



HAL
open science

Contribution à l'étude d'un réseau sans fil intracorporel

Justine Guedey

► **To cite this version:**

Justine Guedey. Contribution à l'étude d'un réseau sans fil intracorporel. Electronique. Université de Bordeaux, 2022. Français. NNT : 2022BORD0033 . tel-03697315

HAL Id: tel-03697315

<https://theses.hal.science/tel-03697315v1>

Submitted on 16 Jun 2022

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

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

THÈSE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR (SPI)
SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

Justine GUEDEY

Contribution à l'étude d'un réseau sans fil intracorporel

Sous la direction de : Yann DEVAL

Soutenu le 8 Avril 2022

Membres du jury :

Mme GRENIER , Katia	Directrice des Recherches, LAAS - CNRS	Présidente
M. DUBUC , David	Professeur des Universités, Université de Toulouse	Rapporteur
Mme BEN ROMDHANE , Manel	Maître-Assistante – HU, SUP'COM, Tunisie	Rapporteur
M. DEVAL , Yann	Professeur des Universités, Bordeaux INP	Directeur
M. LAPUYADE , Hervé	Maître de conférences, Université de Bordeaux	Co-encadrant
M. RIVET , François	Maître de conférences – HDR, Bordeaux INP	Co-encadrant

Titre : Contribution à l'étude d'un réseau sans fil intracorporel

Résumé :

Un suivi médical constant peut réduire considérablement les risques de décès brutal (maladies cardiovasculaires, AVC, etc.). Une collecte à la minute d'un nombre limité de signaux biologiques est suffisante pour corrélérer des modèles prédictifs qui permettent d'anticiper des états de santé critiques. On peut énumérer le rythme cardiaque, la tension artérielle, la concentration de glucose, le taux d'oxygène dans le sang, la température, etc. La réponse à cette problématique est de placer un réseau de capteurs implantables dans le corps humain en transmettant les données par ultrason. Cette méthode de propagation est mieux adaptée aux milieux aqueux tels que le corps humain que les ondes RF en termes de bilan de liaison et de sécurité. L'axe central de cette thèse est de mettre en commun les connaissances issues de mondes très différents pour aboutir aux spécifications de ce système et élaborer un prototype de démonstration.

Mots clés : *Implant, Ultrason, Communications numériques, BPSK, Réseau*

Title : Contribution to the study of an intracorporeal wireless network

Abstract :

Constant medical monitoring can significantly reduce the risk of sudden death (cardiovascular diseases, stroke, etc.). A minute-by-minute collection of a limited number of biological signals is enough to correlate predictive models that permit to anticipate critical health conditions. We can enumerate the heart rate, blood pressure, glucose concentration, oxygen level in the blood, temperature, etc. The answer to this problematic is to place a network of implantable sensors in the human body to transmit the data through ultrasound. Ultrasonic propagation is more suitable for the human body, which is an aqueous environment, than RF waves in terms of link budget and security. This thesis focuses on bringing together knowledge of very different domains to get the specifications of this system and to develop a demonstration prototype.

Keywords : *Implant, Ultrasound, Digital Communications, BPSK, Network*

Laboratoire de l'Intégration, du Matériau au Système (IMS)

UMR 5218

Bâtiment A31, 351 Cours de la Libération, F-33405 TALENCE CEDEX

Remerciements

Tout d'abord, je remercie les membres du jury extérieurs au laboratoire, Katia Grenier, David Dubuc et Manel Ben Romdhane pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux et notamment pour une correction très détaillée de ce manuscrit de la part de Mme Ben Romdhane.

Je remercie mes encadrants Yann Deval, Hervé Lapuyade et François Rivet pour leur soutien tout au long de ma thèse.

Je remercie Héléne Debéda pour les informations qu'elle m'a apportées sur les transducteurs ultrasoniques et l'utilisation de l'analyseur de réseaux.

Je remercie Ayoub pour son écoute et ses remarques précieuses.

Je remercie Andres, Mateus, François S. et Sazzad pour leur disponibilité et l'aide qu'ils m'ont apportée pour la conception du circuit intégré. Je remercie également Jean-Charles, Denis, Leonardo et Benjamin pour leur bonne humeur et leur gentillesse ainsi que les autres membres du groupe conception.

Enfin, je remercie ma famille et mon copain Charles qui a été du plus grand soutien durant ces 3 ans et demi.

Table des matières

Table des matières.....	5
Liste des figures	8
Liste des tableaux	13
Liste des abréviations	14
Introduction générale.....	17
Chapitre 1 Communications ultrasoniques dans le corps humain.....	19
1.1 Intérêt d'un réseau d'implants communiquant par ultrasons	20
1.2 Réglementation pour un réseau ultrasonique communicant intracorporel.....	23
1.2.1 Réglementation de l'ultrason dans le corps humain.....	23
1.2.2 Norme pour un réseau de communication dans le corps humain.....	27
1.3 Présentation des systèmes de communication par ultrasons	28
1.3.1 Les débuts des communications ultrasoniques dans le corps humain.....	28
1.3.2 Etat de l'art des implants ultrasoniques.....	30
1.3.3 Réseaux ultrasoniques intracorporels.....	39
1.4 Conclusion.....	41
Chapitre 2 Bilan de liaison : Impact de la fréquence et du type de transducteur	43
2.1 Sources d'atténuation dans le corps humain	44
2.1.1 Conversions d'énergies électrique, mécanique et acoustique	46
2.1.2 Réflexions et transmissions au niveau des implants	51
2.1.3 Absorption.....	54
2.1.4 Diffraction de l'onde ultrasonique et non-alignement des transducteurs.....	55
2.1.5 Réflexions liées à la structure hétérogène du corps humain	56
2.1.6 Bruit.....	56
2.2 Fréquence et forme de transducteur idéaux.....	57
2.2.1 Pertes pour des transducteurs en forme de sphère.....	57
2.2.2 Pertes pour des transducteurs en forme de disque.....	58

2.2.3	Comparaison des pertes pour des transducteurs en forme de disque et de sphère	62
2.3	Conclusion.....	65
Chapitre 3	Définition du protocole.....	67
3.1	Présentation du système de communication.....	68
3.1.1	Transmission classique ou par rétrodiffusion.....	68
3.1.2	Chaîne de communication.....	70
3.2	Choix du type de modulation	71
3.2.1	Modulations analogiques ou numériques.....	71
3.2.2	Choix de l'ordre de modulation	73
3.2.3	Choix du type de modulation binaire	77
3.3	Gain en distance obtenu avec la modulation BPSK.....	85
3.4	Conclusion.....	87
Chapitre 4	Détecteurs BPSK non-cohérents	88
4.1	Détecteur à une bascule D.....	89
4.1.1	Fonctionnement.....	90
4.1.2	Simulations.....	91
4.2	Circuits de détection BPSK à deux et trois bascules D.....	96
4.2.1	Diminution du nombre de trames perdues : détecteur à deux bascules D.....	96
4.2.2	Adaptabilité au glissement des signaux : détecteur à trois bascules D	98
4.2.3	Amélioration du BER : codage et rejet des trames bruitées.....	102
4.3	Comparaison des trois détecteurs BPSK.....	103
4.4	Conclusion.....	105
Chapitre 5	Description du circuit proposé.....	106
5.1	Présentation du circuit complet.....	107
5.2	Description du récepteur	109
5.2.1	Amplificateur filtrant.....	109
5.2.2	Bascule D	117

5.2.3	Filtre numérique	123
5.2.4	Bascule de sortie.....	127
5.3	Description de l'émetteur	128
5.4	Autres blocs.....	129
5.4.1	Générateur d'horloge.....	130
5.4.2	Circuit d'aiguillage des signaux de commande.....	135
5.5	Assemblage de tous les éléments du circuit	136
5.6	Conclusion.....	141
Chapitre 6	Mesures.....	142
6.1	Caractérisation des transducteurs piézoélectriques et du canal de propagation.....	143
6.1.1	Transmission ultrasonique.....	143
6.1.2	Atténuation des ondes ultrasoniques	146
6.2	Mesures des performances du circuit intégré	151
6.2.1	Description de la carte de test du circuit intégré	151
6.2.2	Tests de fonctionnement du circuit	152
6.2.3	Evaluation des performances du circuit : mesures du BER et de la consommation	156
6.3	Comparaison avec l'état de l'art.....	168
6.4	Conclusion.....	170
Conclusion générale	171
Annexe	175
A.1	Intégrale de Bessel de première espèce.....	175
A.2	Définitions et calcul de la pression pour un transducteur disque	175
A.3	Propriété d'une intégrale de Bessel de première espèce et de premier ordre.....	176
A.4	Intégrale d'une fonction de densité de probabilité gaussienne.....	176
Publication	177
Références	178

Liste des figures

Figure 1.1. a) Applications des implants ultrasoniques b) UIBAN pour les systèmes de soins futurs	21
Figure 1.2. Onde de pression émise en réponse à un pulse électrique en fonction du temps (adapté de [HAA12])	25
Figure 1.3. a) Intensité en fonction du temps en réponse à un pulse b) Intensité en fonction de la distance par rapport à l'axe de propagation (adapté de [HAA12])	26
Figure 1.4. Intensité <i>ISPTA</i> à partir de laquelle des effets sont observés en fonction du temps d'exposition (adapté de [NG02]).....	27
Figure 1.5. a) Image de l'implant ultrasonique typique b) Dispositif de test de l'implant typique	31
Figure 1.6. Implants ultrasoniques présentés dans l'état de l'art a) [CWC17] b) [MK19] c) [SNS16] d) [SAL21]	33
Figure 1.7. a) Image du réseau en étoile proposé dans l'état de l'art b) Réseau en arbre	39
Figure 2.1. Dispositif de communication dans le corps humain avec représentation des pertes ...	45
Figure 2.2. a) Spectre d'impédance d'un transducteur piézoélectrique en forme de disque b) Schéma électromécanique équivalent de Van Dyke du transducteur piézoélectrique au voisinage de ses fréquences de résonance [ARN04][KUN02]	46
Figure 2.3. Modèle électroacoustique équivalent pour un mode de résonance [SB07]	49
Figure 2.4. Les deux interfaces de l'implant : transducteur/encapsulation et encapsulation/tissus	51
Figure 2.5. Simulation du coefficient de transmission en intensité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs d'épaisseur de la couche d'encapsulation pour du a) Titane b) Parylène c) Slygard 160 d) PDMS et e) Tableau de valeurs de l'impédance acoustique et de la vitesse de l'onde pour différents milieux.....	53
Figure 2.6. Coefficients d'absorption α en fonction de la fréquence pour différents milieux de propagation et estimation de l'expression du coefficient d'absorption moyen (données issues de [HGB18]).....	55
Figure 2.7. Transducteur disque émetteur avec axes et point Q (adapté de [AZH10]).....	59
Figure 2.8. Transducteurs disques émetteur et récepteur avec axes.....	60

Figure 2.9. a) Gain lié à la diffraction et à l'absorption de l'onde pour différentes distances entre les transducteurs b) Fréquence idéale pour des disques parfaitement alignés en fonction de la distance entre les disques	62
Figure 2.10. Gain lié à la diffraction et à l'absorption de l'onde pour différents rayons de transducteurs.....	63
Figure 2.11. Représentation en 3 dimensions du gain $ I/I_e $ pour différentes fréquences.....	64
Figure 3.1. Temps de vol entre deux transducteurs pour la rétrodiffusion [GPS19]	69
Figure 3.2. Diagramme de bloc de la chaîne de communication	70
Figure 3.3. Représentation des 3 modulations basiques analogiques et numériques réalisée avec Matlab.....	72
Figure 3.4. Efficacité énergétique des émetteurs en fonction de la puissance de sortie selon le type de modulation (2006-2019).....	79
Figure 3.5. Energie par bit en fonction de la sensibilité selon le type de modulation (2007-2019)	79
Figure 3.6. Consommation des récepteurs en fonction de sensibilité pour différents types de modulation (2009-2019).....	79
Figure 3.7. Consommation des émetteurs en fonction de la puissance de sortie selon le type de modulation (2006-2019).....	80
Figure 3.8. Densité spectrale de puissance pour différentes modulations binaires en fonction de la fréquence	83
Figure 4.1. Détection d'un signal BPSK en l'absence de bruit avec une bascule D.....	90
Figure 4.2. a) Schéma du circuit simulé b) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu	92
Figure 4.3. a) Schéma du circuit simulé b) Fréquence du signal de sortie du récepteur en fonction de la fréquence de la porteuse c) Plage temporelle nécessaire pour que le signal en sortie du récepteur change de niveau en fonction de la différence de fréquence entre la porteuse et l'horloge du récepteur	93
Figure 4.4. a) Schéma du circuit à une bascule D avec signature simulé b) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu sans signature et avec signature de 3 bits et de 56 bits c) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la longueur de la signature	95

Figure 4.5. a) Schéma du circuit à 2 bascules D avec signature simulé b) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu avec signature de 3 bits et de 56 bits c) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la longueur de la signature.....	98
Figure 4.6. a) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu avec signature de 3 bits et de 56 bits b) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la longueur de la signature.....	100
Figure 4.7. a) Schéma du circuit à trois bascules D avec système d'inversion et de vote majoritaire simulé b) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la taille du compteur	100
Figure 4.8. BER moyen, proportion des trames sans erreur et des trames perdues en fonction du rapport E_b/N_0 pour une différence de fréquences $\delta f_l = 40$ Hz et pour des longueurs de trames de 52 bits et de 16 bits.....	101
Figure 4.9. BER moyen, proportion des trames sans erreur et des trames perdues en fonction du rapport E_b/N_0 pour une différence de fréquences $\delta f_l = 0$ Hz, avec et sans codage de Manchester	103
Figure 5.1. Schéma de l'émetteur-récepteur complet.....	107
Figure 5.2. Schéma des filtres passe-bande du second ordre a) de Sallen-Key avec gain b) MFB [MAN02].....	109
Figure 5.3. Schéma du filtre de Delyiannis [FIO20].....	111
Figure 5.4. Simulation AC du gain en boucle ouverte de l'AOP	113
Figure 5.5. Simulation AC du gain et de la phase en boucle ouverte du filtre de Delyiannis.....	114
Figure 5.6. Filtres de Delyiannis avec multiplexeur et diviseur de tension	114
Figure 5.7. Simulation AC des deux gains et phases du filtre complet.....	115
Figure 5.8. Simulation temporelle du premier filtre.....	116
Figure 5.9. Simulation temporelle du filtre complet	116
Figure 5.10. Simulation de la résistance r_{nwell}	117
Figure 5.11. a) Circuit bistable b) Structure classique d'une bascule D à deux verrous.....	118
Figure 5.12. Verrous a) ff_NOR b) ff_NAND c) ff_NAND2 d) ff_min3 e) ff_Earle et bascule D f) ff_NAND3 utilisant des portes NAND	119

Figure 5.13. Verrous utilisant des portes de transfert a) <i>ff_tg</i> b) <i>ff_powerPC</i> c) <i>ff_C²MOS</i> d) <i>ff_NMOS</i> et e) Inverseur clocké f) Porte de transfert	120
Figure 5.14. a) Dispositif de test des bascules D b) Simulation temporelle d'une bascule D pour déterminer sa tension de basculement	123
Figure 5.15. Simulation du BER en fonction de la taille des compteurs	125
Figure 5.16. Simulation temporelle du filtre numérique	126
Figure 5.17. Schéma du filtre numérique	126
Figure 5.18. a) Bascule de sortie b) Simulation temporelle de la bascule de sortie	127
Figure 5.19. Simulation du BER en fonction de la phase relative entre le signal <i>HDb</i> et le signal <i>out</i>	128
Figure 5.20. Schéma de l'émetteur complet avec modulation BPSK	129
Figure 5.21. Simulation temporelle des signaux aux bornes du transducteur	129
Figure 5.22. a) Oscillateur de Pierce avec buffer b) Schéma équivalent de l'oscillateur de Pierce en petits signaux c) Impédance en fonction de la fréquence pour un cristal de quartz	133
Figure 5.23. Démarrage et arrêt des oscillations	135
Figure 5.24. Circuit d'aiguillage des signaux de commande	136
Figure 5.25. Schéma de la répartition des alimentations	137
Figure 5.26. Layout du circuit complet avec pad ring	139
Figure 5.27. Photo du circuit complet avec pad ring	141
Figure 6.1. Mesures du signal reçu aux bornes du transducteur récepteur pour un signal a) sinusoïdal sans isolation en aluminium, b) sinusoïdal avec isolation, c) carré sans isolation et d) carré avec isolation	144
Figure 6.2. Signaux reçus avec et sans isolation en aluminium filtrés par un filtre passe-bande	146
Figure 6.3. Gain en fonction du temps pour une distance quasiment nulle entre les transducteurs	147
Figure 6.4. Atténuation en fonction de la fréquence dans les deux sens de transmission pour 31 mm dans l'eau	148
Figure 6.5. Atténuation en fonction de la distance pour une fréquence de 1,000077 MHz dans l'eau	149
Figure 6.6. Atténuation en fonction de la distance pour une fréquence de 1,000077 MHz dans l'huile de ricin	150

Figure 6.7. Atténuation en fonction de la distance pour une fréquence de 1,000077 MHz dans l'huile de ricin	151
Figure 6.8. Photo du <i>pcb2</i> et du dispositif de mesure	152
Figure 6.9. Démarrage des oscillations	152
Figure 6.10. Message binaire et signal de sortie de l'émetteur a) sans transducteur et b) avec transducteur	153
Figure 6.11. Message binaire et signal reçu par le transducteur récepteur	154
Figure 6.12. Fréquence du signal de sortie du récepteur 1 du <i>pcb2</i> en fonction de la différence entre les fréquences d'horloge de l'émetteur et du récepteur.....	155
Figure 6.13. Message binaire et signal de sortie du récepteur pour un unique étage d'amplification activé pour des transducteurs séparés de 31 mm dans un bac d'eau	156
Figure 6.14. Signal de sortie du récepteur pour un unique étage d'amplification pour des transducteurs séparés de 15 mm dans un bac d'eau pour différentes tensions d'alimentation de la partie numérique du récepteur	157
Figure 6.15. BER, proportion des trames perdues et sans erreur en fonction de la tension d'alimentation de la partie numérique du récepteur pour une différence de fréquence d'horloge $\delta f = 40$ Hz et une distance de 31 mm.	159
Figure 6.16. Horloge, signal reçu par le transducteur récepteur et signal reçu filtré sur Matlab pour un déphasage de a) 0 radians et b) $\pi/2$	160
Figure 6.17. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur en fonction de la distance	162
Figure 6.18. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur pour une distance de 31 mm pour a) 1 étage d'amplification b) 2 étages d'amplification	163
Figure 6.19. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur pour une distance de 31 mm pour a) 1 étage d'amplification b) 2 étages d'amplification avec courbes théoriques	164
Figure 6.20. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur pour une distance de 31 mm et codage de Manchester pour a) 1 étage d'amplification b) 2 étages d'amplification	166

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Récapitulatif de l'état de l'art des implants ultrasoniques avec circuits intégrés.....	34
Tableau 2.1. Transducteurs piézoélectrique testés	46
Tableau 3.1. BER pour 3 types de modulation	83
Tableau 4.1. Comparaison des 3 détecteurs BPSK	104
Tableau 5.1. Comparaison des filtres de Sallen-Key et MFB	110
Tableau 5.2. Comparaison des performances théoriques et simulées du filtre complet	115
Tableau 5.3. Rapport de largeur de grille des bascules	121
Tableau 5.4. Performances des bascules D statiques classiques	121
Tableau 5.5. Performances des oscillateurs à cristal, à relaxation et en anneau à basses fréquences	130
Tableau 5.6. Table de vérité du circuit d'aiguillage des signaux de commande.....	136
Tableau 5.7. Consommation des éléments du circuit selon le mode de fonctionnement.....	137
Tableau 5.8. Liste des pads et de leur fonctionnalité	140
Tableau 6.1. Nombre d'erreurs et tension reçue en fonction du déphasage entre la porteuse et l'horloge du récepteur pour une distance de 31 mm	161
Tableau 6.2. Nombre de bits mesurés	166
Tableau 6.3. Consommation mesurée	167
Tableau 6.4. Comparaison de nos travaux avec l'état de l'art	169

Liste des abréviations

ADC	Analog-to-Digital Converter
AOP	Amplificateur OPérationnel
ASK	Amplitude-Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BAN	Body Area Network
BER	Bit Error Rate
BLE	Bluetooth Low Energy
BFSK	Binary Frequency-Shift Keying
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
BSN	Body Sensor Network
CDMA	Code Division Multiple Access
CI	Circuit Intégré
COTS	Components Off-The-Shelf
CPFSK	Continuous Phase Frequency-Shift Keying
DAB	Digital Audio Broadcasting
DPSK	Differential Phase-Shift Keying
FDA	Food and Drug Administration
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FSK	Frequency-Shift Keying
GBW	Gain BandWidth product
GMSK	Gaussian filtered Minimum Shift Keying
GPS	Global Positioning System
HBC	Human Body Communication
HIFU	High Intensity Focused Ultrasound
IBAN	Intra-Body Area Network
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

ILO	Injection L O cking
ISM	Industrial Scientific Medical
LDO	Low-Drop O ut regulator
LLC	Logical Link Control
MAC	Media Access Control
MFB	Multiple Feed B ack
MI	Mechanical Index
MUT	Micromachine Ultrasonic Transducerj
NRZ	Non-Return-to-Zero
NRZI	Non-Return-to-Zero-Inverted
NRZS	Non Return to Zero Space
OOK	On-Off Keying
OSI	Open System Interconnection
PA	Power Amplifier
PAN	Personal Area Network
PDMS	PolyDiMéthylSiloxane
PLL	Phase Locked Loop
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PSK	Phase Shift-Keying
PWM	Pulse Width Modulation
PZT	Titano-Zirconate de Plomb
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	RadioFrequency
RFID	RadioFrequency Identification
RX	Réception
RZ	Return to Zero
SER	Symbol Error Rate
SNR	Signal to Noise Ratio
SPTA	Special Peak Temporal Average intensity
THSS	Time-Hopping Spread Spectrum
TI	Thermal Index

ToF	Time-of-Flight
TSPC	True Single-Phase Clock
TX	Transmission
UIBAN	Ultrasonic Intra-Body Area Network
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra WideBand
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
WuRx	Wake-up Receiver
WBAN	Wireless Body Area Network

Introduction générale

Ces travaux visent à contribuer à l'étude d'un réseau ultrasonique intracorporel dont le but est principalement de relever des données biologiques du corps humain et de les acheminer via des implants relais vers un émetteur-récepteur externe. Ce manuscrit de thèse est organisé comme suit :

Le chapitre 1 résume tous les efforts de recherche en lien avec la communication ultrasonique à l'intérieur du corps humain depuis ses débuts dans les années 1990 jusqu'à aujourd'hui. Ces recherches concernent le choix des transducteurs ultrasoniques, le type de communication, les circuits de communication et leurs performances. Certaines normes et paramètres pour limiter l'exposition aux ondes ultrasoniques sont présentés.

Le chapitre 2 énumère les sources des pertes d'énergie dans le système de communication. De plus, un bilan de liaison est établi à partir des équations de propagation des ondes pour deux formes de transducteurs piézoélectriques. Cela permet notamment de pouvoir choisir une fréquence pour le signal porteur.

Le chapitre 3 étudie les communications binaires afin de déterminer un protocole pour le système de communication. Des simulations sont réalisées afin de valider le choix de modulation dans un milieu réaliste.

Le chapitre 4 propose 3 détecteurs BPSK entièrement numériques sans récupération de l'horloge en utilisant notamment des bascules D. Les circuits sont simulés sous différentes conditions : une variation de la différence de fréquences entre l'horloge de l'émetteur et celle du récepteur et une variation du déphasage entre la porteuse du signal reçu et de l'horloge du récepteur. Les circuits sont ensuite comparés.

Le chapitre 5 présente tous les éléments du circuit intégré conçus à l'aide du logiciel Cadence. Le récepteur comporte une partie analogique avec un filtre amplificateur à 1 ou 2 étages, un détecteur BPSK, un filtre numérique et une bascule D permettant de garantir une durée identique

pour chaque bit détecté. Le circuit comporte également un émetteur et un oscillateur fournissant l'horloge à tout le circuit. Tous les blocs sont simulés pour vérifier leur fonctionnement.

Le chapitre 6 vérifie d'une part la fonctionnalité des transducteurs ultrasoniques choisis et étudie les caractéristiques de la transmission ultrasonique. D'autre part, après vérification de la fonctionnalité de tous les blocs, les performances du circuit fabriqué sont analysées pour une transmission de données dans de l'eau. Ces performances sont comparées à celles des systèmes de l'état de l'art.

Enfin, nous clôturons ce manuscrit par la conclusion où quelques perspectives sont proposées.

Chapitre 1

Communications ultrasoniques dans le corps humain

1.1	Intérêt d'un réseau d'implants communiquant par ultrasons	20
1.2	Réglementation pour un réseau ultrasonique communicant intracorporel	23
1.2.1	Réglementation de l'ultrason dans le corps humain.....	23
1.2.2	Norme pour un réseau de communication dans le corps humain.....	27
1.3	Présentation des systèmes de communication par ultrasons	28
1.3.1	Les débuts des communications ultrasoniques dans le corps humain.....	28
1.3.2	Etat de l'art des implants ultrasoniques.....	30
1.3.3	Réseaux ultrasoniques intracorporels.....	39
1.4	Conclusion.....	41

Nous présentons les avantages de l'ultrason pour des communications intracorporelles. Ensuite, nous introduisons les règles en vigueur pour les ultrasons de diagnostic ainsi que certains coefficients utilisés pour limiter les risques liés à la propagation des ondes ultrasoniques dans le corps humain. La norme IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) pour les réseaux à l'intérieur ou proches du corps humain est également décrite. Par ailleurs, nous étudions l'état de l'art des implants ultrasoniques, puis nous présentons le réseau d'implants ou de nœuds tel que nous l'envisageons.

Mots clés : Communications ultrasoniques, réseau, implants, réglementation

1.1 Intérêt d'un réseau d'implants communiquant par ultrasons

Le but des travaux développés dans cette thèse est la conception d'un circuit intégré de communication pour des implants ultrasoniques qui forment les nœuds d'un réseau UIBAN (Ultrasonic Intra-Body Area Network). Chaque implant du réseau contient au minimum un transducteur ultrasonique pour permettre l'émission et la réception de données physiologiques.

Le réseau d'implants tel que nous l'envisageons sert principalement à la surveillance régulière des paramètres vitaux. Les données sont transmises à un émetteur-récepteur externe RF (RadioFréquence) situé sur la peau puis à un appareil personnel où elles sont analysées. Ainsi, lorsque l'appareil personnel détecte une donnée anormale, l'information peut être envoyée à un service de soins. Ce service peut alors décider de contacter la personne si besoin. Ce cycle est représenté Figure 1.1.b). Les applications de surveillance faibles débits sont nombreuses comme la mesure de température ou de pression [SAL21][WYS17]. Les implants pourraient également effectuer des actions thérapeutiques comme indiqué sur la Figure 1.1.a). Ainsi, la stimulation de nerfs pourrait permettre de soulager des douleurs ou de traiter certaines maladies neurologiques [NGM1982][PZD16]. Un autre exemple est la libération de médicaments qui pourrait améliorer le traitement de maladies neurologiques ou oculaires [CBS16][CSE15]. Les moyens pour transporter sans

fil toutes ces données sont nombreux. On peut citer, par exemple, les couplages galvanique, capacitif ou inductif ou encore les ondes RF [TKL19]. Cependant, l’ultrason semble être un choix approprié pour ses nombreuses caractéristiques avantageuses dans le corps humain.

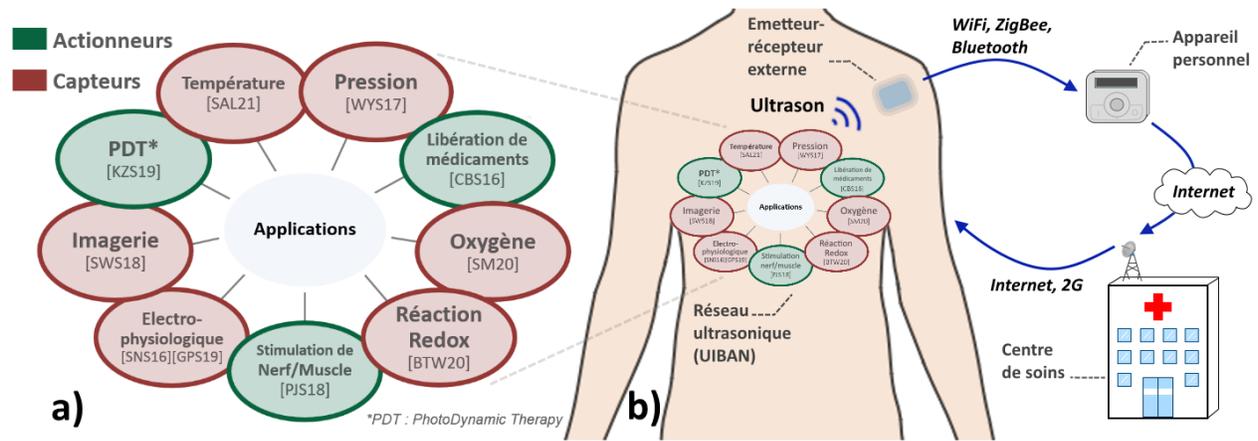


Figure 1.1. a) Applications des implants ultrasoniques b) UIBAN pour les systèmes de soins futurs

L’idée d’utiliser le corps humain comme milieu de propagation est apparu dans les années 1990 à travers l’invention du réseau personnel (Personal Area Network, PAN) [ZIM1996]. Il a alors été suggéré de transmettre des données, notamment des données biologiques telles que la pression artérielle ou le rythme respiratoire, par couplage capacitif. Du côté émetteur comme du côté récepteur, une électrode est placée à proximité ou sur le corps pour former un champ électrique avec lui. La seconde électrode est à l’air pour établir un champ électrique de retour avec la terre. La transmission de données par couplage capacitif consiste alors à perturber le champ électrique dans le corps humain. Cette perturbation est détectée par les électrodes réceptrices. Plus récemment, un système où toutes les électrodes sont situées à l’intérieur du corps humain est proposé, pouvant rendre le couplage capacitif attractif pour des communications implant à implant. Les électrodes de terre ne sont alors plus en contact avec l’air, ni avec les tissus humains [ZHS14][LSH19]. Actuellement, le nombre très limité d’articles sur ce sujet suggère la nécessité d’études complémentaires.

En 1997, est proposé la communication par couplage galvanique dont le principe est proche de celui du couplage capacitif intracorporel. Il ne nécessite pas non plus de chemin de retour avec la terre mais toutes ses électrodes sont en contact avec les tissus humains. L’émetteur induit un faible courant dans le corps qui est détecté par les deux électrodes réceptrices [TKL19]. Or, selon la fréquence du signal, le courant risque d’interférer avec l’activité neuronale [ZLN17]. De plus, les recherches sur les communications du corps humain (Human Body Communication – HBC) dont

font partie les couplages galvanique et capacitif, se focalisent bien souvent sur la modélisation du canal plutôt que sur la conception d'un circuit [PAR15][ZHL16][ES16][AHT19]. Certains implants utilisant le couplage galvanique ont tout de même émergé ces dernières années mais nécessitent d'être miniaturisés davantage [TKL18][TKL19][XLT20] [WCY20][LWG20].

Au contraire, les circuits de communication utilisant les ondes RF sont très développés et de nombreuses technologies dédiées au transport de données physiologiques dans un réseau telles que BLE (Bluetooth Low Energy), ZigBee, Sensium ou Zalink ont été proposées ces dernières années [GJS16]. Les antennes RF, qui présentent l'avantage d'être facilement intégrables, ont longtemps été volumineuses mais ont connu des progrès dernièrement [LGX16][SB19][RB20][RBA20]. Les circuits RF utilisent généralement des bandes de fréquence partagées par de nombreuses applications comme les fréquences ISM (Industrial Scientific Medical) pour correspondre aux normes en vigueur [IEEE12]. Cependant, l'ubiquité des ondes RF accroît le risque d'interférences [AB13][TBY19]. Par ailleurs, les ondes RF sont assez peu réfléchies à l'interface peau/air pour des fréquences élevées telles que pour les bandes ISM [ZU18]. Cette caractéristique est peu désirable puisqu'une personne tierce pourrait plus facilement écouter les données sans le consentement de la personne portant le réseau. De plus, les recherches sur les risques des ondes RF sont sujettes à controverse et pourraient générer davantage de craintes lorsqu'il s'agit de leur propagation à l'intérieur du corps humain [LIN16][EC15][BC18].

Contrairement aux ondes électromagnétiques, l'ultrason est considéré comme un moyen de diagnostic sûr qui n'a pas reçu beaucoup d'attention dans la recherche depuis la fin du XX^{ème} siècle [BD1978][BJB1991][SRD08]. Comme nous allons le voir au Chapitre 2, les ondes ultrasoniques sont particulièrement bien réfléchies à l'interface peau/air. D'autre part, l'ultrason offre probablement de plus grandes distances de propagation dans des milieux aqueux comme le corps humain que les ondes RF ou l'induction pour des implants miniaturisés [BRD20][RLO14].

D'après la référence [DY10], l'induction serait mieux adaptée pour transporter de l'énergie sur de courtes distances mais les ondes ultrasoniques sont plus efficaces pour des distances élevées entre l'émetteur et le récepteur. D'après les simulations et expériences menées dans la référence [IMK18], l'ultrason serait d'autant plus avantageux qu'on diminue les dimensions du récepteur. D'après nos connaissances, le plus petit implant toutes technologies confondues, serait un implant inductif avec $0,009 \text{ mm}^3$ offrant une distance de communication de 5 mm [KLK19]. Ce volume est

proche de ceux des plus petits implants ultrasoniques de l'état de l'art qui atteignent des distances un peu plus élevées. Enfin, les communications par couplage inductif souffrent du non-alignement entre les bobines malgré des moyens mis en œuvre pour réduire ce phénomène [CCC13][ZML15]. Pour les communications par ultrason, ce point dépend de la forme du transducteur.

Pour toutes les raisons évoquées, l'ultrason semble actuellement être le moyen le mieux adapté et le plus prometteur pour un réseau communicant intracorporel.

1.2 Réglementation pour un réseau ultrasonique communicant intracorporel

L'effet piézoélectrique correspond à la propriété de certains cristaux de se polariser électriquement sous l'action d'une force, et inversement de se déformer avec l'application d'une tension électrique [CC1880]. Sa découverte a ouvert la voie aux investigations autour de l'interaction entre les ondes ultrasoniques et les tissus biologiques dès la fin des années 1920 [HL1928][EFJ1974]. Au milieu du XX^{ème} siècle, l'intérêt pour l'ultrason dans la médecine a rapidement progressé avec des études sur les propriétés acoustiques des tissus biologiques ainsi que sur les effets thermiques et non-thermiques des ondes ultrasoniques dans le corps humain et enfin l'apparition des premiers appareils d'imagerie ultrasonique [EFJ1974]. L'ultrason s'est ensuite progressivement imposé comme un outil incontournable dans les applications de diagnostic et de thérapie. Ces dernières permettent par exemple aujourd'hui le traitement de tumeurs ou de glaucomes par HIFU (High Intensity Focused Ultrasound) par destruction des lésions [INS19]. La destruction des tissus n'étant pas souhaitable pour notre application, on peut donc se tourner vers les normes en vigueur pour les applications de diagnostic afin de définir les spécifications pour un réseau d'implants.

1.2.1 Réglementation de l'ultrason dans le corps humain

Malgré leur apparente inoffensivité, les appareils utilisant des ondes ultrasoniques traversant des tissus humains doivent respecter un certain nombre de contraintes. Dans l'Union Européenne, les dispositifs médicaux sont soumis depuis mai 2021 à la directive 2017/745 [CE17]. Celle-ci s'appuie notamment sur les normes publiées par l'IEC (International Electrotechnical Commission) qui est une organisation internationale regroupant des organismes nationaux de normalisation. Un autre organisme de référence est la FDA (Food and Drug Administration) qui

est chargée d'octroyer les droits de commercialisation de produits alimentaires ou médicaux et notamment les appareils utilisant l'ultrason aux États-Unis. Cet organisme ayant un rayonnement international, l'Union Européenne s'appuie également sur certaines de ses normes. Dans le cas particulier des appareils électriques utilisant les ondes ultrasoniques à des fins de diagnostic et de surveillance, le standard concerné se nomme EN 60601-2-37 [CE17].

Deux phénomènes potentiellement dangereux pour le patient exposé aux ondes sont visés par cette norme. Il s'agit, d'une part, de l'augmentation de la température liée à l'absorption des ondes ultrasoniques par les tissus biologiques et, d'autre part, du phénomène de cavitation pouvant endommager des tissus. Cette norme concerne également l'augmentation de la température du transducteur qui fait croître la température des tissus adjacents [MDD17]. D'après un amendement de 2004, la température des tissus faisant au moins 37 °C, l'interface tissu/transducteur ne doit pas dépasser 43°C après une durée d'exposition de 30 minutes et ce pour un transducteur situé à l'intérieur du corps humain [IEC04]. En effet, les mécanismes de tolérance thermique, qui en temps normal protègent les cellules de la chaleur, commencent à ne plus jouer leur rôle à partir de 43°C. L'échauffement des tissus peut alors affaiblir la synthèse de protéines cellulaires et le renouvellement cellulaire [HPA10]. D'un autre côté, les ondes ultrasoniques pourraient aussi favoriser la prolifération de bactéries notamment pour de faibles fréquences (<100 kHz) [PR13]. Les deux indices définis dans la suite, bien que non-parfaits, sont utilisés pour limiter les risques potentiels de l'ultrason [HAA12].

Indice thermique (TI)

L'augmentation de la température liée à l'absorption des ondes ultrasoniques par les tissus biologiques est quantifiée par l'indice thermique défini par (1) dans [HAA12],

$$TI = \frac{P_t}{P_1} \quad (1.1)$$

où le paramètre P_t correspond à la puissance acoustique totale émise par le transducteur et le paramètre P_1 à la puissance acoustique nécessaire pour que la température des tissus augmente de 1°C en Watts. Un indice thermique inférieur à 6 est généralement recommandé [NG02].

Indice mécanique (MI)

Lorsqu'on applique un pulse électrique sur un transducteur piézoélectrique, il se déforme et émet une onde mécanique. C'est l'effet piézoélectrique inverse.

Le signal acoustique alors généré se propage dans les tissus biologiques avec une courbe de pression telle que représentée sur la Figure 1.2 en fonction du temps. On observe deux points particuliers : un point de pression maximale, appelé pression crête de compression et un point de pression minimale, appelé pression crête de raréfaction [HAA12].

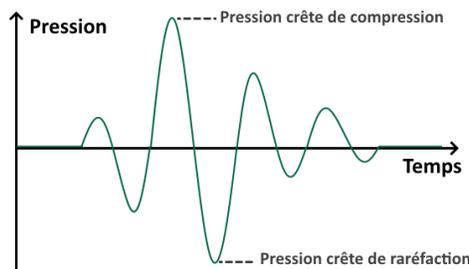


Figure 1.2. Onde de pression émise en réponse à un pulse électrique en fonction du temps (adapté de [HAA12])

Le phénomène de cavitation correspond à l'expansion et la contraction de bulles de gaz, présentes dans les tissus humains, lors du passage de l'onde ultrasonique. Sous certaines conditions, ces bulles peuvent changer de volume jusqu'à imploser, abîmant ainsi les tissus. Plus la pression appliquée est élevée et plus le risque de cavitation augmente. De même, plus la fréquence est faible et plus la durée de raréfaction et donc la durée de déformation des bulles de gaz est importante, augmentant ainsi le risque de cavitation. D'un autre côté, pour que ce phénomène sur des petites bulles de gaz se produise, la fréquence doit être assez précise et élevée [STK15]. L'indice mécanique permet alors d'évaluer le risque de cavitation. L'indice mécanique est défini par [ABB1999] :

$$MI = \frac{p_{r3}}{C_{MI}\sqrt{f}} \quad (1.2)$$

où le coefficient C_{MI} vaut $1 \text{ MPa.MHz}^{-1/2}$, la grandeur f correspond à la fréquence du pulse en MHz et p_{r3} à la valeur de la pression crête de raréfaction à la distance où l'intégrale de l'intensité sur l'axe de propagation est la plus élevée en MPa [FDA17].

En phase de test, les mesures pour établir l'indice mécanique MI d'un appareil sont généralement faites dans l'eau. Puisque l'absorption des ondes ultrasoniques dans du tissu biologique est plus élevée que dans de l'eau, la valeur de pression est réduite de 0,3 dB/cm/MHz.

Le coefficient '3' dans p_{r3} correspond d'ailleurs à la prise en compte de l'absorption de l'onde par le milieu biologique. La FDA a fixé un indice mécanique MI de 1,9 comme valeur limite [FDA17]. En théorie, le phénomène de cavitation serait impossible lorsque l'indice mécanique est inférieur à 0,7 [HAA12]. Puisqu'il s'agit, pour notre application, d'envois fréquents et pour une durée illimitée d'ondes dans le corps humain, une valeur maximale autorisée de 0,7 semble plus appropriée afin d'écartier tout risque de cavitation.

Intensité spatialement maximale temporellement moyenne (I_{SPTA})

Le paramètre I_{SPTA} (Spatial-Peak Temporal-Average intensity) correspond à l'intensité temporelle moyenne (I_{TA}) mesurée à l'endroit où elle est la plus élevée (I_{SP}) comme indiqué sur les Figure 1.3 a) et b). Elle est exprimée en mW/cm^2 . C'est le paramètre le plus répandu pour justifier la validité des implants ultrasoniques comme nous le verrons à la section 1.3.2. La Figure 1.3 b) représente la forme typique de l'intensité d'une onde émise par un disque en fonction de la distance normale à l'axe de propagation. Ce sera donc sur l'axe de propagation que l'on mesure l'intensité I_{SPTA} . Pour réduire le risque d'abîmer des tissus, la limite de l'intensité I_{SPTA} fixée par la FDA est de $720 mW/cm^2$ avec une prise en compte de l'atténuation de $0,3 dB/cm/MHz$ si les mesures sont faites dans l'eau. Cette valeur est valable pour tout le corps humain à l'exception du cœur, des yeux ou d'un fœtus qui sont plus fragiles et nécessitent plus de précaution.

