourier, l'expression dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$C(f) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{A\sqrt{T_{\text{bit}}}}{2} \cdot \sum_{k=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \text{sinc}[(f - kF_c)T_{\text{bit}}] \tag{5.6}$$

Cette expression, représentée dans la figure 5.3.b démontre que la séquence binaire obtenue en multipliant l'onde carrée par le message codé NRZ présente une composante fondamentale ayant exactement les mêmes caractéristiques spectrales qu'un signal modulé BPSK conventionnel (cf.figure 5.1.b), avec un facteur d'amplitude de $4/\pi$. Il est donc attendu qu'une communication efficace puisse être réalisée avec cette séquence binaire. Notons que la composante fondamentale de la séquence possède une puissance plus élevée que celle d'une sinusoïde modulée BPSK classique. La version binaire présente également des répliques harmoniques impaires de la fréquence porteuse (cf figure 5.3.b). Ces répliques sont des composantes intrinsèques à la séquence binaire, mais elles ne sont pas exploitées pour la communication car elles se situent en dehors de la bande passante du signal BPSK.

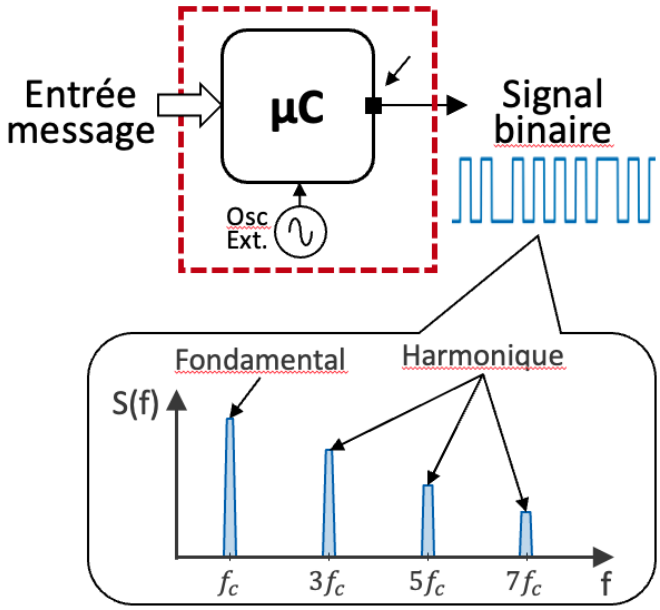


FIGURE 5.4 – Architecture de l'émetteur carré (Tx).

De plus, bien que le canal du CG soit linéaire [71], si une intermodulation entre la fondamentale et les harmoniques se produisait, ces composantes resteraient également en dehors de la bande passante de la communication.

5.3.2 Architecture

L'objectif est de pouvoir générer cette séquence binaire directement avec le microcontrôleur, sans utiliser de périphérique supplémentaire (timer, PWM, CNA etc) afin de réduire la consommation au maximum. Pour cela, le microcontrôleur doit exécuter un programme équivalent à la multiplication de la porteuse par le message encodé NRZ. Pour une implémentation simple du procédé, la première étape consiste à calculer une table de taille $N_\mathrm{s} = N_{bit} \cdot N_\mathrm{per}$, où N_{bit} est le nombre de bits du message et N_per est le nombre de périodes de la porteuse par bit. Cette table est remplie avec des "0" et des "1" alternés, sauf à chaque multiple de $2N_\mathrm{per}$, où la valeur précédente est maintenue s'il y a un changement de bit dans le message, comme illustré dans la figure 5.3.a.

Une fois la table calculée, la séquence binaire peut être générée en lisant le contenu de la table et en l'envoyant vers une broche GPIO du microcontrôleur. La fréquence de la séquence binaire est contrôlée en ajustant l'horloge de celui-ci.

Ce processus est implémenté sur un microcontrôleur STM32, en utilisant le format de communication défini dans le tableau 5.1.

La figure 5.4 présente cette nouvelle architecture, basée uniquement sur le microcontrôleur.

5.4 Validation

La validation a plusieurs objectifs. Premièrement, la vérification de la faisabilité d'établir une communication en utilisant la transmission à base de séquences

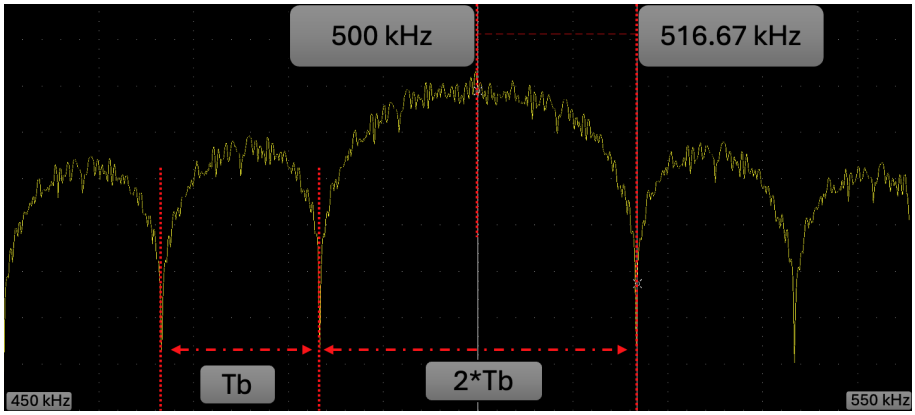


FIGURE 5.5 – Spectre de la séquence binaire générer par le micro-contrôleur STM32.

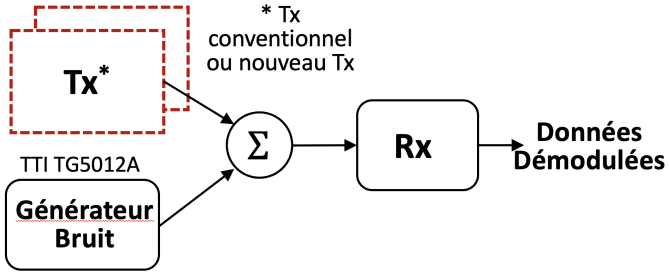


FIGURE 5.6 – Configuration pour la validation expérimentale pour les deux solutions d'implémentation.

binaires, puis une validation expérimentale afin de comparer la nouvelle solution à celle conventionnelle.

Une première étape est la vérification du spectre du signal généré par la séquence binaire. Un zoom de ce spectre est présenté figure 5.5. On observe clairement que ce spectre présente les caractéristiques attendues d'un signal BPSK, à savoir un lobe central à 500 kHz, de largeur de $2T_{\text{bit}}$ ainsi que des lobes secondaires de largeur T_{bit} (cf. 5.3.b).

Nous allons maintenant évaluer la qualité de la communication en utilisant les deux types de transmetteurs, à savoir la version conventionnelle avec le DDS, et la version avec séquence binaire. Nous évaluerons les résultats en relevant le BER qui est fonction du SNR du signal transmis.

La figure 5.6 représente la configuration pour la validation matérielle. Le bruit est ajouté au signal émis en utilisant un générateur de signal configuré en mode bruit (TTI TG5012A) et un amplificateur sommateur non inverseur à pondération égale. Le signal est transmis au récepteur présenté au chapitre 4 qui effectuera la démodulation et nous fournira le BER.

Le test de validation est réalisé en faisant varier le niveau de bruit de quelques dB jusqu'à −15 dB. Pour chaque niveau de bruit, et pour chaque type d'émetteur, la procédure est la suivante :

- L'émetteur est programmé pour envoyer une trame de 5 octets contenant un message aléatoire
- Le récepteur traite la trame reçue et stocke les données démodulées

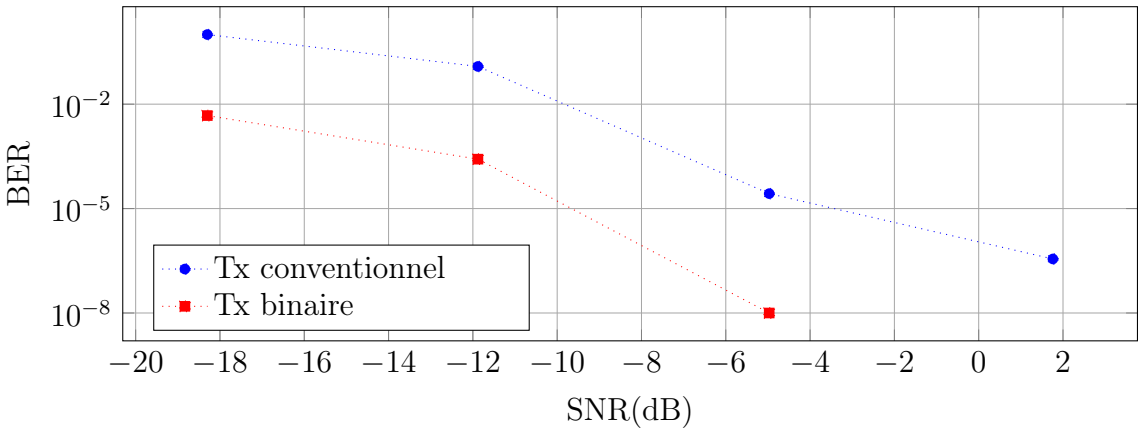


FIGURE 5.7 – Comparaison entre le BPSK conventionnel et la solution proposée à base de séquence binaire.

- Les données démodulées sont ensuite comparées au message original.

Le BER est évalué sur $2{,}5 \times 10^6$ trames, ce qui correspond à un BER minimal détectable de 1×10^{-8}. Les résultats présentés par la figure 5.7 comparent le BER obtenu avec l'émetteur conventionnel et celui proposé (les données représentées correspondent uniquement aux cas où au moins une erreur de bit a été détectée). Les résultats démontrent clairement la capacité à démoduler un signal binaire BPSK avec d'excellentes performances. Aucune erreur n'a été observée sur une large plage de valeurs de SNR, et un BER aussi faible que 1×10^{-8} est atteint pour un SNR de $-5\,\mathrm{dB}$. Il est à noter que la nouvelle solution apparaît plus performante que l'implémentation conventionnelle. Cette amélioration de la qualité n'est pas due uniquement à l'utilisation de la séquence binaire, mais aussi à une différence dans la génération de l'horloge : la nouvelle implémentation emploie un oscillateur à quartz externe, plus précis que l'oscillateur interne de la version conventionnelle.

Quelques remarques concernant la compacité de ces émetteurs et leur consommation. Le premier, l'émetteur sinusoïdal a un encombrement de $2\,\mathrm{cm}^2$, alors que celui à séquence binaire, du fait qu'il ne nécessite que le microcontrôleur, passe à $1\,\mathrm{cm}^2$. Cela représente un gain de place de 50%, ce qui est considérable pour une implantation. Concernant la consommation, nous avions 15 mA avec la première version, tandis que l'émetteur à séquence binaire ne consomme plus que 1,5 mA. Ici aussi, le gain est important ($*10$). Cette consommation nous amène à une énergie par bit de $297\,\mathrm{nJ\,bit}^{-1}$. Cette consommation reste très faible, pas autant que des circuits intégrés optimisés, mais comparable à celle de systèmes RF complets, comme présenté au Chapitre 4, tableau 4.3.

De même que pour la réception, on peut estimer l'impact pratique de notre émetteur en considérant la durée de vie du système dans différents scénarios d'utilisation, pour une batterie de 40 mA h qui reste compact et implantable :

Tableau 5.2 – Estimation de durée de vie

Scénario	Tx sinusoïdale	Tx séquence binaire
1 com / heure	3 ans	13 ans
1 com / jour	3 ans	13 ans
1 com / Seconde	1,5 mois	1,15 ans

Ici aussi, dans tous les scénarios, la durée de vie estimée dépasse largement les exigences de notre projet. Comme pour la réception, la composante principale de la consommation provient du courant au repos, plutôt que du pic lors de l'émission.

5.5 Conclusion

Ce chapitre présente une implémentation innovante d'un émetteur pour la communication intra-corporelle. Le principe de base consiste à transmettre une séquence binaire au lieu d'une porteuse sinusoïdale modulée. La génération de la séquence binaire est réalisée directement dans le domaine numérique par un microcontrôleur, spécifiquement programmé pour encoder le message selon le format de modulation BPSK. Cette implémentation est validée par des mesures matérielles. Les résultats démontrent une réduction d'un facteur 10 de la consommation d'énergie, tout en maintenant une qualité de communication élevée, avec un BER de 1×10^{-8} pour un SNR de $-5\,\mathrm{dB}$.

Nous disposons désormais de toutes les briques nécessaires pour établir une communication performante par CG. Le prochain chapitre abordera les différents tests et essais de communication par CG dans différentes configurations afin de vérifier le fonctionnement et les performances de l'ensemble.

Chapitre 6

Validation d'une communication par couplage galvanique

6.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de valider expérimentalement une communication par la méthode du couplage galvanique, basée sur une modulation BPSK et le récepteur entièrement numérique introduit au chapitre 4. Nous analyserons les essais réalisés dans les différents milieux afin d'évaluer les performances du système.

Pour rappel, la modulation BPSK a été choisie avec les paramètres suivants :

Tableau 6.1 – Paramètres de communication par CG (rappel des valeurs du chapitre 5).

Fréquence porteuse	$F_c = 500\,\text{kHz}$
Longueur de trame	5 octets
Périodes/bit	$N_{per} = 30$
Durée d'un bit	$T_{bit} = 60\,\mu\text{s}$
Débit utile	$D_r = 16{,}67\,\text{kbit}\,\text{s}^{-1}$

Ces paramètres répondent à un compromis entre robustesse au bruit, simplicité d'implémentation et coût énergétique de la transmission. Côté réception, l'étage d'entrée analogique récupère et amplifie le signal avant la démodulation, qui repose sur le CAN embarqué et un algorithme entièrement numérique exploitant le suréchantillonnage redondant ($F_s = n_{spp} * F_c$, avec $n_{spp} = 8$), combinant moyennage, vérification du postambule et vote majoritaire.

Côté émission, nous comparerons un émetteur classique avec un DDS qui fournit une porteuse sinusoïdale et un émetteur à séquence binaire avec une porteuse carrée.

Les essais visent à répondre aux questions suivantes :

- La faisabilité et la robustesse dans différents milieux : la communication BPSK par CG atteint-elle un BER compatible avec une communication fiable dans des milieux conductifs variés (liquide fantôme, eau de mer, tissus biologiques : intra et extra corporelle) ?
- Comparaison des architectures Tx : dans des conditions identiques, le Tx à séquence binaire conserve-t-il la même efficacité que le Tx conventionnel ?