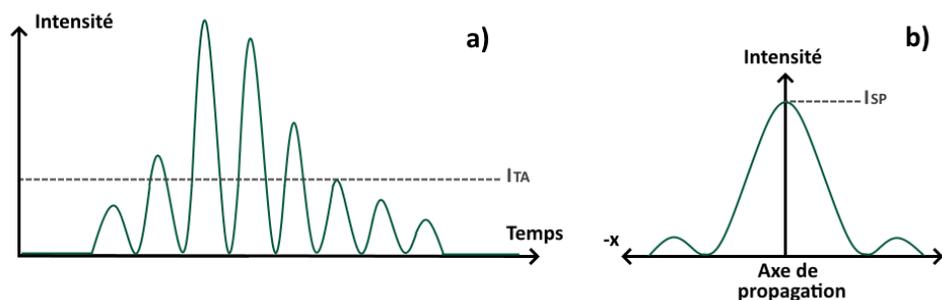


Figure 1.3. a) Intensité en fonction du temps en réponse à un pulse b) Intensité en fonction de la distance par rapport à l'axe de propagation (adapté de [HAA12])

La Figure 1.4 représente l'intensité I_{SPTA} à partir de laquelle des effets non désirables peuvent être attendus en fonction de la durée d'exposition aux ondes. Elle semble suggérer que malgré une durée d'exposition de plus en plus longue, il n'y a pas d'effets néfastes observés pour une valeur inférieure à $100 mW/cm^2$ [NG02]. Ce résultat est rassurant pour la conception d'un réseau ultrasonique qui émet de façon régulière des ondes acoustiques dans le corps humain. Finalement, il semble plus judicieux de choisir $100 mW/cm^2$ comme valeur de référence à la place des

720 mW/cm² citées dans la littérature des implants ultrasoniques, cette dernière limite ayant été fixée pour des examens de courte durée [FDA17].

1.2.2 Norme pour un réseau de communication dans le corps humain

L'organisation IEEE a proposé en 2012 le standard IEEE 802.15.6 concernant les WBAN (Wireless Body Area Network) [STK15]. Il permet de définir les services et protocoles des deux couches les plus basses du modèle OSI (Open System Interconnection). Il s'agit de la couche physique et de la couche de liaison qui comprend les sous-couches LLC (Logical Link Control) et MAC (Medium Access Control). Ces réseaux ont de vastes applications avec des nœuds pouvant se situer à l'intérieur ou à l'extérieur du corps humain. Ils sont donc à basse consommation et ne communiquent que sur de petites distances. La sécurité et notamment la protection des données y joue un rôle fondamental.

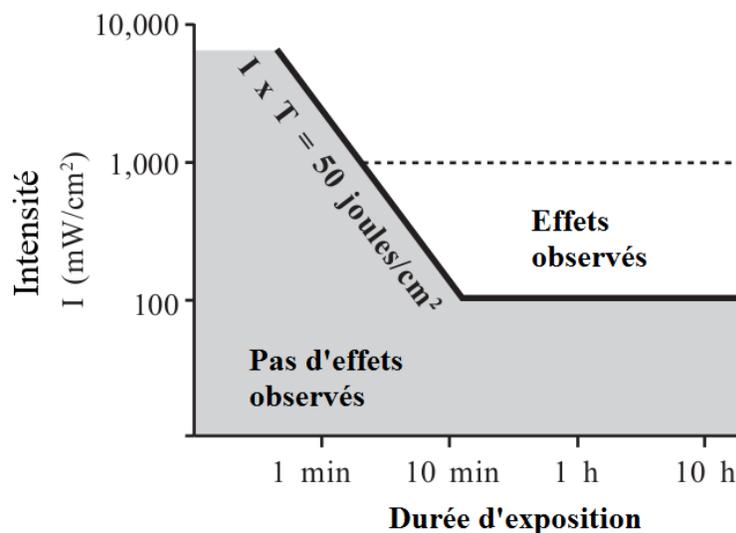


Figure 1.4. Intensité I_{SPTA} à partir de laquelle des effets sont observés en fonction du temps d'exposition (adapté de [NG02])

Le standard s'appuie sur des bandes de fréquences approuvées par les autorités de santé allant de 10 MHz pour les communications HBC à 10,6 GHz pour les communications UWB (Ultra Wide Band). Les bandes ISM sont également proposées [IEEE12]. Or, ces fréquences sont supérieures aux fréquences généralement choisies pour la transmission d'énergie ultrasonique comme nous le verrons à la section 1.3.2. Il est par ailleurs question uniquement d'antennes, et non de transducteurs, ainsi que de typologies de réseaux autres que celle envisagée dans ces travaux. En

comparaison avec les communications radiofréquences, les réseaux de communication par ultrasons sont relativement peu explorés et non standardisés. Ces travaux ne s'appuient donc pas sur le standard défini par l'IEEE car il ne prend pas en compte à ce jour les caractéristiques de la couche physique nécessaires à la mise en œuvre d'un réseau communiquant par ultrasons. Comme nous allons le voir dans la suite, de nombreuses fréquences inférieures à 10 MHz ont pu être expérimentées, notamment avec des implants entièrement intégrés.

1.3 Présentation des systèmes de communication par ultrasons

1.3.1 Les débuts des communications ultrasoniques dans le corps humain

Transmettre des informations grâce à des ondes ultrasoniques dans le corps humain a pour la première fois été proposé en 2001 par Kawanabe et al. [KKS01]. Le but était alors d'établir une liaison entre un stimulateur cardiaque et un émetteur-récepteur extérieur au corps humain. La technique de modulation choisie est l'ASK (Amplitude-Shift Keying). Ce type de modulation numérique, qui compte parmi les plus basiques, consiste à faire varier l'amplitude du signal d'émission sur deux niveaux distincts. Un '0' logique est ainsi codé par une amplitude A_0 et un '1' logique est codé par une amplitude A_1 , avec l'amplitude A_0 différente de l'amplitude A_1 . La communication par ASK dans [KKS01] fonctionne correctement jusqu'à une distance de 15 mm. Au-delà de cette distance, l'amplitude maximale détectée devient inférieure à la tension de seuil inhérente au circuit rendant impossible la détection du signal [KKS01]. C'est en effet un inconvénient majeur de l'ASK.

En 2008, a été lancé un projet d'envergure européenne afin de développer l'ultrason comme moyen de propagation dans un réseau de capteurs corporel (Body Sensor Network – BSN) [DEH08]. Un système basé sur une unité de contrôle extérieure au corps humain communiquant avec un ou plusieurs transpondeurs dotés d'un capteur ou d'un actionneur est proposé. C'est ce modèle de réseau qui est aujourd'hui le plus répandu dans l'état de l'art. Dans ce projet, les capteurs relèvent régulièrement des données vitales qui sont enregistrées dans la mémoire de la puce. Les transpondeurs sont interrogés par l'unité de contrôle à intervalle programmable. La particularité est alors le mode de communication choisi, il s'agit de la modulation par rétrodiffusion (backscattering). Cette méthode ressemblant à la technologie RFID (RadioFrequency IDentification) consiste à augmenter la réflectivité du transducteur ultrasonique en le court-circuitant. A l'inverse, l'amplitude de l'onde réfléchi est réduite en plaçant le transducteur

en circuit ouvert afin d'absorber l'onde incidente. Ainsi, ce type de modulation est également basé sur la variation de l'amplitude du signal [PE113].

Dans des travaux de la référence [GMP12] datant de 2012, les caractéristiques requises pour un réseau IBAN (Intra-Body Area Network) comme la forme du transducteur, la fréquence maximale du signal ou encore la bande passante disponible pour des communications ultrasoniques sont investiguées. Par la suite, un réseau ultrasonique comprenant une couche physique mais aussi une couche de liaison est développé [SM17]. Le but était de créer une plate-forme modulaire tant au niveau logiciel que matériel avec des communications implant à implant. Le prototype alors fabriqué aurait surpassé la technique de transmission BLE en atteignant un taux d'erreurs binaires (Bit Error Rate – BER) de 10^{-6} pour une distance de 20 cm entre l'émetteur et le récepteur et pour une puissance transmise d'un peu moins d'un milliwatt. Cette distance figure parmi les plus grandes trouvées dans la littérature. On peut noter que pour atteindre une distance aussi importante, la puissance d'émission est relativement élevée comparé aux puissances habituelles comme nous allons le voir avec les circuits de l'état de l'art. Par ailleurs, les transducteurs sont des disques directionnels qui présentent un diamètre important d'environ 1 cm avec une épaisseur de 3 mm. Enfin, l'implant consommerait 26 mW lors de la réception de données. Ceci est notamment lié à l'utilisation d'un microcontrôleur et d'un FPGA (Field-Programmable Gate Array) qui permettent l'utilisation de protocoles et d'une modulation aussi complexe que le THSS (Time-Hopping Spread Spectrum) [SM17].

En 2016, des types de modulation toujours plus complexes sont expérimentés avec des ordres de modulation de 4 à 64 [SOP16]. Le type de modulation employé est la M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) avec M indiquant l'ordre de modulation (voir section 2.2.2). Un signal modulé en QAM est obtenu par l'association de deux signaux sinusoïdaux I et Q déphasés de 90° . Ce type de modulation a permis d'obtenir des taux d'erreurs binaires inférieurs à 10^{-4} pour des débits binaires allant jusqu'à 30 Mbits/s pour la 64-QAM dans une longe de porc plongée dans de l'eau. L'émetteur et le récepteur étaient placés à une distance d'environ 6 cm avec des transducteurs ultrasoniques de presque 2 cm de diamètre.

Comme le démontrent les travaux présentés, des taux d'erreurs binaires relativement bas peuvent être obtenus pour les communications ultrasoniques à plusieurs centimètres de distance entre l'émetteur et le récepteur, pour des débits binaires de plusieurs Mbits/s et pour différents

types de modulation. Cependant, tous ces transducteurs ont un diamètre de l'ordre du centimètre. Considérant que plusieurs de ces transducteurs sont destinés à être implantés dans le corps humain, il est essentiel de réduire leurs dimensions et ceux des implants pour rendre le réseau plus viable. La possibilité de réduire la taille d'un transducteur bulk jusqu'à des dimensions de 50 μm a été investiguée dès 2013 [SCR19]. De plus, la consommation des circuits ultrasoniques présentés est généralement très élevée. D'une part, l'énergie ultrasonique émise dans le corps humain doit être la plus faible possible pour limiter les risques de santé liés à l'échauffement des tissus par les ondes ultrasoniques [HAA12]. D'autre part, l'onde ultrasonique doit être suffisamment puissante pour transporter l'information sur de grandes distances. Il faut donc trouver un compromis entre une distance de communication élevée et la réduction de la puissance acoustique émise. Le circuit doit également être simple et basse consommation pour éviter que trop de chaleur soit rayonnée autour de l'implant qui pourrait abîmer les tissus adjacents.

Certaines études sur les couches plus élevées du modèle OSI ont commencé à émerger ces derniers temps. En 2017 est proposé un système de transmission à base de pulses et un protocole spécifique pour les communications ultrasoniques dans le corps humain nommé UsWB [SM17]. En 2019, différents mécanismes de MAC ont été expérimentés [CWA19]. Une autre étude s'est focalisée sur les codes correcteurs d'erreurs pour des réseaux WBAN (Wireless Body Area Network). De plus, un récepteur CDMA (Code Division Multiple Access) assisté par apprentissage automatique a été conçu [KIA19]. Ce sujet n'est pas approfondi davantage dans ces travaux qui portent principalement sur l'élaboration de la couche physique d'un circuit émetteur-récepteur.

1.3.2 Etat de l'art des implants ultrasoniques

1.3.2.1 Définition et types de transducteurs

La plupart des transducteurs de l'état de l'art sont des transducteurs bulk, c'est-à-dire un bloc de matériau piézoélectrique. Or, de nombreuses recherches ont été menées les dernières années sur les transducteurs MUT (Micromachined Ultrasonic Transducer) qui utilisent l'oscillation d'une membrane permettant d'augmenter la bande passante et de faciliter l'adaptation d'impédance avec des milieux aqueux [PC17][HHL17][BEF19][LBH20]. Or les CMUT (Capacitive MUT) nécessitent des tensions de polarisation très élevées ce qui est indésirable dans le corps humain et les PMUT (Piezoelectric MUT) ont un rendement très bas [NHF21][BEF19][SJZ21]. L'efficacité des PMUT est

caractéristique des implants ultrasoniques de l'état de l'art qui permet de limiter leur taille en se passant par exemple d'une batterie au lithium encombrante. Parfois un transducteur est prévu pour la communication alors qu'un autre est dédié à la récupération d'énergie [SWS18][MK19] ou alors un seul implant assure les deux fonctions [WYS17][GPS19]. Ces transducteurs ont la forme d'un cube à l'exception du transducteur en forme de disque de la référence [MK19] (Figure 1.6 b)). Ils ont de plus un volume inférieur à 3 mm^3 , ce qui en fait généralement le plus gros élément de l'implant.

Avec des dimensions de $2,1 \times 0,75 \times 0,8 \text{ mm}^3$, le circuit référence [SNS16] est le plus petit du Tableau 1.1, ne nécessitant que peu d'éléments comme on le voit sur la Figure 1.6 c). Dans [SCE20][SAL21] est présenté un implant ultrasonique de volume $0,065 \text{ mm}^3$. D'après nos connaissances, il s'agit du plus petit implant ultrasonique de l'état de l'art. Il est représenté sur la Figure 1.6 d). Ses dimensions ont pu être réduites notamment en interfaçant le transducteur piézoélectrique et le circuit intégré seulement par un film conducteur sans l'utilisation d'un substrat supplémentaire.

Par ailleurs, les fréquences porteuses des autres implants sont généralement de même ordre de grandeur, variant de 790 kHz à 2,5 MHz. Les débits binaires varient en fonction des différentes applications des implants. Le circuit de stimulation de la référence [PJS18] par exemple n'émet qu'un seul bit pour communiquer une stimulation réussie. Pour la référence [SNS16], un débit de 500 kbit/s est nécessaire pour renvoyer les données d'un électromyogramme ou d'un électroneurogramme. La modulation d'amplitude est la plus répandue avec la OOK (On-Off Keying) et la rétrodiffusion.

Toutes les données en lien avec la communication, décrites dans le Tableau 1.1, font référence à une liaison montante, c'est-à-dire qu'on s'intéresse à l'onde émise par l'implant et reçue par un transducteur externe. Le dispositif de test standard est représenté Figure 1.5 b). Un transducteur externe, de taille généralement supérieure à l'implant lui-même, émet une onde de forte intensité focalisée sur l'implant à tester. Parfois l'implant émet une onde en réponse avec l'énergie récupérée. Cette onde est facilement reçue grâce aux dimensions avantageuses du transducteur externe qui peut être différent de l'émetteur externe [CWC17][WYS17]. Le plus souvent, le milieu de propagation est un aquarium rempli d'huile de ricin ou d'eau. Dans certains cas, le circuit intégré est localisé à l'extérieur de l'aquarium et est relié par des fils au transducteur pour les tests [WYS17][MK19]. Certains circuits sont directement testés *in vivo* [SNS16][PJS18].

Les valeurs de l'intensité I_{SPTA} indiquées dans le tableau font référence à la puissance émise par le transducteur externe utilisé pour communiquer et pour transmettre de l'énergie aux implants. Au contraire, les tensions émises affichées dans le Tableau 1.1, correspondent à celles de l'implant et non du transducteur externe. Les tensions reçues sont celles du récepteur externe. Les distances annoncées entre deux transducteurs varient beaucoup d'un article à l'autre selon le milieu de test notamment. Les circuits des références [SNS16] et [GPS19] permettent tous deux de mesurer une activité neuronale en utilisant la rétrodiffusion. Le premier implant est directement testé à l'intérieur d'un rat. Ce milieu hétérogène explique en partie sa faible distance avec l'interrogateur externe. Au contraire, le second implant est testé dans de l'eau, soit le milieu le moins absorbant.

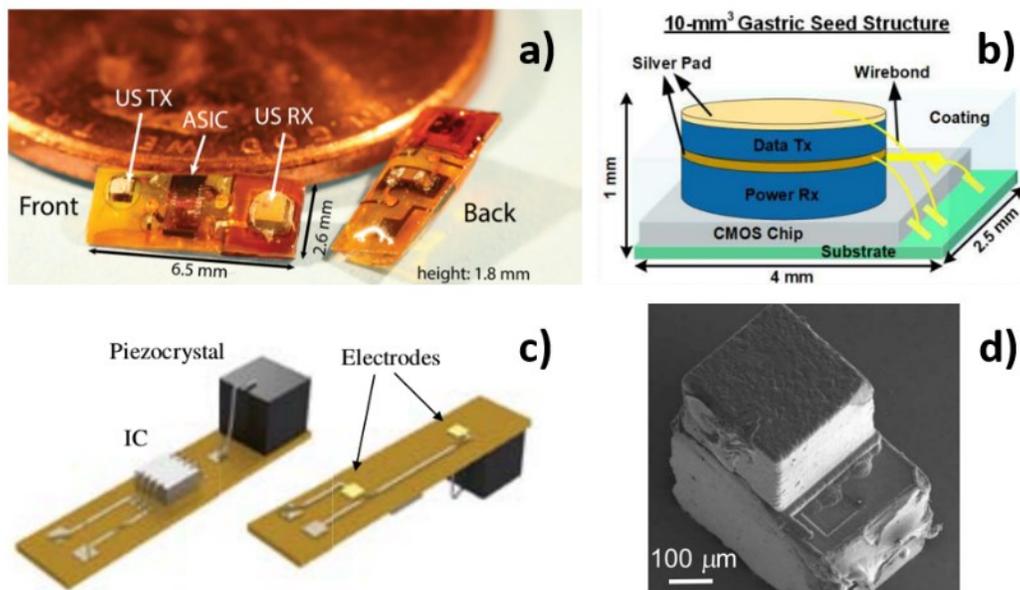


Figure 1.6. Implants ultrasoniques présentés dans l'état de l'art a) [CWC17] b) [MK19] c) [SNS16] d) [SAL21]

1.3.2.3 Circuits et performances des implants ultrasoniques de l'état de l'art

Deux types de circuits de réception et surtout d'émission sont proposés dans l'état de l'art. Le premier utilise la technologie de la rétrodiffusion. Le second correspond au schéma plus classique où le signal émis n'est pas une réponse immédiate au signal reçu. De plus, différents systèmes de communications sont expérimentés par les implants de l'état de l'art comme des liaisons full-duplex, half-duplex ou un système d'implants adressables.

Tableau 1.1. Récapitulatif de l'état de l'art des implants ultrasoniques avec circuits intégrés

	Neuron [SNS16]	ISSCC [CWC17]	JSSC [WYS17]	ArXiv [PJS18]	VLSI [SWS18]	ISSCC [GPS19]	TCASII [MK19]
Circuit intégré							
<i>Procédé</i>	-	65 nm	180 nm	65 nm	65 nm	65 nm	350 nm
<i>Fréquence porteuse</i>	1,85 MHz	2,45 MHz	790 kHz	1,85 MHz	2,5 MHz	1,78 MHz	1 MHz
<i>Débit</i>	500 kbit/s	95 kbit/s	40 kbit/s*	-	120 kbit/s	>35 kbit/s	75 kbit/s
<i>Modulation</i>	Rétrodiffusion	OOK	OOK	Rétrodiffusion	OOK	Rétrodiffusion linéaire	OOK à pulse
<i>Dimensions</i>	0,5 x 0,45 mm ²	-	1,86 x 0,95 mm ²	~1 x 1 mm ²	2 x 1,7 mm ²	0,5 x 0,5 mm ²	1,1 x 0,55 mm ²
<i>Application</i>	ENG ^a /EMG ^b	-	Pression	Stimulateur nerf sciatique	Imagerie thermoacoustique	Activité neuronale	Activité gastrique
Transducteur							
<i>Matériau</i>	PZT ^c	PZT4	PZT-5A	PZT	PZT4	PZT	PZT-5A
<i>Impédance^d</i>	-	~4 kΩ	~30 kΩ	~4 kΩ	-	~4 kΩ	-
<i>Dimensions</i>	0,75 x 0,75 x 0,75 mm ³	0,55 x 0,55 x 0,4 mm ³	1,8 x 1,1 x 1,1 mm ³	0,75 x 0,75 x 0,75 mm ³	0,55 x 0,55 x 0,4 mm ³	0,75 x 0,75 x 0,75 mm ³	1,1 x 0,2 mm ²
Performances							
<i>BER</i>	-	<10 ⁻⁴	<10 ⁻⁵	~1,5x10 ⁻⁷	<10 ⁻⁷	-	-
<i>I_{SPTA} par rapport à 720mW/cm²</i>	0,03 %	-	5,5 %	96 %	-	-	-
<i>Indice mécanique par rapport à 1,9</i>	-	-	-	58 %	-	-	-
<i>Energie/bit TX</i>	-	-	8,7 nJ/bit*	-	-	-	0,44 nJ/bit
<i>Puissance TX</i>	120 μW	~125 μW	~120 μW	-	-	-	-
<i>Tension TX</i>	0 – 5 V	0 – 1 V	0 – 1,9 V	-	0 – 0,8 V	-	0 – 3 V
<i>Tension RX c-c</i>	-	1 mV*	6 mV*	80 mV*	-	1,4 mV*	6 mV*
<i>Distance_{Tx-Rx}</i>	0,88 cm	8,5 cm	12 cm	1,8 cm	6 cm	5 cm	3,75 cm
<i>Dimensions de l'implant</i>	~2,1 x 0,75 x 0,8 mm ³	2,6 x 6,5 x 1,8 mm ³	1,7 x 2,3 x 7,8 mm ³	3,1 x 1,9 x 0,89 mm ³	9 x 3 x 3 mm ³	3,8 x 0,84 x 0,75 mm ³	4 x 2,5 x 1 mm ³
<i>Matériau d'encapsulation</i>	Epoxy	Epoxy	PDMS ^e	Parylene-C	-	Parylene-C	Sylgard-184
<i>Milieu de test</i>	In vivo (rat)	Huile de ricin	Huile de ricin	In vivo (rat)	Huile de ricin	Eau	Eau

^aElectroneurogramme, ^bElectromyogramme, ^cTitano-Zirconate de Plomb, ^dA la fréquence de résonance, ^ePolydiméthylsiloxane, *Estimé

Pour les circuits utilisant une communication classique nous citons [CWC17], [WYS17] et [MK19] :

- L'implant de la référence [CWC17] (Figure 1.6 a)) est capable d'extraire l'horloge du signal reçu, de recevoir des données modulées en OOK et d'émettre un signal également modulé en OOK. L'apport de ces travaux est de proposer une fréquence à l'émission différente de celle en réception afin d'éviter des interférences avec l'onde reçue et ses harmoniques, créant ainsi une liaison full-duplex.

En réception, le transducteur ultrasonique est directement relié aux circuits de récupération d'énergie permettant notamment de charger un condensateur externe de 20 nF. Dès lors que l'onde alimentant le circuit n'est plus reçue pendant une courte durée (ce que l'on appelle un « *notch* » en anglais), la phase d'émission des données peut démarrer. Un circuit générateur de fréquence récupère l'horloge reçue à environ 1 MHz et la multiplie par 2,6 à partir d'un oscillateur en anneau et d'un générateur de fréquence composé notamment de compteurs. C'est la fréquence en émission qui est plus grande qu'en réception pour obtenir un débit binaire plus grand. Le signal binaire à émettre est généré de façon aléatoire. Lorsque le bit est à '1', tous les éléments du générateur de fréquence sont mis en marche. Lorsque le bit est à '0', ils sont désactivés. Par conséquent aucun signal n'est émis.

Le PA (Power Amplifier) est de classe D, son dernier étage est formé par un simple inverseur avec un rapport W_p/L_p de 500 et W_n/L_n de 333 fournissant ainsi une puissance d'émission d'environ 125 uW. Le transducteur pour l'émission est différent de celui en réception. Cette configuration permet d'atteindre une distance de 8,5 cm entre les transducteurs dans un dispositif similaire à celui de la Figure 1.5 b). Il a cependant été nécessaire de filtrer les harmoniques du signal à 1 MHz lors de la réception du signal émis par l'implant pour l'obtention d'un BER inférieur à 10^{-4} dans de l'huile de ricin [CWC17].

- L'intérêt de la référence [WYS17] est de présenter un implant doté d'un capteur de pression pour le corps humain et la possibilité d'émettre ces données par des ondes ultrasoniques à des distances élevées tout en gardant un BER faible. De plus, le transducteur piézoélectrique est unique et est relié à la fois au circuit de réception d'énergie et à l'émetteur des données du capteur de pression. A l'inverse du circuit précédant, il s'agit d'une liaison *half-duplex*. L'émetteur-récepteur externe transmet une onde à l'implant qui lui renvoie un signal en retour, évitant de cette manière que les deux ondes interfèrent. Une seule fréquence peut être utilisée.

Le signal de puissance reçu passe par un redresseur pour ensuite charger un condensateur de 80 nF. Le circuit permettant de détecter l'onde ultrasonique est un comparateur à miroirs de courant associé à un *timer* composé d'un condensateur et d'un transistor NMOS. Cette structure permet d'éteindre le LDO (Low-DropOut regulator) lors de la réception d'énergie acoustique, avec un délai d'attente avant de le rallumer, dans le but d'économiser de l'énergie. D'ailleurs, le LDO alimente tous les circuits sauf ceux du power management. Contrairement au circuit précédent, l'horloge du signal incident n'est pas récupérée. C'est un oscillateur NMOS à relaxation qui produit la porteuse à 790 kHz. Un modulateur OOK génère deux signaux de phases opposées et transmises par un PA de classe D différentiel composé de deux inverseurs. Chaque inverseur possède un transistor NMOS supplémentaire relié à la masse afin de pouvoir couper l'émission et évacuer l'énergie résiduelle dans le transducteur en reliant ses deux bornes à la masse. Lors de la phase de charge du condensateur de l'alimentation, ce transistor est bloqué pour éviter que le courant ne puisse passer dans la masse et donc court-circuiter le transducteur. Le passage d'un courant dans l'alimentation est empêché par l'ajout d'une diode Schottky.

Cet émetteur permet d'obtenir un BER inférieur à 10^{-5} à une distance de 12 cm dans un *phantom* (bloc de matériau ayant des propriétés proche de celles du corps humain). Ce *phantom* est constitué par de l'huile de ricin. Cette amélioration par rapport au circuit précédent peut être liée à une fréquence porteuse plus basse, au circuit externe ou encore aux différences entre les matériaux piézoélectriques [WYS17].

- Similairement, l'implant présenté référence [SWS18], récupère l'énergie ultrasonique envoyée par un circuit externe et la stocke dans un condensateur de 200 μ F. La fin de réception de l'onde de puissance marque le début de la phase de transmission de données d'imagerie thermoacoustique. Le signal est également modulé en OOK et émis avec une porteuse à 2,5 MHz et un débit binaire de 120 kbit/s. La distance parcourue est de 6 cm pour un BER inférieur à 10^{-7} [SWS18].
- La référence [MK19] (Figure 1.6 b)) présente un réseau d'implants adressables renvoyant des mesures d'ondes électriques gastriques alimentés en énergie acoustique [MK19]. L'onde émise par le transducteur externe transporte un ou deux notchs pouvant ainsi adresser deux types d'implants afin d'éviter l'émission simultanée de tous les implants du réseau.

L'onde incidente passe tout d'abord dans un détecteur d'enveloppe. Ce signal, retardé de 15 μs , est injecté sur l'entrée d'horloge d'une bascule D avec le signal non retardé en entrée. De cette façon, si la sortie de la bascule est à '1', il s'agit de l'implant avec l'identifiant ID = 0 qui est interrogé. Si au contraire la sortie est de '0', deux notchs ont été émis de façon consécutive, c'est alors l'implant avec l'identifiant ID = 1 qui est interrogé. Selon le type d'implant, une porte NAND permet d'identifier un ID de 0 ou une porte XNOR identifie un ID de 1. L'horloge est récupérée sur l'onde émise par le transducteur extérieur. Si l'identifiant est correctement détecté, les données mesurées sont mises en forme et transmises par un driver. Afin d'économiser de l'énergie, les signaux envoyés sont des pulses modulés en OOK. Cet implant atteint une profondeur de propagation de seulement 3,75 cm dans de l'eau sans indication du BER ou de la puissance d'émission [MK19].

Quant aux circuits utilisant la rétrodiffusion, nous citons les références [SNS16], [SAL21], [SCE20] et [GPS19].

- L'implant de la référence [SNS16] (Figure 1.6 a)) possède la capacité de renvoyer une activité neuronale par réflexion d'une onde incidente. Les électrodes du transducteur piézoélectrique sont reliées au drain et à la source du transistor. Le potentiel de grille est modulé par le signal neuronal, ce qui va moduler le courant de drain du transistor et donc modifier son impédance et la réflectivité du transducteur. Son besoin en énergie est très faible et un I_{SPTA} de seulement 0,03 % de la valeur limite (720 mW/cm^2) est suffisant pour assurer le bon fonctionnement de l'implant. Au contraire, l'implant de la référence [WYS17] nécessite un I_{SPTA} presque 200 fois plus élevé. La durée de chargement de son condensateur représente d'ailleurs environ un cinquième du temps total de fonctionnement afin de pouvoir alimenter ses nombreux circuits. La distance parcourue est de plus inférieure au centimètre malgré une puissance émise de 120 μW .
- Le principe de la rétrodiffusion est repris pour le plus petit implant ultrasonique des références [SAL21][SCE20] (Figure 1.6 d)) avec un transistor NMOS utilisé comme modulateur. Il comporte par ailleurs un redresseur, deux étages de régulation de tension, un oscillateur utilisé comme capteur de température et un level shifter. La sortie du second régulateur alimente l'oscillateur à relaxation dont la fréquence est sensible aux variations de température. La fréquence générée n'est que de quelques Hertz afin d'économiser de l'énergie. Le level shifter permet de faire

fonctionner le transistor NMOS à la tension de sortie maximale. Cependant, la plus grande distance mesurée entre l'émetteur-récepteur extérieur et l'implant n'est que de 2 cm. Ce résultat peut s'expliquer par une fréquence porteuse élevée de 8,3 MHz. La petite taille du transducteur ultrasonique est une difficulté annoncée pour focaliser l'onde de puissance sur l'implant.

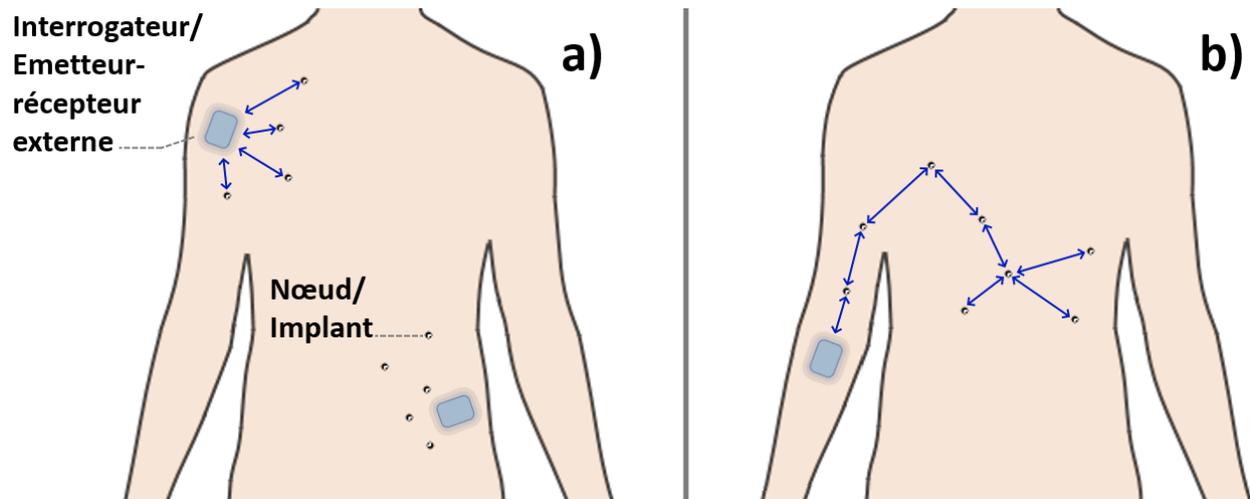
- La référence [GPS19] propose une rétrodiffusion linéaire par variation du courant traversant le transducteur plutôt que par variation d'une résistance. A cet effet, le redresseur de l'alimentation est réutilisé. Une distance de propagation de 5 cm dans l'eau est ainsi atteinte.

En plus des liaisons montantes du Tableau 1.1, on peut citer quelques travaux sur des liaisons descendantes. L'implant de la référence [PJS18] utilisant la rétrodiffusion par exemple fonctionne principalement comme récepteur. Il comporte un stimulateur de nerf commandé par un émetteur-récepteur externe mais aussi une machine d'états, un extracteur d'horloge et un condensateur de 4 μ F pour l'alimentation du circuit. De façon similaire, le circuit de stimulation électrique de la référence [CCL18], possède une machine d'états qui analyse les commandes envoyées par un émetteur externe. Des notchs permettent de communiquer à l'implant les commandes de début de réception de données, de fin de réception de données et de début de stimulation. Pendant la phase de transmission de l'émetteur externe, 17 bits définissant les modalités de stimulation, sont envoyés par PWM-ASK (Pulse Width Modulation-ASK). Cette modulation peu typique est choisie pour permettre de charger un condensateur en simultanée de l'extraction de l'horloge nécessaire pour la stimulation. Le circuit consomme une énergie de 1,25 nJ/bit. Une distance de 10,5 cm est atteinte dans de l'huile de ricin avec un BER inférieur à 10^{-5} . Cependant, là aussi la communication de l'implant se fait avec un émetteur extérieur tel que représenté sur la Figure 1.5 b).

Pour la plupart des implants de l'état de l'art, le transducteur externe possède une fonctionnalité d'interrogateur. Les implants attendent le signal venu de l'extérieur pour démarrer une action thérapeutique ou l'émission des données récoltées. Généralement un redresseur charge le condensateur d'alimentation. Parfois, l'horloge est extraite du signal incident pour l'émission. Les émetteurs sont composés d'un transistor NMOS pour les circuits utilisant la rétrodiffusion et d'un PA pour les circuits plus classiques.

1.3.3 Réseaux ultrasoniques intracorporels

Comme représenté sur la Figure 1.7 a), les implants de l'état de l'art sont toujours placés à proximité d'un émetteur-récepteur extérieur et communiquent uniquement avec celui-ci. Il s'agit d'un réseau en étoile. Par ailleurs, dans certains cas, seule une liaison point à point est envisagée [CWC17][WYS17][SWS18]. L'avantage de cette topologie est la résolution du problème majeur de l'alimentation mais aussi d'avoir un récepteur externe assez volumineux et sensible pour faire face à l'atténuation des ondes. Cependant un autre type de réseau est parfois envisagé [SM17][BDV19][KMS20]. Il est semblable au réseau en arbre où chaque implant aurait la possibilité de communiquer avec un implant voisin plus proche de l'émetteur-récepteur unique de façon à lui faire parvenir l'information. Ainsi, certains implants pourraient servir de relais tout en intégrant une fonction de mesure ou de stimulation. Il est représenté Figure 1.7 b).



D'après nos connaissances, les auteurs de la référence [SM17] sont les premiers à proposer un réseau avec des communications implant à implant. Cependant, tous les résultats sont obtenus avec un transducteur émetteur qui permet d'envoyer une onde puissante et focalisée à l'implant en réception.

Les premières études de 2016 [SOP16] ont été poursuivies en 2020 par des expériences sur un *phantom* avec une modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 16-QAM et 256-QAM [KMS20]. Une modulation OFDM consiste à répartir le signal sur plusieurs fréquences sous-porteuses toutes orthogonales afin d'éviter les interférences entre elles. De cette façon lorsqu'une fréquence est atténuée par des interférences destructives liées au milieu de propagation,

le signal pourra être démodulé grâce aux autres sous-porteuses. Dans le cas d'une modulation 256-QAM OFDM, chaque sous-porteuse est modulée avec une modulation 256-QAM. L'expérience a permis la démonstration de la transmission d'une vidéo en direct en haute définition avec un débit binaire de 3 Mbits/s par une modulation OFDM 16-QAM. Des expériences avec la modulation OFDM 256-QAM ont permis d'obtenir un BER de $2 \cdot 10^{-4}$ avec une bande passante de 2,3 MHz, un débit binaire de 15 Mbits/s et pour une distance de 6,5 cm. Le transducteur utilisé pour la transmission de données est une boule de diamètre 2 mm avec une fréquence de résonance proche de 1,2 MHz. Ces transducteurs permettent d'envoyer une onde ultrasonique dans toutes les directions ce qui évite le problème de l'orientation des transducteurs. Le transducteur récepteur est un array de 64 transducteurs. Lorsque celui-ci est remplacé par un transducteur similaire à l'émetteur, le BER grimpe à $1,33 \cdot 10^{-1}$.

En 2018, des expériences sont réalisées sur des communications implant à implant avec de plus faibles bandes passantes [BJD19]. Les transducteurs sont les mêmes que ceux de la référence [KMS20]. Le milieu de transmission est un bloc de gélatine de 8 cm de longueur et 4 cm de côté plongé dans un aquarium rempli d'eau avec des parois anéchoïques sur les côtés afin d'éviter les réflexions à l'interface aquarium/air. Le débit binaire choisi est de 200 kbits/s et le type de modulation est une 4-QAM. Ainsi un BER de 10^{-4} sur une distance de 8 cm est obtenu. Ces travaux ont été étendus par la suite pour faire face aux multi-trajets en utilisant une modulation de type OFDM [BDV19]. Il a ainsi été possible d'atteindre une distance de 10 cm à 340 kbits/s dans des conditions réalistes avec les mêmes transducteurs que précédemment pour des communications implant à implant.

Il est donc possible d'émettre et de recevoir un signal à des profondeurs convenables, un débit binaire de l'ordre de quelques centaines de kbits/s et avec des transducteurs de taille réduite.

Dans le cas du réseau en étoile, lorsque l'on souhaite placer des implants à une distance plus éloignée de l'émetteur-récepteur, plusieurs interrogateurs pourraient être nécessaires. Au contraire, les communications implant à implant permettent d'acheminer l'information jusqu'à un émetteur-récepteur unique. De même, si la source d'alimentation provient de l'extérieur, la personne devrait porter plusieurs circuits d'alimentation pour recharger tous les implants. Par ailleurs, dans un réseau, les ondes de puissance pourraient interférer avec les communications des autres implants. De plus, lorsque la phase de charge du condensateur d'alimentation de l'implant est séparée

temporellement de la phase de communication - comme c'est souvent le cas - les ondes de puissance participent à l'échauffement des tissus humains [SWS18][WYS17]. Dans le cas du réseau en arbre, la source d'énergie devrait alors être soit une batterie miniaturisée, soit provenir de la récupération d'énergie produite par le corps humain telle que l'énergie chimique, thermique ou mécanique.

1.4 Conclusion

Depuis le début du XXIème siècle, l'intérêt pour les réseaux IBAN a fortement augmenté et a vu l'émergence de nombreux implants ultrasoniques miniaturisés et utilisés comme nœuds avec diverses applications de mesure de données vitales ou d'actionnement. Les distances de communication atteignent jusqu'à 12 cm dans des milieux réalistes pour les implants. Les débits binaires varient en fonction de l'application. Cependant, les systèmes de communication sont formés en réseaux en étoile avec un ou plusieurs nœuds communiquant avec un émetteur-récepteur externe.

Les objectifs pour le réseau d'implants envisagé dans nos travaux sont les suivants :

- Concevoir un implant qui puisse communiquer par ultrasons. Un transducteur ultrasonique est donc nécessaire. Les transducteurs bulks sont choisis pour la démonstration de ces travaux. Actuellement, ils sont les moins coûteux et les plus disponibles pour ces travaux.
- Permettre des communications implant à implant pour réduire le nombre d'émetteurs-récepteurs externes tout en assurant un indice mécanique inférieur à 0,7, une intensité I_{SPTA} inférieure à 100 mW/cm^2 , comme nous l'avons vu à la section 1.2.1, et une distance de communication de plusieurs dizaines de centimètres.
- Emettre des données de façon indépendante et à intervalle régulier sans avoir à être interrogé par l'émetteur-récepteur externe comme c'est généralement le cas pour les circuits de l'état de l'art. Le circuit devra donc comporter un générateur d'horloge.
- Réduire la consommation notamment pour réduire le dégagement de chaleur de l'implant dans les tissus. Les alimentations de la section 1.3.2 sont exclusivement fournies par des générateurs de tension extérieurs. Puisque les communications implant à implant sont choisies, les implants ne sont pas rechargés par l'émetteur-récepteur externe comme c'est généralement le cas dans

l'état de l'art. Une source d'énergie doit donc être ajoutée à l'implant, soit sous forme d'une batterie biocompatible, soit par récupération d'énergie fabriquée par le corps humain. Un générateur de puissance électromagnétique utilisant le flux et la pression sanguins d'une chèvre a permis de récupérer 3,4 mW [KY116]. Cette puissance devrait être suffisante pour la plupart des besoins énergétiques des implants. Cependant, au vu de la complexité et de la lourdeur de cette méthode, d'autres moyens doivent être trouvés pour l'alimentation de simples implants de contrôle de signaux vitaux. Certaines recherches prometteuses sur des nanogénérateurs triboélectriques ou piézoélectriques ont déjà permis de récupérer une puissance de quelques microwatts grâce aux battements du cœur ou encore au mouvement des poumons [YSY21].

- Intégrer le circuit de communication dans le but de réduire la taille de l'implant. Les circuits devant être à bas coût et fonctionner à une fréquence maximale faible, inférieure à 10 MHz d'après l'état de l'art, la technologie AMS 0,35 μm CMOS est choisie.

L'implant que nous envisageons de concevoir est donc beaucoup plus indépendant de tout circuit extérieur par rapport à l'état de l'art. Pour la première fois, un circuit intégré est proposé pour des communications ultrasoniques intracorporelles implant à implant.

L'état de l'art est unanime sur le choix d'une fréquence porteuse aux alentours de 1 MHz, mais ce paramètre pourra être revu dans le chapitre suivant. De plus, nous nous interrogerons sur la forme idéale pour un transducteur.