Les tests ont été organisés du simple au plus complexe :

- **Liquide fantôme** : milieu reproduisant la conductivité des tissus permettant d'établir une référence BER↔SNR dans des conditions reproductibles.

- **Eau de mer** : milieu à forte conductivité pour étudier la propagation pour d'éventuelle utilisation du CG pour des applications autres que la communication intra corporelle.
- **Bras humain** : validation in situ sur un tissu biologique vivant avec contraintes pratiques (impédance de contact, mouvement).
- **Poisson mort** : milieu anisotrope stabilisé (sans activité musculaire) pour isoler les effets géométriques et tissulaires.

Pour chaque essai, nous reportons systématiquement le BER ainsi que les distances entre les électrodes et la distance Tx-Rx.

6.2 Méthodes et Matériels

Le matériel utilisé est identique pour l'ensemble des tests. Les seules différences concernent les électrodes utilisées et le milieu d'essai.

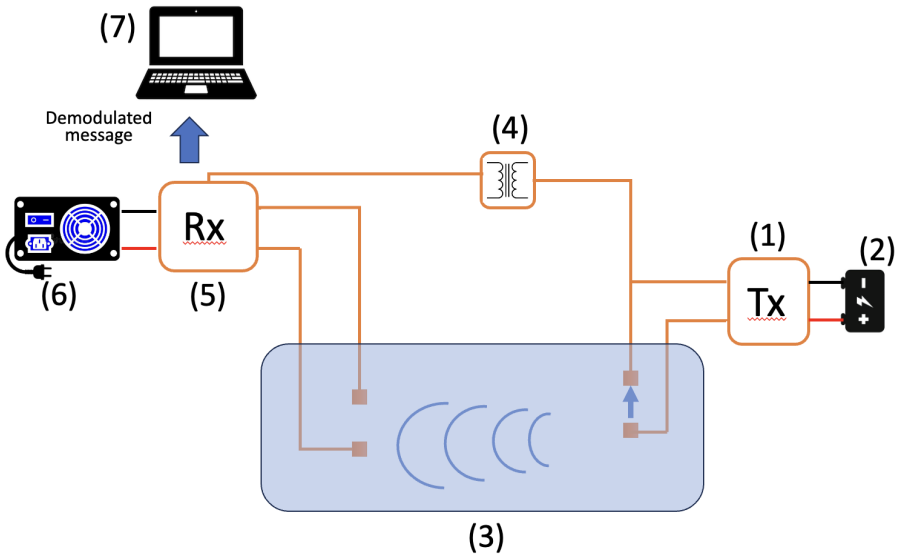


FIGURE 6.1 – Configuration matérielle pour les expérimentations CG.(1) Tx, (2) batterie, (3) canal de communication, (4) transformateur de découplage, (5) Rx,(6) alimentation de laboratoire, (7) ordinateur

La figure 6.1 montre la configuration utilisée pour les différentes expérimentations à suivre. Le transmetteur (1) génère les trames modulées BPSK (conventionnel ou à séquence binaire) avec une amplitude de 3,3 Vpp à 500 kHz. Le signal est transmis via une paire d'électrodes adaptée au milieu étudié (3). Le récepteur (5) reçoit le signal par une paire d'électrodes identique.

Pour éviter tout couplage direct entre l'émetteur et le récepteur, en dehors du canal de transmission, les alimentations des deux cartes sont dissociées. Le Tx est alimenté par une batterie (2), tandis que le Rx est alimenté par une alimentation de laboratoire (6). En effet, un tel couplage pourrait améliorer l'efficacité de la communication. De plus, un transformateur électronique a été utilisé pour découpler

le signal de réveil entre le Tx et le Rx afin de déclencher l'acquisition du signal par Rx (4).

La procédure de test est la suivante :

- L'émetteur (Tx) envoie des trames de 5 octets contenant des messages aléatoires. Le nombre de trames étant défini selon les conditions pour chaque essai.
- Le récepteur (Rx) traite les trames reçues et transfére les données démodulées vers un PC pour vérification.
- Les trames démodulées sont ensuite comparées aux trames émises afin de calculer le BER

6.3 Test dans un liquide fantôme

Le liquide fantôme est un milieu simple à mettre en œuvre, ayant une conductivité similaire à celle des tissus musculaires permettant une communication par CG dans des conditions réalistes.

La conductivité du muscle, d'après Gabriel [6], est de $0{,}55\,\mathrm{S\,m^{-1}}$ à $37\,^{\circ}\mathrm{C}$ à $500\,\mathrm{kHz}$ (muscle transversal, valeur moyenne). Pour obtenir la même conductivité à $25\,^{\circ}\mathrm{C}$, il faut environ $1{,}4\,\mathrm{g}$ de sel par litre d'eau, sachant qu'en plus l'eau du robinet contient déjà divers ions (calcium, magnésium, bicarbonates, etc.)

Pour cette expérimentation, la configuration est la suivante :

Tableau 6.2 – Configuration du test dans liquides fantôme

Nombre de trames	5 000
Distance inter électrode	2 cm
Distance Tx - Rx	20 cm
Types d'électrodes	électrode flexible [49]

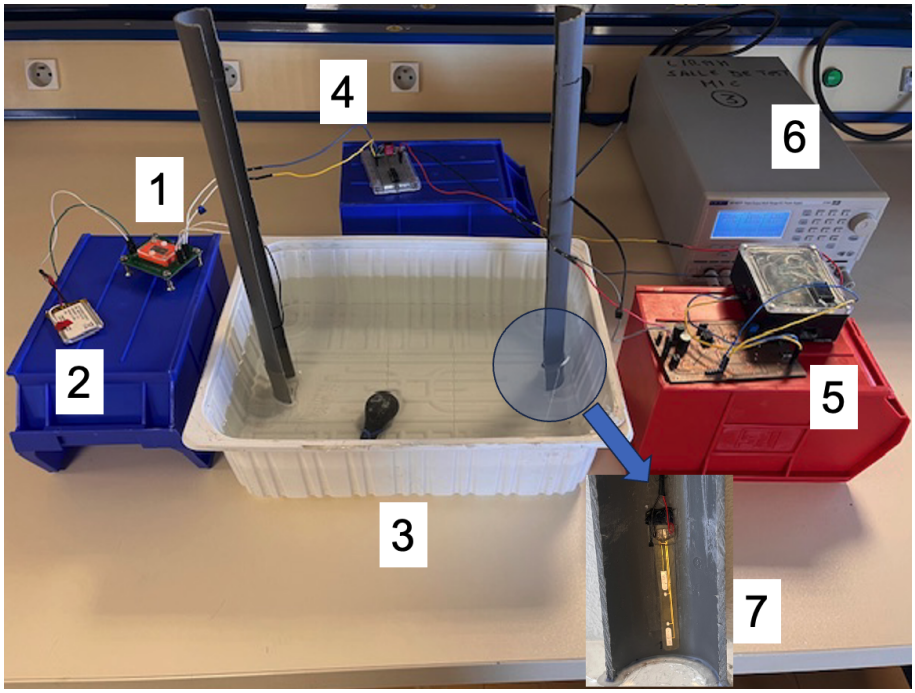


FIGURE 6.2 – Montage expérimental pour la validation dans le liquide fantôme

Résultats Pour les deux configurations d'émetteur, la démodulation a été réalisée avec succès sans aucune erreur sur l'ensemble des trames, soit 2×10^5 bits correctement démodulés pour chaque type d'émetteur, ce qui correspond à un BER inférieur à 5×10^{-6}.