Chapitre 2

Bilan de liaison : Impact de la fréquence et du type de transducteur

2.1	Sources d'atténuation dans le corps humain	44
2.1.1	Conversions d'énergies électrique, mécanique et acoustique	46
2.1.2	Réflexions et transmissions au niveau des implants	51
2.1.3	Absorption.....	54
2.1.4	Diffraction de l'onde ultrasonique et non-alignement des transducteurs.....	55
2.1.5	Réflexions liées à la structure hétérogène du corps humain	56
2.1.6	Bruit.....	56
2.2	Fréquence et forme de transducteur idéaux.....	57
2.2.1	Pertes pour des transducteurs en forme de sphère.....	57
2.2.2	Pertes pour des transducteurs en forme de disque.....	58
2.2.3	Comparaison des pertes pour des transducteurs en forme de disque et de sphère	62
2.3	Conclusion.....	65

Dans le chapitre 2, nous dressons la liste des pertes subies par le signal électrique à émettre avant d'atteindre le circuit de réception afin de déterminer la fréquence idéale de fonctionnement et d'établir le bilan de liaison. L'intérêt du bilan est d'évaluer les distances qui pourraient être atteintes en théorie pour des communications implant à implant selon le type de transducteur dans un milieu tel que le corps humain.

Mots clés : Atténuation, Efficacité électroacoustique, Diffraction, Absorption, Principe de Huygens, Transducteur disque, Transducteur sphérique

D'après le Tableau 1.1, les fréquences de transmission du signal ultrasonique dans le corps humain des circuits de l'état de l'art se situent autour de la fréquence de 1 MHz. Afin de mieux comprendre et de vérifier le choix de cette fréquence, nous nous sommes appuyés sur des recherches théoriques et empiriques en lien avec les communications ultrasoniques dans les milieux marins, l'imagerie par ultrason mais aussi sur la transmission de puissance acoustique permettant d'alimenter des implants. La première étape est de déterminer tous les phénomènes pouvant influencer l'atténuation de l'onde ultrasonique dans le corps humain. Nous pouvons ensuite en déduire la fréquence idéale et établir un bilan de liaison selon le type de transducteur ultrasonique.

2.1 Sources d'atténuation dans le corps humain

La Figure 2.1 donne une partie des transducteurs émetteur et récepteur avec une encapsulation. Les implants sont entourés par des tissus biologiques d'impédance acoustique Z_1 ainsi qu'un élément d'impédance acoustique Z_2 , un os par exemple. L'unité de l'impédance acoustique est le MPa.s/m ou encore le méga rayleigh (MRayl). Dans le cas d'une onde plane, l'impédance acoustique est définie par [BL1969] :

$$Z = \rho c \quad (2.1)$$

avec ρ la densité volumique en kg/m^3 du milieu de propagation et c la vitesse en m/s de l'onde acoustique. La Figure 2.1 montre également les puissances électriques en entrée du transducteur émetteur $P_{el,in}$ et en sortie du transducteur récepteur $P_{el,out}$, de même que les puissances acoustiques d'émission $P_{a,out}$ et de réception $P_{a,in}$. Toutes les puissances sont exprimées en watts (W).

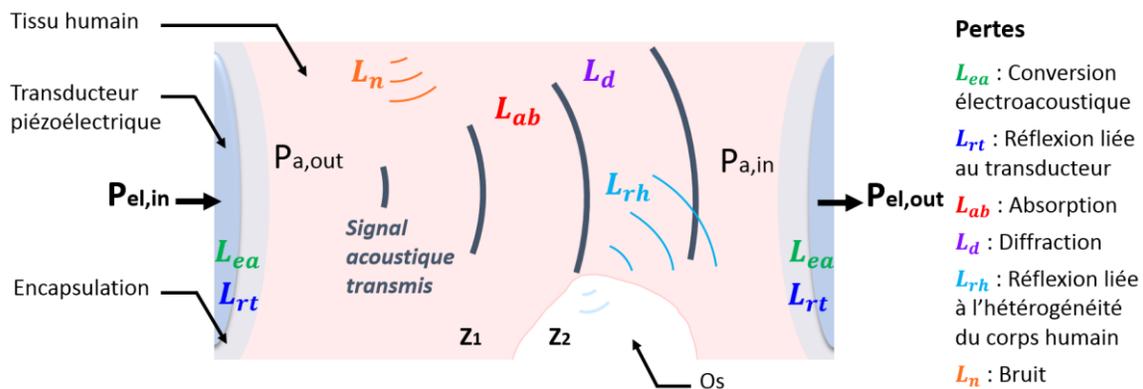


Figure 2.1. Dispositif de communication dans le corps humain avec représentation des pertes

Le signal en sortie du circuit d'émission est altéré et atténué à divers endroits avant d'arriver au niveau du récepteur. Nous avons identifié 6 sources d'atténuation et de distorsion du signal qui permettent d'établir un bilan de liaison. Elles sont récapitulées à la Figure 2.1. Certaines de ces sources d'atténuation peuvent de plus avoir un impact sur le choix de la fréquence du signal.

Avant d'étudier les sources de bruit, quatre transducteurs testés dans nos travaux sont présentés dans le Tableau 2.1. Leurs matériaux, formes et dimensions sont utiles pour le calcul de certains types d'atténuation. Les transducteurs de la référence [PIC21] sont les seuls pour lesquels les coefficients liés au matériau piézoélectrique sont donnés. Le disque c) est principalement utilisé pour les calculs d'atténuation.

Tableau 2.1. Transducteurs piézoélectrique testés

	a)	b)	c)	d)
Fréquence de résonance	1 MHz	1,15 MHz	526 kHz	243 kHz
Matériau	-	-	PIC255	PIC255
Dimensions	D* = 16 mm t# = 10 mm	D = 2 mm	D = 3 mm t = 2 mm	OD+ = 8 mm t = 1 mm
Origine	-	[SON17]	[PIC21]	[PIC21]

*D : diamètre, #t : épaisseur, +OD : diamètre extérieur

2.1.1 Conversions d'énergies électrique, mécanique et acoustique

2.1.1.1 Généralités sur les transducteurs piézoélectrique et leurs modes de résonance

La Figure 2.2 a) représente une mesure en ohms (Ω) du spectre du module de l'impédance Z d'un transducteur piézoélectrique laissant apparaître différents modes de résonance et leurs harmoniques. Cette mesure est obtenue à l'aide d'un analyseur de réseaux. Le transducteur en forme de disque c) du Tableau 2.1 est choisi à titre d'exemple. Les fréquences de résonance f_r et d'antirésonance f_a en hertz (Hz), correspondent ici aux fréquences ayant des impédances minimale et maximale respectivement [LX17]. Elles correspondent au mode de

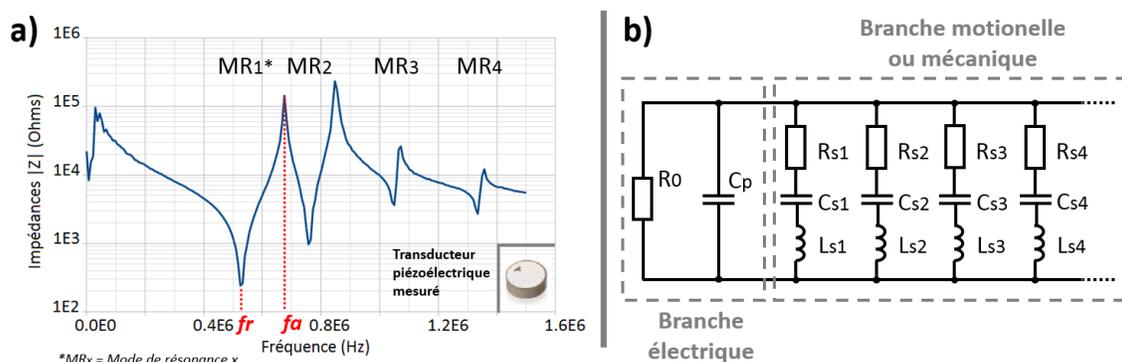


Figure 2.2. a) Spectre d'impédance d'un transducteur piézoélectrique en forme de disque b) Schéma électromécanique équivalent de Van Dyke du transducteur piézoélectrique au voisinage de ses fréquences de résonance [ARN04][KUN02]

résonance fondamentale.

La capacité d'un matériau piézoélectrique de convertir un signal électrique en un signal mécanique, et vice-versa, est quantifiée par le coefficient de couplage électromécanique. Ce coefficient est compris entre 0 et 1 ou 0 % et 100 %. Il est propre à chaque mode de résonance [ARN04]. Un coefficient souvent utilisé pour comparer les transducteurs, quel que soit leur rapport de forme, est le coefficient de couplage électromécanique effectif [BER1971][L121] :

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{f_a^2 - f_r^2}{f_a^2}} \quad (2.2)$$

avec $f_a > f_r$. Il est valable pour un facteur de qualité mécanique Q_m supérieur à 50 [SA08]. Le facteur de qualité mécanique est défini par (2.3) dans [SB07] :

$$Q_m = \frac{f_r^2}{f_a^2 - f_r^2} \frac{1}{2\pi f_r R_{si} C_p} \quad (2.3)$$

Certains de ces paramètres sont issus du modèle équivalent de Van Dyke au voisinage des fréquences de résonance représenté à la Figure 2.2 b). Chaque mode de résonance ou harmonique est modélisé par une branche motionnelle ou mécanique, composée d'une résistance R_{si} en ohms (Ω), d'un condensateur de capacité C_{si} en farads (F) et d'une bobine d'inductance L_{si} en henrys (H) [ARN04][KUN02]. Le paramètre C_p , en F, correspond au condensateur formé par les deux électrodes du transducteur et le matériau piézoélectrique qui est également diélectrique [ARN04]. Ces valeurs peuvent être extraites expérimentalement pour un mode de résonance donné. Enfin, la résistance R_0 modélise les pertes électriques du transducteur [SB07].

On peut citer plusieurs types de mode de résonance :

- L'axe de déformation du transducteur est parallèle à l'axe de polarisation. Dans le cas d'un disque dont le diamètre D est plus de 10 fois supérieur à l'épaisseur t , soit un rapport de forme de $t/D < 0,1$, le mode de résonance correspondant est le mode en épaisseur avec le coefficient de couplage k_t .

Pour une forme cylindrique avec un rapport de forme de $t/D > 2,5$, le mode en épaisseur longitudinal est dominant avec k_{33} pour le coefficient de couplage électromécanique [L121].

- L'axe de déformation du transducteur est perpendiculaire au sens de polarisation. Dans le cas d'un disque avec un rapport de forme de $t/D < 0,1$, le mode qui lui est principalement associé est le mode radial ou planaire avec k_p pour coefficient de couplage [L121].

Le transducteur piézoélectrique en forme de disque mesuré à la Figure 2.2 a) possède un rapport de forme $t/D = 0,67$. Ces dimensions n'aident pas à lui associer un mode de résonance principal [KIM05]. Cependant, les références [CWC15][KOC00] plaident plutôt en faveur d'un mode de résonance en épaisseur pour ce type de rapport de forme proche de l'unité.

2.1.1.2 Impact de la fréquence sur les pertes liées aux conversions d'énergie

Afin de déterminer les pertes de conversion, on s'appuie principalement sur des références liées aux communications ultrasoniques dans les milieux marins. Pour ce type de communication, le transducteur émetteur est appelé projecteur et le transducteur récepteur est appelé hydrophone [SA08]. Le projecteur opère en principe à la fréquence de résonance liée à la puissance et à la vitesse afin de maximiser le déplacement du transducteur grâce au facteur de qualité Q_m [SB07]. Au contraire, la fréquence de résonance de l'hydrophone est généralement très inférieure à la bande de fréquence du signal afin de ne pas filtrer le signal autour de la fréquence de résonance. Cependant, pour notre application le débit binaire est relativement faible (de quelques kbits/s) et les transducteurs émetteurs sont aussi récepteurs. Les transducteurs fonctionneront donc au voisinage de la fréquence de résonance des transducteurs. D'ailleurs, l'efficacité de la conversion d'énergie acoustique en énergie électrique serait maximale au voisinage de la fréquence de résonance mais pas forcément à la résonance [KUN02]. Finalement, lorsqu'on connaît le transducteur qu'on souhaite utiliser, celui-ci fixe généralement la fréquence. Autrement, on peut choisir le transducteur en fonction de la fréquence idéale déterminée à la section 2.2.3. D'ailleurs, nous garderons dans la suite les termes transducteur émetteur et transducteur récepteur mieux adaptés pour notre application.

2.1.1.3 Etude des pertes liées aux conversions d'énergies

Afin de déterminer les pertes liées à la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique puis acoustique, on utilise l'efficacité électroacoustique. L'efficacité L_{ea} est définie par le rapport de la puissance acoustique émise $P_{a,out}$ et de la puissance électrique en entrée du transducteur $P_{el,in}$ dans une bande de fréquence donnée [SB07] :

$$L_{ea} = \frac{P_{a,out}}{P_{el,in}} \quad (2.4)$$

On considère que la puissance $P_{a,out}$ est la puissance acoustique émise à la surface du transducteur et n'est pas affectée par les différences d'impédance entre le matériau piézoélectrique,

le matériau d'encapsulation et les tissus humains. Nous étudierons ces pertes à la section suivante. Le même coefficient d'efficacité L_{ea} est utilisé pour la conversion d'énergie acoustique en une énergie électrique [KUN02].

Pour déterminer l'efficacité L_{ea} , on utilise le modèle équivalent Figure 2.3 représentant un transformateur électromécanique idéal, avec un rapport de transformation N exprimé en newtons par volt (N/V), qui relie la partie électrique à la partie mécanique. Le modèle comporte également une branche acoustique. Un seul mode de résonance est considéré.

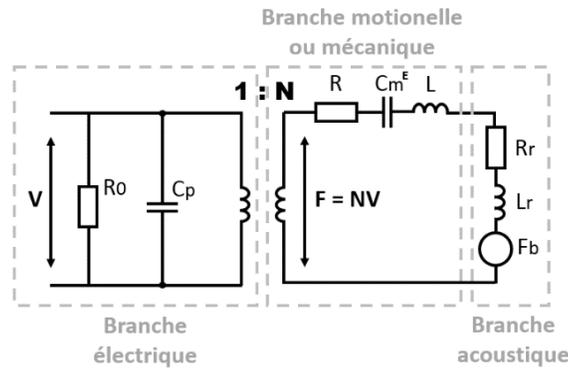


Figure 2.3. Modèle électroacoustique équivalent pour un mode de résonance [SB07]

On exprime le coefficient L_{ea} de la façon suivante [SB07] :

$$L_{ea} = L_{em} * L_{ma} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\tan \delta}{k_{eff}^2}\right) \left(\frac{\omega}{\omega_r Q_m} + \left(\frac{Q_m \omega_r}{\omega}\right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2}\right)^2\right)} * \frac{R_r}{R + R_r} \quad (2.5)$$

Les paramètres L_{em} et L_{ma} correspondent à l'efficacité électromécanique et à l'efficacité mécanoacoustique respectivement. Ils n'ont pas d'unité. Le paramètre $\tan \delta$ est le facteur de perte diélectrique également sans unité, le paramètre ω correspond à la pulsation en radians par seconde (rad/s), le paramètre ω_r correspond à la pulsation de résonance en rad/s, le paramètre R est la résistance mécanique interne en kg/s qui modélise les pertes mécaniques et le paramètre R_r correspond à la résistance de rayonnement (*radiation resistance* en anglais) également exprimée en kg/s. Elle peut être approximée par [SB07] :

$$R_r = \frac{\rho c A (ka)^2}{1 + (ka)^2} \quad (2.6)$$

avec A la surface d'une sphère de surface équivalente au transducteur en mètres carrés (m^2), a le rayon de cette sphère équivalente en m, $Z = \rho c$ l'impédance acoustique du milieu de propagation

pour une onde plane en MRayl et k le nombre d'onde en radian par mètre (rad/m). Pour un transducteur en forme de disque avec $t/D < 0,1$, la résistance mécanique interne R est définie par [SY18] :

$$R = \frac{\rho \omega A t}{2Q_m} \quad (2.7)$$

avec ρ la densité du matériau piézoélectrique en kg/m^3 . Ainsi, seule l'efficacité L_{ma} prend en compte les dimensions du transducteur dans la formule (2.5).

Efficacité électromécanique L_{em}

Le paramètre $\tan\delta$ lié au matériau du transducteur est donné par le fabricant [PIC21]. Ainsi, $\tan\delta = 0,02$. Le facteur de qualité mécanique est déterminé par la formule (2.3) : $Q_m = 62$ avec $R_{s1} = 292 \Omega$ et $C_p = 25,5 \text{ pF}$. La valeur du facteur de qualité mécanique est inférieure à celle annoncée par le fabricant, soit 80, mais est du même ordre de grandeur [PIC21]. Le coefficient de couplage électromécanique effectif k_{eff} est déterminé pour le mode de résonance fondamental. On a $k_{eff}^2 = 0,39$. De plus, l'efficacité est déterminée à la fréquence de résonance $\omega = \omega_r$. Finalement, puisque $k_{eff}^2 Q_m \gg \tan\delta$, l'efficacité électromécanique est quasiment unitaire.

Efficacité mécanoacoustique L_{ma}

Pour déterminer l'efficacité mécanoacoustique, d'autres paramètres sont nécessaires. La densité du matériau piézoélectrique est de $\rho = 7800 \text{ kg/m}^3$ [PIC21]. Comme nous l'avons vu précédemment, un mode de résonance en épaisseur est privilégié. On utilise donc la formule (2.7) pour déterminer la résistance mécanique interne : $R = 13,6 \text{ kg/s}$. Pour les paramètres liés au milieu de propagation, on choisit la moyenne entre les données pour la graisse, les muscles et le sang. L'impédance acoustique est donc $Z = 1,57 \text{ MRayl}$ [MM20]. De même la vitesse de propagation est de 1536 m/s [HGB18]. On peut remarquer que ces paramètres sont très proches de ceux de l'eau. La résistance de rayonnement est de $R_r = 47,3 \text{ kg/s}$. Finalement, l'efficacité mécanoacoustique est approximée par $L_{ma} = 0,78$. D'après la référence [SB07], cette efficacité est généralement comprise entre 0,6 et 0,9, ce qui est cohérent avec notre estimation.

Les pertes liées à la conversion électrique à mécanique puis acoustique en décibels sont d'environ : $L_{ea|dB} = -1,1$ dB. Cette valeur de perte électroacoustique est obtenue après de nombreuses approximations et est calculée pour un transducteur spécifique. Elle permet tout de même d'établir un ordre de grandeur pour les pertes liées à la conversion électroacoustique.

2.1.2 Réflexions et transmissions au niveau des implants

Les phénomènes de réflexion, réfraction et transmission des ondes sont bien connus pour les ondes lumineuses mais se produisent également pour les ondes ultrasoniques aux interfaces entre milieux d'impédance acoustique différente. On distingue deux types d'interfaces différentes, d'une part les interfaces avec l'implant et d'autres part les interfaces entre les tissus humains qui sont étudiés à la section 2.1.5. Au niveau du récepteur, l'onde ultrasonique traverse d'abord l'encapsulation de l'implant avant d'atteindre les tissus biologiques.

2.1.2.1 Coefficient de transmission en intensité à l'interface entre le transducteur, l'encapsulation et les tissus humains

Ces trois milieux sont représentés sur la Figure 2.4.

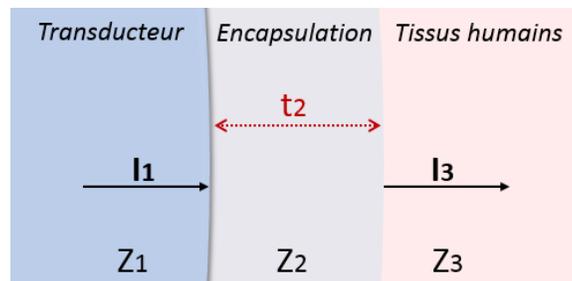


Figure 2.4. Les deux interfaces de l'implant : transducteur/encapsulation et encapsulation/tissus

Le coefficient de transmission pour l'intensité peut être exprimé par la formule suivante [AZH10] :

$$T = \frac{I_3}{I_1} = \frac{4Z_1 Z_3}{(Z_1 + Z_3)^2 \cos^2(k_2 t_2) + \left(Z_2 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2}\right)^2 \sin^2(k_2 t_2)} \quad (2.8)$$

Avec I_1 et Z_1 l'intensité acoustique de l'onde incidente et l'impédance acoustique du transducteur piézoélectrique et I_3 et Z_3 l'intensité de l'onde acoustique transmise et l'impédance acoustique des tissus biologiques respectivement. Les paramètres Z_2 et t_2 correspondent à l'impédance acoustique et à l'épaisseur de la couche d'encapsulation, respectivement. De plus, le

paramètre k_2 correspond au nombre d'onde tel que $k_2 = 2\pi f/c$ avec f la fréquence en Hz et c la célérité en m/s de l'onde dans la couche d'encapsulation. L'impédance acoustique du matériau piézoélectrique est déterminée pour un mode de résonance en épaisseur et longitudinal par [SB07] :

$$Z_1 = \rho c = \sqrt{\frac{\rho}{s_{33}E}} \quad (2.9)$$

L'impédance acoustique du disque mesurée précédemment est alors de 19,4 MRayl, ce qui est un peu plus faible que pour les matériaux piézoélectriques classiques (PZT-4, PZT-5H, BaTiO₃) dont les impédances acoustiques sont proches de 30 MRayl [ACW16]. Puisque l'impédance acoustique des tissus est de 1,57 MRayl, ce matériau provoque moins de réflexions aux interfaces de l'implant. De plus, on peut estimer la vitesse du son dans différents matériaux d'encapsulation à partir des données de la référence [LZW10], et de la formule [PEI13] :

$$c = \sqrt{\frac{B}{\rho}} \quad (2.10)$$

avec B le module de *bulk* en GPa.

2.1.2.2 Impact de la fréquence sur les pertes liées aux réflexions en lien avec le transducteur

La Figure 2.5 représente l'évolution du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs d'épaisseur de l'encapsulation. Quatre types de matériaux d'encapsulation biocompatibles sont simulés. Le premier matériau est le titane qui a déjà fait ses preuves pour être implanté dans le corps humain [PEI13]. On observe sur la courbe a), correspondant au titane, que le coefficient de transmission évolue de façon sinusoïdale avec la fréquence. Cependant, le coefficient ne varie que de 0,21 à 0,28 environ. La fréquence de cette courbe est d'autant plus élevée que l'épaisseur de la couche d'encapsulation est élevée et que l'impédance acoustique du matériau d'encapsulation est faible. Pour les polymères Parylène et Slygard, qui correspondent à des matériaux notamment utilisés par les implants de l'état de l'art (Tableau 1.1), la fréquence n'a pas d'impact important sur le coefficient de transmission T . Au contraire, le coefficient de transmission pour le PDMS varie fortement avec la fréquence et peut atteindre des valeurs jusqu'à environ $T = 0,0001$ pour certaines fréquences de l'onde ultrasonique. Les coefficients pour $t = 0,5$ et $t = 1$ mm ne sont pas représentés puisque leur fréquence est tellement élevée qu'il n'est plus possible de visualiser les autres courbes. Les propriétés acoustiques annoncées pour le PDMS, soit sa densité

et la vitesse de propagation de l'onde, divergent par rapport aux 3 autres matériaux. Le Slygard est aussi un PDMS mais avec des propriétés acoustiques qui lui sont propres. Tous les types de PDMS ne sont donc pas adaptés pour l'encapsulation. Globalement, l'épaisseur et le matériau d'encapsulation ont peu d'impact sur le choix de la fréquence à moins que le matériau d'encapsulation n'ait des propriétés acoustiques trop divergentes de l'idéal pour une application donnée.

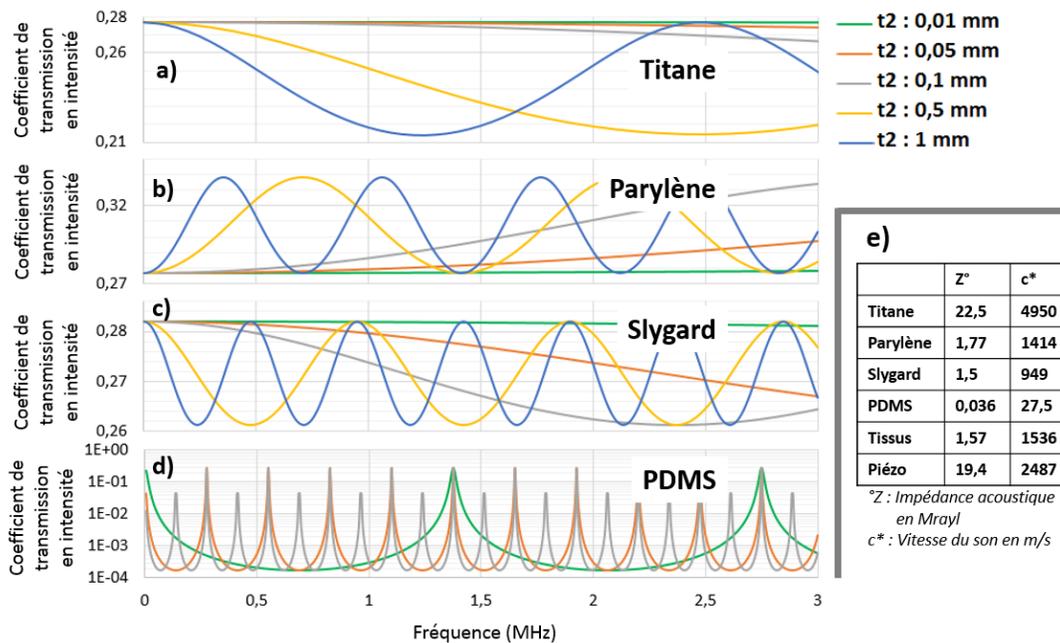


Figure 2.5. Simulation du coefficient de transmission en intensité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs d'épaisseur de la couche d'encapsulation pour du a) Titane b) Parylène c) Slygard 160 d) PDMS et e) Tableau de valeurs de l'impédance acoustique et de la vitesse de l'onde pour différents milieux

2.1.2.3 Etude des pertes liées aux réflexions en lien avec le transducteur

L'équation (2.8) donne l'impédance acoustique idéale pour maximiser le coefficient de transmission T est de $Z_2 = \sqrt{Z_1 Z_3}$, soit de 5,5 MRayl environ pour notre application. Pour $t_2 = \frac{c(2n-1)}{4f}$, théoriquement $T = 1$. L'idéal serait donc de trouver un matériau biocompatible d'impédance acoustique 5,5 MRayl dont l'épaisseur serait créée de façon précise sur le transducteur afin qu'il n'y ait pas de pertes lors de la transmission entre le matériau piézoélectrique et les tissus humains.

Bien qu'un matériau d'encapsulation ne soit pas utilisé dans ces travaux, nous choisissons pour les calculs du bilan de liaison le Slygard, qui est souvent évoqué dans l'état de l'art. Nous

trouvons une valeur de $T = 0,27$ déterminée à partir de l'équation (2.8), qui correspond à la moyenne des valeurs extrêmes pour le Slygard. Ainsi les pertes liées aux différences d'impédances acoustiques entre les milieux de propagation de l'onde sont estimées à $L_{rt} = 5,7$ dB.

2.1.3 Absorption

2.1.3.1 Impact de la fréquence sur les pertes liées à l'absorption

L'absorption de l'onde acoustique par les tissus humains est la cause d'une part importante de l'atténuation du signal. La réduction de la pression acoustique de l'onde émise p liée à l'absorption à une distance z du transducteur est modélisée par la formule exponentielle suivante [GMP12] :

$$p(z) = p_0 e^{-\alpha z} \quad (2.11)$$

Avec p_0 la pression émise en pascals (Pa) et α le coefficient d'absorption en nepers par mètre (Np/m). Pour rappel, $1 \text{ Np} = 20/\ln(10) \text{ dB} \approx 8,69 \text{ dB}$. La distance z s'exprime en m. Dans le corps humain et pour de faibles fréquences, le coefficient d'absorption est généralement donné par [AZH10] :

$$\alpha(f) = \alpha_0 f^{\alpha_1} \quad (2.12)$$

Avec α_0 et α_1 des coefficients qui dépendent des propriétés du milieu de propagation de l'onde. L'unité du paramètre α_0 est le Np/m/MHz alors que le paramètre α_1 n'a pas d'unité. Il existe de nombreuses références proposant des valeurs pour les coefficients d'absorption [HGB18][AMI1989][GJD1978]. Le coefficient d'absorption peut également être exprimé de façon linéaire :

$$\alpha(f) = \alpha_a f + \alpha_b \quad (2.13)$$

avec α_a en Np/m/MHz et α_b en Np/m.

La Figure 2.6 représente le coefficient d'absorption pour différents milieux en fonction de la fréquence. Le coefficient pour le milieu « tissus » correspond à la moyenne des coefficients pour le sang, la graisse et les muscles. L'expression correspondante est obtenue par régression linéaire et mentionnée à la Figure 2.6. On remarque que le coefficient d'absorption est plus faible pour des fréquences plus faibles avec $\alpha(f) = 4.10^{-6} * f - 0,004 \text{ Np/m}$ entre 1 kHz et 100 kHz.

D'après les relations (2.12), (2.13) et la Figure 2.6, l'atténuation de l'onde par absorption augmente de façon approximativement linéaire avec la fréquence. Afin de réduire les pertes par absorption, la fréquence devrait donc être minimale.

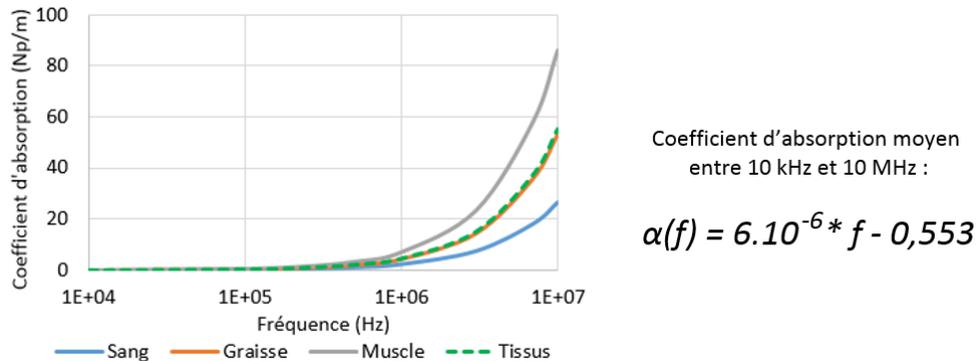


Figure 2.6. Coefficients d'absorption α en fonction de la fréquence pour différents milieux de propagation et estimation de l'expression du coefficient d'absorption moyen (données issues de [HGB18])

2.1.3.2 Etudes des pertes liées à l'absorption

Dans le but d'exprimer la réduction de la puissance acoustique liée à l'absorption, on transforme la pression acoustique en intensité acoustique en W/m^2 par la relation [BL1969] :

$$I = \frac{\langle (Re(p(t)))^2 \rangle_t}{Z} \tag{2.14}$$

avec $p(t)$ la pression acoustique en fonction du temps en Pa, Z l'impédance acoustique du milieu de propagation en MRayl et $\langle x \rangle_t$ la moyenne temporelle de x . Ainsi la réduction de l'intensité est modélisée par l'équation suivante [AZH10] :

$$I_{ab}(z) = I_0 e^{-2\alpha z} \tag{2.15}$$

Le paramètre I_0 est l'intensité émise en W/m^2 , le paramètre z est la distance entre le point considéré et le transducteur en m.

2.1.4 Diffraction de l'onde ultrasonique et non-alignement des transducteurs

Selon la forme du transducteur, l'onde émise est plus ou moins diffractée. Lorsque le transducteur en réception n'a pas les dimensions suffisantes pour recevoir toute l'énergie acoustique incidente, ce qui est généralement le cas pour un transducteur non focalisé, une partie

de la puissance sera perdue. Dans le cas où les transducteurs sont focalisés, leur non-alignement génère des pertes supplémentaires.

Ces deux types d'atténuation sont analysés plus en détail dans la référence [CBR17] avec la mise au point de la méthode DOART (Depth, Orientation, and Alignment via Ray Tracing) pour l'étude des systèmes de transfert d'énergie acoustique pour des transducteurs en formes de disque. Dans la section 2.2, nous étudions également l'atténuation liée à la diffraction de l'onde pour les transducteurs en forme de disque et sphérique mais dans le but de donner une relation permettant d'estimer rapidement ces pertes. De même, l'atténuation liée au non-alignement est succinctement traitée en fin de chapitre.

2.1.5 Réflexions liées à la structure hétérogène du corps humain

Comme pour les interfaces de milieux d'impédances acoustiques différentes, les interfaces entre les différents milieux du corps humain génèrent des réflexions, des réfractions et des transmissions. La plus vaste interface est celle entre la peau et l'air. Ces deux milieux ont des impédances acoustiques très différentes comme on peut le constater à partir des valeurs de la référence [HGB18].

De plus, la réflexion a pour conséquence le phénomène de multi-trajets ou « *multipath* » en anglais. Lorsque l'onde se réfléchit sur les différentes interfaces, telles que l'interface peau/air ou encore l'interface tissus/os dans le corps humain, le signal se propage à travers plusieurs chemins avant d'atteindre le récepteur. L'onde est déformée par la superposition de ces signaux qui sont d'amplitude et de phases différentes. Dans le cas où le phénomène de multi-trajet atténue l'onde par des interférences destructives, on parle de « *multipath fading* » [SA00]. Puisque le corps humain est un milieu très hétérogène qui rend difficile l'estimation de la réduction de l'amplitude du signal liée aux interfaces, qui d'ailleurs dépend de la forme du transducteur, ce phénomène n'est pas pris en compte pour les calculs du bilan de liaison.

2.1.6 Bruit

Des ondes ultrasoniques provenant d'un autre transducteur émetteur que prévu peuvent interférer avec le signal étudié. C'est une forme de bruit. De plus certains circuits peuvent fonctionner avec un cristal de quartz pour générer l'horloge du circuit sur lequel se trouve également le transducteur récepteur. Un cristal de quartz est aussi piézoélectrique bien que ses

propriétés piézoélectriques soient faibles par rapport à d'autres matériaux tels que les céramiques en Titano-Zirconate de Plomb (PZT) [CC1880][SDS21] généralement utilisés pour les transducteurs ultrasoniques. Il s'agit donc d'une source potentielle d'atténuation de l'onde ultrasonique. Selon leur phase, l'amplitude du signal peut croître ou diminuer. Cependant, au vu de son caractère aléatoire et difficilement prédictible, le bruit n'est pas pris en compte pour les calculs du bilan de liaison. De même que le *multipath fading*, le bruit thermique notamment est utilisé au chapitre 3 pour le choix du type de modulation.

2.2 Fréquence et forme de transducteur idéaux

Comme nous l'avons vu à la section précédente, outre les sources d'atténuation sur lesquelles la fréquence n'a pas d'impact et celles qui sont difficiles à estimer, les deux mécanismes retenus pour déterminer la fréquence idéale sont l'absorption du milieu et la diffraction de l'onde mécanique émise. La méthode pour déterminer cette fréquence idéale consiste à calculer la puissance reçue par le transducteur récepteur à partir de l'intensité émise par le transducteur récepteur et ce pour chaque type de transducteur. Le point de départ est le principe de Huygens sur la théorie de la lumière selon lequel chaque point d'une source d'onde ou d'un front d'onde est la source d'une onde sphérique. La superposition de toutes ces ondes donne une forme d'onde propre à la forme de la source d'onde [AZH10]. Les calculs de la fréquence idéale pour des communications ultrasoniques se feront donc par analogie avec la théorie des ondes lumineuses.

2.2.1 Pertes pour des transducteurs en forme de sphère

Nous estimons qu'il est possible d'assimiler une sphère émettrice d'ondes acoustiques omnidirectionnelle de très petite taille à un point source d'onde sphérique telle que dans la référence [JBD18]. En considérant un point de référence à une distance z_0 de la source avec une intensité I_0 en W/m^2 , l'intensité I_d à la distance z en m de la source par rapport à ce point est donnée par [AZH10] :

$$I_d(z) = I_0 \frac{z_0^2}{z^2} \quad (2.16)$$

L'expression liant la puissance émise P_e en W et l'intensité I_d dépendant de la diffraction de l'onde acoustique sphérique à une distance z du point source en l'absence d'absorption, est la suivante [AZH10] :

$$I_d(z) = \frac{P_e}{4\pi z^2} \quad (2.17)$$

On remarque que la réduction de l'intensité liée à la diffraction de l'onde est indépendante de la fréquence puisque dans tous les cas l'émission est omnidirectionnelle. En prenant en compte l'absorption de l'équation (2.11), l'intensité à la distance z est [AZH10] :

$$I_{d,ab}(z) = \frac{P_e}{4\pi z^2} e^{-2\alpha z} \quad (2.18)$$

Or, la puissance reçue par un transducteur récepteur peut être estimée par l'intégration de l'intensité sur sa surface S_2 selon l'équation suivante :

$$P_r = \iint_{S_2} I dS_2 \quad (2.19)$$

La surface du transducteur sphérique de réception est assimilée à un disque de même rayon a_2 que la sphère. On suppose que la distance z est très grande par rapport au rayon a_2 du transducteur sphérique. Lors de l'arrivée du front d'onde au niveau du transducteur récepteur, on considère que l'intensité reçue est homogène sur la surface du transducteur. On peut donc multiplier la surface du disque équivalent par l'intensité reçue pour obtenir le gain lié à la diffraction et à l'absorption de l'onde par le milieu :

$$L_{d,ab}(z) = \frac{P_r}{P_e} = \frac{a_2^2}{4z^2} e^{-2(\alpha_a f + \alpha_b)z} \quad (2.20)$$

2.2.2 Pertes pour des transducteurs en forme de disque

Contrairement au transducteur sphérique, l'onde émise par un disque présente une directivité. L'alignement des deux transducteurs joue donc un rôle dans les calculs d'atténuation. Pour la suite, nous considérons que les transducteurs sont parfaitement alignés.

2.2.2.1 Intensité acoustique émise par un disque en un point Q

Le disque émetteur est représenté sur la Figure 2.7 avec les axes x et y parallèles à sa surface S_1 et z normale du disque. La surface du disque est composée d'une multitude d'éléments dS_1 . Selon le principe d'Huygens, chaque élément émet une onde sphérique. On peut alors intégrer toutes les contributions des éléments dS_1 sur la surface du transducteur afin d'exprimer l'intensité

de l'onde au point $Q(R, \theta)$. Les définitions et calculs permettant de parvenir à la pression acoustique émise par un transducteur en forme de disque en un point Q sont décrits dans la référence [BL1969] et rappelés dans l'annexe A.1 et A.2. Le champ de pression peut être représenté tel que dans la référence [RLO14].

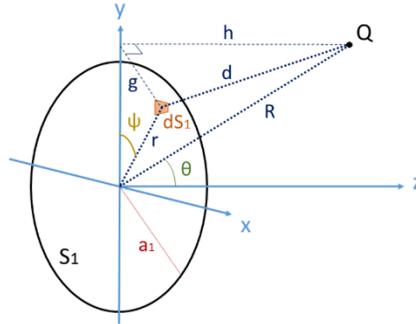


Figure 2.7. Transducteur disque émetteur avec axes et point Q (adapté de [AZH10])

On applique l'équation (2.14) à la pression acoustique donnée dans l'annexe A.2 pour obtenir l'expression de l'intensité en champ lointain soit pour $a_1 \ll R$ [BL1969] :

$$I(R, \theta) = A \left[\frac{1}{2R^2} \right] \left[\frac{2J_1(ka_1 \sin \theta)}{ka_1 \sin \theta} \right]^2 \quad (2.21)$$

Avec $A = \frac{k^2 Z_0 v_0^2 a_1^4}{4}$, v_0 la vitesse de vibration suivant l'axe z en m/s, Z_0 l'impédance acoustique du milieu de propagation au repos en MRayl et a_1 le rayon du disque émetteur en mètres. La fonction $J_1(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 1 définie dans l'annexe A.1. Par ailleurs, on reconnaît la fonction $somb(x) = \frac{2J_1(x)}{x}$ appelée fonction Jinc ou fonction sombrero pour sa forme qui ressemble à la vue à un chapeau de sombrero dans un espace à 3 dimensions [GAS1978].

2.2.2.2 Puissance acoustique reçue par un disque

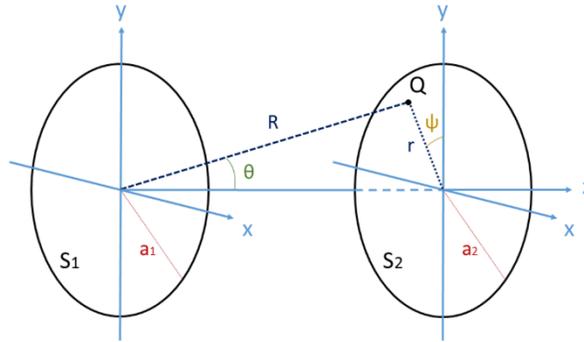


Figure 2.8. Transducteurs disques émetteur et récepteur avec axes

Comme pour les transducteurs sphériques, on peut déterminer la puissance reçue par le transducteur en réception en intégrant l'intensité émise par le premier disque sur sa surface S_2 selon l'équation (2.19). Le fait d'intégrer l'intensité acoustique sur la surface du transducteur récepteur a d'ailleurs également été proposé dans la référence [CWC18]. On intègre alors l'intensité (2.21) sur la surface S_2 du transducteur récepteur à partir de la Figure 2.8 :

$$P_{a,recue}(R, \theta) = A \int_0^{a_2} \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{2R^2} \right] \left[\frac{2J_1(ka_1 \sin\theta)}{ka_1 \sin\theta} \right]^2 r d\Psi dr \quad (2.22)$$

Pour une distance r constante et inférieure au rayon a_2 et pour tout angle Ψ , l'intensité est constante puisque les disques sont supposés être parfaitement alignés. On peut donc se ramener à une seule intégrale :

$$P_{a,recue}(R, \theta) = A \int_0^{a_2} \left[\frac{\pi}{R^2} \right] \left[\frac{2J_1(ka_1 \sin\theta)}{ka_1 \sin\theta} \right]^2 r dr \quad (2.23)$$

Les expressions de R et de $\sin\theta$ sont données par :

$$R = \sqrt{r^2 + z^2} \quad (2.24) \quad \sin\theta = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{z}{r}\right)^2}} \quad (2.25)$$

En champ lointain $r^2 \ll z^2$, l'expression (2.23) devient :

$$P_{a,recue}(z) = \frac{4\pi A}{(ka_1)^2} \int_0^{a_2} \frac{J_1^2\left(\frac{ka_1 r}{z}\right)}{r} dr \quad (2.26)$$

Après le changement de variable $x = \frac{ka_1 r}{z}$, la puissance reçue devient :

$$P_{a,recue}(z) = \frac{4\pi A}{(ka_1)^2} \int_0^{\frac{ka_1 a_2}{z}} \frac{J_1^2(x)}{x} dx \quad (2.27)$$

L'intégrale $\int_0^m \frac{J_1(x)^2}{x} dx$ a fait l'objet d'études datant notamment de la fin du 19^{ème} siècle afin de déterminer la puissance contenue dans un cercle après diffraction d'une onde lumineuse par une ouverture circulaire [STE1894]. Elle peut être résolue à l'aide d'une propriété des fonctions de Bessel présentée en annexe A.3 qui permet d'obtenir une solution exacte à cette intégrale [BW1999]. La puissance acoustique reçue par un disque de même rayon que le disque émetteur est la suivante :

$$P_{a,recue}(z) = \frac{\pi Z_0 v_0^2 a_1^2}{2} \left(1 - J_0^2\left(\frac{ka_1 a_2}{z}\right) - J_1^2\left(\frac{ka_1 a_2}{z}\right) \right) \quad (2.28)$$

La forme de cette expression est analogue à celle de la puissance lumineuse d'une onde lumineuse ayant traversé une ouverture circulaire et contenue dans un disque de rayon a_2 [BW1999]. On détermine la puissance émise totale par un disque plan à partir de l'intensité émise $I_e = 2Z_0 v_0^2$ [BL1969] à l'aide de la formule (2.18) :

$$P_{a,émise} = 2\pi Z_0 v_0^2 a_1^2 \quad (2.29)$$

Le gain total lié à la diffraction de l'onde et à l'absorption de l'onde pour les tissus biologiques $L_{d,ab}$ et donné par :

$$L_{d,ab} = L_d L_{ab} = \frac{P_{a,recue}(z)}{P_{a,émise}} = \frac{1}{4} \left(1 - J_0^2\left(\frac{ka_1 a_2}{z}\right) - J_1^2\left(\frac{ka_1 a_2}{z}\right) \right) e^{-2(\alpha_a f + \alpha_b)z} \quad (2.30)$$

Soit en décibels :

$$L_{d,ab}|dB = 10 \log \left(\frac{1}{4} \left(1 - J_0^2\left(\frac{ka_1 a_2}{z}\right) - J_1^2\left(\frac{ka_1 a_2}{z}\right) \right) \right) - 8,69(\alpha_a f + \alpha_b)z \quad (2.31)$$

2.2.3 Comparaison des pertes pour des transducteurs en forme de disque et de sphère

On peut tracer les gains liés à la diffraction et à l'absorption des ondes acoustiques pour des transducteurs en forme de disque et en forme de sphère à partir des équations établis à la section 2.2.2 afin d'évaluer la fréquence idéale selon différents paramètres.

2.2.3.1 Pertes selon la fréquence et l'éloignement entre les transducteurs

La fonction (2.31) donnant le gain lié à l'absorption et la diffraction en décibels $L_{d,ab}|dB$ en fonction de la fréquence pour deux transducteurs en forme de disque, parfaitement alignés et

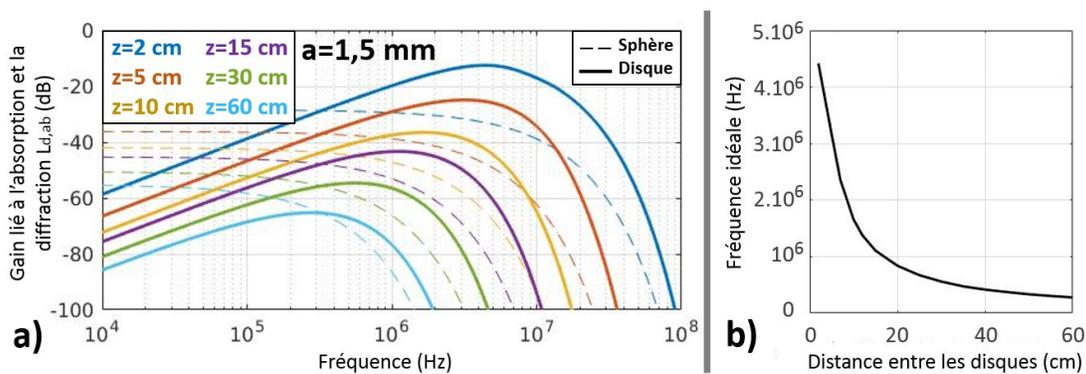


Figure 2.9. a) Gain lié à la diffraction et à l'absorption de l'onde pour différentes distances entre les transducteurs b) Fréquence idéale pour des disques parfaitement alignés en fonction de la distance entre les disques

parallèles, est représentée à la Figure 2.9 a) en traits pleins. En effet, la fréquence f est contenue dans l'expression du nombre d'onde $k = \frac{2\pi f}{c}$ en rad/m de même que dans l'expression de l'absorption. Ce gain est également représenté pour des sphères par des tirets selon l'expression (2.20). Les courbes de gain sont données pour des distances z entre les deux transducteurs comprises entre 2 cm et 60 cm. L'absorption choisie est celle des tissus affichée dans la Figure 2.6 et les rayons des disques émetteur a_1 et récepteur a_2 sont tous deux de 1,5 mm, correspondant au rayon du transducteur c) du Tableau 2.1.

Une distance minimale génère évidemment une atténuation minimale quelle que soit la forme du transducteur. Cependant, pour une distance donnée, il apparaît que contrairement aux transducteurs sphériques, il existe une fréquence idéale pour laquelle l'atténuation est minimale pour les disques. Pour cette fréquence idéale, le gain lié à la focalisation de l'onde domine sur l'absorption, alors que pour des fréquences élevées, l'absorption de l'onde diminue rapidement les

bénéfices liés à un transducteur focalisé. La fréquence idéale est représentée Figure 2.9 b) en fonction de la distance entre les transducteurs. Plus la distance entre les transducteurs augmente et plus la fréquence idéale diminue. Pour une distance z d'environ 30 cm et un rayon de disque de 1,5 mm, la fréquence idéale est de 530 kHz environ, soit la fréquence de résonance du transducteur c) du Tableau 2.1. Les pertes seraient alors de 55 dB environ.

Pour les sphères, la fréquence idéale semble être une fréquence minimale. Cependant, l'absorption ne diminue que peu pour de faibles fréquences. Par exemple, pour une distance $z = 2$ cm, les pertes n'ont augmenté que de 1 dB environ entre 10 kHz et 1 MHz. Ces pertes passent tout de même à 8 dB pour une distance $z = 15$ cm.

Enfin, on remarque que plus la distance z augmente et moins les transducteurs disques auront d'intérêt. Puisque nous souhaitons émettre sur des distances importantes, les transducteurs sphériques sont intéressants.

2.2.3.2 Pertes selon la fréquence et le rayon des transducteurs

A la Figure 2.10 est représenté le gain lié à l'absorption et à la diffraction pour un éloignement entre les transducteurs de 15 cm pour différentes valeurs de rayons des transducteurs. Les courbes correspondant aux sphères sont représentées par des tirets, les courbes pour les disques sont affichées en traits pleins. Comme pour le tracé précédent, les transducteurs émetteur et récepteur sont supposés identiques.

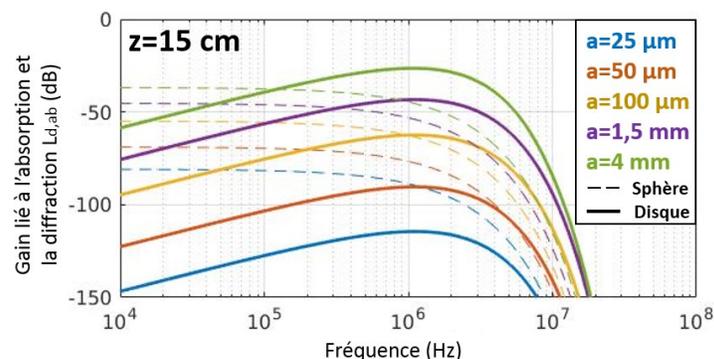


Figure 2.10. Gain lié à la diffraction et à l'absorption de l'onde pour différents rayons de transducteurs

On remarque que quelle que soit la taille du transducteur, la variation du gain en fonction de la fréquence reste quasiment la même en relatif. En absolu, l'atténuation du signal est plus importante pour des dimensions de transducteurs plus faibles. Enfin, pour les transducteurs de faibles dimensions, les pertes seraient plus faibles pour les transducteurs sphériques alors que les

disques seraient plus avantageux pour des rayons élevés. Puisque nous cherchons à réduire la taille des transducteurs, des sphères pourraient être une meilleure option que les disques.

2.2.3.3 Alignement des transducteurs

Pour les transducteurs sphériques le problème de non-alignement n'existe pas puisque l'onde est émise de façon omnidirectionnelle. Au contraire, pour les transducteurs en forme de disque, plus on s'éloigne de l'axe de propagation et plus l'intensité acoustique diminue.

Pour des disques, le gain $|I/I_e|$ en fonction des axes x et y , parallèles au transducteur récepteur, est représenté à la Figure 2.11. Ce gain, sans la valeur absolue, est déterminé, à partir de la formule (2.21), par l'expression suivante :

$$\frac{I}{I_e} = \frac{k^2 a_1^4}{16(x^2 + y^2 + z^2)} \text{somb}^2 \left(k a_1 \sqrt{\frac{x^2 + y^2}{x^2 + y^2 + z^2}} \right) \quad (2.32)$$

L'éloignement entre les transducteurs émetteur et récepteur est de $z = 15$ cm et le rayon a_1 du transducteur émetteur vaut 1,5 mm. Le transducteur récepteur est supposé parfaitement parallèle et aligné avec le transducteur émetteur. Les gains maximaux et à une distance de 15 cm du centre sont indiqués dans le tableau de la Figure 2.11. On remarque que l'intensité maximale est la plus élevée pour une fréquence de 1 MHz ce qui est cohérent avec les résultats de la Figure 2.9 a). D'ailleurs, au centre, le rapport I/I_e correspond à -56 dB, -43 dB et -94 dB pour des fréquences de 100 kHz, 1 MHz et 10 MHz, respectivement. Ces valeurs sont donc cohérentes avec celles des Figure 2.9 a) et Figure 2.10 puisque les transducteurs sont de faibles dimensions. Cependant, plus on s'éloigne du centre et plus la diminution de l'intensité acoustique est rapide lorsque la fréquence

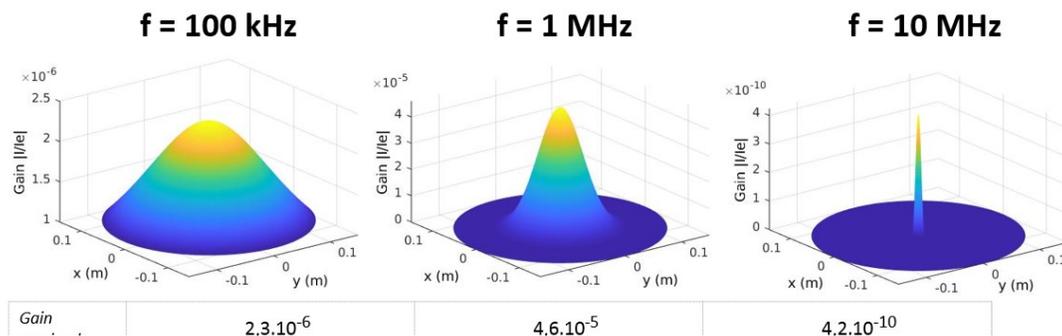


Figure 2.11. Représentation en 3 dimensions du gain $|I/I_e|$ pour différentes fréquences

augmente. Ainsi pour une fréquence de 100 kHz, le gain à 15 cm du centre est environ 13 fois supérieur à celui pour une fréquence de 1 MHz. Cela suggère que pour une fréquence plus basse, le bilan de liaison serait meilleur à partir d'un certain niveau de non-alignement. Pour une fréquence de 10 MHz, le non-alignement des transducteurs empêcherait quasi entièrement la communication.

2.2.3.4 Choix de la fréquence et de la forme du transducteur

Dans les deux cas, pour les transducteurs en forme de disque et en forme de sphère, une fréquence de 1 MHz telle que proposée par l'état de l'art peut se justifier par l'étude de la diffraction et de l'absorption seulement et pour des cas précis. Pour les transducteurs sphériques, la distance ne doit pas être très élevée pour réduire l'effet d'absorption et pour les transducteurs en forme de disque, ils doivent notamment être situés à une distance inférieure à 30 cm puisque le non-alignement aurait tendance à contraindre de diminuer la fréquence idéale.

Un autre aspect à prendre en compte dans le choix de la fréquence est la taille du transducteur. Dans le cas d'un disque, plus l'épaisseur est faible et plus les modes de résonance apparaissent pour des fréquences élevées [AMI1989][ZLJ14]. Le choix de la fréquence repose donc sur un compromis entre faible atténuation et faibles dimensions des transducteurs.

L'avantage du transducteur sphérique par rapport au transducteur en forme de disque est sa propriété omnidirectionnelle qui évite le problème d'alignement. Son inconvénient est la perte d'énergie qui de plus génère un échauffement des tissus. Un autre inconvénient du transducteur en forme de disque est la variation de la fréquence idéale avec l'alignement. Dans la suite les deux types de transducteur sont testés.

2.3 Conclusion

A partir des études de pertes menées précédemment, on peut déterminer l'efficacité totale de la chaîne de communication avec un transducteur en forme de disque plan. Les pertes sont liées à l'efficacité électroacoustique des transducteurs, aux réflexions entre les matériaux d'impédances acoustiques différentes, la diffraction et l'absorption de l'onde. On établit alors le bilan de liaison :

$$L_{totale} = \frac{P_{el,out}}{P_{el,in}} = L_d L_{ab} L_{ea}^2 L_{rt}^2 \quad (2.33)$$

Soit en décibels :

$$L_{totale}|dB = L_d|dB + L_{ab}|dB + 2L_{ea}|dB + 2L_{rt}|dB \quad (2.34)$$

Les pertes liées à l'efficacité électroacoustique et aux réflexions en lien avec le transducteur sont pris en compte pour chaque transducteur. Par exemple, pour les disques c) de rayon 1,5 mm du Tableau 2.1, espacés de 15 cm et une fréquence de 530 kHz, l'atténuation totale s'élève à 58,6 dB.

Ces calculs peuvent également être réalisés pour les transducteurs en forme de disque a) et sphérique b) du Tableau 2.1 à partir des propriétés de leur matériau piézoélectrique.

Un aspect du bilan de liaison non pris en compte dans les calculs est l'adaptation d'impédance entre les circuits et les transducteurs. Une étude concernant ce sujet a notamment été réalisée dans la référence [CWC18], proposant un réseau capacitif d'adaptation d'impédance.

Enfin, c'est le transducteur en forme de sphère qui est choisi pour son omnidirectionnalité. De plus, d'après les comparaisons avec les transducteurs en forme de disque à la section 2.2.3, leur intérêt grandit lorsque l'on souhaite réduire les dimensions du transducteur et augmenter la distance de propagation de l'onde ultrasonique.

Définir un protocole de communication passe notamment par le choix de la fréquence porteuse mais aussi du type de modulation. Généralement, une modulation numérique d'amplitude est choisie pour des communications ultrasoniques dans le corps humain à de rares exceptions près [LWH13][JF21][WGC21]. Cet aspect est approfondi de plus près au chapitre suivant.

Chapitre 3

Définition du protocole

3.1	Présentation du système de communication.....	68
3.1.1	Transmission classique ou par rétrodiffusion.....	68
3.1.2	Chaine de communication.....	70
3.2	Choix du type de modulation	71
3.2.1	Modulations analogiques ou numériques.....	71
3.2.2	Choix de l'ordre de modulation	73
3.2.3	Choix du type de modulation binaire	77
3.3	Gain en distance obtenu avec la modulation BPSK.....	85
3.4	Conclusion.....	87

Dans le chapitre 3, nous investiguons le meilleur type de transmission de données pour ensuite choisir un type de modulation. Plusieurs modulations numériques binaires sont simulées dans un canal aux propriétés proches de celui du corps humain. Enfin, nous estimons le gain en distance pouvant être obtenu selon le type de modulation pour des transducteurs en forme de sphère.

Mots clés : Rétrodiffusion, Ordre de modulation, On-Off Keying, Binary Phase-Shift Keying.

3.1 Présentation du système de communication

3.1.1 Transmission classique ou par rétrodiffusion

Par le type de transmission des données, nous entendons soit une transmission classique où l'émetteur peut envoyer des données à tout moment indépendamment du récepteur, soit une transmission par rétrodiffusion.

Comme nous l'avons vu au chapitre 1, plusieurs circuits de l'état de l'art utilisent la rétrodiffusion comme méthode de communication. Cela présente l'avantage de ne pas nécessiter un oscillateur ou un circuit de récupération de la porteuse incidente. On peut alors économiser en énergie et en espace sur le circuit intégré. Cependant, si la rétrodiffusion semble être adaptée pour un réseau en étoile, son application à des communications implant à implant pose plusieurs problèmes :

- Dans le cas où un interrogateur est situé à l'extérieur du corps humain, il peut contenir tous les circuits de traitement nécessaires pour différencier le signal réfléchi du bruit. Avec la rétrodiffusion, le récepteur sur un implant dispose de moyens plus limités. D'ailleurs, il peut être difficile de déterminer si les réflexions proviennent de l'implant interrogé ou simplement d'une interface os/tissu par exemple. Cela pourrait ajouter une complexité aux circuits afin de garantir la fiabilité des communications.

- Comme pour les circuits classiques, chaque implant nécessiterait un oscillateur puisqu'il serait émetteur et récepteur.
- Une puissance d'émission plus élevée que pour une communication classique est nécessaire puisque l'onde doit traverser deux fois la distance entre émetteur et récepteur, d'autant plus que seule une partie de l'onde émise est réfléchiée. Or, la puissance de l'onde doit être la plus faible possible selon le principe ALARA (As Low As Reasonably Achievable) afin de limiter les risques de santé potentiels liés aux ondes dans le corps humain et pour réduire la consommation énergétique des implants [HAA12].
- Un autre risque de la rétrodiffusion apparaît lorsque les implants peuvent entrer en mouvement. Si la distance entre émetteur et récepteur devient trop élevée, le signal reçu sera trop faible pour être détecté. Ce problème est commun à tout type de communication. Mais une proximité trop faible n'est pas non plus souhaitable dans le cas de la rétrodiffusion puisque le signal modulé et rétrodiffusé (*modulated backscatter*) pourrait chevaucher le signal de puissance (*power*) au niveau du transducteur de l'interrogateur. En effet, la durée de l'onde émise par l'interrogateur doit rester inférieure à deux fois le temps de vol (Time-of-flight – *ToF*), soit un aller-retour. La Figure 3.1 montre un signal émis égal au temps *ToF* [GPS19].

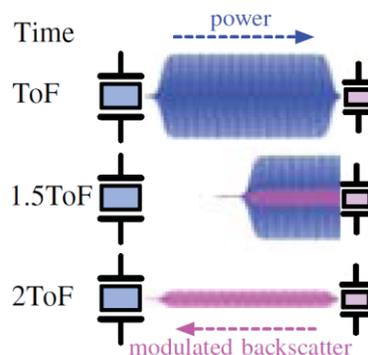


Figure 3.1. Temps de vol entre deux transducteurs pour la rétrodiffusion [GPS19]

Pour toutes les raisons évoquées, la rétrodiffusion est écartée comme choix du type de communication et nous envisageons plutôt une communication émission-réception classique sans implant interrogé et interrogateur. Alors que la rétrodiffusion repose principalement sur une modulation d'amplitude, des communications plus classiques offrent un large choix concernant les types de modulation.

3.1.2 Chaîne de communication

Avant d'étudier les types de modulation, on définit le système de communication avec les signaux simulés par la suite. La chaîne de transmission de notre circuit aura un aspect tel que représenté Figure 3.2. Elle est composée d'un émetteur, d'un canal et d'un récepteur. Le signal $m(t)$ est le message binaire d'entrée qui est tout d'abord modulé. La modulation consiste à modifier les paramètres d'un signal de haute fréquence, appelé porteuse $c(t)$, en fonction du message à transmettre $m(t)$ [SMS10]. Le signal résultant est appelé signal modulé $s(t)$ qui est ensuite émis dans le canal de propagation.

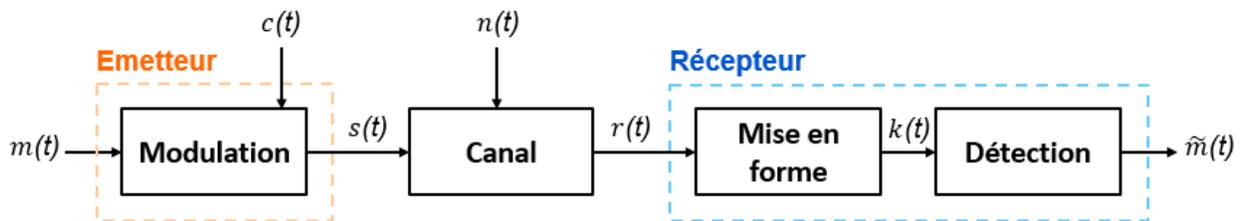


Figure 3.2. Diagramme de bloc de la chaîne de communication

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, l'atténuation de l'onde acoustique dans le corps humain dépend du type de transducteur et de la fréquence. L'utilisation de la fréquence porteuse permet alors de transposer le signal à émettre $m(t)$ autour de cette fréquence afin de réduire l'atténuation. La transposition de fréquence permet aussi de multiplexer le signal et donc d'augmenter le débit ce qui n'est pas possible pour une transmission dite en « bande de base », c'est-à-dire sans modulation.

Le signal en sortie du canal est ici nommé $r(t)$. Il traverse un bloc permettant de mettre en forme le signal en l'amplifiant autour de la fréquence de la porteuse. Le résultat est le signal $k(t)$ qui doit ensuite être démodulé. La démodulation est le processus inverse de la modulation. Elle consiste à supprimer la porteuse pour récupérer le signal modulant au niveau du récepteur malgré les distorsions subies à cause du bruit dans le canal. Dans notre cas, nous parlons de détection des bits, c'est-à-dire de distinction entre les différents états, plutôt que de démodulation pour des raisons évoquées plus tard. Le signal détecté $\tilde{m}(t)$ n'est pas toujours entièrement identique au message émis $m(t)$ selon le niveau de bruit, la puissance de transmission, les caractéristiques du canal ou encore le type de modulation [PS08][LD10]. Comme évoqué au chapitre précédent, la dissemblance entre le signal binaire à transmettre et le signal binaire détecté est évalué par le taux d'erreurs binaires (BER), qui correspond au rapport entre les bits erronés et le nombre total de bits transmis.

3.2 Choix du type de modulation

3.2.1 Modulations analogiques ou numériques

Au début des années 2000, les modulations numériques ont remplacé les modulations analogiques dans quasiment tous les systèmes de communication pour des raisons d'économie mais aussi de qualité des communications [LD10]. Une des rares exceptions où les modulations analogiques restent présentes est la radio. Cependant, le déploiement, notamment en Europe, de la technologie DAB (Digital Audio Broadcasting), connu sous la norme DAB+, commence à concurrencer la radio FM [HL09][RAD21]. Elle utilise une technique de modulation numérique qui permettrait notamment d'améliorer la qualité du son.

Les changements d'un paramètre du signal de porteuse peuvent se faire de façon continue en fonction du signal modulant, lui-même analogique. Il s'agit d'une modulation analogique. Lorsqu'un paramètre de la porteuse est altéré aux instants où le signal modulant, qui lui est un signal numérique, change de valeur, il s'agit d'une modulation numérique. Pour une modulation numérique il est nécessaire de convertir le signal initial analogique, par exemple issu d'un capteur, en signal numérique en passant par un convertisseur analogique-numérique. Le signal de porteuse des modulations analogiques et numériques est analogique puisqu'il s'agit d'un signal sinusoïdal. Les deux modulations sont étudiées puis comparées dans la suite.

Trois paramètres de la porteuse peuvent être modifiés pour une modulation : l'amplitude, la fréquence et la phase. La Figure 3.3 montre deux messages à émettre $m(t)$, analogique pour les modulations analogiques et numérique pour les modulations numériques, ainsi qu'une représentation temporelle des signaux modulés analogiques et numériques pour ces trois paramètres. Les types de modulations analogiques correspondants sont nommés AM (Amplitude Modulation), FM (Frequency Modulation) et PM (Phase Modulation). Leurs équivalents numériques sont appelés ASK, BFSK (Binary Frequency-Shift Keying) et BPSK (Binary Phase-Shift Keying). Lorsque l'un des deux états dans la modulation ASK consiste à ne pas émettre d'onde, on parle de modulation du tout-ou-rien ou de la modulation OOK [COU13]. C'est la modulation représentée sur la Figure 3.3.

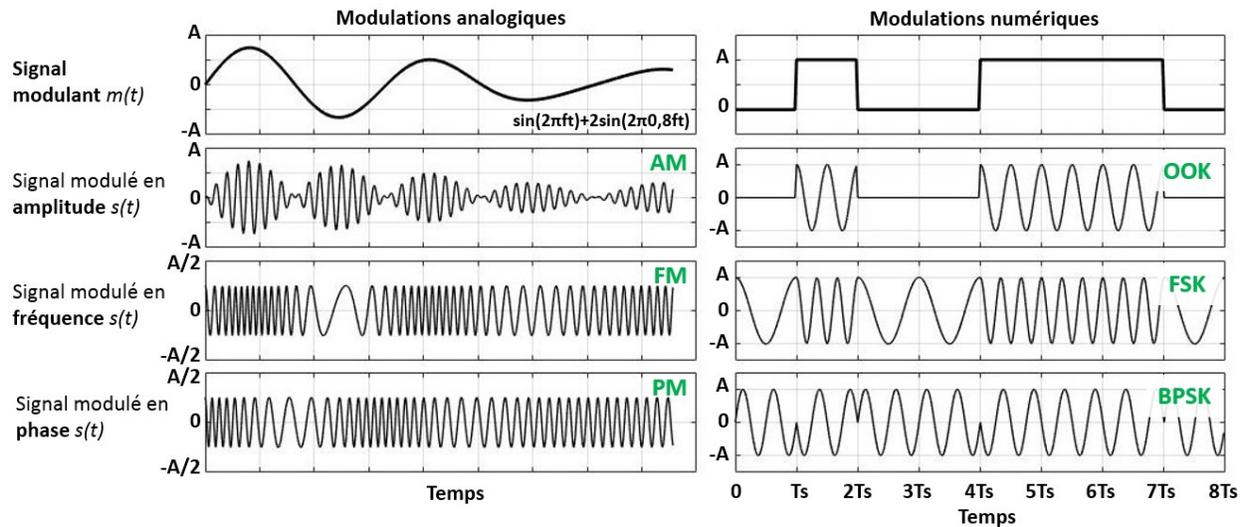


Figure 3.3. Représentation des 3 modulations basiques analogiques et numériques réalisée avec Matlab

Pour notre application, une seule information doit être transmise à la fois dans une trame à intervalles réguliers. Une modulation analogique est plutôt utilisée dans le cas de signaux continus dans le temps, une modulation numérique semble donc plus adaptée. La plupart des références de l'état de l'art ont choisi une modulation numérique à l'exception de quelques circuits utilisant la rétrodiffusion pour renvoyer une activité neuronale [GPS19]. Or, cette application est très spécifique et nous souhaitons une plus grande flexibilité des circuits pour la conception d'un réseau UIBAN. Cela est rendu possible avec des circuits numériques [RAP02].

Malgré cette tendance apparente en faveur des communications numériques, nous allons étudier les avantages et les inconvénients des modulations numériques par rapport aux modulations analogiques. Voici leurs avantages :

- Plus grande immunité au bruit : dans le cas d'une modulation numérique binaire, le détecteur ne doit choisir qu'entre deux états alors que pour des modulations analogiques, une infinité d'états est possible [LD10].
- Réduction des problèmes d'interférence : comme pour l'immunité au bruit, un nombre fini d'états possible réduit les erreurs liées aux interférences pour les modulations numériques [LD10].
- Faible coût lié à l'utilisation de circuits numériques [COU13][RAP02].

- Facilité de crypter le signal et facilité d'associer les communications numériques à des techniques de codage, de multiplexage ou encore de détection et de correction d'erreurs. Ces techniques augmentent cependant la complexité du circuit de traitement du signal [COU13].
- Qualité de transmission des données sur de longues distances avec des relais. En effet, comme nous l'avons vu à la section 1.3.3, nos implants doivent aussi fonctionner comme des « relais » qui se comportent comme ce que l'on appelle des *Regenerative Repeaters* en anglais. Ces circuits ont pour but de détecter le signal reçu pour ensuite émettre ce même signal nettoyé vers un autre implant relais ou le circuit émetteur-récepteur externe. Or la détection d'un signal analogique n'est jamais parfaite et ses imperfections s'accumulent à chaque relais. Pour les modulations numériques, lorsque le taux d'erreurs binaires est très faible, les erreurs restent rares sur toute la chaîne de communication, d'où l'emploi du terme régénératif [LD10][COU13].

Au contraire, les modulations analogiques présentent généralement l'avantage de nécessiter moins de bande passante. Or, cela est dépendant du type de modulation et ce n'est pas un problème dans ces travaux, puisque nous estimons que le canal est réservé aux communications du réseau UIBAN. Nous avons finalement choisi une modulation numérique notamment pour une utilisation des implants comme relais.

3.2.2 Choix de l'ordre de modulation

Les types de modulations numériques présentés dans la Figure 3.3 sont tous les trois binaires, seul deux états, appelés symboles, sont possibles pour représenter soit un bit de '1' soit un bit de '0'. Or il est possible de regrouper N bits dans un symbole qui correspond à un unique signal à émettre. L'ordre de modulation M , c'est-à-dire le nombre de symboles en fonction du paramètre N est de $M = 2^N$ [PS08]. La durée d'un symbole T_s dépend de la durée d'un bit T_b comme suit : $T_s = N * T_b$. L'inverse du temps bit T_b est appelé le débit binaire D_b alors que l'inverse du temps symbole T_s est appelé le débit symbole D_s , tous deux exprimés en bits par seconde (bit/s) [PS08].

Parmi les modulations ayant un ordre supérieur à 2, on peut citer la M-ASK, la M-FSK, la M-PSK et la M-QAM avec $M > 2$. La modulation QPSK correspond à la 4-PSK. De même, les modulations M-QAM avec $M = 2$ et $M = 4$ correspondent à une BPSK et à une QPSK respectivement. Une modulation M-QAM avec $M > 4$ fait varier à la fois l'amplitude et la phase contrairement à la M-PSK qui utilise uniquement la phase [PS08].

On estime généralement la qualité d'une modulation par son efficacité de puissance qui correspond à la capacité d'un type de modulation à détecter un signal de faible puissance [RAP02]. Elle est visualisée en traçant la courbe du BER ou du taux d'erreur symbole (Symbol Error Rate - SER) en fonction du rapport de l'énergie d'un bit et de la densité spectrale de puissance du bruit. En considérant que chaque bit a la même probabilité d'occurrence dans un signal numérique, l'énergie moyenne d'un bit E_{bm} correspond à la moyenne d'énergie du signal modulé $s(t)$. De même, la puissance moyenne du signal modulé est de $P_m = D_b * E_{bm}$. Le paramètre utilisé pour quantifier le bruit est la densité spectrale de puissance du bruit blanc $n(t)$ pour une bande latérale unique (« single sideband » en anglais) noté N_0 en W/Hz [PS08]. On utilisera généralement ce rapport en décibels avec $E_{bm}/N_0|_{dB} = 10 \log_{10}(E_{bm}/N_0)$ qu'on notera dans la suite E_b/N_0 . Ce rapport est varié en modifiant l'amplitude du paramètre N_0 .

3.2.2.1 Sources de bruit

Contrairement aux canaux pour des communications sans fil classiques tel que l'air pour les communications électromagnétiques ou sous l'eau pour des communications acoustiques [PS08][STO06], les canaux présents dans le corps humain sont peu explorés. Cependant, certains phénomènes subis par les ondes ultrasoniques dans le corps humain ont été évoqués au chapitre 2. Il s'agit d'une part de l'absorption, qui correspond simplement à une réduction de l'amplitude de l'onde et d'autre part du bruit thermique et de phénomènes de multi-trajets, qui eux portent atteinte au BER :

- Une source de bruit utilisée pour caractériser un canal de propagation est le bruit thermique additif lié aux circuits du récepteur notamment [PS08]. La référence [GMP12] suggère également que l'agitation des molécules dans les tissus humains ajouterait du bruit thermique au signal traversant le canal. Ce bruit thermique est modélisé par du bruit blanc gaussien additif (Additive White Gaussian Noise - AWGN).
- Une autre source de bruit est le *multipath fading* défini à la section 2.1.5. Deux canaux populaires permettant de modéliser le *multipath fading* s'appuient sur la distribution de *Rayleigh*, en l'absence de trajet dominant ou de *line-of-sight*, et la distribution de *Rician*, lorsque l'une des composantes a une plus forte puissance que celles des autres trajets [SA00]. La distribution de *Rayleigh* est généralisée par la distribution de *Nakagami*. Il serait en effet

intéressant d'étudier les canaux du corps humain afin de pouvoir les modéliser par une distribution.

Pour l'étude dans cette section, seul le bruit thermique et le *multipath fading* sont pris en compte puisque l'absorption n'ajoute pas de bruit supplémentaire au signal $s(t)$ et que les interférences entre les implants sont dépendantes de la structure du réseau et donc difficiles à évaluer.

3.2.2.2 Modulations cohérentes pour du bruit AWGN

Dans le cas du bruit AWGN, la référence [ps08] détaille l'évolution des courbes du SER en fonction de E_b/N_0 pour un ordre de modulation croissant pour différentes modulations. Les démodulations sont toutes cohérentes, c'est-à-dire qu'elles nécessitent la phase de l'horloge de l'émetteur. Ainsi pour chaque multiplication par 2 de l'ordre de modulation pour une M-ASK, le rapport E_b/N_0 en décibels nécessite plus de 4 dB supplémentaires pour un BER égal. Le constat est similaire pour la M-PSK et la M-QAM à l'exception de la QPSK pour laquelle le SER en fonction de E_b/N_0 est similaire à celui de la BPSK. Leurs BER sont d'ailleurs identiques puisque la modulation QPSK est composée de deux modulations BPSK qui n'interfèrent pas entre elles. Cependant comme un signal modulé en QPSK peut être considéré comme l'association de deux signaux modulés en BPSK, la puissance du signal nécessaire est deux fois plus élevée que pour un signal BPSK unique. Ainsi l'intérêt de la modulation QPSK réside dans le fait de pouvoir augmenter le débit binaire sans augmenter sa bande passante ou inversement, de diminuer la bande passante du signal occupé tout en ayant le même débit binaire que pour une modulation BPSK [ps08]. Cela est intéressant pour les communications dans l'air pour lesquelles la bande passante est précieuse. Ce n'est pas le cas des canaux ultrasoniques du corps humain.

De façon plus générale, on augmente l'ordre de modulation pour augmenter le débit binaire ou réduire la bande passante occupée mais cela a généralement un impact négatif sur le BER. Une exception à cela est la M-FSK. En effet augmenter l'ordre de modulation revient à augmenter la bande passante. La conséquence est la réduction du BER. Cependant, avec chaque passage à un ordre de modulation plus élevé, l'amélioration du BER diminue par rapport au précédent. Alors que le gain du rapport E_b/N_0 , en passant de l'ordre de modulation $M = 2$ à $M = 4$, est de 2 dB environ, il n'est plus que de 1 dB entre $M = 8$ à $M = 16$. Plus il y a de symboles différents et plus leur discrimination devient difficile réduisant le bénéfice de l'augmentation de la bande passante sur la diminution du BER.

3.2.2.3 Modulations non-cohérentes pour du bruit AWGN

Les résultats précédents ont été obtenus pour des modulations cohérentes qui utilisent l'horloge de l'émetteur, extraite du signal reçu au niveau du récepteur. Cependant, ce type de démodulation est complexe et nécessite généralement l'utilisation d'une PLL (Phase-Locked Loop) [PS08]. Il existe des méthodes plus simples pour détecter les bits sans récupération de la porteuse, c'est ce que l'on appelle une démodulation non-cohérente. Pour les systèmes utilisant la M-ASK et la M-FSK, les démodulateurs utilisent généralement des filtres. La démodulation non-cohérente d'une M-PSK n'est possible que lorsque celle-ci est codée différenciellement, c'est-à-dire qu'on ne s'intéresse qu'au changement de bit et non à la valeur du bit elle-même. On parle alors de M-DPSK (M-Differential Phase-Shift Keying). D'après la référence [PS08], l'ordre de performance est respecté parmi les modulations. Alors que les modulations M-ASK et M-PSK non-cohérentes et la M-DPSK voient leur BER augmenter avec l'augmentation de l'ordre de modulation, l'effet inverse reste aussi vrai pour les modulations M-FSK non-cohérentes [HK109].

La référence [PS08] propose aussi une comparaison du SER en fonction de E_b/N_0 pour un ordre de modulation croissant pour la M-PSK et la M-DPSK avec un canal de *Rayleigh*. On observe que l'ordre de performances du canal AWGN est respecté. Plus l'ordre de modulation est élevé et plus le BER augmente. L'écart entre la BPSK et la QPSK est d'ailleurs plus important avec un canal de *Rayleigh*. Il en est de même pour la M-FSK [MYH08].

3.2.2.4 Complexité des circuits

Un autre aspect à prendre en compte pour le choix de l'ordre de modulation, en plus de leur efficacité en puissance, est la complexité des circuits. Pour un même type de modulation, plus l'ordre de modulation est important et plus les circuits de modulation et de démodulation sont complexes et consomment de l'énergie. Ainsi, pour les modulations M-FSK, il faut trouver un compromis entre complexité des circuits et performance du BER alors que pour les modulations M-ASK, M-PSK et M-QAM, un ordre de modulation minimal offre un BER minimal pour une complexité de circuits minimale.

A la lumière de ces informations, on peut affirmer que les modulations binaires permettent d'obtenir les meilleures performances parmi les types de modulations analysés, à l'exception des

modulations M-FSK. De plus, la complexité des circuits augmente avec l'ordre de modulation ce qui n'est pas souhaitable. Nous avons donc opté pour une modulation binaire.

3.2.3 Choix du type de modulation binaire

A partir des modifications de l'un ou de plusieurs des 3 paramètres représentés Figure 3.3, un certain nombre de variantes de modulations numériques binaires a pu être proposé :

- Pour la modulation 2-ASK, on peut citer la modulation OOK pour laquelle l'un des deux bits est représenté par un signal d'amplitude nulle. On l'appelle alors la modulation en tout-ou-rien. Cette modulation a deux avantages par rapport à une modulation 2-ASK pour laquelle aucune des deux amplitudes ne serait nulle : une économie d'énergie puisque l'un des deux bits correspond à l'absence d'un envoi de signal et une meilleure efficacité en puissance puisqu'il est plus simple de distinguer deux signaux d'amplitudes différentes. Dans la suite on ne s'intéresse donc qu'à la version en tout-ou-rien de la 2-ASK.
- De même que pour la 2-ASK, la modulation BPSK est la plus efficace pour une différence de phase la plus élevée possible entre les signaux représentant les deux bits, c'est-à-dire pour une différence de phase de 180° [COU13]. C'est l'unique modulation BPSK considérée dans la suite. Une variante de la modulation binaire BPSK est la modulation 2-DPSK ou DBPSK comme vu à la section 3.2.2, désignée par l'abréviation DPSK dans la suite.
- Plusieurs types de modulation sont dérivés de la BFSK. Les modulations BFSK peuvent être différenciées par l'indice de modulation noté $h = 2 * \Delta f * T_b$, avec $\Delta f = |f_m - f_s| / 2$ la déviation de fréquence. Les fréquences f_m et f_s correspondent aux fréquences porteuses élevée et basse respectivement, 'm' signifiant *mark* et 's', *space* [COU13]. Un exemple de modulation de fréquence est la modulation de Sunde pour laquelle l'indice de modulation vaut 1. De plus, une modulation BFSK peut être à phase discontinue ou à phase continue (Continuous Phase Frequency Shift Keying - CPFSK). Ainsi lorsqu'une modulation CPFSK a un indice de modulation de 0,5, correspondant à la valeur minimale pour que les signaux soient orthogonaux, on parle de Minimum Shift Keying (MSK) [COU13][SA00]. Cette modulation est spectralement plus efficace que la modulation de Sunde qui exige des circuits moins complexes [BHA17]. Cependant ce serait une modulation avec un indice de modulation de 0,715 qui permettrait d'obtenir le moins d'erreurs bien que non orthogonale [PS08]. Une modulation

populaire est la GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) qui consiste à filtrer le signal en bande de base avec un filtre gaussien. Ce type de filtrage permet de réduire les interférences intersymboles créées par le canal et donc d'augmenter le débit binaire tout en réduisant la bande passante occupée. Un autre type de filtre de mise en forme ou de « *pulse shaping* » est le filtre en cosinus surélevé [PS08]. Cependant, pour notre application l'occupation spectrale du signal n'est pas problématique et le débit binaire n'est pas un paramètre critique. Les filtres de *pulse shaping* ne sont donc pas considérés davantage dans ces travaux puisqu'ils complexifieraient inutilement les circuits d'émission-réception. Dans la suite, la BFSK ou 2-FSK est désignée par FSK pour éviter la confusion avec la modulation BPSK.

Dans la suite, nous allons étudier de plus près les caractéristiques utilisées pour comparer les modulations, soit l'efficacité de puissance, la complexité des circuits mais aussi l'efficacité spectrale bien qu'il s'agisse du critère le moins important dans ces travaux [RAP02]. Nous allons commencer par l'état de l'art des circuits de réception et d'émission selon les types de modulations binaires.

3.2.3.1 Etat de l'art des émetteurs et récepteurs en fonction des types de modulations binaires

Les Figure 3.5 et Figure 3.6 donnent l'énergie par bit et la consommation de différents circuits intégrés de réception en fonction du type de modulation binaire respectivement. Les losanges indiquent qu'il s'agit d'un « *Wake-up Receiver* » (WuRx) qui est un circuit basse consommation activant le circuit principal plus énergivore lorsqu'il détecte un signal. Les Figure 3.4 et Figure 3.7 donnent l'efficacité énergétique et la consommation de différents circuits intégrés d'émission en fonction du type de modulation binaire. Le code de couleur permet de différencier les types de modulation.

On remarque que les circuits à basse consommation d'émission et de réception utilisent avant tout la modulation OOK de même que les circuits ultrasoniques de l'état de l'art vus au chapitre 1. Ces circuits permettent d'obtenir de faibles valeurs d'énergie par bit notamment pour les WuRx avec seulement 1 pJ/bit pour la référence [RW12]. La majorité des circuits de réception dont la consommation est inférieure à 100 nW, présente un débit binaire inférieur au kbit/s.