Ces résultats démontrent la faisabilité de la communication par CG dans le scénario de communication intramusculaire. Ils confirment également, dans des conditions réelles, les performances de l'algorithme de démodulation proposé, qui assure une grande robustesse avec un taux d'erreur binaire très faible.

6.4 Test dans de l'eau de mer

Le test dans l'eau de mer a été réalisé au sein de la station IFREMER de Palavas-les-Flots, dans le couloir de nage. L'objectif de ce test est double. Tout d'abord, vérifier qu'avec l'environnement où se trouve le couloir de nage, le système fonctionne correctement. En effet, le site de l'IFREMER est composé d'une station de recherche où l'on trouve une station de pompage d'eau de mer, de filtration de cette eau, d'élevage de différentes espèces de poisson. De ce fait, il y a énormément de pompes et différents moteurs, avec des alimentations à découpage par exemple, générant des champs électromagnétiques de fond qui perturbent énormément l'environnement, surtout en basse fréquence. Et le deuxième point est de vérifier qu'une communication par CG fonctionne directement dans de l'eau de mer.

Pour cette expérimentation, la configuration est la suivante :

Résultats Cette expérimentation a mis en évidence un problème concernant l'environnement. Comme nous l'attendions, l'IFREMER est un milieu extrêmement

Tableau 6.3 – Configuration du test dans l'eau de mer

Nombre de trames	5 000
Distance inter électrode	2 cm
Distance Tx - Rx	20 cm et 60 cm
Types d'électrodes	électrode flexible [49]

bruité. Il nous a fallu développer un filtre passe-bande spécifique, centré sur F_c et de 330 kHz de bande passante pour avoir 99% de la puissance du signal modulé BPSK, soit $20 * D_r$, afin d'éliminer le maximum de bruits générés par les différentes pompes tout en laissant passer notre message. Sans ce filtre, la perturbation du site dégrade très fortement la démodulation.

Après cela, ici aussi, pour les deux configurations d'émetteur, la démodulation a été réalisée avec succès sans aucune erreur sur l'ensemble des trames, soit 2×10^5 bits correctement démodulés pour chaque type d'émetteur, ce qui correspond à un BER inférieur à 5×10^{-6}.

Ces résultats démontrent la faisabilité de la communication par CG dans de l'eau de mer. Il est à noter que dans la perspective de l'utilisation de la communication par CG en milieu naturel, celle-ci ne devrait pas souffrir de perturbations électromagnétiques majeures telles que celles rencontrées dans le cadre de l'expérimentation dans la station aquacole.

6.5 Test sur le bras

Pour ce test, le canal de communication est le bras. L'objectif est de réaliser une communication par CG en sur-cutané.

Pour cette expérimentation, la configuration est la suivante :

Tableau 6.4 – Configuration du test sur le bras

Nombre de trames	10 000
Distance inter électrode	4 cm
Distance Tx - Rx	15 cm
Types d'électrodes	Electrodes EMG - H124SG Covidien

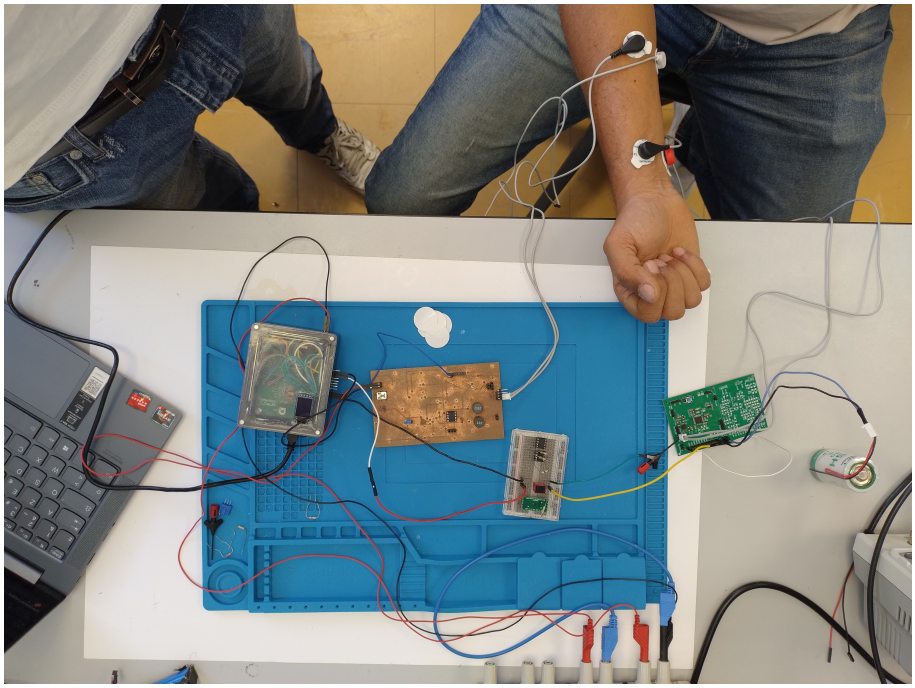


FIGURE 6.3 – Montage expérimental pour la validation du test sur le bras

Résultats L'évaluation du BER a été réalisée sur 1×10^4 trames pour chacun des deux scénarios : la communication GC-IBC conventionnelle et la communication GC-IBC basée sur une séquence binaire. Dans les deux cas, la démodulation a été effectuée avec succès sans aucune erreur sur l'ensemble des trames, ce qui correspond à un $BER < 2{,}5 \times 10^{-6}$. Ces résultats démontrent la faisabilité de l'utilisation d'une séquence binaire pour la communication GC-IBC. Ils confirment également l'efficacité de la solution proposée, qui permet d'atteindre les mêmes performances en termes de BER que la communication GC-IBC conventionnelle utilisant un signal analogique modulé.

6.6 Test sur poisson mort

Pour ce test, le canal de communication est un poisson mort. L'objectif est de réaliser une communication par CG à travers du muscle dorsal d'un poisson. La communication a été réalisée à l'aide d'un bar commun (*Dicentrarchus labrax*) fraîchement décédé (quelques heures après la mort). La même expérimentation a été répétée deux fois : une première avec le poisson posé sur une table, et une seconde avec le poisson immergé dans de l'eau de mer, afin de se rapprocher au maximum des conditions réelles et d'estimer l'impact potentiel de l'eau salée, fortement conductrice. Ici aussi, le test a été réalisé avec les deux émetteurs.

Pour cette expérimentation, la configuration est la suivante :

Tableau 6.5 – Configuration du test dans le poisson mort

Nombre de trames	10 000
Distance inter électrode	1,5 cm
Distance Tx - Rx	10 cm
Types d'électrodes	fils en acier inoxydable à 7 brins, isolés en PFA (référence 793500) de la société A-M Systems Inc.