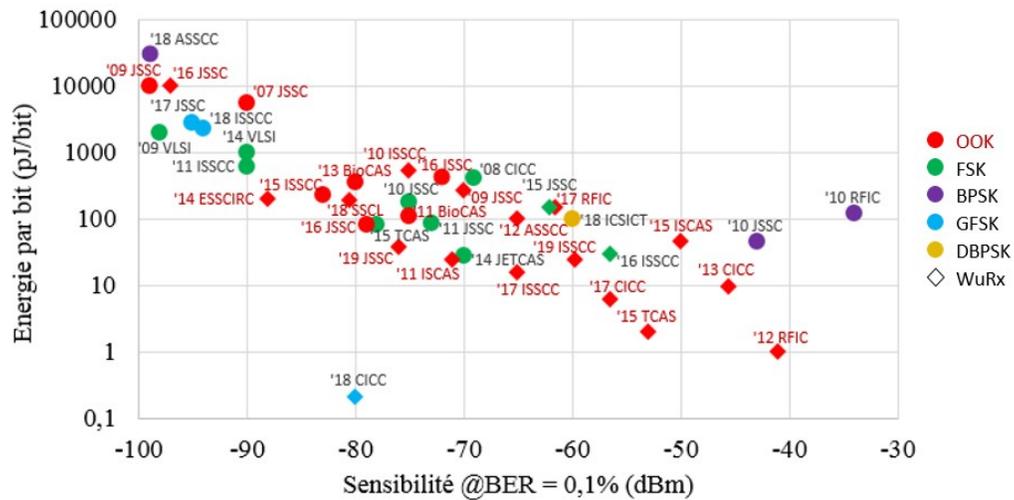


Figure 3.5. Energie par bit en fonction de la sensibilité selon le type de modulation (2007-2019)

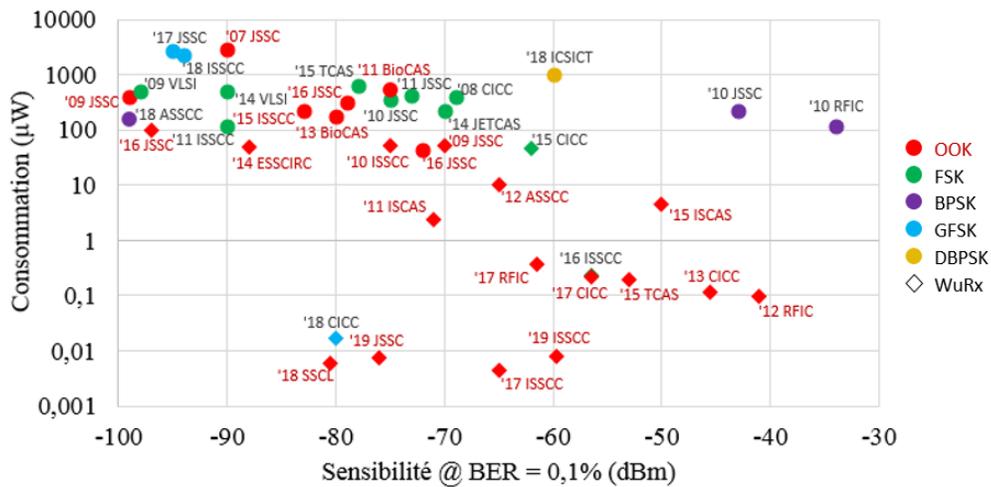


Figure 3.6. Consommation des récepteurs en fonction de sensibilité pour différents types de modulation (2009-2019)

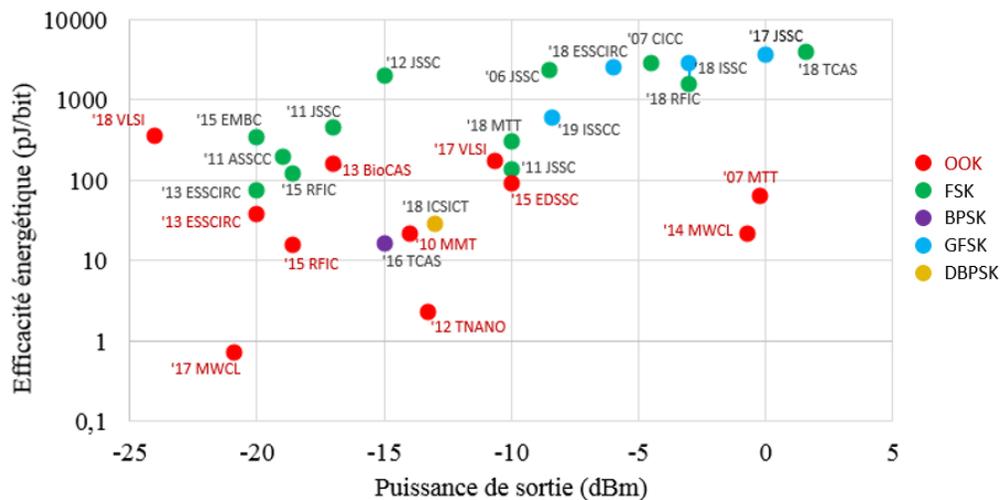


Figure 3.4. Efficacité énergétique des émetteurs en fonction de la puissance de sortie selon le type de modulation (2006-2019)

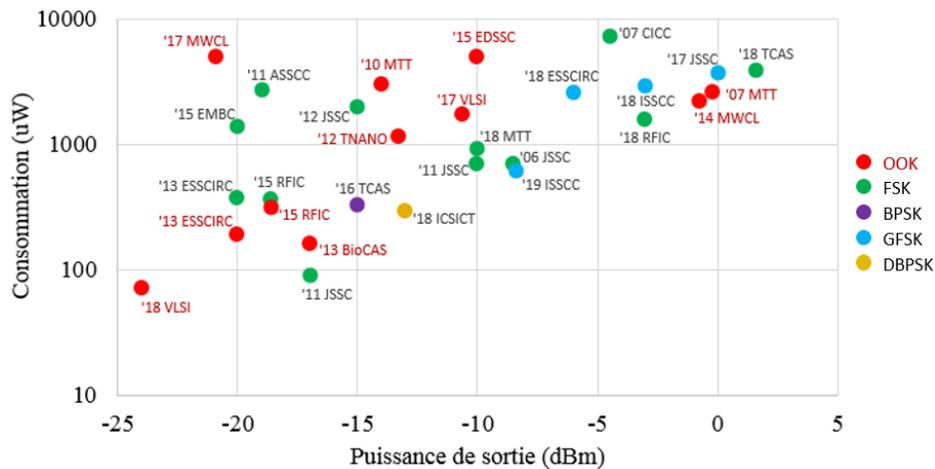


Figure 3.7. Consommation des émetteurs en fonction de la puissance de sortie selon le type de modulation (2006-2019)

Le circuit de réception GFSK correspondant au point '18 CICC présente la plus faible énergie par bit, ce qui s'explique par une latence moyenne de plusieurs secondes et l'utilisation du « *duty cycling* » [APC18]. La latence est liée au fait que le récepteur est allumé que pendant une faible durée à intervalles réguliers. Le *duty cycling* consiste à éteindre par exemple l'oscillateur du récepteur de façon cyclique pour économiser en énergie. Ajouter de la latence n'est pas envisageable pour nos implants puisqu'ils sont à la fois émetteur et récepteur et que l'émission consomme beaucoup plus d'énergie que la réception. Cependant, le *duty cycling* est une option pour réduire la consommation du récepteur.

Les rares circuits utilisant la modulation de phase sont généralement un peu plus énergivores en réception mais compétitifs avec les circuits utilisant d'autres modulations pour l'émission. Les circuits d'émission utilisant la FSK sont nombreux mais semblent moins efficaces énergétiquement que les circuits OOK bien que leur consommation soit équivalente.

3.2.3.2 Complexité des circuits

La modulation OOK est le type de modulation le plus simple. Afin de détecter le bit associé à la plus haute amplitude, il suffit de le différencier du bruit. Un simple interrupteur peut suffire pour le circuit modulateur. Pour le démodulateur, on peut utiliser un filtre passe-bas et un comparateur pour une démodulation non-cohérente. La modulation FSK est également un type de modulation très simple à mettre en place. Contrairement à la modulation OOK, elle nécessite cependant deux fréquences porteuses ce qui ajoute un peu de complexité par rapport aux modulations OOK et

BPSK au niveau de l'émetteur. Pour la démodulation, on peut utiliser deux filtres sélectifs autour des fréquences porteuses et ainsi distinguer facilement les bits du bruit [APC18]. Plusieurs références proposent de convertir le signal FSK en signal ASK pour le démoduler facilement avec un détecteur d'enveloppe notamment par « injection locking » ou « injection pulling » de l'oscillateur [BY12][ZMS15][TKB15]. Cette méthode est également non-cohérente [COU13]. Comme évoqué précédemment, une démodulation cohérente OOK ou FSK nécessite par exemple une PLL. Pour moduler un signal en BPSK, il suffit d'inverser sa phase de 180° pour passer d'un bit à un autre. Le problème se pose pour la détection des bits. On classe les circuits de détection BPSK en 3 catégories différentes, les circuits à base de PLL, d'ILO (Injection LOcking) et numériques :

- Les principaux circuits de détection à base de PLL sont la boucle de Costas qui est notamment utilisée dans les systèmes GPS (Global Positioning System) [BKL14] et la « *squaring loop* ». La boucle de Costas est formée d'une PLL traditionnelle en phase et d'une seconde boucle dont la sortie du VCO (Voltage-Controlled Oscillator) unique est déphasée de 90° formant ainsi une boucle en quadrature de phase. Ces signaux de VCO sont multipliés par le signal reçu $r(t)$ puis filtrés puis multipliés entre eux afin de contrôler le VCO. La *squaring loop* consiste à multiplier le signal reçu $r(t)$ par lui-même, d'en extraire la phase par une PLL puis de diviser la fréquence du signal obtenu par deux pour détecter de façon cohérente le signal $r(t)$ [COU13].
- Les circuits récepteurs BPSK '10 RFIC et '10 JSSC des Figure 3.5 et Figure 3.6 utilisent tous deux la méthode de l'ILO afin de réduire les dimensions du circuit intégré et la consommation par rapport à une boucle de Costas [ZX11][YMA11]. L'ILO permet de convertir le signal reçu modulé en BPSK $r(t)$ en signal modulé en ASK puis d'utiliser un détecteur d'enveloppe pour la détection. Il s'agit des circuits les moins sensibles pour un BER de 10^{-3} et une consommation relativement élevée. Au contraire, le récepteur '18 ASSCC utilisant également l'ILO a une meilleure sensibilité mais aussi une énergie par bit élevée [KMW18].
- De nouvelles propositions de circuits de détection BPSK numériques ont émergé ces dernières années mais sans preuve de concept. Dans la référence [KMF14] par exemple, on récupère l'horloge du signal reçu $r(t)$ en chargeant deux condensateurs en fonction du signal BPSK et de son inverse. La référence [JVS14] propose un circuit qui utilise un système de rebouclage et de retardement pour une détection BPSK non-cohérente. Enfin, on peut citer la référence [HE17] qui permet de détecter le signal notamment à l'aide d'une bascule D. Un circuit « *clipper* »

génère un signal numérique à '1' dès lors que le signal $r(t)$ dépasse une certaine valeur et '0' si ce n'est pas le cas. Il en est de même pour le signal BPSK inverse. L'association des deux signaux de sortie permet de générer une horloge de même fréquence que l'horloge de l'émetteur et approximativement en quadrature de phase par rapport au signal reçu $r(t)$. Cette nouvelle horloge est l'entrée d'horloge d'une bascule D alors l'entrée des données de la bascule est le signal BPSK numérisé. La sortie de la bascule correspond au signal détecté $\tilde{m}(t)$. Aucun de ces circuits n'est mentionné sur les figures précédentes puisqu'ils n'ont pas été fabriqués.

Enfin le circuit de modulation DPSK est aussi simple que pour une BPSK mais requiert au préalable de coder le signal en NRZI (Non-Return-to-Zero-Inverted) à l'aide d'une porte XOR et d'un circuit de retardement d'un temps bit par exemple. Le codage NRZI traduit un '0' par un non changement de bit par rapport au précédent alors qu'un '1' provoque l'inversion du bit par rapport au bit précédent. Un circuit de démodulation nécessite également un circuit de retardement d'un temps bit, un mélangeur et un filtre passe-bas [COU13]. L'avantage de cette démodulation est la levée de l'ambiguïté de la phase et ne nécessite pas d'horloge ni de synchronisation d'horloge [COU13].

3.2.3.3 Efficacité spectrale

L'efficacité spectrale décrit la rapidité avec laquelle les données sont transmises dans une bande de fréquence donnée. L'efficacité spectrale η est définie par $\eta = D_b/BW$ en bits/s/Hz avec BW la bande passante occupée par le signal modulé $s(t)$ en Hz [RAP02]. Puisque la bande passante occupée par un signal modulé est infinie, on utilise généralement la largeur du premier lobe B_T ou des deux lobes principaux pour une modulation FSK qui contiennent la quasi-totalité des informations du signal reçu.

Dans le cas des modulations OOK, BPSK et DPSK, la bande passante « *null-to-null* » est telle que $B_T = 2D_b$ [RAP02][PS08]. Leur efficacité spectrale η est donc de 0,5. Pour une modulation FSK, $B_T = 2(\Delta f + D_b)$. Ainsi pour une modulation FSK de Sunde avec un indice de modulation $h = 1$, $B_T = 3D_b$, son efficacité spectrale est alors d'environ 0,33. Une modulation FSK est donc spectralement moins efficace que les autres modulations binaires. On retrouve le résultat de cette analyse à la Figure 3.8 qui donne le spectre des modulations OOK, BPSK, DPSK et FSK de Sunde pour un débit binaire de 10 kbits/s et une fréquence centrale de 1,2 MHz dans un canal AWGN

pour l'exemple. La largeur du lobe principal est identique pour les modulations binaires d'amplitude et de phase mais est plus importante pour la modulation FSK.

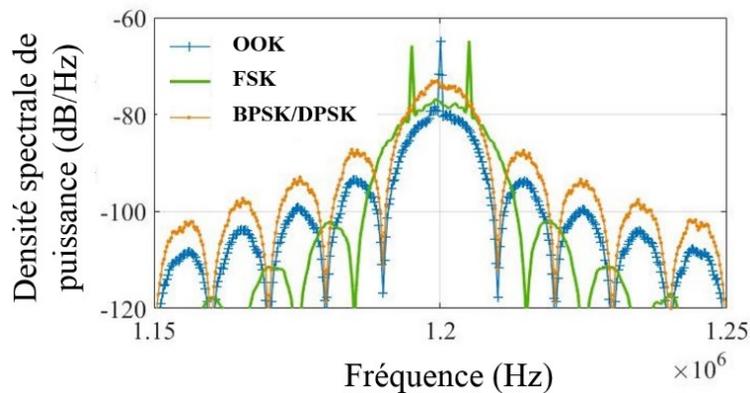


Figure 3.8. Densité spectrale de puissance pour différentes modulations binaires en fonction de la fréquence

3.2.3.4 Efficacité de puissance

Efficacité de puissance pour un canal AWGN

L'efficacité de puissance est déjà traitée à la section 3.2.2 et a permis de choisir un ordre de modulation. Elle peut être évaluée pour des modulations binaires en simulant le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport E_b/N_0 . Avant cela, on peut déjà remarquer sur la Figure 3.8 que les modulations OOK et FSK contiennent des pics aux fréquences porteuses, contrairement aux modulations de phase, qui sont liées à la composante continue de ces signaux modulés [CHA05]. Cette composante fréquentielle utilise de l'énergie pour être transmise mais ne contient pas d'information [TS1986]. Ce sont donc les modulations de phase qui sont les plus efficaces en puissance pour un canal AWGN.

Tableau 3.1. BER pour 3 types de modulation

Démodulation	OOK	BPSK/DPSK	FSK
Cohérente	$BER_{ook} = Q(\sqrt{E_b/N_0})$	$BER_{bpsk} = Q(\sqrt{2E_b/N_0})$	$BER_{fsk} = Q(\sqrt{E_b/N_0})$
Non-cohérente	$BER_{ook} = 0,5e^{-0,5E_b/N_0}$	$BER_{dpsk} = 0,5e^{-E_b/N_0}$	$BER_{fsk} = 0,5e^{-0,5E_b/N_0}$

On peut de plus comparer les fonctions de BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour les différentes modulations binaires établies dans de multiples références [RAP02][PS08][COU13][CHA05] et rappelées dans le Tableau 3.1. Les BER pour les modulations FSK sont obtenus pour des signaux

orthogonaux. La fonction Q est l'intégrale d'une fonction de la densité de probabilité gaussienne, elle est définie dans l'annexe A.4 [COU13].

Les formules du BER pour les modulations cohérentes du Tableau 3.1. sont représentées à la Figure 3.9. Il apparaît que la modulation BPSK a un avantage de 3 dB sur les modulations d'amplitude et de fréquence binaires cohérentes. De plus, les modulations cohérentes ont un avantage sur les modulations non-cohérentes. Cet avantage dépend du rapport E_b/N_0 . Pour un BER de 10^{-3} , ce gain est d'un peu plus de 1 dB pour les modulations de phase binaires et d'un peu moins de 1 dB pour les modulations d'amplitude et de fréquence binaires [COU13]. On peut alors vérifier si cela reste vrai pour un canal dont les propriétés acoustiques sont proches de celui du corps humain.

Efficacité de puissance pour un canal réaliste avec du bruit AWGN

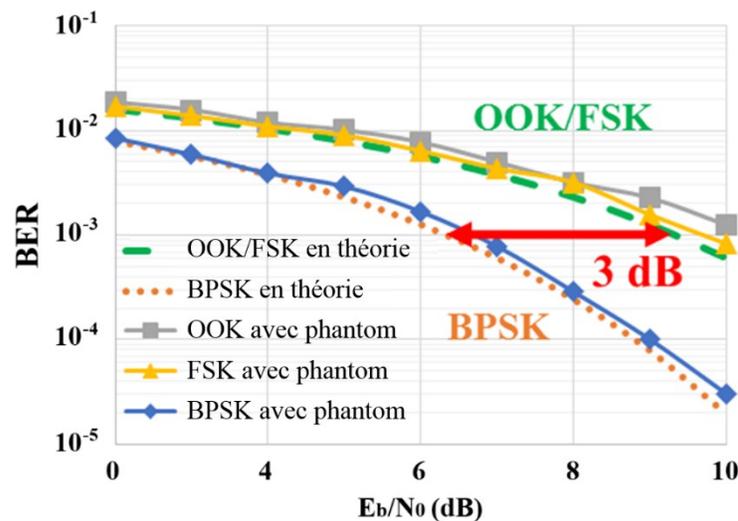


Figure 3.9. BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour différentes modulations dans la gélatine en comparaison à un simple canal AWGN

Le canal utilisé pour tester les différents types de modulations binaires en plus du bruit AWGN est proposé par Bos et al. [BJD19]. Comme présenté à la section 1.3.3, l'environnement de mesure est un bloc de gélatine de 8 cm de longueur et 4 cm de largeur plongé dans un bac d'eau entouré de parois anéchoïques. Le bloc de gélatine ne peut donc pas représenter un membre puisque les réflexions à l'interface gélatine/eau sont moins importantes que pour une interface peau/air. Le réalisme de ce dispositif vient des propriétés acoustiques de la gélatine proches de celles des tissus du corps humain de même qu'un os de poule intégré dans le bloc de gélatine. Un os ayant une

impédance acoustique différente de la gélatine, permet d'ajouter une distorsion au signal acoustique transmis dans le canal. Nous avons donc choisi de ne pas recourir au bruit de la distribution de *Nakagami*. Ce sont les transducteurs b) du Tableau 2.1 en forme de boule qui sont utilisés. De plus, le canal apporte une atténuation d'environ 30 dB. Grâce au filtre FIR (Finite Impulse Response) dont les coefficients sont obtenus par mesure dans le canal décrit, on peut simuler avec le logiciel Matlab les performances des différentes modulations binaires. Les BER en fonction du rapport E_b/N_0 sont représentés par des traits pleins dans le canal. La modulation FSK est une FSK de Sunde.

On observe à la Figure 3.9 qu'une énergie similaire ou légèrement supérieure par rapport au canal AWGN seul est nécessaire pour atteindre le même BER. Ce résultat est rassurant puisqu'il indique qu'il est possible de transmettre un message sur un canal aux caractéristiques proches de celles des tissus humains à l'aide de transducteurs ultrasoniques de très petites tailles sans significativement dégrader ses performances énergétiques. De plus, ce résultat confirme que la modulation de phase génère le moins d'erreurs pour un rapport E_b/N_0 donné en conservant son avantage de 3 dB. Un canal supplémentaire avec des interfaces tissus/air pourrait cependant ajouter plus de réalisme puisqu'elles augmentent les effets de multi-trajets.

Par ailleurs, comme défini à la section 3.2.2, la puissance du signal moyenne P_m est considérée pour obtenir l'énergie par bit $E_b = P_m/D_b$. Puisque les valeurs de bits pour une modulation OOK sont équiprobables, la puissance maximale d'un bit est deux fois celle d'une modulation FSK, BPSK ou DPSK [ML1991]. Comme nous avons vu au Chapitre 1, actuellement c'est l'intensité I_{SPTA} soit une valeur moyenne qui est utilisée pour limiter les risques liés à l'exposition aux ondes. Dans le cas où les valeurs maximales des signaux modulés pour la OOK, BPSK et FSK seraient identiques, un avantage de 6 dB serait atteint avec une modulation BPSK, et de 3 dB avec une modulation FSK, par rapport à une modulation OOK.

3.3 Gain en distance obtenu avec la modulation BPSK

Comme évoqué précédemment, les modulations de phase requièrent 3 dB de puissance en moins par rapport aux modulations de fréquence. Ainsi une modulation de phase peut atteindre des distances plus élevées avec la même puissance d'émission et le même BER.

Le but est alors de quantifier ce gain de distance. En pratique pour une bande passante donnée, la puissance de bruit est constante alors que l'amplitude de l'onde ultrasonique diminue avec la distance parcourue à cause de l'absorption et de la diffraction de l'onde. A partir des formules (2.15) et (2.16) du Chapitre 2, on peut déterminer l'atténuation de l'onde en fonction de la distance z' pour une sphère de petites dimensions :

$$A(z') = -20 \log \left(e^{-\alpha z'} \frac{z_0}{z_0 + z'} \right) \quad (3.1)$$

Ou encore :

$$A(z') = -20 \log \left(\frac{z_0}{z_0 + z'} \right) + 8,69(\alpha_a f + \alpha_b)z' \quad (3.2)$$

Avec z_0 une distance référence telle que $z_0 < z$. Le paramètre z' correspond à la distance entre le récepteur et la distance de référence z_0 de l'émetteur à $z = 0$.

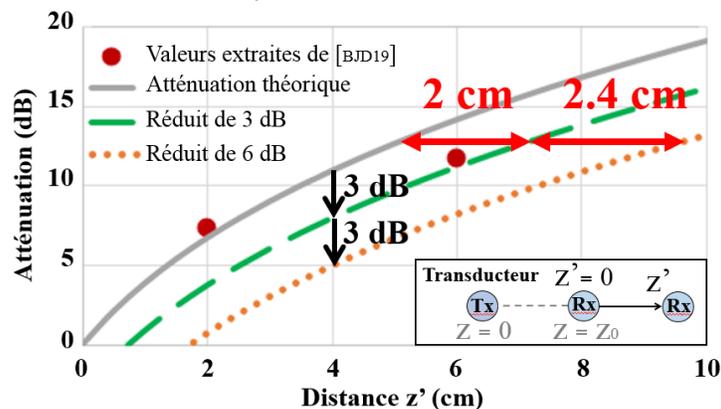


Figure 3.10. Atténuation pour différentes modulations en fonction de la distance

L'équation de l'atténuation (3.2) est tracée en trait plein gris sur la Figure 3.10 pour $z_0 = 2$ cm et une fréquence de 1,2 MHz. Le milieu de propagation est le même que pour la simulation du BER mais le bloc de gélatine ne contient pas d'os cette fois-ci puisque la formule (3.2) ne prend pas en compte les réflexions. Les points rouges sont extraits des figures de la référence [BJD19] pour une distance référence de $z_0 = 2$ cm. Seuls deux points ont pu être extraits mais ils correspondent approximativement à la courbe de l'atténuation.

La courbe en tirets verts donne le gain en distance lorsqu'on diminue l'atténuation de 3 dB. Cela revient à augmenter la puissance d'émission de 3 dB et permet donc de gagner 2 cm pour le même BER. De même, la courbe en pointillés oranges indique une réduction de l'atténuation de 6

dB permettant de gagner une distance de plus de 4 cm. De plus, puisque la valeur expérimentale à 6 cm est inférieure à la valeur théorique, on peut s'attendre à ce que le gain en distance soit d'autant plus élevé en réalité. Enfin, le gain en distance augmente d'autant plus que l'atténuation est élevée. Ainsi, plus les transducteurs sont éloignés et plus l'avantage en efficacité de puissance des modulations de phase permet de gagner en distance par rapport aux autres modulations.

3.4 Conclusion

Tout d'abord nous avons choisi un type de transmission standard qui semble le mieux adapté pour un réseau d'implants. Le type de modulation est numérique pour une meilleure qualité des communications notamment pour des implants relais et binaire afin que les circuits soient peu complexes et efficaces en énergie. Enfin nous avons fait le choix relativement atypique de la modulation BPSK. Il est bien connu que les modulations d'amplitude sont moins efficaces en puissance que les modulations de phase mais sont généralement choisies pour la simplicité de leurs circuits de réception notamment [YMA11]. Cependant, pour un canal atténuant tel que le corps humain, il est difficile d'estimer le seuil de tension distinguant le signal du bruit. Bien que la DPSK binaire ait une efficacité en énergie proche offrant des distances similaires qu'avec une modulation BPSK, nous allons proposer dans le chapitre 4, des circuits de détection BPSK numériques à l'image des circuits présentés à la section 3.2.3.2. pour réduire la consommation par rapport à une boucle de Costas.

Malgré tous les avantages de la modulation BPSK, elle permet de distinguer deux bits différents mais pas d'attribuer de valeur aux bits. Le signal BPSK n'étant pas codé différenciellement, le problème de l'ambiguïté de phase persiste. Nous avons donc recours à un mot binaire, appelé signature, au début de chaque trame afin de détecter soit la signature, soit son complémentaire. Dans le second cas, le complément du reste de la trame est détecté si l'implant récepteur est le destinataire ultime du message. L'étude de cette signature est également faite dans le chapitre suivant.

Les effets de multi-trajets peuvent être réduits en apportant de la diversité au signal émis. Cependant, cet aspect n'est pas adressé davantage dans ces travaux afin de donner la priorité à un circuit simple et donc à basse consommation.

Chapitre 4

Détecteurs BPSK non-cohérents

4.1	Détecteur à une bascule D.....	89
4.1.1	Fonctionnement.....	90
4.1.2	Simulations.....	91
4.2	Circuits de détection BPSK à deux et trois bascules D.....	96
4.2.1	Diminution du nombre de trames perdues : détecteur à deux bascules D.....	96
4.2.2	Adaptabilité au glissement des signaux : détecteur à trois bascules D.....	98
4.2.3	Amélioration du BER : codage et rejet des trames bruitées.....	102
4.3	Comparaison des trois détecteurs BPSK.....	103
4.4	Conclusion.....	105

Une modulation numérique binaire et de phase a été choisie au chapitre 3. Le chapitre 4 propose trois détecteurs BPSK entièrement numériques et non-cohérents afin de réduire la consommation de l'émetteur-récepteur avec leurs avantages et leurs inconvénients. Le premier est très simple puisqu'il s'agit d'une bascule D. Le second utilise deux bascules D afin de limiter la perte de trames. Le troisième circuit de détection BPSK nécessite trois bascules D et un système d'inversion afin de limiter la perte de trames liée à la différence de fréquences des signaux d'horloge de l'émetteur et du récepteur. Nous verrons également l'intérêt d'utiliser une signature en début de trame et les compromis qui s'ensuivent.

Mots clés : Bascule D, détection BPSK, signature, Matlab

Une structure de détecteur BPSK est déterminée dans ce chapitre. Idéalement le détecteur BPSK consomme peu et génère le moins d'erreurs binaires possibles afin de profiter de la bonne efficacité en puissance offerte par la modulation BPSK. Afin que la consommation soit faible, un circuit numérique qui ne récupère pas la fréquence d'horloge du circuit émetteur, évitant l'utilisation d'une PLL, est privilégié. Le risque est la perte de trames lorsque le signal reçu et l'horloge du circuit de réception sont déphasés de façon désavantageuse et lorsque les fréquences d'horloge sont différentes. Ce problème est étudié à travers trois circuits de détection BPSK proposés dans ce chapitre à l'aide du logiciel Matlab.

4.1 Détecteur à une bascule D

Une bascule D est un circuit simple permettant de détecter une trame modulée en BPSK sous certaines conditions. Il peut être implémenté avec différentes architectures comme décrit à la section 5.2.2.1.

4.1.1 Fonctionnement

En amont de la détection BPSK, le signal BPSK est mis en forme de façon à varier autour de $V_{dd}/2$, la moitié de la tension d'alimentation. Cette fonction est détaillée davantage au chapitre suivant.

L'horloge de la bascule D, H_1 , est à la même fréquence que l'horloge de l'émetteur et donc de la porteuse. Lors d'un front montant d'horloge (ou d'un front descendant selon le type de bascule D), si l'amplitude du signal reçu est supérieure à la tension $V_{dd}/2$ alors la tension de sortie de la bascule passe à V_{dd} sinon elle passe à 0 V tel que représenté à la Figure 4.1. Le reste du temps, la tension de sortie ne varie pas. Ainsi, lorsque la phase du signal BPSK change de 180° , le signal en sortie de la bascule D est inversé dès le premier front montant (ou descendant) du signal d'horloge après le changement de phase.

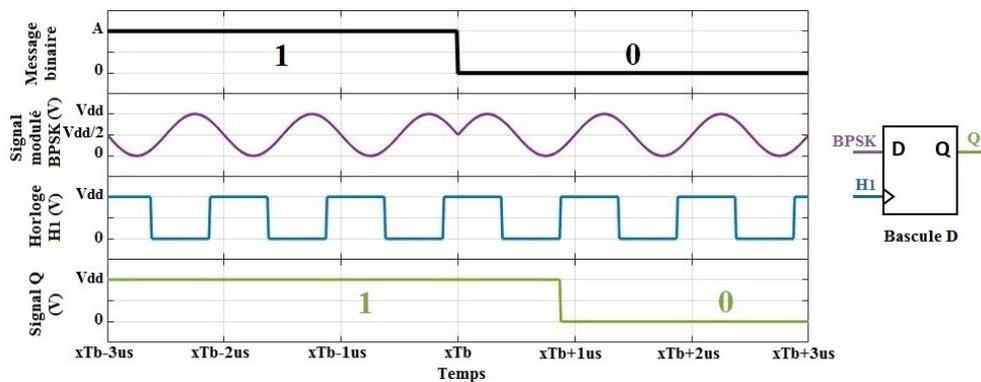


Figure 4.1. Détection d'un signal BPSK en l'absence de bruit avec une bascule D

Un brevet comportant notamment une bascule D permettant de détecter un signal BPSK est proposé dans les années 1980. L'entrée de la bascule D correspond également au signal BPSK reçu. Sa sortie ainsi que le signal BPSK reçu sont les entrées d'une porte XOR. La sortie de la porte XOR est utilisée par une PLL pour générer le signal d'horloge, déphasé de 90° par rapport à la sortie de la porte XOR [MCC1986]. Le circuit n'est pas utilisable sans PLL qui maintient un signal d'horloge avec une phase constante. Le déphasage de cette horloge permet d'obtenir, de façon prévisible, le meilleur BER et évite la difficulté de détecter le signal BPSK lorsque l'horloge et le signal BPSK sont en phase ou en opposition de phase. De plus, la PLL évite de devoir générer une fréquence d'horloge qui est nécessairement différente de la fréquence d'horloge de l'émetteur.

Sans PLL, la détection est donc dégradée mais possible sous conditions, comme nous allons le voir dans la suite.

4.1.2 Simulations

4.1.2.1 Conséquences du déphasage des signaux sur le BER

La Figure 4.2 a) représente le circuit implémenté avec le logiciel Matlab pour déterminer l'efficacité en puissance de la bascule D selon le déphasage entre le signal d'horloge du récepteur H_1 et de la porteuse du signal BPSK reçu. Le signal BPSK bruité $r(t)$ puis filtré $k(t)$ est généré de la même manière que dans le chapitre 3 avec un bruit blanc gaussien. Le rapport E_b/N_0 est de 8 dB et la bande passante du filtre passe-bande est de 30 kHz autour de la fréquence de la porteuse à 1 MHz. Un canal plus réaliste issu de la référence [BJD19] n'est pas utilisé pour cette simulation puisque son apport en bruit est très faible. Le signal en sortie de la bascule D est injecté à l'entrée d'un filtre passe-bas qui consiste à déterminer la moyenne du signal pour chaque bit. Le filtre est parfaitement synchrone.

On observe à la Figure 4.2 b), le BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et de la porteuse du signal BPSK reçu. Pour un déphasage de π rad modulo π rad, il est impossible de détecter le signal, le BER est d'environ 0,5. Pour un déphasage de $\pi/2$ rad modulo π rad, le BER est minimal avec $7 \cdot 10^{-4}$. Cette valeur est bien inférieure au BER obtenu pour une démodulation FSK ou OOK qui est d'environ $6 \cdot 10^{-3}$ comme indiqué à la Figure 3.9. Cependant elle est plus importante que pour une démodulation BPSK cohérente qui est de $2 \cdot 10^{-4}$.

Une moyenne des BER obtenus à partir des simulations de la Figure 4.2 b) indique que le BER attendu pour un déphasage aléatoire serait de 0,116, correspondant à plus d'une erreur binaire sur 10. De plus, pendant la moitié du temps, le signal détecté est inversé par rapport au message binaire initial d'où l'utilisation du terme « détection BPSK » plutôt que « démodulation BPSK » pour ce type de circuit. Une façon d'éviter ce mauvais résultat est d'ajouter une signature en début de chaque trame comme nous le verrons à la section 4.1.2.3. Un autre problème vient de la différence entre les fréquences d'horloge comme décrit à la section 4.1.2.2.

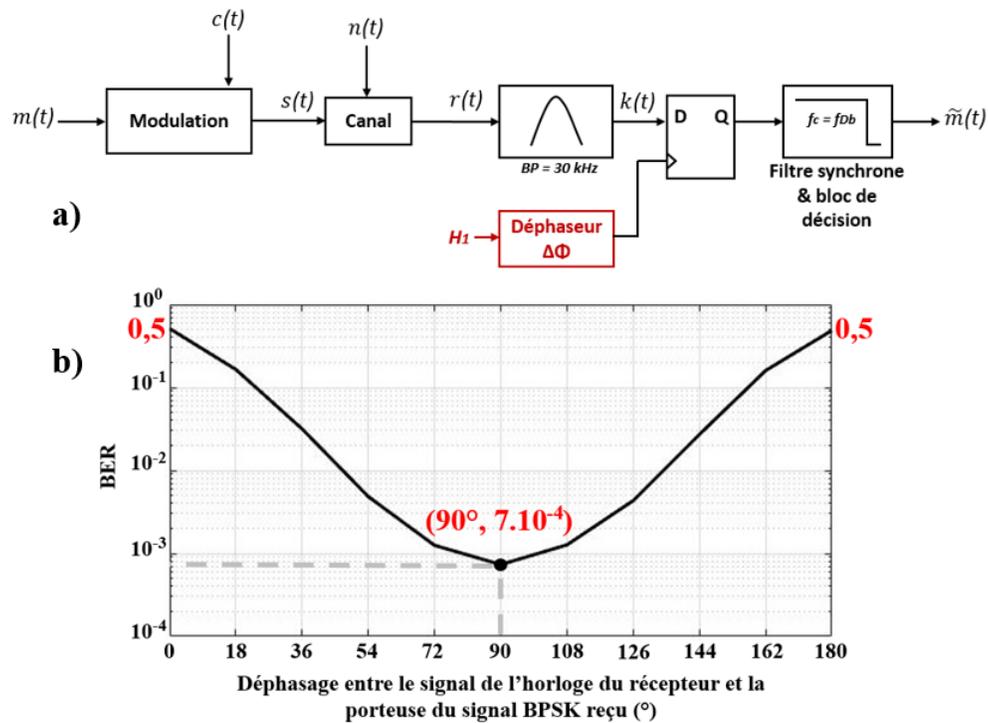


Figure 4.2. a) Schéma du circuit simulé b) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu

4.1.2.2 Conséquences de la différence entre les fréquences d'horloge sur la sortie du détecteur

Jusque-là, nous avons supposé que les fréquences des horloges de l'émetteur et du récepteur étaient identiques. En réalité, les fréquences varient plus ou moins selon l'oscillateur utilisé. La différence entre les fréquences d'horloge est notée δf . Ainsi, le déphasage, et donc le BER, n'est pas fixe mais évolue au cours du temps. Le pire cas se produit lorsque la sortie du récepteur bascule à cause de l'évolution de la différence de phase entre la porteuse et l'horloge du récepteur et non pour un changement de bit. A partir de ce moment, le reste de la trame serait inversé.

Afin d'étudier l'impact de la différence des fréquences d'horloge δf , avec l'horloge du récepteur H_1 à 1 MHz, sur la rapidité d'évolution du BER, le circuit de la Figure 4.3 a) est implémenté. Un générateur sinusoïdal à fréquence variable remplace le modulateur BPSK pour permettre cette étude. Le canal ajoutant du bruit blanc gaussien n'est en théorie pas nécessaire pour cette analyse, il a donc été supprimé de même que le filtre passe-bande. Le fréquencemètre relève la fréquence du signal de sortie du récepteur.

Sur la Figure 4.3 b), on observe la fréquence du signal de sortie du récepteur en fonction de la différence entre la fréquence du signal $s(t)$ et 1 MHz, soit δf_1 . Plus les deux fréquences des signaux $s(t)$ et H_1 sont proches et plus la fréquence en sortie du récepteur est faible. Pour une fréquence d'horloge en réception de 1 MHz, la fréquence de sortie du récepteur est évidemment nulle. On remarque que la différence de fréquence δf_1 est égale à la fréquence du signal de sortie du détecteur. Une différence de fréquences élevée signifie que la rapidité d'évolution du déphasage entre la porteuse du signal reçu et l'horloge H_1 est élevée.

Les données de la Figure 4.3 c) proviennent de la Figure 4.3 b). L'axe des abscisses correspond à la différence de fréquences δf_1 . L'axe des ordonnées représente la durée maximale pendant laquelle le signal de sortie du récepteur reste inchangé malgré l'évolution du déphasage entre le signal $s(t)$ et l'horloge du récepteur H_1 .

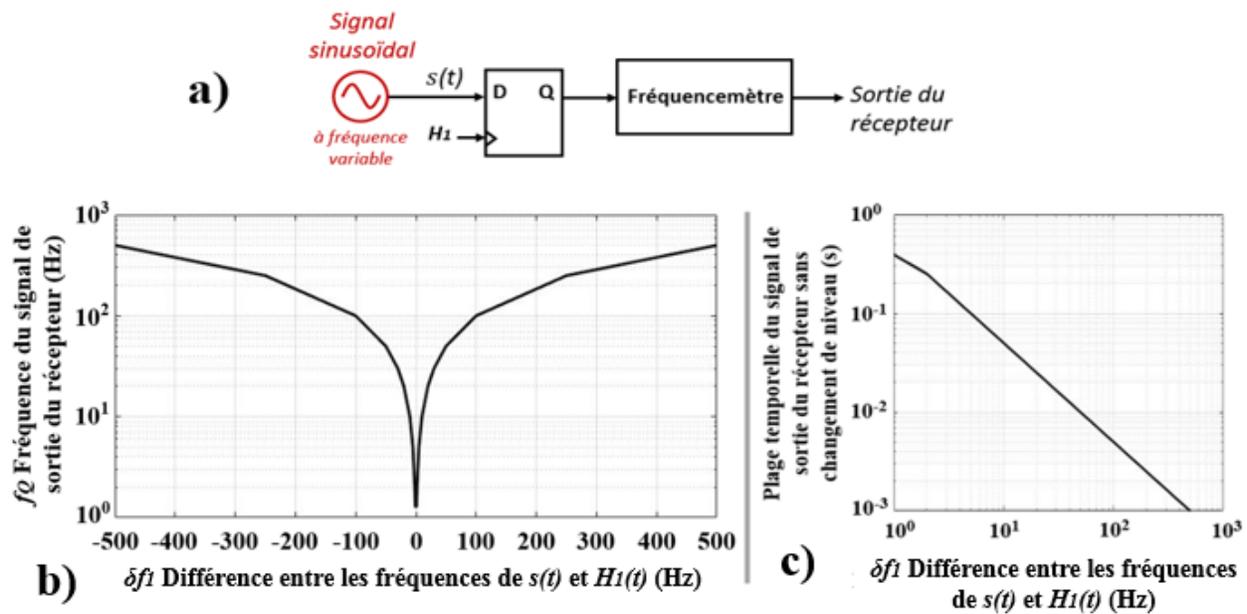


Figure 4.3. a) Schéma du circuit simulé b) Fréquence du signal de sortie du récepteur en fonction de la fréquence de la porteuse c) Plage temporelle nécessaire pour que le signal en sortie du récepteur change de niveau en fonction de la différence de fréquence entre la porteuse et l'horloge du récepteur

4.1.2.3 Amélioration du BER par ajout d'une signature

Afin d'obtenir un BER plus satisfaisant, une signature est ajoutée en début de trame. Une signature est un mot binaire qui peut être utilisé par exemple pour identifier le nœud. Ainsi, lorsque le déphasage est peu avantageux, il est probable que la signature ne soit pas correctement détectée. La détection du reste de la trame est bloquée et la trame est perdue évitant la transmission de

données erronées. De plus, pendant la moitié du temps, les bits détectés correctement sont inversés par rapport au mot binaire initial. Avec une signature, il est possible de détecter le message ou son complémentaire. Dans le dernier cas, le reste de la trame devra simplement être complété. Les simulations suivantes ignorent le problème du glissement des signaux.