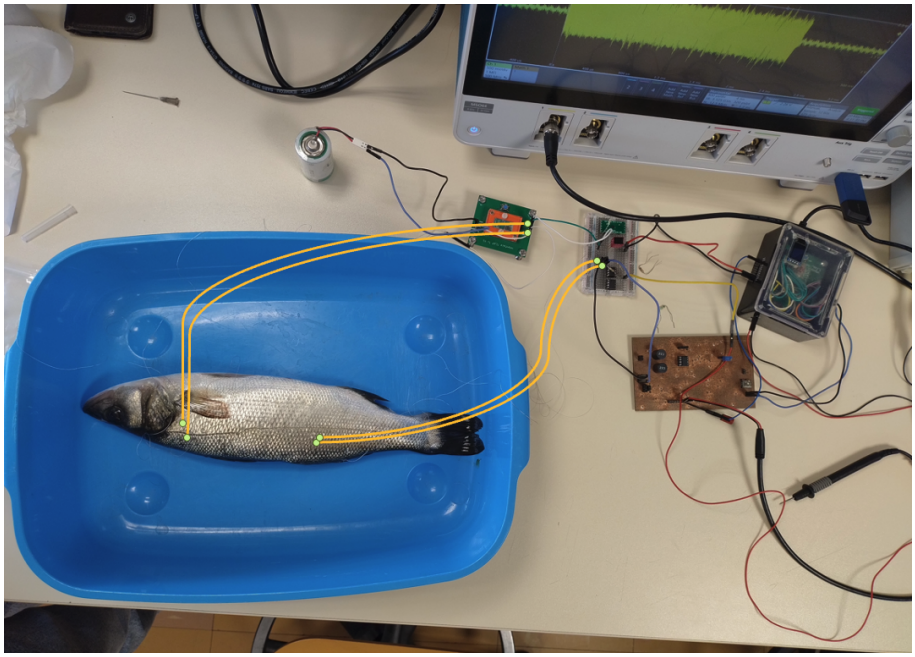


Figure 6.4 – Montage expérimental pour la validation du test sur loup mort

Le signal ici est transmis à l'aide d'une paire de fils en acier inoxydable à 7 brins, isolés en PFA (référence 793500) de la société A-M Systems Inc. Les fils ont été implantés de part et d'autre de la ligne latérale du poisson, dans le muscle, à l'aide d'une aiguille, à une profondeur d'environ 1 cm, avec une distance de 1,5 cm entre les deux électrodes. Une configuration similaire d'électrodes de réception a été implantée à une distance de 10 cm des électrodes d'émission.

Résultats Pour toutes les configurations (différents Tx et immergé ou non dans de l'eau de mer), une démodulation réussie a été obtenue sans aucune erreur sur l'ensemble des trames, soit 4×10^5 bits correctement démodulés, ce qui correspond à un taux d'erreur binaire (BER) inférieur à $2{,}5 \times 10^{-6}$. Ces résultats démontrent la faisabilité de la communication GC IBC dans un scénario de communication intra-musculaire. Ils confirment également, dans des conditions réelles, les performances de l'algorithme de démodulation proposé, qui présente une grande robustesse avec un BER très faible.

6.7 Conclusion

Tableau 6.6 – récapitulatifs des résultats des différents essais de communication par CG dans différent media de transmission

Milieu	**Tx**	**Type d'électrodes**	d_{inter}	$d_{\text{Tx–Rx}}$	N_{trames}	**BER** ($10^{-}6$)	**Rq**
Liquide fantôme	Sinus Carré	Électrode flexible	2 cm	20 cm	5 000	<5	[2]
Eau de mer IFREMER	Sinus Carré	Fils[1]	≈ 2 cm	40 cm	5 000	<5	[3]
Bras humain	Sinus Carré	Electrodes EMG H124SG Covidien	3 cm	20 cm	10 000	<2.5	[4]
Poisson mort dans l'air	Sinus Carré	Fils [1]	1,5 cm	10 cm	10 000	<2.5	
Poisson mort immergé eau de mer	Sinus Carré	Fils [1]	1,5 cm	10 cm	10 000	<2.5	

[1] Fils inox 7 brins, isolés PFA (A - M Systems #793500).
[2] Salinité ajustée pour égaler la conductivité d'un muscle.
[3] Milieu très bruité BF ; ajout d'un filtre passe-bande centré sur F_c avant Rx.
[4] Deux distances testées.

Ce chapitre a validé expérimentalement la faisabilité et la robustesse d'une communication par couplage galvanique à $F_c = 500\,\text{kHz}$ avec une modulation BPSK, et un récepteur entièrement numérique (ceci sans ajout de codage ou de traitement du signal complexe), ainsi que les deux architectures présentées au chapitre 5 (porteuse sinusoïdale et à séquence binaire à porteuse carrée).

Les essais qui ont été menés dans des milieux différents, complexes (différente conductivité, milieu marin, sur animaux) convergent vers le même constat (voir tableau 6.6) : **aucune erreur détectée**, et donc des BER inférieures à $<2.5\times10^{-6}$ pour (10 000 trames) testées. Ces résultats confirment, en conditions réelles, la très forte robustesse du système proposé.

De plus, ces résultats nous amènent à conclure sur les points suivants :

- **Émetteur « carré » vs DDS sinusoïdal** — À géométrie d'électrodes, distances et paramètres identiques, l'émetteur à séquence binaire *n'induit aucune dégradation mesurable du BER* par rapport au DDS, tout en simplifiant l'architecture matérielle (suppression du DDS, surface et consommation réduites).
- **Milieux très bruités** — Le couloir d'essais de l'IFREMER a mis en évidence un environnement fortement perturbé en basse fréquence. L'ajout d'un **passe-bande** centré sur F_c en amont du Rx suffit à rétablir un fonctionnement sans erreur, ce qui confirme l'intérêt d'un pré-filtrage minimal en contexte bruité. Cependant, dans notre contexte d'utilisation, il n'y aura aucun élément perturbateur.

- **Chaîne de réception minimaliste** — L'architecture à échantillonnage direct, adossée au traitement numérique frugal, confirme qu'il est possible de **se passer de la récupération cohérente fine de porteuse** tout en conservant un excellent BER.

Conclusion

Bilan des contributions Cette thèse a exploré la communication par couplage galvanique pour une application IBC (Intra-Body Communication). Les contributions principales sont les suivantes :

- Développement d'une architecture de communication par couplage galvanique fonctionnelle en surcutané, intramusculaire et dans l'eau de mer. Elle comprend (i) un émetteur à séquence binaire (porteuse carrée, chapitre 5) et (ii) un récepteur à suréchantillonnage redondant.(chapitre 4).
- Conception d'un algorithme de démodulation original exploitant la redondance des échantillons via trois mécanisme complémentaires : (i) *moyennage* , (ii) *vérification de postambule* pour élaguer les candidats incohérents, (iii) *vote majoritaire* pour sélectionner la séquence binaire la plus fiable. Cette approche supprime la nécessité de récupérer la phase et la fréquence porteuse, tout en maintenant une forte robustesse (chapitre 4). Cela nous évite l'utilisation de PLL ou de boucle de Costas, ce qui nous fait un gain de place et de consommation.
- L'étude de l'impact du passage du courant électrique dans les tissus de poisson dans un contexte de communication IBC, un domaine très peu documenté (la littérature se concentrant surtout sur la pêche électrique, avec des niveaux d'excitation non comparables).

Ces contributions ont été évaluées par simulations, mesures et essais réels. En simulation, la version complète (C) de l'algorithme atteint des BER très faibles : avec $\Delta F_s = 40$ ppm, aucune erreur n'est observée jusqu'à SNR = 0dB, et une seule erreur à SNR $= -5$dB (soit BER $\approx 1 \times 10^{-7}$). Avec $\Delta F_s = 200$ ppm, la version complète reste efficace (par ex. BER $\approx 2{,}4 \times 10^{-4}$ à -5 dB). [1]

En expérimentation matérielle, des BER de $2{,}5 \times 10^{-8}$ ont été mesurés à un SNR $\approx 4{,}67$ dB (aucune erreur sur 4×10^{-7} bits), puis $3{,}6 \times 10^{-7}$ à 1,76 dB et $2{,}7 \times 10^{-5}$ à $-4{,}97$ dB. Ces validations, réalisées dans divers milieux (liquide fantôme, eau de mer, bras humain, poisson mort) confirment la faisabilité et la robustesse de la solution (chapitre 6).

Les travaux sur la miniaturisation ont permis de réaliser un prototype implantable : l'émetteur ne fait que 1 cm^2 et peut être encapsulé dans un implant tubulaire. Le récepteur, bien qu'externe, a été réduit pour ne pas gêner le poisson. Cette architecture garantit également une durée de vie d'au moins un an, avec une consommation de 300 nJ bit^{-1} pour l'émetteur et 11 µJ bit^{-1} pour la réception, soit 11,3 µJ bit^{-1} pour la transmission complète, une valeur raisonnable pour un prototype discret.

Perspectives Cette étude est une entrée en matière solide pour la communication intra-corporelle par couplage galvanique. Nous avons montré sa faisabilité dans

1. Voir détails et courbes dans le chapitre 4.

les conditions visées (poissons) et jeté les bases d'une chaîne Rx entièrement numérique de basse consommation avec des composants discrets. Des améliorations seront néanmoins nécessaires afin d'obtenir un produit déployable sur le long terme, parmi lesquelles :

- Expérimentation *in vivo* dans un couloir de nage : jusqu'à présent, nous avons validé notre système dans différentes configurations, poisson mort, sur le bras, dans de l'eau, mais aucun test n'a encore été effectué sur un poisson vivant dans un couloir de nage.
- Synchronisation Rx très basse conso (sans LNA) : remplacer un réveil large bande par une chaîne d'éveil sélective quasi passive (filtre LC + comparateur ultra-basse conso) afin de conserver la sobriété énergétique de l'étage d'entrée analogique.
- Campagnes *in vivo* de déploiements terrain : dès validation de la synchro à très faible conso, engager des campagnes en milieu naturel (bassins, océan, mer) pour évaluer robustesse, portée et tenue au bruit réel et a l'environnement marin.
- Établir un protocole de communication bidirectionnel, ajouter des *beacons* pour la synchronisation maître–esclave, intégration d'acquittement de trames.
- Améliorations de la couche Physique : ajout de codes correcteurs simples (Hamming/BCH), et éventuels raffinements d'électrodes (matériaux/surfaces) pour réduire l'impédance et la polarisation à très faible densité de courant.
- Ajout de gain variable sur le Rx qui permettra de d'augmenter la portée et de fiabiliser la liaison.
- Remplacer la sortie Tx par une sortie en courant variable en fonction du retour d'information du Rx, gain en portée ou en dynamique au niveau de la réception, ou gain en conso sur l'émetteur.
- Valorisation : en l'état le système est réalisable avec des composants du commerce, nous pourrions envisager une valorisation par le transfert vers un industriel développant des systèmes de mesure implantables.
- Intégration microélectronique : une fois l'ensemble des ressources matérielles et logicielles fixées, une intégration microélectronique devrait permettre d'optimiser encombrement et consommation. L'intégration dans un système plus complexe intégrant capteurs et ressources numériques permettra d'obtenir un système de mesure communicant miniaturisé à son maximum.

Bibliographie

[1] Y. Song, Q. Hao, K. Zhang, M. Wang, Y. Chu, and B. Kang, "The Simulation Method of the Galvanic Coupling Intrabody Communication With Different Signal Transmission Paths," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 4, pp. 1257–1266, Apr. 2011. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/5638141/

[2] J. F. Zhao, X. M. Chen, B. D. Liang, and Q. X. Chen, "A review on human body communication : Signal propagation model, communication performance, and experimental issues," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2017, no. 1, p. 5842310, 2017. [Online]. Available : https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1155/2017/5842310

[3] M. Park, T. Kang, I. Lim, K.-I. Oh, S.-E. Kim, J.-J. Lee, and H.-I. Park, "Low-power, high data-rate digital capsule endoscopy using human body communication," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 9, p. 1414, Aug. 2018. [Online]. Available : http://www.mdpi.com/2076-3417/8/9/1414

[4] Y. Chung, H. Lee, D. Lee, S. Ha, and M. Je, "Implantable Galvanic-Coupled Body Channel Communication Transceiver with Serpentine-Interconnection Electrode Pair for Post-Operative Monitoring of Joint Replacement," in *2025 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, May 2025, pp. 1–5, iSSN : 2158-1525. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/11043221

[5] M. Viswanathan and V. Srinivasan, *Digital Modulations using Python*, 1st ed. Independently published, December 2019, paperback color print, 216 pages. Formats : eBook and Paperback. Dimensions : 7 x 0.5 x 10 inches. Language : English.

[6] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues : II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–2269, Nov. 1996. [Online]. Available : https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0031-9155/41/11/002

[7] Farnell, "Power calculations for iot," https://fr.farnell.com/power-calculations-for-iot?srsltid=AfmBOoojpYCIisPa2EgIQmoxZQU-E8xcLgRCyZXdo3DSqTruNVwIxMuN, 2025, consulté le 19 septembre 2025.

[8] A. J. Johansson, "Wireless Communication with Medical Implants : Antennas and Propagation," Jun. 2004.

[9] S. Zhang, Y. Qin, J. Kuang, P. U. Mak, S. H. Pun, M. I. Vai, and Y. Liu, "Development and Prospect of Implantable Intra-Body Communication Technology," *Journal of Computers*, vol. 9, no. 2, pp. 463–474, Feb. 2014. [Online]. Available : http://ojs.academypublisher.com/index.php/jcp/article/view/10402

[10] T. G. Zimmerman, "Personal Area Networks : Near-field intrabody communication," *IBM Systems Journal*, vol. 35, no. 3.4, pp. 609–617, 1996. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/5387211/

[11] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6 : Wireless Body Area Networks," IEEE, Tech. Rep., 2012, iSBN : 9780738172064. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/6161600/

[12] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith, and A. Jamalipour, "Wireless body area networks : A survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1658–1686, 2014.

[13] D. Seo, R. M. Neely, K. Shen, U. Singhal, E. Alon, J. M. Rabaey, J. M. Carmena, and M. M. Maharbiz, "Wireless recording in the peripheral nervous system with ultrasonic neural dust," *Neuron*, vol. 91, no. 3, pp. 529–539, 2016.

[14] C. Leduc and M. Zhadobov, "Impact of electromagnetic exposure on the design of on-body antennas for wireless body area networks at 60 ghz," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 6, pp. 1556–1560, 2018.