La Figure 4.4 a) représente le schéma du circuit simulé. Il s'agit de la même configuration qu'à la Figure 4.2 a) avec l'ajout d'une signature notée $sig(t)$ en début de trame et une fonction de comparaison entre la signature émise $sig(t)$ et la signature détectée $\widetilde{sig}(t)$ dans l'ordre suivant :

- $\widetilde{sig} = sig$: Si la signature émise et la signature détectée sont identiques, le nombre d'erreurs est retenu sur le reste de la trame $\widetilde{m}_i(t)$. Le coefficient 'i' signifie intermédiaire. Ce nombre d'erreurs est utilisé pour le calcul du BER pour un déphasage donné.
- $\widetilde{sig} = !sig$: Si l'inverse de la signature est détecté, le nombre d'erreur est retenu sur l'inverse du reste de la trame $\widetilde{m}_i(t)$. Ce nombre d'erreurs est utilisé pour le calcul du BER pour un déphasage donné.
- $\widetilde{sig} \neq sig$ et $\widetilde{sig} \neq !sig$: Si, ni la signature détectée, ni son inverse, ne correspondent à la signature émise, alors la trame est perdue. Le reste de la trame est ignoré et ne participe pas à la détermination du BER pour un déphasage donné.

Le format de la signature pour la suite des simulations est de type 01001100011100001111 afin d'éviter les répétitions [PER1968].

Le BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et de la porteuse du signal BPSK reçu est représenté Figure 4.4 b) pour différentes longueurs de signature. Le BER est calculé sur les bits utiles et non sur la signature. Le déphasage varie cette fois de 0° à 360° . La courbe bleue correspond à une estimation du BER sans signature. Le BER entre 0° et 180° correspond à la courbe obtenue Figure 4.2 b). Pour un déphasage compris entre 180° et 360° , le BER est supérieur à 0,5. En effet, les bits sont alors inversés par rapport au message binaire initial. Une signature de seulement 3 bits permet de détecter que le signal est inversé et évite un BER supérieur à 0,5. Il s'agit de la courbe verte. Enfin la courbe rouge correspond à une signature de 56 bits. Lorsque le déphasage devient peu avantageux pour la détection, la signature n'est pas

correctement détectée. Les trames reçues pour ces déphasages sont donc ignorées alors que pour la courbe verte certaines signatures ont pu être détectées, dégradant ainsi le BER moyen.

L'acronyme « FF » sur la Figure 4.4 c) correspond au détecteur à 1 bascule D. La figure représente le BER moyen en fonction de la longueur de la signature ainsi que le pourcentage de trames perdues et de trames détectées sans erreur. Le BER moyen évolue de $4,8.10^{-2}$ pour une signature de 3 bits à $4,8.10^{-3}$ pour une signature de 56 bits, réduisant le nombre d'erreurs approximativement d'un facteur 10. En contrepartie de l'amélioration du BER moyen, la proportion des trames ignorées passe de 18 % à 50,4 %. La proportion des trames sans erreur baisse légèrement avec l'amélioration du BER. En effet, si la longueur de la signature augmente, globalement plus de trames seront ignorées, réduisant légèrement le nombre de trames sans erreur. On peut de plus noter que le pourcentage de trames sans erreur n'est que de 26 % sans signature. Ce pourcentage est cohérent puisqu'il s'agit environ de la moitié du pourcentage avec signature qui permet de détecter un bit 2 fois plus souvent.

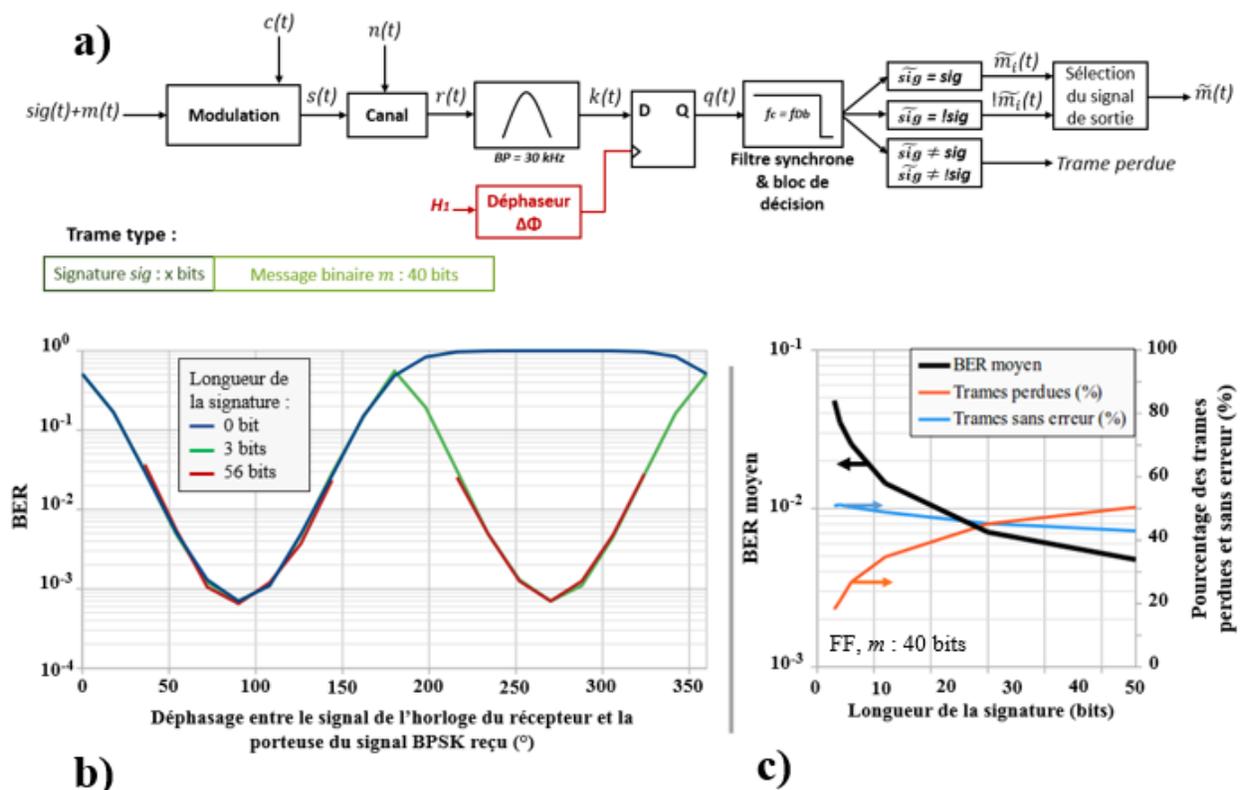


Figure 4.4. a) Schéma du circuit à une bascule D avec signature simulé b) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu sans signature et avec signature de 3 bits et de 56 bits c) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la longueur de la signature

Finalement, la signature n'améliore pas le BER pour un déphasage donné mais seulement le BER moyen. Plus la signature est longue, plus le BER est faible et plus le nombre de trames perdues est élevé. Il faudrait donc trouver un compromis entre longueur de la signature, le nombre de trames perdues, le BER, mais aussi la durée d'exposition du corps humain aux ondes ultrasoniques et la consommation puisque l'émission des bits est énergivore. L'utilité d'une signature réside aussi dans la levée de l'ambiguïté de phase mais exige un circuit de détection supplémentaire.

4.2 Circuits de détection BPSK à deux et trois bascules D

Comme nous venons de le voir, le problème majeur de la bascule D en tant que détecteur BPSK est sa difficulté à détecter les bits pour un déphasage proche de π rad modulo π rad entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal BPSK reçu. Cela a pour conséquence, soit un BER élevé (supérieur à 10^{-3}) en l'absence de signature, soit un nombre important de trames perdues selon la longueur de la signature.

Un autre problème est le glissement des signaux et donc une évolution constante du BER en fonction de la différence de fréquence entre les signaux d'horloge de l'émetteur et du récepteur. Pour améliorer ces deux phénomènes, deux circuits sont proposés dans cette section.

4.2.1 Diminution du nombre de trames perdues : détecteur à deux bascules D

Le détecteur à 2 bascules D représenté Figure 4.5 a) est basé sur le même principe que le détecteur à bascule D unique. Le signal $k(t)$ en sortie du filtre passe-bande est généré par le même circuit qu'à la Figure 4.4 a). Une signature est ajoutée au début des trames. Chaque bascule a pour signal d'entrée le signal BPSK reçu et une horloge de 1 MHz. Les deux horloges sont déphasées de 90° . De cette manière, lorsque le déphasage entre le signal d'horloge de la première bascule et de la porteuse du signal BPSK reçu est proche de π rad modulo π rad, le déphasage entre le signal d'horloge de la seconde bascule et de la porteuse du signal BPSK reçu est proche de $\pi/2$ rad modulo π rad. Dans ce cas, la sortie de la première bascule D génère un signal ayant un BER proche de 0,5 alors que le BER du signal en sortie de la seconde bascule est au plus bas.

Le signal de sortie du récepteur est sélectionné en fonction de la signature $\widetilde{stg}(t)$ dans l'ordre suivant :

- $\widetilde{sig}1 = sig$: Si la signature émise et la première signature détectée sont identiques, le nombre d'erreurs est retenu sur le reste de la trame $\widetilde{m}_{i1}(t)$. Ce nombre d'erreurs est utilisé pour le calcul du BER pour un déphasage donné.
- $\widetilde{sig}1 = !sig$: Si l'inverse de la première signature est détecté, le nombre d'erreur est retenu sur l'inverse du reste de la trame $!\widetilde{m}_{i1}(t)$. Ce nombre d'erreurs est utilisé pour le calcul du BER pour un déphasage donné.
- $\widetilde{sig}1 \neq sig$ et $\widetilde{sig}1 \neq !sig$: Si ni la première signature détectée, ni son inverse correspondent à la signature émise, alors la seconde signature $\widetilde{sig}2$ est analysée.
- $\widetilde{sig}2 = sig$: Si la signature émise et la seconde signature détectée sont identiques, le nombre d'erreurs est retenu sur le reste de la trame $\widetilde{m}_{i2}(t)$. Ce nombre d'erreurs est utilisé pour le calcul du BER pour un déphasage donné.
- $\widetilde{sig}2 = !sig$: Si l'inverse de la seconde signature est détecté, le nombre d'erreur est retenu sur l'inverse du reste de la trame $!\widetilde{m}_{i2}(t)$. Ce nombre d'erreurs est utilisé pour le calcul du BER pour un déphasage donné.
- $\widetilde{sig}2 \neq sig$ et $\widetilde{sig}2 \neq !sig$: Si aucune signature n'est détectée, la trame est perdue.

La Figure 4.5 b) montre le BER en fonction du déphasage pour une signature de longueur 3 bits et de 56 bits. Pour une signature de 3 bits, des BER proches de 0,1 peuvent être obtenus alors que le BER maximal pour la signature de 56 bits est proche de 0,01. Pour un déphasage moyen, le BER passe de 0,037 avec une signature de 3 bits à 0,0038 pour une signature de 56 bits comme indiqué à la Figure 4.5 c). L'acronyme « 2FF » sur la Figure 4.5 c) correspond au détecteur à 2 bascules D. On remarque, de plus, que la proportion des trames sans erreur est tout d'abord croissante pour des faibles longueurs de signature. Ceci est lié au fait que pour une signature de quelques bits seulement, il est probable qu'elle soit détectée correctement par erreur par la première bascule alors que la seconde aurait pu générer moins d'erreurs. Cette proportion diminue ensuite à partir de 20 bits environ puisque le nombre de trames perdues augmente.

L'amélioration du BER par rapport au détecteur à une bascule D unique avec signature est relativement faible. Cependant, la proportion des trames perdues avec le détecteur à 2 bascules D

est très faible et reste inférieure à 10 % même pour une signature de 56 bits. De même la proportion des trames sans erreur a presque doublé par rapport à un détecteur à une seule bascule.

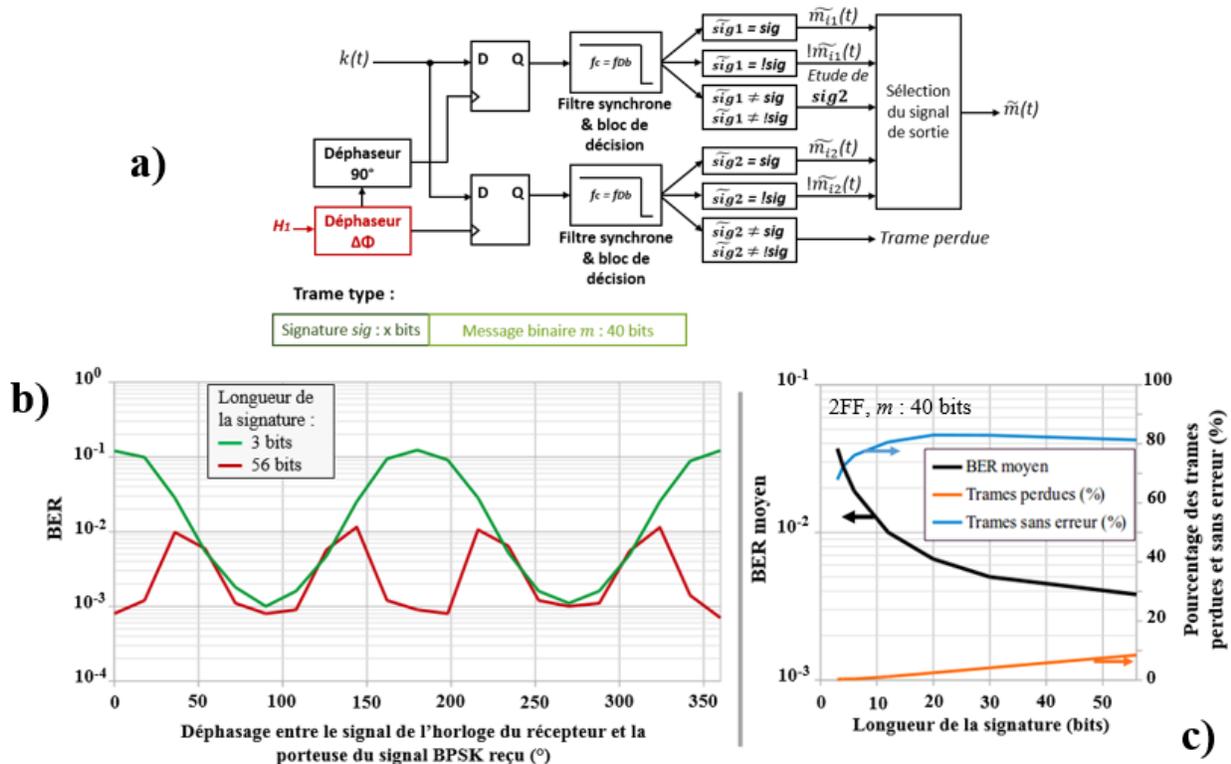


Figure 4.5. a) Schéma du circuit à 2 bascules D avec signature simulé b) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu avec signature de 3 bits et de 56 bits c) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la longueur de la signature

4.2.2 Adaptabilité au glissement des signaux : détecteur à trois bascules D

Le détecteur BPSK de la Figure 4.7 a) utilise trois bascules D dont les horloges sont déphasées de $3\pi/8$ puisque c'est le déphasage qui en simulation a permis d'obtenir un BER minimal. Le signal détecté $q(t)$ ainsi que les sorties des trois bascules sont les entrées d'un bloc de détection. Ce bloc compare simplement les sorties au signal détecté. Si les signaux sont différents, un compteur s'incrémente. La valeur maximale d'un compteur est notée n . Lorsqu'un compteur atteint n , le signal I_i en entrée du bloc d'inversion correspondant change de valeur. Selon ce coefficient, le signal de sortie de la bascule correspondante est inversé ou non. Si les signaux sont identiques le compteur se décrémente. Enfin, un bloc de vote majoritaire prend aux entrées les signaux de sortie du bloc d'inversion pour déterminer le bit majoritaire et la valeur du signal $q(t)$.

De cette façon, lorsqu'une sortie de bascule D est complétée par rapport aux deux autres, elle sera ajustée dès que le compteur correspondant aura fini de compter. Pour le reste de la trame, le coefficient I_i ne devrait pas changer de nouveau à moins que le compteur atteigne sa valeur maximale à cause du bruit. Un autre problème est le glissement des signaux lorsque les fréquences des horloges diffèrent légèrement comme évoqué à la section 4.1.2.2. Le circuit de détection à trois bascules D est capable de s'adapter à cette évolution continue du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal BPSK reçu. En effet, au moins deux des signaux en sortie du bloc d'inversion devraient être identiques, sauf dans les cas où il y a du bruit. La troisième sortie suit les deux autres lorsque le compteur correspondant atteint sa valeur maximale. Afin de laisser suffisamment de temps aux signaux en sortie du bloc d'inversion de s'accorder sur le même bit avant de détecter la signature, trois bits à '0' la précèdent.

L'acronyme « 3FF » sur la Figure 4.7 b) correspond au détecteur à trois bascules D. La figure représente le BER en fonction de la taille n des compteurs avec une fréquence de l'horloge du récepteur identique à celle de l'émetteur et une signature de $x = 12$ bits. D'après la courbe du BER moyen, la taille idéale du compteur serait de 90 bits pour un rapport E_b/N_0 de 8 dB. Le BER moyen est alors de 0,0035, contre 0,01 pour le détecteur à deux bascules D à la Figure 4.5 c) pour une même longueur de signature. En effet, le BER est élevé pour des tailles de compteurs faibles puisque la probabilité qu'un compteur finisse de compter à cause du bruit est élevée. Lorsque la taille des compteurs devient trop élevée, le système d'inversion perd son intérêt et le BER augmente. Par ailleurs, la taille idéale des compteurs pour le BER moyen n'est pas forcément celle du pourcentage des trames sans erreur et de trames perdues mais celle qui est retenue.

De même que pour les Figure 4.5 b) et c), les Figure 4.6 a) et b) représentent le BER en fonction du déphasage entre le signal de l'horloge du récepteur et la porteuse du signal BPSK reçu pour une signature de 3 bits et de 56 bits ainsi que le BER moyen et les proportions de trames perdues et sans erreur en fonction de la signature respectivement. La taille des compteurs est de 90 bits puisque cette valeur donne un BER minimal.

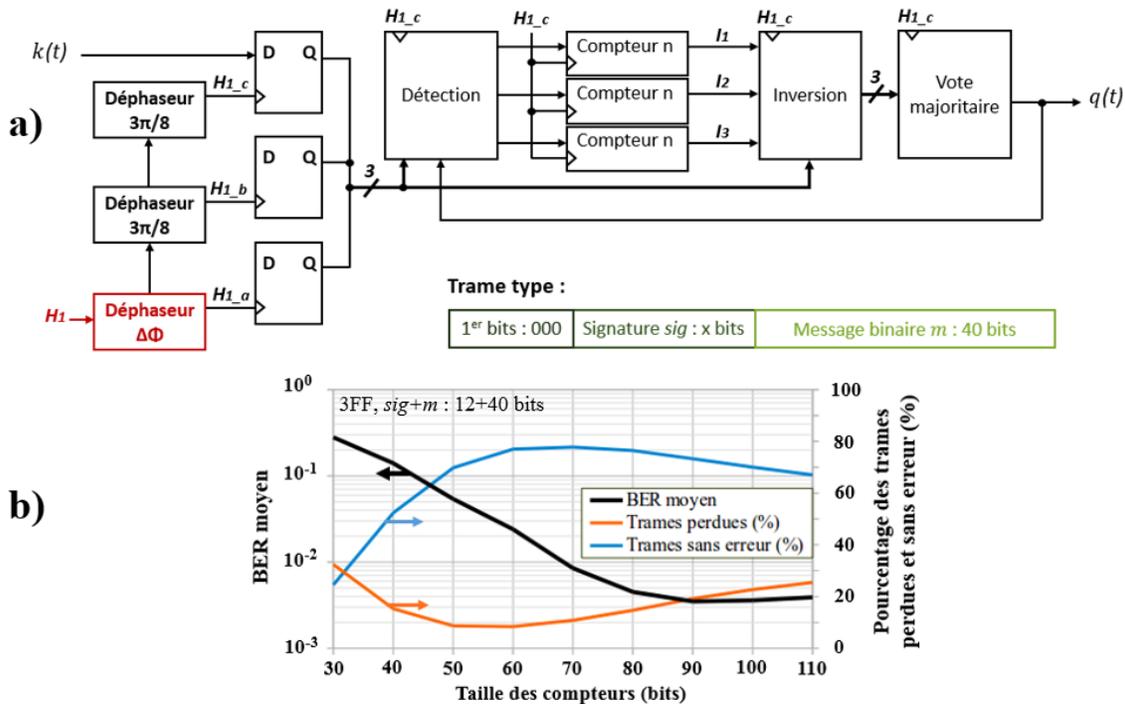


Figure 4.7. a) Schéma du circuit à trois bascules D avec système d'inversion et de vote majoritaire simulé b) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la taille du compteur

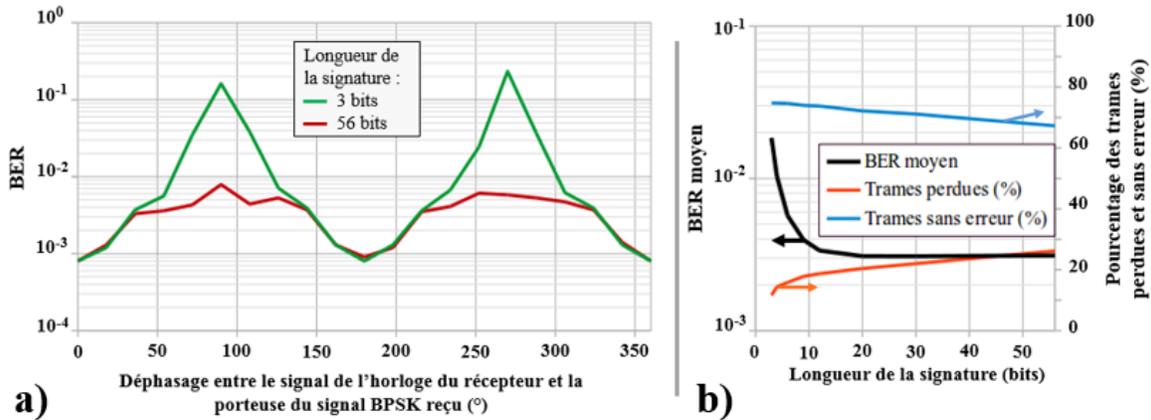


Figure 4.6. a) BER en fonction du déphasage entre le signal d'horloge du récepteur et la porteuse du signal reçu avec signature de 3 bits et de 56 bits b) BER moyen, proportion des trames perdues et des trames sans erreur en fonction de la longueur de la signature

Pour une faible longueur de signature, le BER maximal est plus élevé que pour le circuit à deux bascules D mais rechute plus rapidement. Au contraire, pour une signature longue, le BER atteint des valeurs moins élevées mais passe deux fois moins souvent par le BER minimal d'environ 0,0008. Sur la Figure 4.6 b), on observe que le BER n'évolue que peu à partir d'une longueur de signature de 12 bits. La proportion des trames perdues et sans erreur est un peu moins avantageuse par rapport au détecteur à deux bascules D.

L'intérêt principal de ce détecteur est son adaptabilité face au glissement des signaux d'horloge lié à des fréquences d'horloge différentes. La taille idéale n des compteurs évolue en fonction de cette différence δf . Afin de déterminer cette taille idéale, le BER moyen est simulé avec l'horloge du récepteur à 1 MHz et la fréquence de l'horloge de l'émetteur à 1 MHz + δf . Ainsi, pour une trame de signature 12 bits et un message binaire de 40 bits, la taille idéale du compteur est de $n = 80$ bits. Pour une trame de signature 6 bits et un message binaire de 10 bits, la taille idéale du compteur est de $n = 70$ bits d'après nos simulations.

Finalement, on peut tracer les courbes du BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour les trois circuits présentés précédemment. Le circuit FF de la Figure 4.8 correspond au détecteur à une bascule D de la Figure 4.4 a) en bleu, le circuit 2FF correspond au détecteur à deux bascules D de la Figure 4.5 a) en orange, enfin, le circuit 3FF correspond au circuit à trois bascules D de la Figure 4.7 a) en vert. Les courbes des trames comportant une signature de 12 bits et un message de 40 bits sont représentées par un trait plein alors que les trames avec une signature de 6 bits et un message de 10 bits sont représentées par des tirets. Le déphasage initial est choisi de façon aléatoire pour chaque trame simulée. Toutes les courbes sont obtenues pour une différence de fréquence $\delta f = 40$ Hz. Cette valeur correspond approximativement à la différence de fréquence attendue.

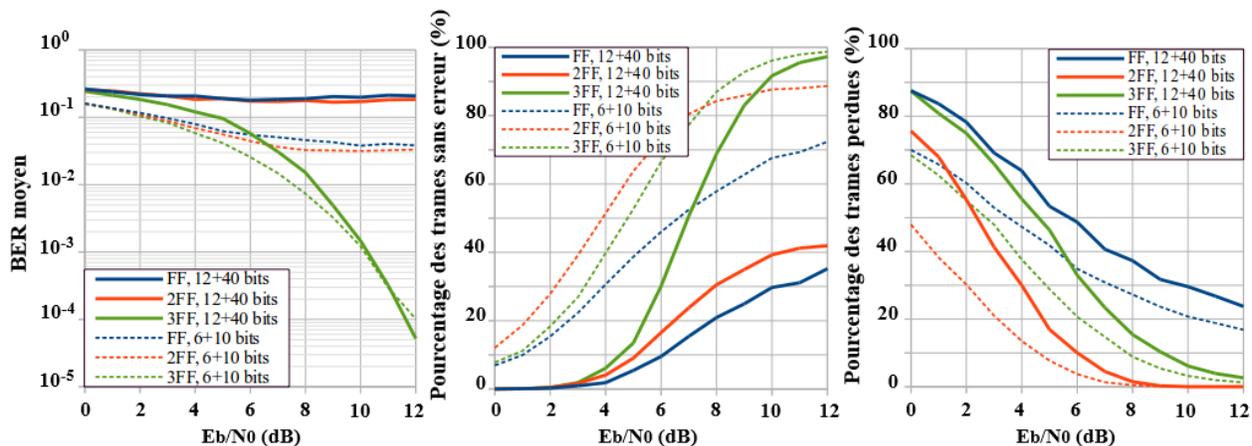


Figure 4.8. BER moyen, proportion des trames sans erreur et des trames perdues en fonction du rapport E_b/N_0 pour une différence de fréquences $\delta f = 40$ Hz et pour des longueurs de trames de 52 bits et de 16 bits

On observe que le BER moyen pour le détecteur BPSK à trois bascules D diminue rapidement avec l'augmentation du rapport E_b/N_0 . Au contraire, la diminution du BER avec l'augmentation du rapport E_b/N_0 est moins marquée pour les circuits à une et deux bascules D, puisque ces circuits ne s'adaptent pas à l'évolution continue du déphasage entre le signal BPSK reçu et l'horloge du

récepteur. Ainsi de façon aléatoire, le signal s'inverse en plein milieu d'une trame simplement à cause de la différence des fréquences d'horloge.

D'après la Figure 4.3 c), pour une différence de fréquence $\delta f_l = 40$ Hz, la durée maximale pendant laquelle le signal en sortie d'une bascule D ne change pas de valeur à cause de la différence de fréquence des horloges est d'environ 13 ms. Une trame de 52 bits dure 6,7 ms, une trame de 16 bits dure seulement 2,05 ms. Pour les circuits de détection BPSK à une et deux bascules D, le BER pour une trame de 16 bits est donc bien meilleur que pour une trame de 52 bits comme on le voit sur la Figure 4.8. Un compromis est donc à trouver sur la longueur de la signature selon la différence entre les fréquences d'horloge. A l'inverse, le BER pour le circuit à trois bascules D n'est pas beaucoup impacté.

Ce résultat se répercute sur la proportion des trames sans erreur. Pour un rapport de $E_b/N_0 = 12$ dB, ce pourcentage se rapproche de 100 % pour le circuit à trois bascules D pour les deux longueurs de trames alors que les deux autres circuits ne dépassent pas les 50 % pour une taille de trame de 52 bits. Concernant les trames perdues, le circuit à deux bascules D reste gagnant. Lorsque le signal s'inverse au milieu de la détection de la signature pour la première bascule, la signature du signal en sortie de la seconde bascule est très probablement correcte, d'où l'absence de perte de trames à fort rapport E_b/N_0 pour le circuit 2FF.

4.2.3 Amélioration du BER : codage et rejet des trames bruitées

Les codes détecteurs ou correcteurs d'erreurs tels que les codes blocs avec les codes de Hamming ou de Golay et les codes convolutionnels avec les turbo-codes permettent d'améliorer le BER [PS08]. Or, pour limiter la complexification du circuit, une autre idée est d'utiliser un codage afin d'identifier et d'ignorer une part des trames comportant des erreurs. Par exemple, le codage de Manchester consiste pour une modulation BPSK à remplacer un bit à '0' par deux demi-bits "01" et un bit à '1' par "10" doublant ainsi la bande passante du signal [COU13]. L'idée est que si deux demi-bits successifs formant un bit sont identiques, la trame est ignorée puisqu'elle contient une erreur. Par exemple, le message "100" est codé par "100101". Si le premier demi-bit est erroné, deux demi-bits successifs seraient à '0', la trame est ignorée. Si le premier et le second demi-bit sont erronés, la trame n'est pas ignorée. Ce codage n'est donc pas idéal mais permet de réduire le BER avec une complexité réduite.

Pour le codage de Manchester, contrairement aux codages différentiels tel que le codage de Manchester différentiel, le BER n'est pas dégradé par rapport au codage NRZ [x1000]. Puisqu'une signature est prévue pour lever l'ambiguïté de phase, seul le codage de Manchester est considéré.

A la Figure 4.9, le BER, la proportion des trames sans erreurs et des trames perdues sont simulés avec des fréquences d'horloges identiques entre l'émetteur et le récepteur, avec et sans codage de Manchester. Les courbes aux traits pleins correspondent aux résultats sans codage et les courbes aux tirets aux résultats avec codage de Manchester. La taille n idéale des compteurs pour le détecteur BPSK à trois bascules D est de $n = 80$ bits. On observe que l'amélioration du BER est importante pour les trois circuits. Elle est de l'ordre de 8 dB pour les circuits à une et à deux bascules D et de l'ordre de 3 dB pour le circuit détecteur à trois bascules D. Cette diminution du BER s'accompagne également d'une augmentation significative de la proportion des trames perdues notamment pour des rapports E_b/N_0 faibles. De plus, le pourcentage des trames non ignorées comportant au moins une erreur est toujours inférieur à 1 %. L'utilisation du codage de Manchester a donc son intérêt pour des signaux avec des rapports E_b/N_0 élevés.

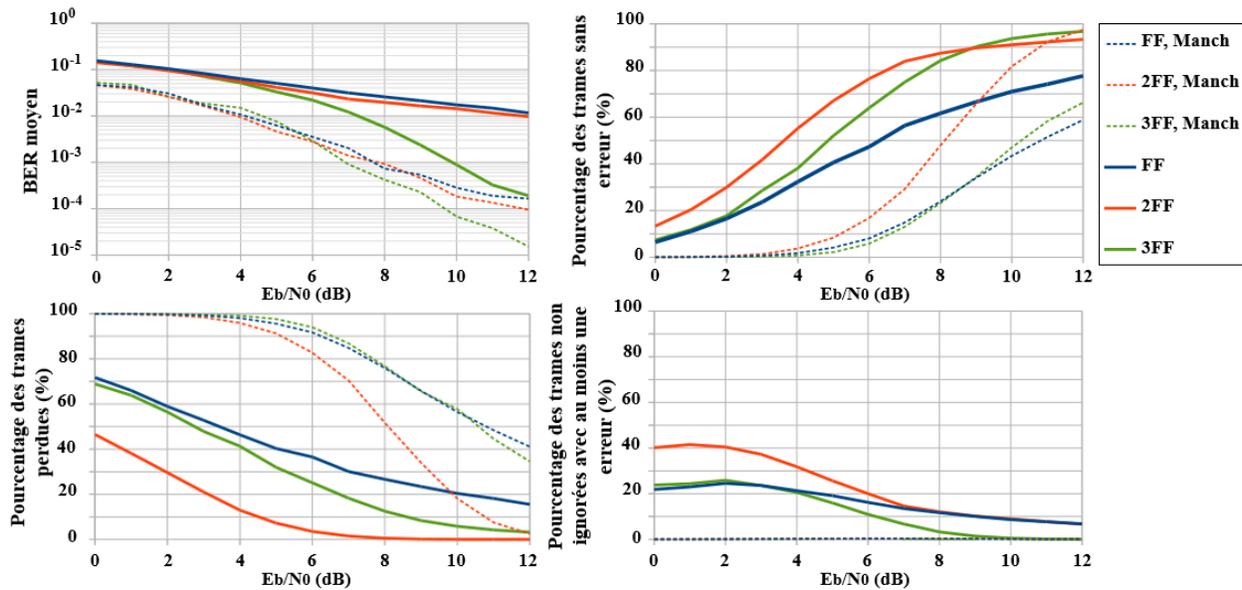


Figure 4.9. BER moyen, proportion des trames sans erreur et des trames perdues en fonction du rapport E_b/N_0 pour une différence de fréquences $\delta f_l = 0$ Hz, avec et sans codage de Manchester

4.3 Comparaison des trois détecteurs BPSK

On peut remarquer qu'il faut réduire la taille des trames pour améliorer le BER avec le détecteur à une et deux bascules D puisque le signal risque de s'inverser à tout moment lorsque δf_l

est différent de 0 Hz. De plus, paradoxalement, augmenter le débit binaire pourrait améliorer le BER dans le cas où les fréquences d'horloges de l'émetteur et du récepteur seraient différentes. En effet, il serait plus probable que le niveau du signal de sortie de la bascule ne s'inverse pas en milieu d'une trame. Il faut donc trouver un compromis entre ce phénomène et le fait d'avoir un temps bit suffisant pour pouvoir estimer correctement sa valeur.

Le Tableau 4.1 compare les trois circuits de détection BPSK. Le circuit à une bascule D est le circuit le plus simple et consomme le moins d'énergie. Au contraire, le circuit à trois bascules D avec tout son système d'inversion est le plus complexe. Cependant, le détecteur 3FF est plus performant en termes de BER, de trames perdues et en adaptabilité aux différences de fréquence d'horloges que le circuit à une bascule D. Seul le circuit à deux bascules D permet de perdre moins de trames que le circuit 3FF.

Tableau 4.1. Comparaison des 3 détecteurs BPSK

Performances	1FF	2FF	3FF
<i>Complexité</i>	+++	+	-
<i>BER moyen</i>	-	+	++
<i>Trames perdues</i>	-	++	+
<i>Adaptabilité au glissement des signaux d'horloge</i>	-	-	++

Cette comparaison ne prend pas en compte le reste du circuit puisque jusqu'ici, les sorties des détecteurs BPSK sont traitées par un filtre synchrone. Comme nous le verrons au chapitre suivant, un filtre numérique asynchrone est utilisé pour le circuit 1FF. Deux filtres numériques auraient été nécessaires pour le circuit 2FF. A l'inverse, le détecteur 3FF, n'en nécessiterait pas puisqu'il contient des compteurs permettant de lisser le signal de sortie. Par ailleurs, le bloc de détection-inversion nécessite principalement trois inverseurs, trois multiplexeurs à deux entrées et une sortie et trois portes XOR. Le bloc de vote majoritaire peut être obtenu avec un multiplexeur à deux entrées et une sortie et une porte XNOR. Les trois compteurs sont donc les blocs les plus volumineux du circuit. De plus, une horloge de 8 MHz aurait été nécessaire pour générer les trois horloges déphasées à 1 MHz.

Finalement, la bascule D unique a été choisie comme détecteur BPSK pour sa faible complexité.

4.4 Conclusion

Dans le chapitre 4 nous avons proposé la bascule D comme détecteur BPSK non-cohérent et entièrement numérique. Afin de limiter les erreurs et de lever l'ambiguïté de phase, une signature est placée en chaque début de trame. Ainsi, lorsque la signature n'est pas détectée, le reste de la trame est ignoré. Cependant, la bascule D présente deux inconvénients liés entre eux : un BER variable selon le déphasage entre le signal BPSK reçu et l'horloge du récepteur et la complémentation régulière du signal détecté à cause de la différence de fréquence entre les signaux d'horloge en émission et en réception. Afin de répondre à la première problématique, deux bascules D au lieu d'une sont utilisées avec des horloges déphasées de 90° . Cette configuration permet de limiter les pertes de trames. Pour répondre à la seconde problématique, un circuit de détection à trois bascules D est proposé qui est capable de s'adapter aux différences de fréquences d'horloge. Pour réduire au maximum la complexité du circuit et déplacer la complexité vers le traitement du signal externe au corps humain, c'est la bascule D qui est retenue.

Le choix du type de bascule D ainsi que les autres blocs constituant la chaîne de communication sont détaillés dans le chapitre 5. Les simulations sont notamment réalisées à partir du logiciel Cadence grâce auquel une puce a été conçue.

Chapitre 5

Description du circuit proposé

5.1	Présentation du circuit complet	107
5.2	Description du récepteur	109
5.2.1	Amplificateur filtrant.....	109
5.2.2	Bascule D	117
5.2.3	Filtre numérique	123
5.2.4	Bascule de sortie.....	127
5.3	Description de l'émetteur	128
5.4	Autres blocs.....	129
5.4.1	Générateur d'horloge.....	130
5.4.2	Circuit d'aiguillage des signaux de commande.....	135
5.5	Assemblage de tous les éléments du circuit	136
5.6	Conclusion.....	141

Dans le chapitre 5, nous allons expliciter les différents blocs composant le circuit intégré. Il s'agit d'une part de la chaîne de réception avec un filtre amplificateur et un système de détection de bits du signal BPSK et d'autre part de la chaîne d'émission. Des blocs supplémentaires tels qu'un générateur d'horloge sont également présentés. Le chapitre se conclut par l'assemblage de tous les éléments du circuit.

Mot clés : Filtre de Delyiannis, pont en H, oscillateur à cristal de quartz, oscillateur de Pierce

5.1 Présentation du circuit complet

Le circuit présenté dans ce chapitre est un émetteur-récepteur. Sa schématique est représentée Figure 5.1. A l'entrée du récepteur se trouve un transducteur piézoélectrique pour faire le lien entre le signal acoustique reçu et le signal électrique qui est traité par le circuit de réception. De même, un transducteur ultrasonique est placé en sortie du circuit intégré d'émission. Tous les éléments sont assemblés dans un circuit intégré, mis à part les deux transducteurs piézoélectriques et le cristal de quartz de l'oscillateur non représenté sur le schéma.

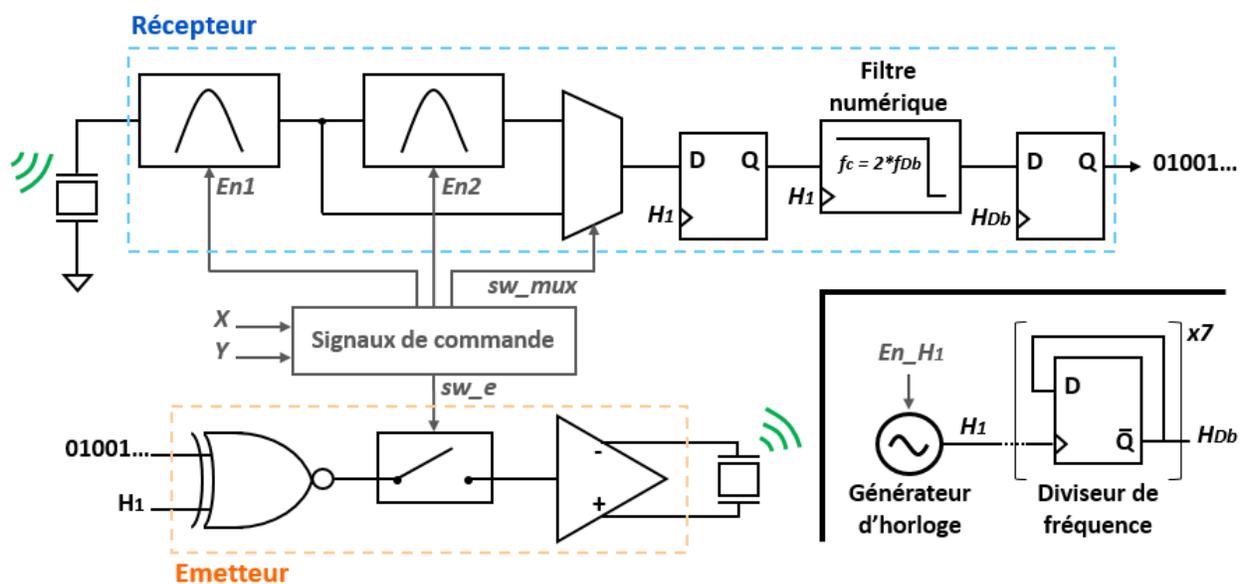


Figure 5.1. Schéma de l'émetteur-récepteur complet

Le circuit de réception comporte :

- Deux amplificateurs filtrants passe-bande et un multiplexeur. Chaque amplificateur apporte un gain d'environ 13. Le multiplexeur permet de choisir entre la sortie du premier étage pour un gain d'environ 13 et la sortie du second étage lorsque les deux amplificateurs filtrants sont activés pour un gain de 136 environ.
- Le détecteur BPSK dont l'horloge provient d'un oscillateur partiellement intégré. La fréquence de cette horloge est de 1 MHz. Le signal d'horloge est nommé H_I .
- D'un filtre numérique qui sert à filtrer d'éventuelles erreurs en sortie de la bascule D en présence de bruit. Sa fréquence de coupure est égale à 2 fois la fréquence du débit binaire. Le filtre utilise l'horloge H_I .
- Une bascule de sortie. En effet, le message en sortie du filtre numérique risque d'avoir des bits de durées différentes. La bascule de sortie permet alors de récupérer le message binaire avec des bits de même durée. L'horloge de cette bascule est fournie par un diviseur de fréquence 7 bits asynchrone à partir de l'horloge H_I . Le signal d'horloge est nommé H_{Db} .

Le circuit d'émission a également une structure très simple, voici les éléments qui le composent :

- Une porte logique XNOR qui permet de moduler le message binaire en BPSK. Ces deux entrées sont le message binaire à envoyer et l'horloge H_I . Les signaux de contrôle ainsi que les données à émettre proviennent de l'extérieur.
- Un interrupteur qui permet de couper l'émission du signal.
- Un amplificateur de puissance différentiel composé d'un pont en H précédé de drivers pour apporter suffisamment de puissance au transducteur piézoélectrique. Les signaux de contrôle ainsi que les données à émettre proviennent de l'extérieur. Le circuit ne comporte pas d'application concrète de mesure ou de stimulation mais sert simplement à la démonstration d'une communication ultrasonique. Le problème d'interférence n'est pas abordé.