[15] M. Bouklachi, "Conception et évaluation de bobines flexibles nfc pour la communication et la télé-alimentation de patchs et d'implants de surveillance médicale," Ph.D. dissertation, Université Grenoble Alpes, 2022. [Online]. Available : https://theses.hal.science/tel-04047308

[16] G. Vigneau, "Etude et modélisation d'un système de transmission d'énergie et de données par couplage inductif pour des systemes electronique dans l'environnement automobile," Ph.D. dissertation, Université de Toulouse, 2016. [Online]. Available : https://theses.hal.science/tel-03336557

[17] Neomagnets. (2024) Quels sont les avantages de l'accouplement magnétique. [Online]. Available : https://neomagnets.net/fr/advantages-of-magnetic-coupling/

[18] Y. M. Gao, Y. T. Ye, and S. Gao, "Channel modeling and performance analysis of near-field magnetic induction communication systems," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 10, pp. 6534–6544, 2019.

[19] S. Maity, M. He, M. Nath, D. Das, B. Chatterjee, and S. Sen, "Bio-physical modeling, characterization, and optimization of electro-quasistatic human body communication," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 67, no. 7, pp. 1907–1918, 2019.

[20] C. G. Gross, "The Discovery of Motor Cortex and its Background," *Journal of the History of the Neurosciences*, vol. 16, no. 3, pp. 320–331, Jul. 2007. [Online]. Available : http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/09647040600630160

[21] L. GALVANI, "De viribus electricitatis in motu musculari. Commentarius," 1791.

[22] G. B. Duchenne, "Physiologie des mouvements démontrée à l'aide de l'experimentation électrique et de l'observation clinique : et applicable à l'étude des paralysies et des déformations," 1867, consulté via Wellcome Collection. Source originale : Francis A. Countway Library of Medicine, Harvard Medical School. [Online]. Available : https://wellcomecollection.org/works/mb8q93v5

[23] J. P. Morgan, "The First Reported Case of Electrical Stimulation of the Human Brain," *Journal of the History of Medicine and Allied Sciences*, vol. XXXVII, no. 1, pp. 51–64, 1982. [Online]. Available : https://academic.oup.com/jhmas/article-lookup/doi/10.1093/jhmas/XXXVII.1.51

[24] B. Larsson, H. Elmqvist, L. Rydén, and H. Schüller, "Lessons From the First Patient with an Implanted Pacemaker : : 1958–2001," *Pacing and Clinical Electrophysiology*, vol. 26, no. 1p1, pp. 114–124, Jan. 2003. [Online]. Available : https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1046/j.1460-9592.2003.00162.x

[25] "Nuclear drive for woman's heart," *The Evening Standard*, Jul. 1970.

[26] P. Goode, "Biomedical Engineering Fundamentals."

[27] H. Schwan, "Electrical properties of tissues and cell suspensions : mechanisms and models," in *Proceedings of 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. Baltimore, MD, USA : IEEE, 1994, pp. A70–A71. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/412155/

[28] "Rife Frequencies, The Skin Effect And Bio-Electrical Impedance Analysis.html." [Online]. Available : https://rifevideos.com/the_skin_effect_and_bio_electrical_impedance_analysis.html

[29] T. Handa, S. Shoji, S. Ike, S. Takeda, and T. Sekiguchi, "A very low-power consumption wireless ECG monitoring system using body as a signal transmission medium," in *Proceedings of International Solid State Sensors and Actuators Conference (Transducers '97)*. Chicago, IL, USA : IEEE, 1997, pp. 1003–1006.

[30] M. Oberle, "Low power systems-on-chip for biomedical applications," 2002.

[31] M. S. Wegmüller, "Intra-body communication for biomedical sensor networks," Ph.D. dissertation, ETH Zurich, 2007, artwork Size : 1 Band Medium : application/pdf Pages : 1 Band. [Online]. Available : http://hdl.handle.net/20.500.11850/8031

[32] D. P. Lindsey, E. L. McKee, M. L. Hull, and S. M. Howell, "A new technique for transmission of signals from implantable transducers," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 45, no. 5, pp. 614–619, 1998.

[33] R. Noormohammadi, A. Khaleghi, and I. Balasingham, "Galvanic impulse wireless communication for biomedical implants," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 38 602–38 610, 2021.

[34] K. Hachisuka, Y. Terauchi, Y. Kishi, T. Hirota, K. S. H. Hosaka, and K. Ito, "SIMPLIFIED CIRCUIT MODELING AND FABRICATION OF INTRA-BODY COMMUNICATION DEVICES."

[35] N. Cho, J. Yoo, S.-J. Song, J. Lee, S. Jeon, and H.-J. Yoo, "The Human Body Characteristics as a Signal Transmission Medium for Intrabody Communication," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 5, pp. 1080–1086, May 2007. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/4195656/

[36] Ruoyu Xu, Hongjie Zhu, and Jie Yuan, "Electric-Field Intrabody Communication Channel Modeling With Finite-Element Method," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 58, no. 3, pp. 705–712, Mar. 2011. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/5640659/

[37] Y. Song, K. Zhang, Q. Hao, L. Hu, J. Wang, and F. Shang, "A Finite-Element Simulation of Galvanic Coupling Intra-Body Communication Based on the Whole Human Body," *Sensors*, vol. 12, no. 10, pp. 13 567–13 582, Oct. 2012. [Online]. Available : http://www.mdpi.com/1424-8220/12/10/13567

[38] M. H. Seyedi and D. Lai, *A Novel Intrabody Communication Transceiver for Biomedical Applications*, ser. Series in BioEngineering. Singapore : Springer Singapore, 2017. [Online]. Available : http://link.springer.com/10.1007/978-981-10-2824-3

[39] C. Asogwa, M. Seyedi, and D. Lai, "A preliminary investigation of human body composition using galvanically coupled signals," in *Proceedings of the 9th International Conference on Body Area Networks (BODYNETS 2014)*. London, United Kingdom : ICST, 2014, pp. 346–351.

[40] D. Ahmed, G. Fischer, and J. Kirchner, "Simulation-based models of the galvanic coupling intra-body communication," in *2019 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*, 2019, pp. 1–6.

[41] Z. Cai, M. Seyedi, D. T. Lai, and F. Rivet, "Characteristics of baseband digital signal transmission for intrabody communications," in *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*. Montevideo, Uruguay : IEEE, May 2014, pp. 186–190. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/6860730/

[42] Z. Chen, Y. Gao, M. Du, and F. Lin, "A circuit-coupled fem model with considering parasitic capacitances effect for galvanic coupling intrabody communication," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 106, pp. 17–27, 2020.