En plus des éléments évoqués, un circuit d'aiguillage des signaux de commande à deux entrées et quatre sorties, permet de limiter le nombre de pads. Seuls deux signaux de commande ne sont pas issus du circuit logique. Il s'agit du signal En_H_I qui permet d'activer ou de désactiver le

générateur d'horloge et du *Reset*, non représenté sur le schéma de la Figure 5.1, commun aux circuits de détection BPSK, de synchronisation, de division de fréquence et du filtre numérique.

5.2 Description du récepteur

5.2.1 Amplificateur filtrant

Contrairement aux circuits de réception présentés dans le chapitre 1, le premier étage de notre chaîne de réception est un amplificateur filtrant. Comme indiqué dans le Tableau 1.1, l'amplitude du signal reçu à quelques centimètres de distance est de l'ordre du millivolt. Le signal reçu est de plus centré aux alentours de 0 V. Afin que la bascule D interprète correctement le niveau du signal lors d'un front montant d'horloge, le signal à démoduler doit être centré sur $V_{dd}/2$ avec V_{dd} la tension d'alimentation du circuit. Cependant, il est difficile de centrer le signal sur $V_{dd}/2$ avec une précision de 1 mV. De même, il faudrait que la bascule puisse déterminer avec précision si l'amplitude du signal est inférieure ou supérieure à $V_{dd}/2$. Il est donc nécessaire d'amplifier le signal et de lui ajouter un offset de $V_{dd}/2$ pour être traité correctement par le détecteur BPSK.

5.2.1.1 Choix du type de filtre

La fréquence centrale de l'amplificateur filtrant doit être de 1 MHz. A cette fréquence relativement basse, un filtre passif comportant une inductance serait trop encombrant [MAN02]. Au contraire, un filtre actif RC comportant un AOP est encore envisageable.

Les deux filtres actifs du second ordre utilisant un AOP les plus populaires sont les filtres de Sallen-Key et les filtres MFB (Multiple FeedBack) à rétroaction négative [JOL11][MAN02]. Leur structure passe-bande est représentée Figure 5.2.

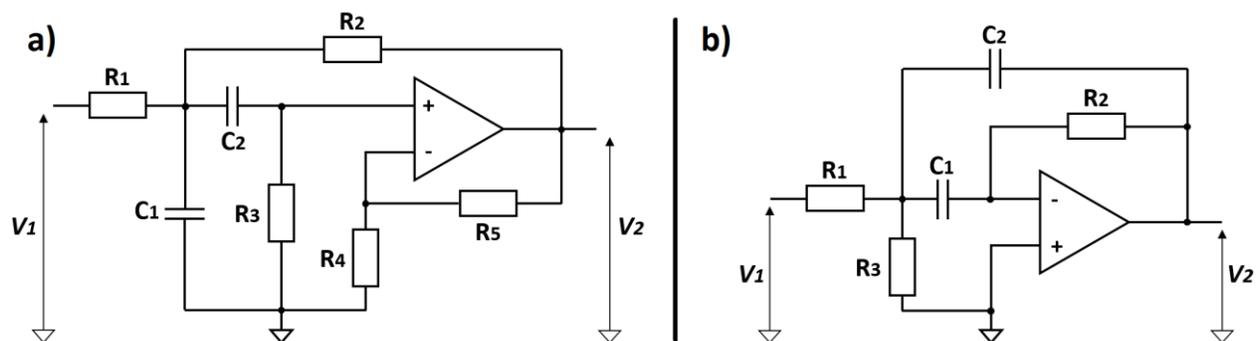


Figure 5.2. Schéma des filtres passe-bande du second ordre a) de Sallen-Key avec gain b) MFB [MAN02]

La fonction de transfert générale d'un filtre du second ordre passe-bande est [MAN02] :

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = - \frac{\frac{A}{Q\omega_0} s}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (5.1)$$

Les caractéristiques des filtres sont résumées dans le Tableau 5.1. Les deux types de filtre sont composés d'un unique AOP, de résistances et de condensateurs. Ils ont tous les deux une structure simple avec des valeurs de composants calculables par « recette de cuisine » [MAN02][FIO20]. Les filtres de Sallen-Key sont populaires pour leur faible bruit et leur faible dépendance aux performances de l'AOP [MAN02][ZUM08]. Le dernier point découle de la structure amplificatrice de tension formée par l'AOP et les résistances. Au contraire, les filtres MFB, qui s'appellent ainsi parce qu'ils contiennent plusieurs boucles de contre-réaction, ont une structure intégratrice nécessitant un AOP avec un plus grand produit gain-bande [ZUM08].

Tableau 5.1. Comparaison des filtres de Sallen-Key et MFB

Performances	Sallen-Key passe-bande	MFB passe-bande
<i>Facilité de conception</i>	+	+
<i>Dépendance à l'AOP</i>	+	-
<i>Ratio entre les composants de plus faible et forte valeur</i>	+	-
<i>Sensibilité à l'imprécision des valeurs de composants</i>	-	+
<i>Nombre de composants</i>	/	+
<i>Sélectivité</i>	/	/
<i>Indépendance entre gain et facteur de qualité</i>	-	/

Un autre avantage de la structure Sallen-Key est le faible ratio entre les valeurs de composant les plus élevées et les plus faibles [ZUM08]. A l'inverse, les filtres MFB leur sont généralement préférés pour des structures passe-bande puisque leur sensibilité à l'imprécision des valeurs de composants est plus faible [JOL11][HH15].

De plus, pour le même gain, les filtres MFB seraient plus sélectifs que le filtre de Sallen-Key passe-bande mais ce dernier permettrait d'atteindre des facteurs de qualité plus élevés puisqu'il dépend moins de la bande passante de l'AOP [JOL11]. Un autre inconvénient du filtre passe-bande de Sallen-Key est la dépendance entre le gain et le facteur de qualité. Pour les filtres MFB, cette

caractéristique dépend du type de filtre. Enfin, pour obtenir un gain non-unitaire, le filtre de Sallen-Key requiert l'utilisation d'un diviseur de tension entre la sortie et l'entrée inverseuse comme représenté Figure 5.2, nécessitant ainsi 2 composants supplémentaires. Finalement, ces deux filtres ont des performances similaires. On choisit un filtre MFB notamment pour sa faible sensibilité.

Notre filtre doit posséder un gain supérieur à 1. Or, la résistance R_3 atténue le signal en entrée puisqu'elle forme un diviseur de tension avec la résistance R_1 [PAC07]. Cette atténuation est généralement voulue pour concevoir un filtre à gain unitaire réalisable avec les AOP du commerce [FIO20]. L'intérêt de cette résistance est de permettre de régler le paramètre Q indépendamment du gain de filtre ce qui n'est pas possible avec le filtre de Sallen-Key [ZUM08]. Il existe un type de filtre MFB avec seulement 2 résistances appelé filtre de Delyiannis, filtre de Delyiannis-Friend ou filtre de Rauch simplifié. Le filtre est représenté Figure 5.3.

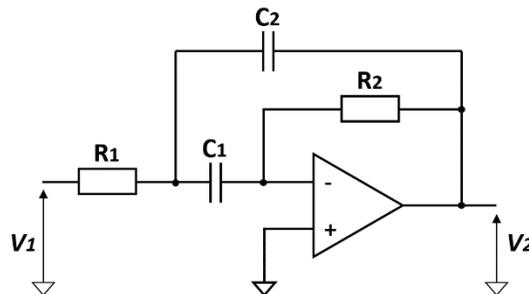


Figure 5.3. Schéma du filtre de Delyiannis [FIO20]

La fonction de transfert du filtre de Delyiannis en fonction de ses composants est la suivante [VAL1982] :

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = - \frac{sR_2C_1}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + sR_1(C_1 + C_2) + 1} \quad (5.2)$$

Par identification avec l'équation (5.1), sa bande passante, sa fréquence centrale et son facteur de qualité sont définis par :

$$B = \frac{1}{2\pi R_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (5.3) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5.4) \quad Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{(C_1 + C_2)}} \quad (5.5)$$

De plus, le gain du filtre de Delyiannis à la fréquence centrale est $A = -2Q^2$ [FIO20].

Contrairement au filtre MFB classique, le gain du filtre de Delyiannis dépend donc du facteur de qualité. Or, si le gain, et donc le facteur de qualité, sont trop élevés, le filtre devient instable [SEL18]. Pour pouvoir considérer l'utilisation de ce filtre, il est nécessaire d'accepter un paramètre Q faible et donc une grande bande passante ce qui n'a pas été le cas pour toutes les simulations Matlab du chapitre 3.

C'est finalement le filtre de Delyiannis qui est choisi. Son utilisation pour notre application est possible parce que nous considérons désormais que les sources de bruit ultrasoniques dans le corps humain sont rares. De plus, puisque ce filtre a notamment l'avantage d'économiser trois composants par rapport au filtre Sallen-Key et un composant par rapport au filtre MFB classique, la sensibilité de ses caractéristiques à l'imprécision des composants est réduite puisqu'il en contient moins. Par ailleurs, avec des composants aux valeurs imprécises et un facteur de qualité très élevé, il est probable que la fréquence centrale du filtre ne soit pas celle attendue. L'amplitude de la porteuse risque alors d'être peu amplifiée ou même atténuée.

5.2.1.2 Choix des valeurs des composants du filtre

Pour l'amplificateur filtrant nous souhaitons que le gain soit variable. Comme nous l'avons vu au chapitre 1 dans le Tableau 1.1, le signal reçu est de l'ordre du millivolt pour des transducteurs de très petites tailles et des distances assez importantes. Pour ces situations, un gain de l'ordre de 100 est souhaitable. Pour une atténuation moins forte de l'onde acoustique, un gain de l'ordre de 10 est suffisant. Selon l'amplitude du signal reçu, le gain doit donc pouvoir varier approximativement entre 10 et 100. Deux filtres de Delyiannis seront placés en série. La bande passante du filtre doit être suffisamment faible pour filtrer les modes de résonance non-utilisés du transducteur, soit de quelques centaines de kilohertz. La fréquence centrale doit être proche de 1 MHz.

Les condensateurs C_1 et C_2 sont choisis égaux. Leur valeur est élevée, de plusieurs picofarads, pour ne pas s'approcher des capacités parasites. La valeur choisie est de 4,93 pF. Les résistances ne doivent pas excéder une valeur de quelques centaines de kilohms pour ne pas être trop encombrants. De même, les résistances doivent rester supérieures à une valeur de quelques centaines d'ohms pour réduire le courant [MAN02]. Voici donc les valeurs des résistances : $R_1 = 6366 \Omega$ et $R_2 = 143,54 \text{ k}\Omega$.

En théorie, on obtient pour un filtre, un facteur de qualité de 2,4, une bande passante de 450 kHz, une fréquence centrale de 1,07 MHz et un gain de -11,3.

5.2.1.3 Simulations

Amplificateur opérationnel

Le composant actif du filtre, l'AOP, possède trois étages d'amplification permettant d'atteindre un produit gain-bande (Gain BandWidth product - GBW) d'environ 378 MHz. Le paramètre GBW est évalué à partir de la simulation AC Figure 5.4, pour laquelle l'AOP est placé dans une configuration d'amplificateur non inverseur à deux résistances avec un gain de 1,67. Avec un produit gain-bande aussi élevé, l'AOP est convenable pour une fréquence centrale de 1 MHz pour un gain d'environ 11,3. En effet, une marge de 10 est généralement préconisée [FIO20][ZUM08].

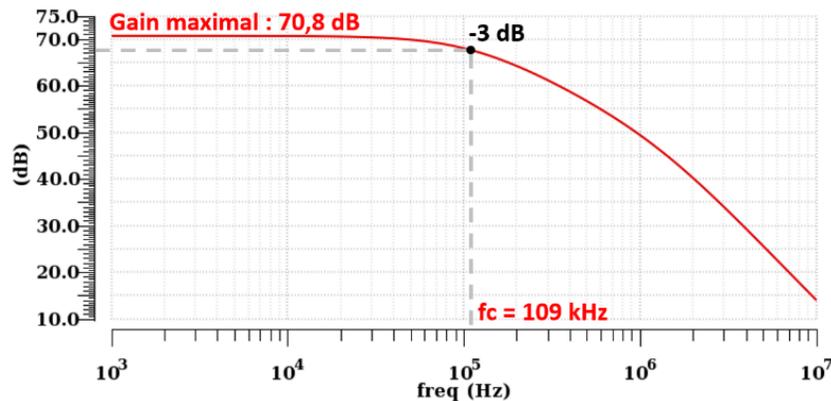


Figure 5.4. Simulation AC du gain en boucle ouverte de l'AOP

La polarisation de l'AOP peut être coupée via un interrupteur PMOS. Cette option est intéressante pour réduire la consommation de l'AOP lorsqu'il n'est pas utilisé.

Filtre de Delyiannis unique

Une compensation sur deux nœuds de l'AOP a permis d'obtenir une marge de phase de 31,4° pour stabiliser le filtre comme on le voit sur la Figure 5.5. Habituellement, une marge de phase supérieure à 45° est préconisée. Cependant, ce résultat est suffisant pour stabiliser le filtre.

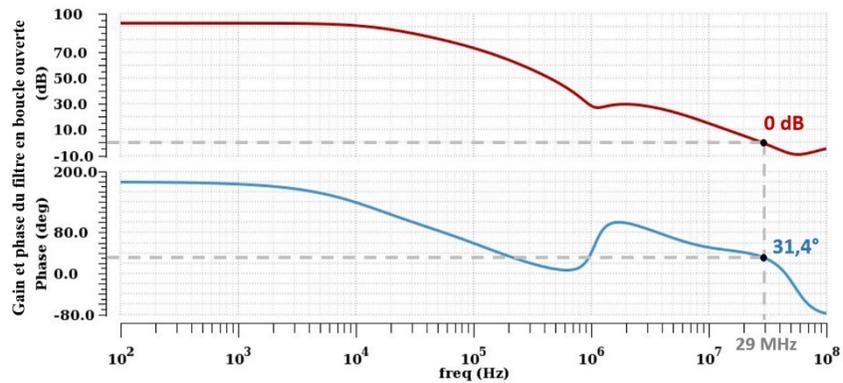


Figure 5.5. Simulation AC du gain et de la phase en boucle ouverte du filtre de Delyiannis

Amplificateur filtrant complet

La Figure 5.6 présente les deux filtres de Delyiannis en série avec le multiplexeur commandé par le signal sw_mux . Cette structure permet de choisir, soit un gain faible en court-circuitant le second filtre avec le multiplexeur et en coupant sa polarisation, soit un gain élevé en utilisant le multiplexeur comme porte de transfert fermée. Le multiplexeur utilisé pour aiguiller les deux signaux, est composé de deux portes de transfert avec un inverseur CMOS. Le rapport des largeurs de grille des transistors PMOS et NMOS des portes de transfert W_p/W_n vaut $300\ \mu\text{m}/100\ \mu\text{m}$. Ces dimensions relativement grandes ont pour but de réduire la résistance linéaire r_{on} des transistors MOS et donc éviter d'atténuer le signal. L'entrée non-inverseuse des AOP est maintenue à $V_{dd}/2$ via un diviseur de tension afin que l'offset en sortie soit également de $V_{dd}/2$.

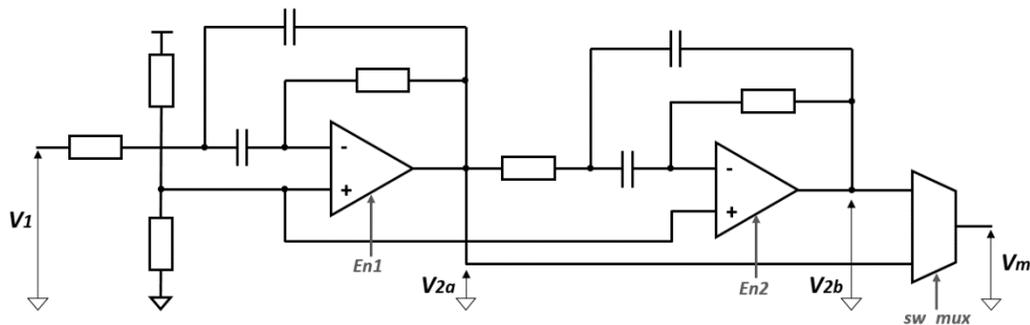


Figure 5.6. Filtrés de Delyiannis avec multiplexeur et diviseur de tension

Le filtre complet sans le multiplexeur est simulé en AC sous Cadence. Les courbes vertes de la Figure 5.7 correspondent au gain en décibels du premier filtre et à sa phase en degrés. La polarisation de l'AOP du second filtre est alors coupée. Les courbes bleues représentent le gain et la phase de l'amplificateur filtrant complet avec les deux AOP polarisés.

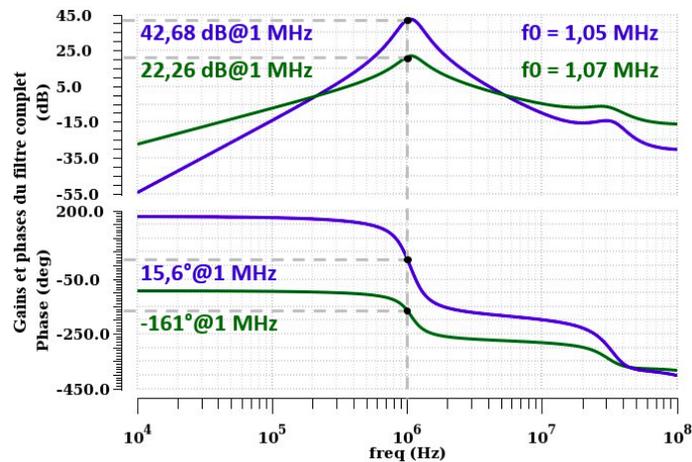


Figure 5.7. Simulation AC des deux gains et phases du filtre complet

Les performances du premier étage et avec les deux étages activés sont indiquées dans le Tableau 5.2 en comparaison aux valeurs attendues. On observe un gain simulé supérieur au gain théorique ce qui peut être lié à l'imperfection de l'AOP. La compensation a un léger impact sur le gain. D'ailleurs, en hautes fréquences, les pôles et les zéros de l'AOP modifient la réponse du filtre par rapport à un AOP idéal avec notamment une remontée du gain vers 30 MHz. L'entrée du second filtre a également un impact sur les performances du premier filtre. En effet, lorsque le premier filtre est simulé indépendamment du second, sa fréquence de résonance est de 1,05 MHz pour un gain de 22 dB. De même la bande passante est de 397,5 kHz au lieu de 450 kHz en théorie. Bien que non parfaites, les performances du filtre amplificateur sont satisfaisantes.

Tableau 5.2. Comparaison des performances théoriques et simulées du filtre complet

	Gain/Gain en dB @f ₀	Fréquence centrale (f ₀)	Bande passante	Facteur de qualité
<i>Théoriquement (1 filtre)</i>	-11,3/21	1,07 MHz	450 kHz	2,4
<i>Théoriquement (2 filtres)</i>	-128/42	1,07 MHz	290 kHz*	3,7*
<i>Simulation (1 filtre)</i>	-13/22,5	1,07 MHz	397 kHz	2,7
<i>Simulation (2 filtres)</i>	-136/42,5	1,05 MHz	305 kHz	3,4

*obtenu par simulation avec composants parfaits

Finalement, une simulation temporelle est réalisée pour vérifier la stabilité du filtre. La Figure 5.9 et la Figure 5.8 donnent la réponse de l'amplificateur filtrant à un signal sinusoïdal d'amplitude 10 mV et 1 mV respectivement et de fréquence de 1 MHz. Pour les résultats de la Figure 5.8, le second filtre est désactivé via la coupure de la polarisation de l'AOP. Le gain est

environ de 22 dB. De même, le gain pour les deux filtres est d'approximativement 42 dB comme prévu par la simulation AC.

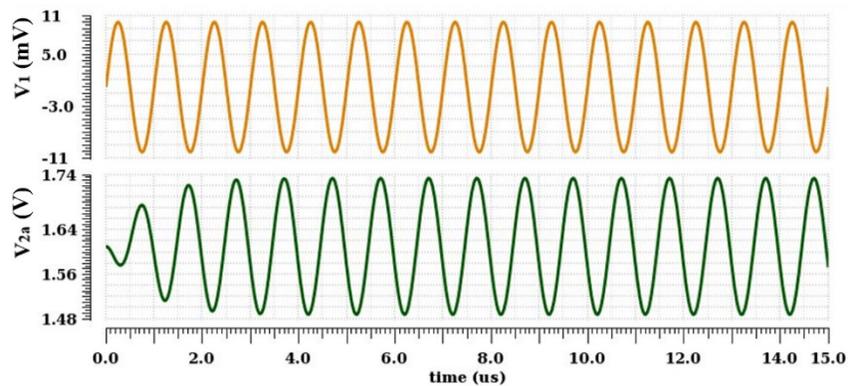


Figure 5.8. Simulation temporelle du premier filtre

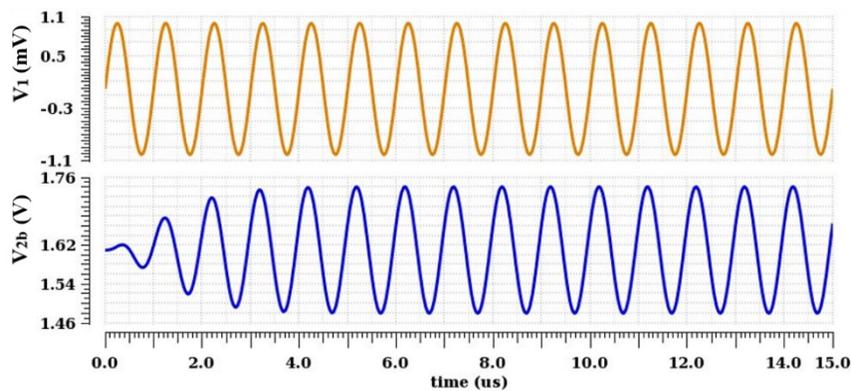
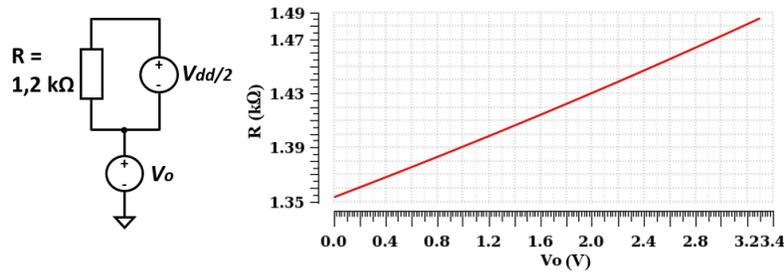


Figure 5.9. Simulation temporelle du filtre complet

On observe de plus que l'offset n'est pas précisément de $V_{dd}/2$ mais plutôt de 1,61 V. Les résistances utilisées pour le diviseur de tension sont nommées « *rnwell* ». Cette résistance, de 1,2 k Ω pour l'exemple, est simulée comme représenté dans le schéma de la Figure 5.10 pour une tension maintenue à 1,65 V à ses bornes. Le bulk est relié à la masse. D'après la simulation, la résistance augmente lorsque les potentiels aux bornes de la résistance augmentent par rapport à la masse et ce, de façon linéaire. Les deux résistances, alors choisies égales, ont en réalité une résistivité légèrement différente. Cela a pour conséquence une différence de 40 mV par rapport à $V_{dd}/2$. Cependant, la tension d'alimentation de la partie numérique vdd_n du récepteur pourra être ajustée pour pallier ce problème.

Figure 5.10. Simulation de la résistance r_{mwell}

5.2.2 Bascule D

Comme indiqué au chapitre 4, la bascule D fait office de détecteur BPSK. La bascule D détermine si le signal en sortie du multiplexeur est sur un niveau d'amplitude haut ou bas. Différents types de bascules D sont étudiés pour choisir une structure adaptée.

Les bascules D peuvent être de type statique ou de type dynamique. Les bascules D dynamiques sont généralement nommées « TSPC (True Single-Phase Clock) D-flip-flop ». Alors que les bascules statiques peuvent maintenir une valeur de bit en sortie tant qu'elles sont alimentées, les bascules TSPC ne conservent une valeur de bit qu'uniquement sur une courte durée par l'intermédiaire d'un condensateur parasite. Les avantages des bascules dynamiques sont qu'elles requièrent moins de transistors, sont plus rapides et qu'elles consomment généralement moins d'énergie que les bascules D statiques [UYE1999][KL03].

Afin que la fuite de courant dans les condensateurs parasites ne perturbe pas le fonctionnement des bascules, la fréquence d'horloge doit être suffisamment élevée [UYE1999][GCW20]. Une compensation du courant de fuite pourrait être envisagée pour une bascule D fonctionnant avec une fréquence aussi faible que 1 MHz. Or, ce circuit consommerait plus d'énergie, serait plus complexe et nécessiterait plus de silicium qu'une bascule D sans compensation [LJ12]. Finalement nous avons opté pour une bascule D statique notamment parce que la rapidité n'est pas critique dans notre application.

5.2.2.1 Présentation de différents types de bascules D statiques

Pour un verrou statique, un bit peut être mémorisé grâce à un circuit bistable composé de deux inverseurs comme représenté à la Figure 5.11 a) [UYE01].

La Figure 5.11 b) montre le schéma d'une structure classique de la bascule D. Elle est composée de deux verrous et d'un inverseur. Lorsque l'horloge H_1 est à '0', le premier verrou fonctionne par exemple en mode transmetteur de données et le second en mode mémoire. Le verrou 1 transmet en sortie la donnée à son entrée ou son inverse, selon le type de verrou. La sortie du verrou 2 ne peut pas changer de valeur puisqu'il se comporte comme le circuit bistable de la Figure 5.11 a). Lorsque l'horloge passe à '1', les rôles des verrous s'échangent. Le premier verrou est désormais en mode mémoire. La dernière valeur de la sortie du verrou 1 avant le front montant d'horloge, ou son inverse, est transmise par le verrou 2 de façon à actualiser la sortie de la bascule D. Lorsque l'horloge passe à nouveau à '0', le premier verrou passe en mode transmission et le second en mode mémoire. La sortie de la bascule D ne s'actualise donc que sur un front montant d'horloge. L'inverse, c'est-à-dire une actualisation du bit de sortie sur un front descendant, est aussi possible. Nous allons alors étudier quelques structures de bascules D statiques par la suite.

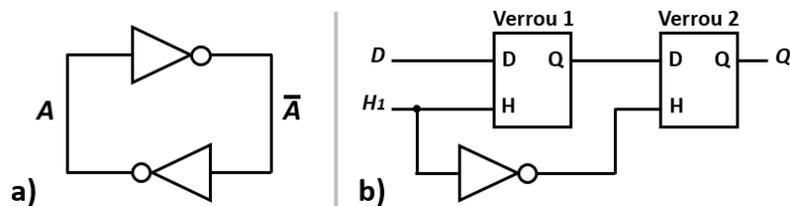


Figure 5.11. a) Circuit bistable b) Structure classique d'une bascule D à deux verrous

La Figure 5.12 représente cinq verrous et une bascule D complète utilisant des portes NAND. Les noms donnés aux circuits sont propres à ces travaux et ne sont pas officiels. Toutes les portes logiques sont statiques.

Toutes les structures de la Figure 5.12 ont en commun que lorsque le signal enable, noté H, est à '0', la sortie est bloquée. On retrouve un circuit bistable mémorisant un bit. La particularité du verrou de la Figure 5.12 e) appelé « Earle latch », est qu'une contre-réaction empêche la sortie de changer tant que l'entrée \bar{H} est à '1' [HF1972]. Si l'enable H passe à '1', le circuit passe en mode de transmission. Pour le verrou Figure 5.12 a), la sortie Q prend l'inverse de la valeur de l'entrée D lorsque H = '1'. Pour les autres structures, la sortie Q prend alors la valeur de l'entrée D [UYE01].

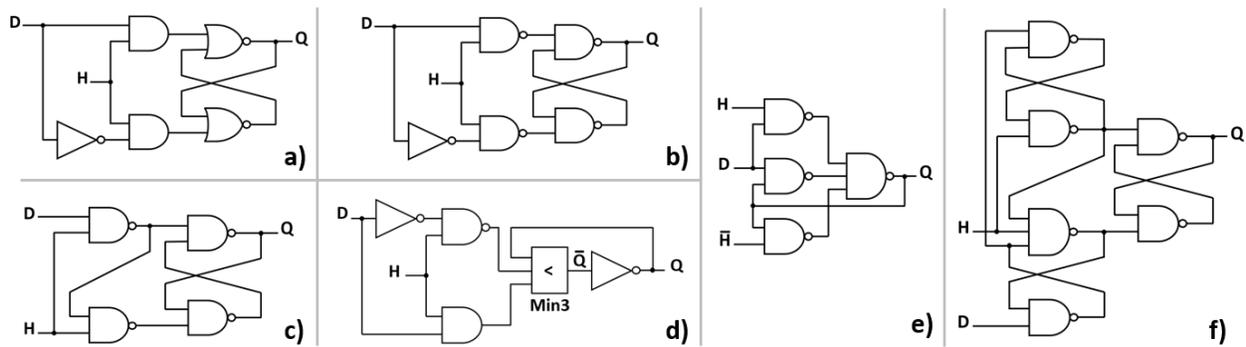


Figure 5.12. Verrous a) *ff_NOR* b) *ff_NAND* c) *ff_NAND2* d) *ff_min3* e) *ff_Earle* et bascule D f) *ff_NAND3* utilisant des portes NAND

Le verrou *ff_NOR* existe aussi dans une version utilisant principalement des portes NAND (Figure 5.12 b)). Dans une structure similaire représentée Figure 5.12 c), un inverseur peut être omis alors que le fonctionnement est identique au verrou précédent [AAO17].

Un autre type de verrou est basé sur l'utilisation d'un circuit de minorité à trois entrées appelé « Min3 ». Il est représenté Figure 5.12 d). Un circuit de minorité a pour sortie '1', si la minorité des entrées valent '1' [VAE13]. Cette bascule présente l'avantage de ne pas créer un cas stable avec les sorties $Q = \bar{Q}$ comme dans les verrous SR [VAE13].

La Figure 5.12 f) représente une bascule D complète, composée de portes NAND et NAND3, pour laquelle les verrous 1 et 2 sont de forme distincte [VAE13].

Une autre structure classique de bascule D utilise deux verrous comportant deux portes de transfert, ou « transmission gates » en anglais, et deux inverseurs. Le verrou et une porte de transfert sont représentés Figure 5.13 a) et f) respectivement. Lorsque H vaut '0', on retrouve le circuit bistable de la Figure 5.11 a) [UYE01]. La porte de transfert T2 permet d'augmenter la rapidité de la bascule. En effet, le circuit bistable a tendance à résister au changement du bit par l'intermédiaire de sa boucle de retour. Lorsque la porte T1 se ferme pour transmettre sa donnée, la porte T2 s'ouvre pour réduire cette résistance [UYE01]. La donnée Q prend la valeur inverse de l'entrée D.

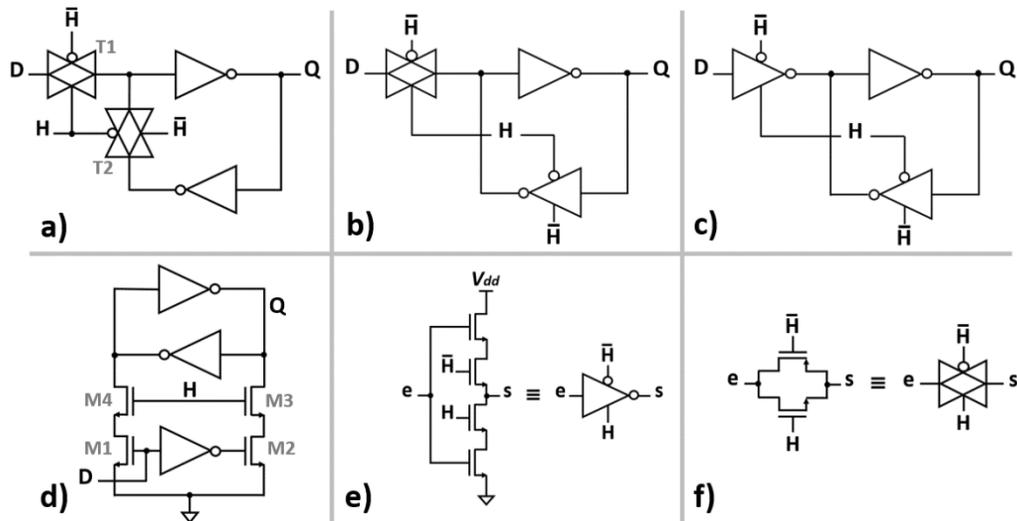


Figure 5.13. Verrous utilisant des portes de transfert a) *ff_tg* b) *ff_powerPC* c) *ff_C2MOS* d) *ff_NMOS* et e) Inverseur clocké f) Porte de transfert

Les verrous des Figure 5.13 b) et c) fonctionnent sur le même principe. L'unique différence est l'utilisation d'un inverseur clocké, qui remplit à la fois la fonction d'inversion et de transfert ou de blocage de données. L'inverseur clocké est détaillé Figure 5.13 e). Lorsque l'entrée H vaut '1', le circuit se comporte comme un inverseur. Lorsque l'enable H vaut '0', la sortie est indéfinie. Les bascules D utilisant cette porte sont tout de même statiques puisque la sortie de l'inverseur clocké au sein de ces verrous est toujours définie. Le verrou Figure 5.13 c) contient deux inverseurs clockés, sa sortie sera donc toujours inversée par rapport à son entrée.

Enfin, la Figure 5.13 d) montre un verrou qui contient des interrupteurs formés par des transistors NMOS à la place d'interrupteurs CMOS [AAO17]. Ce verrou comporte un circuit bistable dont la boucle de retour n'est jamais rompue. Les transistors NMOS M3 et M4 permettent de placer le verrou en mode mémoire lorsque l'horloge H vaut '0'. Lorsque l'enable H passe à '1' et que l'entrée D vaut '1', les transistors M1 et M4 sont passants alors que le transistor M2 est bloqué. La sortie Q passe à '1'. Au contraire, si l'entrée D est de '0', les transistors M2 et M3 sont passants alors que le transistor M1 est bloqué. La sortie Q, reliée à la masse, prend la valeur '0'.

5.2.2.2 Choix de l'architecture de la bascule D

Les rapports de largeur de grille des transistors PMOS et NMOS W_p/W_n dans les circuits logiques sont choisis par simulation DC de la tension de sortie en fonction de la largeur W_p avec généralement une entrée placée à la tension $V_{dd}/2$. La largeur W_n est fixée à $1 \mu\text{m}$. Pour le circuit de minorité Min3, différentes configurations d'entrée sont simulées comme dans la référence [VAE13], la moyenne des valeurs obtenues est réalisée pour déterminer le meilleur rapport W_p/W_n . Les résultats sont affichés dans le Tableau 5.3.

Tableau 5.3. Rapport de largeur de grille des bascules

Circuit	W_p/W_n ($W_n = 1 \mu\text{m}$)
Inverseur	3,15
NAND2	3,05
NAND3	2,95
NOR2	3,4
Inverseur clocké	3,3
Porte de transfert	3,15
Min3	3,45

Afin de comparer les 10 bascules D présentées précédemment, différentes caractéristiques sont évaluées par simulation avec le logiciel Cadence dans la technologie AMS $0,35 \mu\text{m}$ et résumées dans le Tableau 5.4. La tension d'alimentation V_{dd} est de $3,3 \text{ V}$.

Tableau 5.4. Performances des bascules D statiques classiques

Nom	Nombre de transistors	Front	V_{moy} / V_{max} (mV / mV)	Consommation (nW)
<i>ff_NOR</i>	46	↘	4 / 7	1837
<i>ff_NAND1</i>	36	↘	4 / 7	1336
<i>ff_NAND2</i>	34	↘	101 / 103	1400
<i>ff_NAND3</i>	26	↗	6 / 7	867
<i>ff_Earle</i>	38	↘	53 / 56	1375
<i>ff_Min3</i>	74	↗	76 / 144	3237
<i>ff_TG</i>	18	↗	21 / 31	731
<i>ff_NMOS</i>	22	↘	48 / 83	1633
<i>ff_C2MOS</i>	22	↘	9 / 11	766
<i>ff_powerPC</i>	18	↘	34.6 / 66	621

Le nombre total de transistors minimal pour les bascules D est indiqué dans le Tableau 5.4. La bascule D nommée ff_min3 nécessite le plus de transistors. En effet, le circuit de minorité en utilise 10 à lui seul. Au contraire, les bascules à portes de transfert sont les moins complexes.

Certaines bascules D actualisent leur signal de sortie sur un front montant et d'autres sur un front descendant. Ceci n'a pas d'importance pour nous puisqu'on ne peut pas savoir si le bit démodulé est à '1' ou à '0' mais seulement différencier deux niveaux. De plus la rapidité n'est pas un critère déterminant puisque la fréquence d'horloge est fixée à seulement 1 MHz.

Seuil de basculement

Une grandeur importante pour l'application du détecteur BPSK est l'amplitude à partir de laquelle la bascule est capable de détecter si le signal est au niveau haut ou au niveau bas. En théorie cette tension seuil est égale à $V_{dd}/2$. En pratique, la tension seuil dévie plus ou moins de $V_{dd}/2$ selon la bascule implémentée. Il existe en réalité deux tensions seuil différentes selon si la tension de sortie avant le basculement était de 0 V ou de V_{dd} . La valeur maximale en valeur absolue de la différence entre la tension seuil et $V_{dd}/2$ correspond à la grandeur V_{max} dans le Tableau 5.4. De plus, la moyenne des deux valeurs est appelée V_{moy} .

La Figure 5.14 a) représente le circuit simulé pour déterminer les grandeurs V_{max} et V_{moy} . L'entrée de l'horloge H_1 est précédée d'un buffer composé de deux inverseurs. De même, la sortie des bascules, appelée V_s , est reliée à un buffer pour obtenir des signaux plus réalistes. Les résultats de simulation de la bascule ff_TG , choisie pour l'exemple, sont représentés Figure 5.14 b). Après une courte phase d'initialisation, la tension d'entrée des bascules testées, appelée V_e , varie de 1,8 V à 1,5 V et inversement pour déterminer les deux tensions seuil sur 100 μ s. Cette plage est parfois réduite pour obtenir des tensions plus précises. L'une des tensions seuil de ff_TG , affichée sur la Figure 5.14 b), est notée V_x .

Les valeurs de tension V_{max} de plus de 50 mV sont surlignées en rouge. En général, les bascules utilisant des portes NAND sont plus précises que les bascules D à portes de transfert. Parmi les bascules à portes de transfert, seules les bascules ff_TG et ff_C2MOS ont une tension seuil proche de 1,65 V.

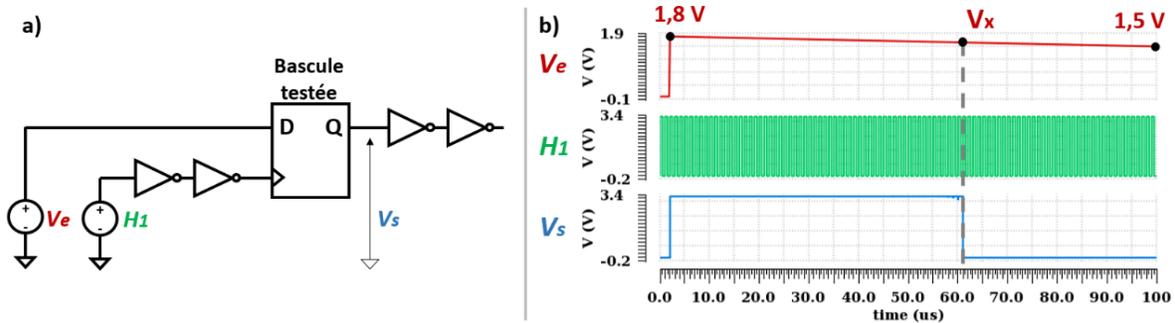


Figure 5.14. a) Dispositif de test des bascules D b) Simulation temporelle d'une bascule D pour déterminer sa tension de basculement

Consommation

Enfin, la consommation totale est évaluée par simulation temporelle sur 100 μs avec le même dispositif que pour la simulation de la tension seuil de basculement. Les bascules D possèdent une alimentation indépendante de celles des inverseurs. L'horloge est à 1 MHz alors que le signal d'entrée a une fréquence de 500 kHz de façon à faire basculer la sortie du détecteur à chaque front montant ou descendant d'horloge, selon le type de bascule. On observe que le nombre de transistors va de pair avec la consommation à l'exception de la bascule *ff_NMOS* qui consommerait plus de 1,6 μW malgré ses quelques 22 transistors.

Finalement, trois bascules correspondent à un bon compromis entre seuil de basculement et consommation. Il s'agit des bascules *ff_TG*, *ff_C2MOS* et *ff_NAND3*. Puisque leurs caractéristiques semblent proches, c'est la bascule *ff_TG* qui a été choisie pour son faible nombre de transistors. En effet, la réduction du nombre de transistors signifie aussi la réduction d'éléments parasites, non simulés ici, qui dégradent les performances des bascules.

L'intégralité des bascules D utilisées dans les circuits présentés dans la suite auront la structure de la bascule *ff_TG* simulée dans cette section.

5.2.3 Filtre numérique

Lorsque le signal en sortie de l'amplificateur filtrant est bruité, le détecteur BPSK risque parfois de prendre une mauvaise décision. L'utilisation d'un filtre numérique doit permettre de lisser le signal afin d'éviter de fixer la valeur du bit sur une période de porteuse de l'horloge H_1 pour laquelle l'amplitude du signal détecté est mal évaluée.

Le filtre choisi est de type anti-rebonds, avec la particularité qu'il est entièrement numérique et fonctionne avec l'horloge H_1 du circuit. A la différence d'un bouton-poussoir, pour lequel les filtres anti-rebonds sont généralement destinés, la sortie du détecteur peut changer de valeur seulement toutes les microsecondes, une propriété exploitée dans le filtre numérique.