[43] W. K. Chen, Z. L. Wei, Y. M. Gao, Z. L. Vasic, M. Cifrek, M. I. Vai, M. Du, and S. H. Pun, "Design of Galvanic Coupling Intra-Body Communication Transceiver Using Direct Sequence Spread Spectrum Technology," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 84 123–84 133, 2020. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/9081984/

[44] A. Vizziello, P. Savazzi, and G. Magenes, "Electromyography Data Transmission via Galvanic Coupling Intra-body Communication Link," in *Proceedings of the Eight Annual ACM International Conference on Nanoscale Computing and Communication*. Virtual Event Italy : ACM, Sep. 2021, pp. 1–7. [Online]. Available : https://dl.acm.org/doi/10.1145/3477206.3477450

[45] M. Seyedi, B. Kibret, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "A Survey on Intrabody Communications for Body Area Network Applications," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 60, no. 8, pp. 2067–2079, Aug. 2013. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/6488804/

[46] W. J. Tomlinson, S. Banou, C. Yu, M. Stojanovic, and K. R. Chowdhury, "Comprehensive Survey of Galvanic Coupling and Alternative Intra-Body Communication Technologies," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 2, pp. 1145–1164, 2019. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/8527518/

[47] Y. Jeon, H. Jeon, S.-I. Cheon, C. Jung, and M. Je, "A 650-uW 30-Mbps Galvanic Coupling Communication Receiver for Bionic Arms," in *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*.

Florence : IEEE, May 2018, pp. 1–5. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/8351063/

[48] Y. Jeon, C. Jung, S. Cheon, H. Cho, J. Suh, H. Jeon, S. Koh, and M. Je, "A 100mb/s galvanically-coupled body-channel-communication transceiver with 4.75pj/b tx and 26.8 pj/b rx for bionic arms," in *2019 Symposium on VLSI Circuits, VLSI Circuits 2019 - Digest of Technical Papers*, ser. IEEE Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Jun. 2019, pp. C292–C293, publisher Copyright : © 2019 JSAP. ; 33rd Symposium on VLSI Circuits, VLSI Circuits 2019 ; Conference date : 09-06-2019 Through 14-06-2019.

[49] V. Kerzerho, M.-M. Belhaj, S. Bernard, S. Bonhommeau, T. Rouyer, F. Soulier, and D. J. McKenzie, "Sea bass (dicentrarchus labrax) tail-beat frequency measurement using implanted bioimpedance sensing," *Fishes*, vol. 9, no. 10, 2024. [Online]. Available : https://www.mdpi.com/2410-3888/9/10/399

[50] A. Chandra, "Frequency dependence of ionic conductivity of electrolyte solutions," *The Journal of Chemical Physics*, vol. 113, no. 12, pp. 5408–5418, 2000.

[51] "Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 118, no. 5, pp. 483–524, May 2020. [Online]. Available : https://journals.lww.com/10.1097/HP.0000000000001210

[52] Z. Cai, M. Seyedi, W. Zhang, F. Rivet, and D. T. H. Lai, "Characterization of Impulse Radio Intrabody Communication System for Wireless Body Area Networks," *Journal of Medical and Biological Engineering*, vol. 37, no. 1, pp. 74–84, Feb. 2017. [Online]. Available : https://link.springer.com/10.1007/s40846-016-0198-9

[53] P. G. Boute, A. Hagmayer, K. Smid, R. P. M. Pieters, and M. J. Lankheet, "Behavioural response thresholds of marine fish species for pulsed electric fields," *Frontiers in Marine Science*, vol. 10, Jan. 2024, publisher : Frontiers. [Online]. Available : https://www.frontiersin.org/journals/marine-science/articles/10.3389/fmars.2023.1286149/full

[54] R. S. Wydoski and U. S. Fish, "EFFECTS OF ELECTRIC CURRENT ON FISH AND INVERTEBRATES."

[55] J. Reynolds, "QUICK-START GUIDE TO ELECTROFISHING."

[56] G. Pottier, M. Nevoux, and F. Marchand, "Electrofishing eel, salmon and trout : impact of waveform and frequency on capture-per-unit-effort and spinal damage," *Knowledge & Management of Aquatic Ecosystems*, no. 421, p. 42, 2020, number : 421 Publisher : EDP Sciences. [Online]. Available : https://www.kmae-journal.org/articles/kmae/abs/2020/01/kmae200101/kmae200101.html

[57] R. Gargouri, H. Gagnon, and B. Gosselin, "Stability analysis for howland current source for bioimpedance measurement," in *2021 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications (MeMeA)*. IEEE, 2021, pp. 1–6.

[58] Texas Instruments, "An-1515 a comprehensive study of the howland current pump," Texas Instruments, Application Report SNOA474A, April 2013, revised April 2013.

[59] E. Brunner and U. Münzel, "The nonparametric behrens–fisher problem : Asymptotic theory and a small-sample approximation," *Biometrical Journal*, vol. 42, no. 1, pp. 17–25, 2000.

[60] F. Wilcoxon, "Individual comparisons by ranking methods," *Biometrics Bulletin*, vol. 1, no. 6, pp. 80–83, 1945.

[61] K. Neubert and E. Brunner, "A studentized permutation test for the nonparametric behrens–fisher problem," *Computational Statistics & Data Analysis*, vol. 51, no. 10, pp. 5192–5204, 2007.

[62] E. Sandblom, A. P. Farrell, J. Altimiras, M. Axelsson, and G. Claireaux, "Cardiac preload and venous return in swimming sea bass (*Dicentrarchus labrax* L.)," *Journal of Experimental Biology*, vol. 208, no. 10, pp. 1927–1935, May 2005. [Online]. Available : https://journals.biologists.com/jeb/article/208/10/1927/15327/Cardiac-preload-and-venous-return-in-swimming-sea

[63] *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6 : Wireless Body Area Networks*, IEEE Std. 802.15.6, 2012.

[64] S. A. Salehi, M. A. Razzaque, I. Tomeo-Reyes, and N. Hussain, "Ieee 802.15.6 standard in wireless body area networks from a healthcare point of view," in *2016 22nd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, 2016, pp. 523–528.

[65] T. Leng, Z. Nie, W. Wang, F. Guan, and L. Wang, "A human body communication transceiver based on on-off keying modulation," in *International Symposium on Bioelectronics and Bioinformations 2011*. Suzhou, China : IEEE, Nov. 2011, pp. 61–64. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/6107645/

[66] A. Vizziello, P. Savazzi, G. Magenes, and P. Gamba, "Phy design and implementation of a galvanic coupling testbed for intra-body communication links," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 184 585–184 597, 2020.

[67] W. J. Tomlinson, S. Banou, S. Blechinger-Slocum, C. Yu, and K. R. Chowdhury, "Body-guided galvanic coupling communication for secure biometric data," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 8, pp. 4143–4156, 2019.

[68] M. S. Wegmueller, W. Fichtner, M. Oberle, and N. Kuster, "Bpsk and qpsk modulated data communication for biomedical monitoring sensor network," in *2006 International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2006, pp. 2071–2074.

[69] STMicroelectronics, *STM32L476xx Ultra-low-power Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU, 100DMIPS, up to 1MB Flash, 128 KB SRAM, USB OTG FS, LCD, ext. SMPS*, STMicroelectronics, June 2019, datasheet - production data, Document ID : DS10198 Rev 8, 270 pages.

[70] F. Xiong, *Digital Modulation Techniques, second edition fuqin xiong.* Artech House, 2006.

[71] J. W. Li, X. M. Chen, B. D. Sekar, C. T. Lam, M. Du, P. U. Mak, M. I. Vai, Y. M. Gao, and S. H. Pun, "Channel characteristics analysis of galvanic coupling intra-body communication," *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, vol. 6, no. 3, pp. 364–372, 2022.


UNIVERSITÉ
DE MONTPELLIER