L'idée du filtre est d'utiliser un compteur qui compte tant que le signal d'entrée est différent du signal de sortie du filtre. Si le compteur s'incrémente à chaque coup d'horloge, la durée de comptage est inférieure au temps bit. Lorsque le compteur finit de compter, il est réinitialisé et le bit de sortie prend la valeur du bit d'entrée. Avec un unique compteur, et en présence de bruit, lorsque le signal ne change pas de valeur pendant plusieurs bits, le compteur finira par atteindre sa valeur finale et de faire basculer le signal de sortie de façon injustifiée. Pour éviter ce problème, deux compteurs concurrentiels sont utilisés. Le premier compte tant que la valeur en sortie du détecteur BPSK est différente de à la sortie du filtre. Le second filtre compte tant que la valeur en sortie du détecteur BPSK est identique à la sortie du filtre et que le premier compteur a au moins compté jusqu'à '1'. Si le premier compteur finit de compter, le signal de sortie prend la valeur du bit d'entrée. Lorsque le second compteur finit de compter, la sortie du filtre ne change pas de valeur. Dans les deux cas, les deux compteurs sont réinitialisés.

Il reste maintenant à déterminer la capacité des compteurs pour atteindre un BER minimal.

La Figure 5.15 montre une simulation du BER en fonction de la capacité des compteurs réalisés avec le logiciel Matlab. Le signal de sortie du détecteur est généré de la même manière qu'au chapitre 3 avec un signal reçu de rapport E_b/N_0 à 8 dB. Un compteur N-bits peut compter de 0 à 2^N-1 . Pour notre application, le compteur N-bits compte jusqu'à 2^{N-1} puis est réinitialisé.

On observe qu'un compteur 7-bits, soit un compteur de capacité 128, donne le BER le plus faible parmi les compteurs binaires potentiels avec $1,44 \cdot 10^{-3}$. Le BER pourrait être réduit à $1,39 \cdot 10^{-3}$ en modifiant les compteurs de façon à ne s'incrémenter que 60 fois dans un cycle. Puisque cela ajouterait de la complexité au circuit et que le bénéfice semble négligeable, un compteur 7-bits simple est choisi.

Ainsi la fréquence de coupure du filtre numérique passe-bas f_c est égale à deux fois la fréquence maximale du message binaire $f_{Db} = 3,90625$ kHz : $f_c = 2 * f_{Db} = 7,8125$ kHz.

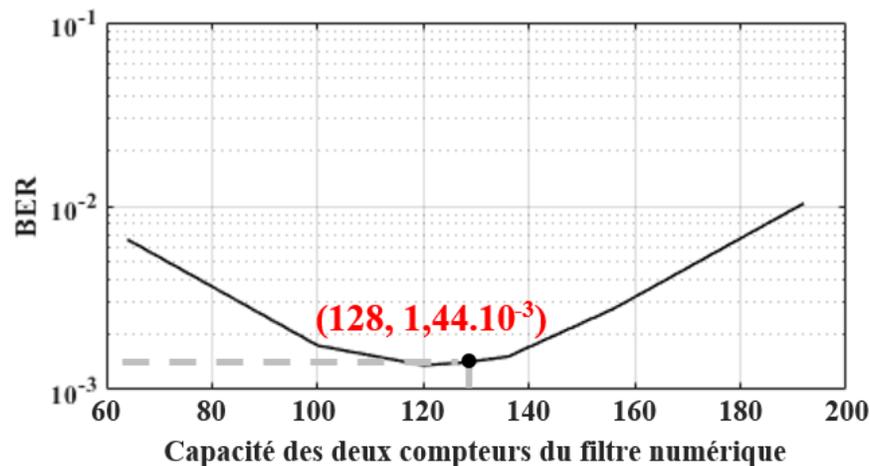


Figure 5.15. Simulation du BER en fonction de la taille des compteurs

La Figure 5.17 montre le schéma du filtre numérique avec le compteur C1 détaillé. Ce compteur est asynchrone et formé à partir de bascules D dont la sortie inverseuse \bar{Q} est rebouclée sur l'entrée D. Seules les sorties de la première bascule Q_1 et de la dernière bascule Q sont utilisées. Le compteur C2 est identique au compteur C1 mais sa sortie Q_1 est inutilisée. La porte XNOR fonctionne comme un comparateur avec aux entrées le signal d'entrée du filtre *in* et le signal de sortie du filtre *out*. Sa sortie est de '0' si les deux entrées sont différentes. Dans ce cas c'est le compteur C1 qui s'incrémente à chaque front montant d'horloge H_I . La sortie de la porte XNOR est de '1' si les signaux d'entrée et de sortie sont identiques. Dans ce cas, le compteur C2 est incrémenté à condition que le signal *En_cpt* vaut '1'. Le signal de sortie Q_1 du compteur C1 passe à '1' dès que le compteur C1 s'est incrémenté une fois après avoir été réinitialisé. Ainsi le signal *En_cpt* passe également à '1'. Cette valeur est bloquée par la porte OR2 jusqu'à la réinitialisation de la bascule D qui lui est reliée. Lorsque l'une des sorties de compteurs ou le *Reset* global du circuit passe à '1', toutes les bascules D du filtre évoquées jusqu'ici sont réinitialisées. Enfin, la sortie Q du compteur 1 est l'entrée d'horloge de la bascule asynchrone en sortie du filtre. Lorsque le compteur C1 arrive à 64, sa sortie Q passe à '1', la sortie du filtre *out* prend la valeur du signal d'entrée *in*. Cette bascule est réinitialisée seulement par le *Reset* global.

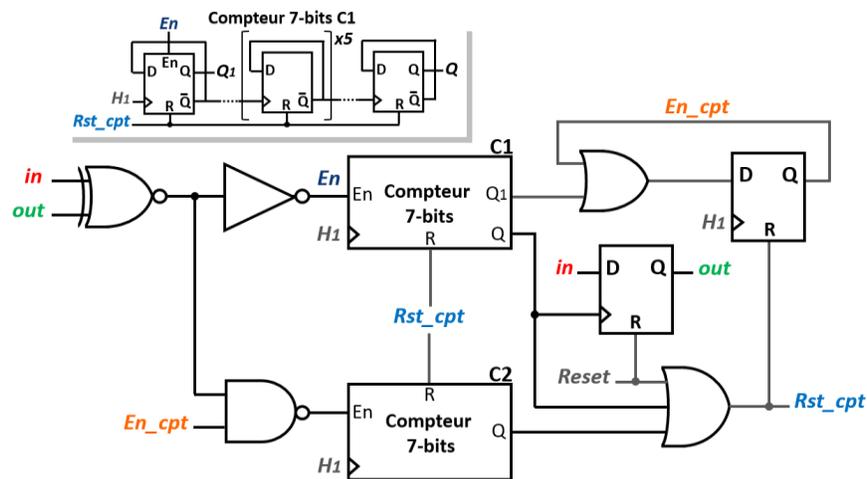


Figure 5.17. Schéma du filtre numérique

La Figure 5.16 montre une simulation Matlab du lissage du signal bruité en sortie du détecteur BPSK par le filtre numérique. La manière de créer le signal de sortie du détecteur BPSK, est identique que pour les signaux de la simulation de la section 5.2.3. Les sorties décimales des compteurs concurrentiels C1 et C2 en fonction du temps sont également représentés. Lorsque le compteur C1 arrive à 64, la sortie *out* du filtre prend la valeur du signal d'entrée qui a fait basculer la dernière bascule du compteur C1. Lorsque le compteur C2 arrive à 64, la sortie du filtre est conservée. Dans les deux cas, les deux compteurs sont réinitialisés.

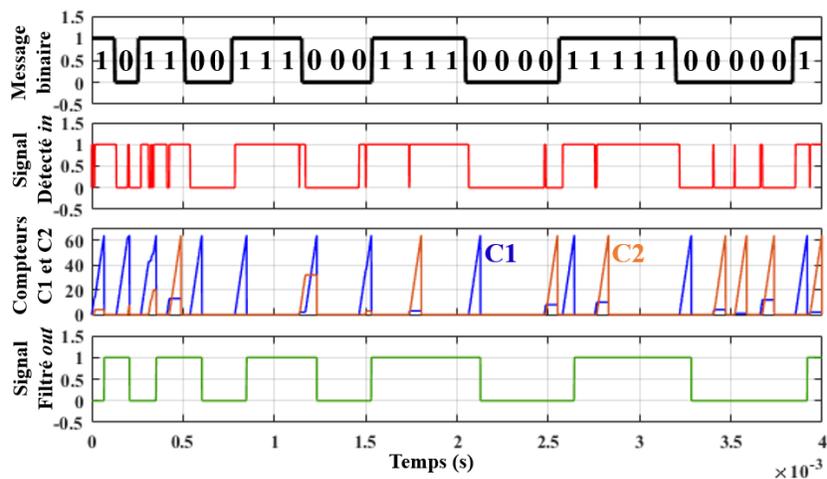


Figure 5.16. Simulation temporelle du filtre numérique

Pour la conception du filtre numérique sur Cadence, le rapport entre la largeur de grille des transistors PMOS et NMOS de la porte XNOR est de $W_p/W_n = 3,15/1$ ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$). La porte NOR2

est quasiment de 0,5. Le BER est minimal pour un déphasage d'environ 100° au lieu de 90° puisque celui-ci a été simulé une première fois en l'absence de bruit et que l'ajout du bruit blanc gaussien retarde le changement de bit en sortie du filtre numérique.

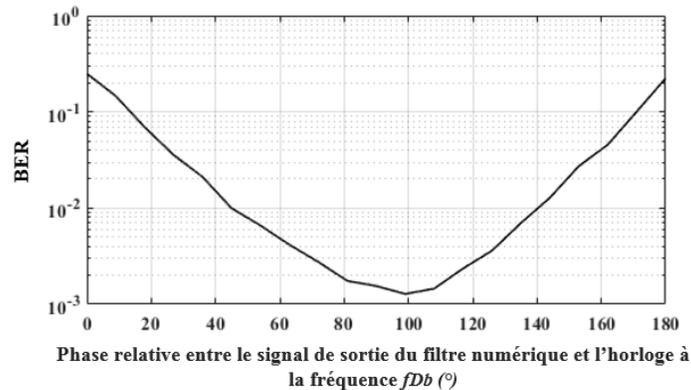


Figure 5.19. Simulation du BER en fonction de la phase relative entre le signal H_{Db} et le signal out

5.3 Description de l'émetteur

En plus du récepteur, le circuit doit pouvoir émettre des données. Dans ces travaux, l'émetteur fonctionne indépendamment du récepteur. Le circuit est soit en mode veille, aucune donnée ne peut être reçue, soit en mode réception, soit en mode émission.

Le schéma de l'émetteur avec circuit de modulation BPSK est présenté Figure 5.20. Le modulateur BPSK est composé d'une porte XNOR avec en entrée le message binaire et l'horloge H_1 , la porteuse. Un interrupteur permet de couper l'émission via le signal de commande sw_e . La structure de l'interrupteur est identique à celle des portes de transfert utilisées pour les bascules D de la section 5.2.2.1 et possède les mêmes dimensions. Des buffers et un pont en H permettent d'émettre le signal modulé avec suffisamment de puissance. Le premier buffer est composé de cinq inverseurs dont les largeurs de grilles des transistors sont multipliées par trois après chaque étage comme on le voit sur la Figure 5.20. Le second buffer est identique au premier avec un inverseur supplémentaire en entrée de mêmes dimensions que le premier inverseur. Le pont en H est également composé de deux amplificateurs CMOS avec les largeurs de grilles indiquées Figure 5.20 à proximité des transistors. Cette configuration devrait pouvoir permettre de fournir

une puissance suffisante au transducteur ultrasonique. Par ailleurs, les transistors du pont en H sont divisés en 4 afin de pouvoir les placer en « common centroïd » pour un meilleur appariement.

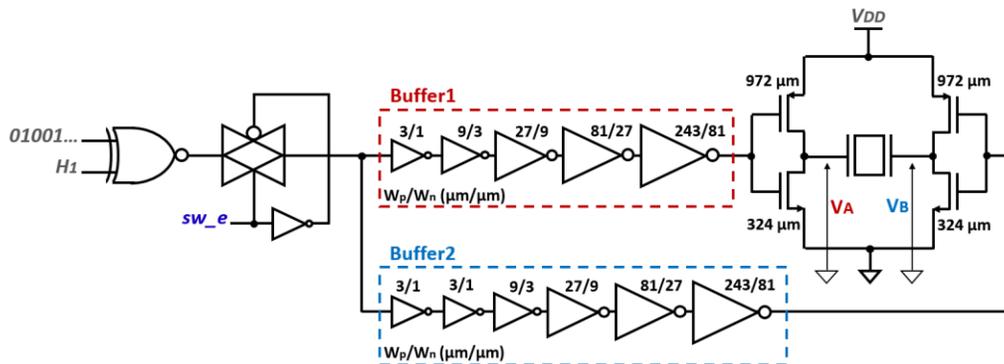


Figure 5.20. Schéma de l'émetteur complet avec modulation BPSK

La Figure 5.21 représente la simulation temporelle des signaux de sortie aux bornes d'un transducteur ultrasonique. Des inductances d'une valeur de 5 nH sont placées sur toutes les entrées et sorties du circuit qui seront connectées à des pads pour simuler le pontage. On observe qu'autour de 15 μs les signaux V_A et V_B aux bornes du transducteur ultrasonique sont déphasés de 180° après le passage du message binaire de '1' à '0'. De plus, la mise à zéro du signal de commande sw_e vers 18 μs bloque les tensions V_A et V_B , le transducteur n'émet plus d'onde acoustique.

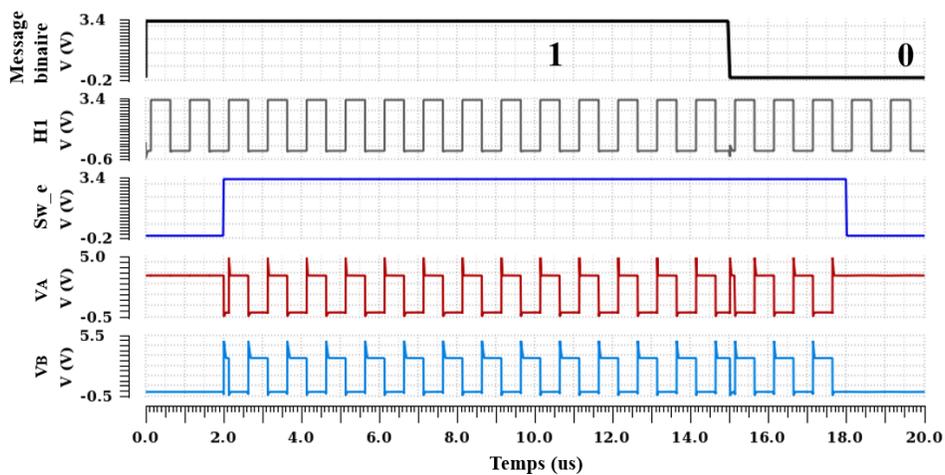


Figure 5.21. Simulation temporelle des signaux aux bornes du transducteur

5.4 Autres blocs

En plus, de ceux déjà évoqués, deux autres circuits sont ajoutés sur le circuit intégré. Il s'agit d'une part de l'oscillateur pour générer l'horloge du circuit à 1 MHz et d'autre part, d'un circuit

d'aiguillage des signaux de commande. Ce second circuit permet de réduire le nombre de pads nécessaires pour commander le circuit afin de le placer dans les différents modes de fonctionnement.

5.4.1 Générateur d'horloge

La récupération de l'horloge n'est pas une option puisque les implants doivent pouvoir émettre leurs données de façon indépendante de tout autre circuit. L'ajout d'un oscillateur est donc nécessaire. Le choix de ce circuit est important puisqu'il a, dans ces travaux, un impact direct sur le BER. La fréquence est unique, un oscillateur à cristal est donc envisageable.

5.4.1.1 Choix de l'oscillateur

Le Tableau 5.5 regroupe les performances d'oscillateurs à cristal, de relaxation et en anneau pour des fréquences d'oscillation comprises entre 32,5 kHz et 51,3 MHz.

Tableau 5.5. Performances des oscillateurs à cristal, à relaxation et en anneau à basses fréquences

	Cristal [VPK19][LML18][XNO20] [DLH19][LGA13][SAC16] [IST17][KKC21][PSL13] [TYC08][XJL21][VDB1988]	Relaxation [MSB17][ZGG19][LMM21] [ZZT16][LL18][LL17] [PGW16][SWV09]	Anneaux [HJP14][SX1999][MMR17] [SAA06][BI13][XWQ21] [WWX21][XWL18][LAG18]
<i>Complètement intégré</i>	Non	Oui	Oui
<i>Fréquence (MHz)</i>	0,032768 – 39,25	0,0325 – 51,3	0,032768 – 13,56
<i>Variation avec VDD (ppm/V)</i>	2 – 85	210 – 94000	90 [#] – 17714
<i>Variation avec la température (ppm/°C)</i>	0,0014 – 2,2	2,5 – 303	1,9 [#] - 1175
<i>Bruit de phase (dBc/Hz@ 100 kHz)</i>	-159 – -152*°	-115,1 – -94,6	-100°
<i>Déviation Allan (ppm)</i>	0,00017 – 0,07	1.56 - 20	0,1 ^{o#}
<i>Consommation</i>	510 pW – 3 mW	51 nW – 400 uW	140 nW [#] – 6,8 mW
<i>Temps de démarrage</i>	10 us – 3,2 ms	1 cycle – 100 ms	-

*estimé, cristal MEMS, [#]quartz externe, °peu de données

Les oscillateurs LC intégrés ne sont pas considérés puisqu'ils nécessitent des composants trop encombrants pour générer une fréquence d'oscillation à seulement 1 MHz. Ces informations sont exploitées pour déterminer le type d'oscillateur le plus adapté pour notre application.

Dans l'optique de miniaturiser l'implant et de réduire sa consommation, un oscillateur intégré semble être une bonne option. Cependant, notre oscillateur doit posséder certaines caractéristiques afin de rendre possible la détection BPSK par une bascule D. La fréquence de l'horloge doit être précise et juste pour ne pas détériorer le BER.

- L'immersion du circuit dans le corps humain lui confère une température constante d'environ 37°C. Une légère augmentation de température pourrait survenir si le circuit s'échauffe, s'il est chauffé par les ondes ultrasonores ou si la température du corps augmente lors d'une maladie par exemple. D'après le Tableau 5.5, la stabilité des oscillateurs à quartz est sensiblement moins affectée par les variations de température que les circuits intégrés. Ceci peut s'expliquer par un facteur de qualité très élevé de l'ordre de 10^5 des cristaux de quartz notamment [HH15].
- De même, la fréquence des oscillateurs à cristal est la moins perturbée par les variations de leur tension d'alimentation.
- Enfin, la fréquence ne doit pas trop dévier avec le temps ce qui est particulièrement important pour des implants qui doivent pouvoir rester fonctionnels le plus longtemps possible. Cette caractéristique peut être évaluée par la déviation d'Allan. Ce paramètre est également en faveur de l'oscillateur à cristal. D'ailleurs, l'ordre de grandeur de la variation de fréquence des oscillateurs à cristal ne seraient que de 2,5 ppm/an [IST17]. Le bruit de phase qui est une approche fréquentielle de l'évaluation du bruit pour les oscillateurs, est plus rarement renseigné pour les oscillateurs de cristaux mais semble également en leur faveur. En effet, les oscillateurs intégrés affichent un bruit de phase supérieur d'environ 50 dBc/Hz par rapport aux oscillateurs à cristal. La précision et la justesse des oscillateurs à cristal est difficilement atteignable avec les circuits entièrement intégrés à cause des variations du procédé notamment.
- Les oscillateurs à quartz sont souvent considérés comme étant particulièrement énergivores [CBN09]. Cependant certains circuits avec cristal utilisent des techniques de réduction de rapport cyclique ou d'injection de pulse pour réduire leur consommation énergétique [SAC16][XJL21]. Ainsi, d'après les données du Tableau 5.5, ces oscillateurs à cristal consommeraient jusqu'à 100 fois moins que les oscillateurs entièrement intégrés.

En plus de ces caractéristiques, on peut mentionner le coût supplémentaire lié à l'ajout d'un cristal à quartz. Les cristaux à quartz sont de plus susceptibles de se fissurer lors de chocs

mécaniques déviant ainsi leur fréquence d'oscillation [HE09]. Cependant la résistance aux chocs et vibrations ne semble pas être un critère déterminant puisque les implants devraient être suffisamment amortis par les tissus du corps humain. Enfin, un cristal de quartz est aussi un matériau piézoélectrique. Dans notre cas, il doit vibrer à la même fréquence que l'onde ultrasonique incidente. Comme nous l'avons remarqué au chapitre 2, le signal acoustique généré par le cristal de quartz pourrait donc représenter une source de bruit supplémentaire. Or son encapsulation et un coefficient de couplage électromécanique moins bon que celui du PZT devraient pouvoir limiter ces perturbations.

Il est donc difficile de trouver un compromis entre précision, consommation, coût et intégrabilité. L'oscillateur à cristal n'est certainement pas le meilleur choix pour son coût plus élevé et sa mauvaise intégrabilité mais se justifie par une précision toujours inégalée par rapport aux circuits entièrement intégrés. Par ailleurs, la simplicité de conception des oscillateurs à cristal basiques est un avantage pour ces travaux de preuve de concept. Nous avons donc opté pour un oscillateur à cristal de quartz.

L'oscillateur à cristal de quartz le plus basique nécessitant que peu de composants, se décline généralement en plusieurs circuits nommés : Pierce, Clapp ou encore Colpitts [FRE1978][GON06]. Le circuit choisi est l'oscillateur de Pierce. Il s'agit de l'un des circuits les plus répandus et ce depuis plusieurs décennies [SAN1984]. L'oscillateur de Pierce fête d'ailleurs ses 100 ans en 2023 [PIE1923]. Son avantage par rapport aux autres circuits est que le cristal de quartz n'est pas connecté à la masse. Ainsi, davantage de capacité parasite pourrait s'ajouter en parallèle au cristal en comparaison avec les autres topologies [SAN06]. Par ailleurs, l'oscillateur de Pierce choisi utilise un inverseur. Ce type d'oscillateur, souvent nommée « Pierce-gate », est un peu moins stable que celui avec un seul transistor MOS (de quelques parties par million) puisque la tension de polarisation de l'inverseur n'est pas contrôlée [FRE1978][SAN06]. Sa popularité vient notamment du fait qu'un inverseur est généralement présent dans les microcontrôleurs, n'exigeant alors que peu de composants supplémentaires [CER08].

5.4.1.2 Dimensionnement de l'oscillateur de Pierce

La Figure 5.22 a) représente l'oscillateur de Pierce tel qu'utilisé pour notre circuit. Le cristal de quartz est un composant discret à l'extérieur du circuit intégré et disponible dans le commerce. Au contraire, les condensateurs sont intégrés. Le réseau formé par le cristal et les deux condensateurs est très sélectif forçant une fréquence d'oscillation proche de la fréquence de résonance du cristal de quartz. Trois inverseurs identiques en sortie de l'oscillateur numérisent le signal V_{Q+} et produisent le signal d'horloge H_1 . Les largeurs de grille des transistors sont indiquées dans le Tableau 5.3.

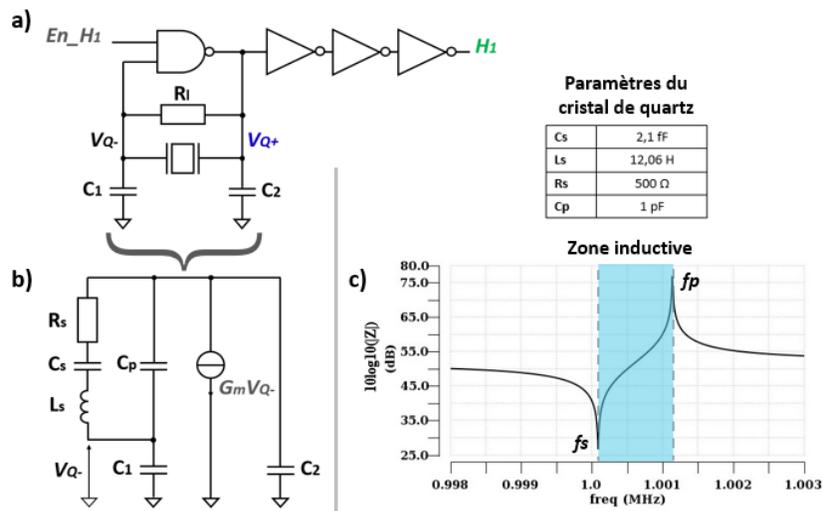


Figure 5.22. a) Oscillateur de Pierce avec buffer b) Schéma équivalent de l'oscillateur de Pierce en petits signaux c) Impédance en fonction de la fréquence pour un cristal de quartz

La résistance R_l , généralement de grande valeur, aide au démarrage des oscillations en polarisant l'inverseur à $V_{dd}/2$ dans sa zone linéaire. Cette résistance pourrait être omise puisqu'elle n'est pas nécessaire pour rendre le circuit instable. Le démarrage des oscillations est permis par l'inverseur qui amplifie le bruit intrinsèque aux composants. Ici l'inverseur est remplacé par une porte NAND2, avec les largeurs de grilles indiquées dans le Tableau 5.3, de façon à pouvoir éteindre l'horloge lorsque le circuit est en mode veille. La porte NAND2 se comporte comme un inverseur lorsque l'une de ses entrées est fixée à V_{dd} . Ce signal de contrôle est appelé En_H_1 . D'après les conditions de Barkhausen, la boucle doit offrir un déphasage de 360° pour que le circuit oscille [RAZ12]. De plus, le gain de boucle doit être au moins égal à 1 pour maintenir les oscillations. Pour l'oscillateur de Pierce, la porte NAND2 en mode inverseur apporte idéalement un déphasage de 180° . De même le réseau passif apporte 180° à la boucle. En effet, le cristal est équivalent à sa

résistance série à la fréquence de résonance ou série et chaque condensateur ajoute un déphasage de 90° [CER08]. En réalité, la porte NAND2 n'étant pas parfaite, elle est polarisée à une tension déviant légèrement de $V_{dd}/2$, forçant une fréquence dans la zone inductive du cristal en se rapprochant de la fréquence d'antirésonance ou parallèle f_p comme représenté à la Figure 5.22 c). De même, le déphasage du réseau passif s'éloigne des 180° pour compenser la différence induite par la déviation de l'inverseur [APM20].

Puisque l'amplitude du signal de sortie de l'oscillateur au démarrage est très faible, on peut le modéliser par un circuit en petit signal tel que représenté à la Figure 5.22 b) avec $En_H_I = '1'$. La transconductance critique $g_{m_{crit}}$ au-delà de laquelle le circuit oscille, est obtenue en résolvant l'équation $Re(Z_c) = -R_s$ avec Z_c l'impédance équivalente telle que [VDB1988] :

$$Re(Z_c) = \frac{g_m C_1 C_2}{(g_m C_p)^2 + \omega^2 (C_1 C_2 + C_2 C_p + C_1 C_p)^2} \quad (5.6)$$

La transconductance critique vaut [VDB1988] :

$$g_{m_{crit}} = \frac{\omega}{Q C_s} \frac{(C_1 C_2 + C_2 C_p + C_1 C_p)^2}{C_1 C_2} \quad (5.7)$$

avec Q le facteur de qualité du cristal de quartz et ω la pulsation d'oscillation en rad/s. Les autres paramètres sont représentés Figure 5.22 c). L'unité de l'impédance est l'ohm alors que l'unité de la transconductance est le siemens. On choisit pour la suite $C_1 = C_2$.

De même que pour les transducteurs ultrasoniques, les cristaux à quartz possèdent plusieurs modes de résonance. Si le gain de l'inverseur amplificateur est très élevé, l'oscillateur risque d'osciller à des fréquences plus élevées que le mode souhaité. Pour réduire le risque de ce phénomène, une résistance est parfois insérée après la porte NAND2 qui forme un filtre passe-bas avec le condensateur C_1 [SS15][RAZ17]. Pour ne pas créer un gain inutilement élevé, les dimensions de la porte NAND2 sont de faible valeur. Les largeurs de grille des transistors sont les suivantes : $W_p = 3,04 \mu\text{m}$ et $W_n = 1 \mu\text{m}$. La transconductance de la porte NAND2 en mode inverseur est alors fixée à $240 \mu\text{S}$. A partir de cette valeur et de l'équation (5.7), on peut déterminer la valeur de condensateur maximale pour que le circuit oscille. De même, les capacités minimale et optimale sont obtenues à partir de $g_{m_{max}}$ et $g_{m_{opt}}$ respectivement [VDB1988]. On trouve les valeurs suivantes :

- Capacité optimale : 5,7 pF,
- Capacité minimale : 10 fF,
- Capacité maximale : 4 nF.

La gamme de condensateurs compatible pour permettre au circuit d’osciller est donc très large. Il n’est pas nécessaire d’ajouter des condensateurs, puisque les condensateurs parasites, liés aux pads notamment, apportent des valeurs de capacité estimées à plus de 1 pF. Nous avons tout de même ajouté des condensateurs intégrés de quelques picofarads pour se rapprocher de la valeur optimale. De plus, une résistance intégrée R_I de 1 M Ω est ajoutée. Cette valeur est un compromis entre dimensions de la résistance et la consommation. Celle-ci serait d’ailleurs de 371 μ W d’après les simulations temporelles réalisées avec le logiciel Cadence.

La Figure 5.23 montre une simulation temporelle du démarrage des oscillations de l’oscillateur de Pierce. Les condensateurs sont parfaits et non issus de la librairie d’AMS pour fixer une charge de départ dans un des condensateurs permettant de lancer les oscillations. Le temps de démarrage est très long, d’un peu plus de 3 ms. Ainsi, l’oscillateur devra démarrer bien avant le début de la réception ou de l’émission de données. Au contraire, l’arrêt des oscillations grâce à la porte NAND2 est immédiat.

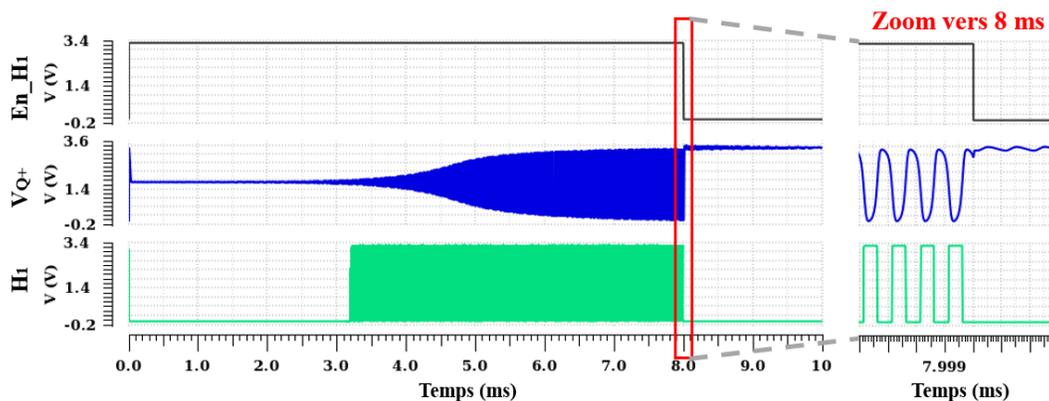


Figure 5.23. Démarrage et arrêt des oscillations

5.4.2 Circuit d’aiguillage des signaux de commande

Le circuit d’aiguillage est composé de quatre portes logiques dans le but de générer des signaux de commande afin d’économiser des pads qui pourraient inutilement agrandir la surface du circuit. Le circuit possède deux signaux en entrée nommés X et Y et quatre signaux de sortie nommés sw_e , sw_mux , $En1$ et $En2$. Ces signaux correspondent respectivement au signal qui

permet d'ouvrir ou de fermer l'interrupteur de l'émission et de choisir entre un gain de 13 ou de 136, d'éteindre ou d'allumer le premier et le second étage de l'amplificateur filtrant. Les signaux *sw_mux* et *En2* sont liés. Lorsqu'un gain de seulement 13 est souhaité, le second filtre est désactivé et le signal *sw_mux* permet de court-circuiter le second étage. Au contraire, le premier filtre doit être activé en réception quelle que soit la valeur de *sw_mux*.

La Figure 5.24 montre le circuit correspondant à la table de vérité, implémenté dans le circuit. Le comportement du circuit d'aiguillage est décrit par sa table de vérité, du Tableau 5.6.

Tableau 5.6. Table de vérité du circuit d'aiguillage des signaux de commande

Etat	XY	Sw_e	Sw_mux	En1	En2
Veille	00	0	1*	0	0
Emission	01	1	1*	0	0
Réception : gain de 13	10	0	1	1	0
Réception : gain de 136	11	0	0	1	1

*Valeur sans effet sur le fonctionnement du circuit

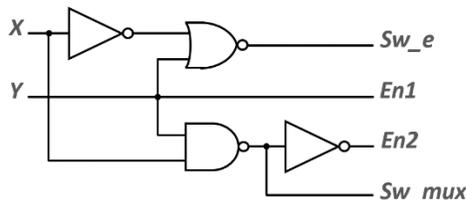


Figure 5.24. Circuit d'aiguillage des signaux de commande

5.5 Assemblage de tous les éléments du circuit

Sur la puce conçue avec le logiciel Cadence, deux émetteurs-récepteurs identiques sont proposés. La seule chose qui les différencie est leur alimentation. Toutes les alimentations des différents éléments sont représentées Figure 5.25. L'émetteur-récepteur 1 possède une alimentation pour toute la partie numérique, appelée *vdd_n*, et une alimentation pour toute la partie analogique, appelée *vdd_a*. Le second émetteur-récepteur possède deux alimentations numériques séparées pour l'émetteur *vdd_ne* et le récepteur *vdd_nr*. Il en est de même pour l'alimentation analogique. Les alimentations analogiques de l'émetteur et du récepteur se nomment respectivement *vdd_ae* et *vdd_ar*. Un seul oscillateur de Pierce génère l'horloge à 1 MHz pour toute la puce. L'oscillateur possède une alimentation séparée nommée *vdd_o*. Le circuit d'aiguillage des signaux de commande

est alimenté avec la tension vdd_n . Avec cette configuration, chaque élément du circuit peut être étudié séparément, notamment sa consommation, sans être perturbé par un circuit voisin.

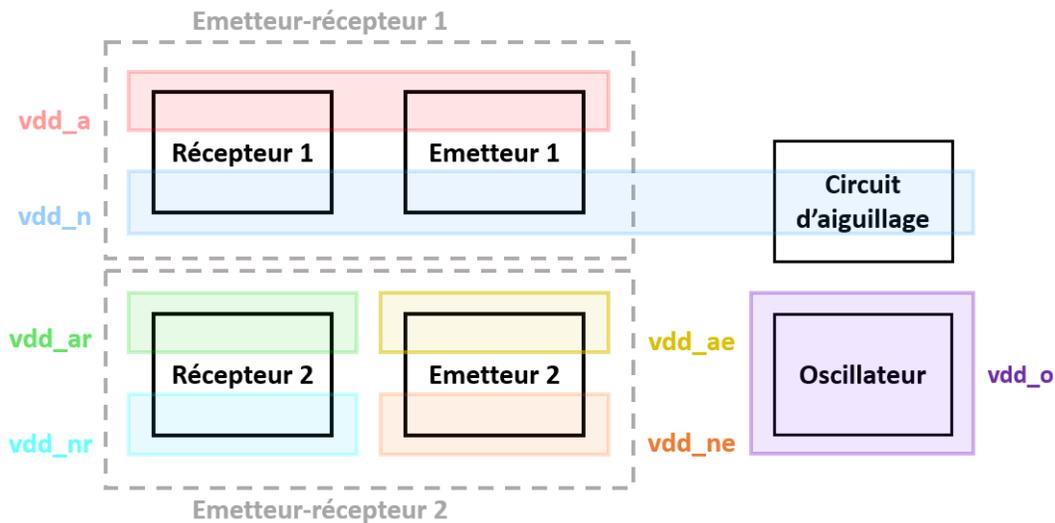


Figure 5.25. Schéma de la répartition des alimentations

Le Tableau 5.7 indique les différentes puissances consommées. La consommation est évaluée à l'aide d'une simulation temporelle du circuit complet avec les pads sur $350 \mu s$ au cours desquelles le message binaire change deux fois.

Tableau 5.7. Consommation des éléments du circuit selon le mode de fonctionnement

Partie 1 : Consommation de l'émetteur-récepteur 1 (mW)				
Etats	vdd_a	vdd_n		
<i>Veille (sans horloge)</i>	0,049	7.10^{-5}		
<i>Veille (avec horloge)</i>	0,049	0,0022		
<i>Emission</i>	1,07	0,0025		
<i>Réception : gain de 13</i>	1,78	0,28		
<i>Réception : gain de 136</i>	3,5	0,106		
Partie 2 : Consommation de l'émetteur-récepteur 2 (mW)				
Etats	vdd_ar	vdd_nr	vdd_ae	vdd_ne
<i>Veille (sans horloge)</i>	0,049	0,0016	3.10^{-7}	6.10^{-5}
<i>Veille (avec horloge)</i>	0,049	0,0016	3.10^{-7}	6.10^{-4}
<i>Emission</i>	0,049	0,0016	1,12	9.10^{-4}
<i>Réception : gain de 13</i>	1,78	0,28	3.10^{-7}	6.10^{-4}
<i>Réception : gain de 136</i>	3,5	0,106	3.10^{-7}	6.10^{-4}
Partie 3 : Consommation de l'oscillateur de Pierce (mW)				
-	0,37			

Dans la première partie du tableau, les tensions vdd_a et vdd_n valent 3,3 V alors que les autres alimentations sont reliées à la masse. La partie analogique du récepteur 1 consomme le plus avec 3,5 mW lorsque les deux AOP sont activés pour offrir un gain de 136. Cette consommation élevée justifie de couper la polarisation des AOP lors de l'émission de données ou lorsque le circuit est en veille. La partie analogique consomme presque 50 μ W alors que le circuit est en veille. Cela est lié au signal d'entrée qui n'est pas coupé.

Dans la deuxième partie du tableau, toutes les alimentations sont à 3,3 V. En effet, la tension vdd_n alimente le circuit d'aiguillage des signaux de commande également nécessaire pour l'émetteur-récepteur 2. Les consommations de l'émetteur-récepteur 1 sont identiques à celles de l'émetteur-récepteur 2.

La Figure 5.26 représente le layout des deux émetteurs-récepteurs et de l'oscillateur avec l'identification des différents éléments du circuit et des 36 pads. Le code de couleur permet de distinguer les différentes alimentations et correspond à celui de la Figure 5.25. Les pads de gauche sont destinés à des signaux analogiques et comportent un circuit de diodes pour limiter les risques de surtension. Seul le pad d'entrée des récepteurs In est un signal analogique. Ils sont alimentés par la tension vdd_a de l'émetteur-récepteur 1. Les autres pads sont reliés à des alimentations ou des entrées/sorties numériques ne nécessitant pas un tel degré de protection. Toutes les masses sont reliées entre elles.

Une simulation post-layout n'a malheureusement pas pu être réalisée par absence de disponibilité de l'outil.

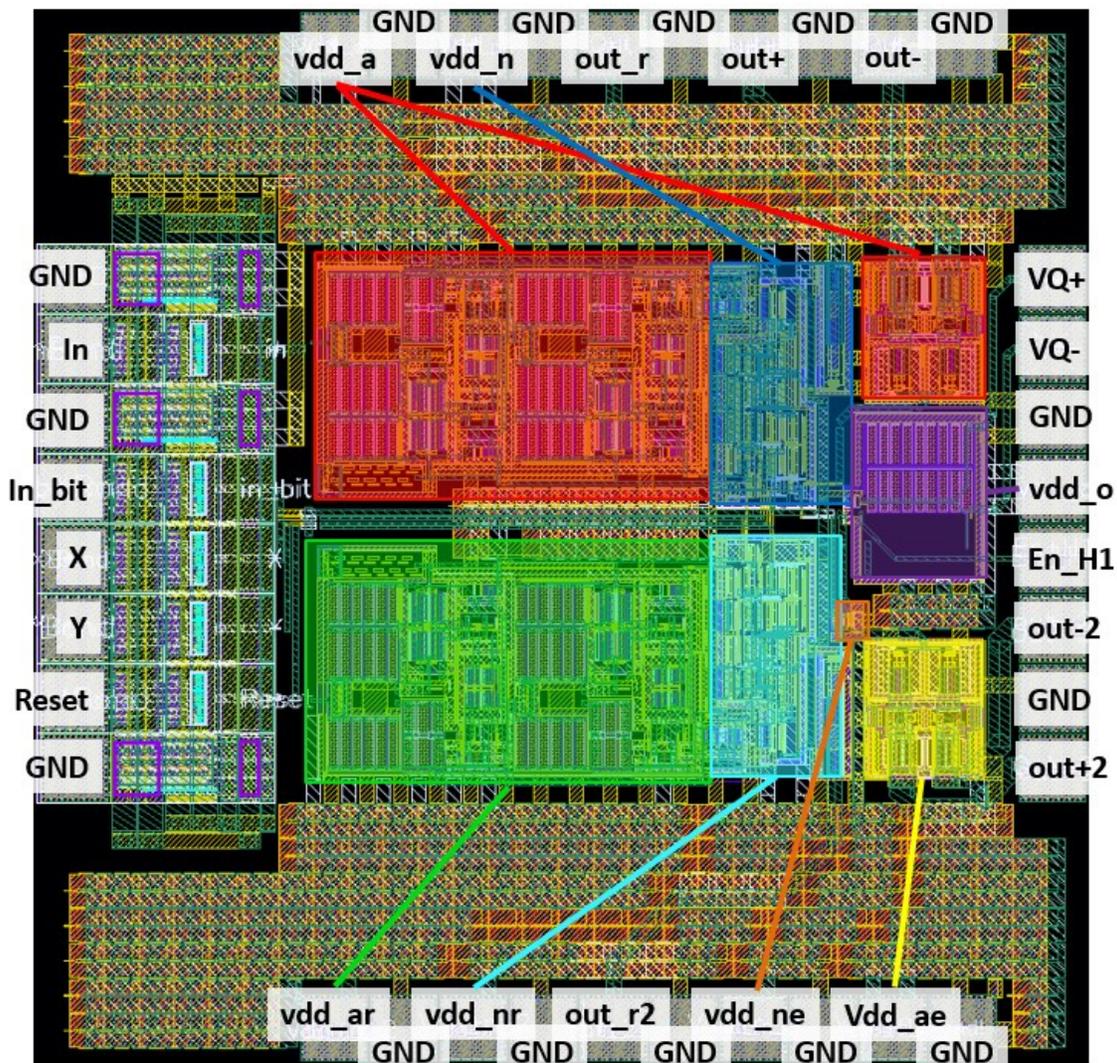


Figure 5.26. Layout du circuit complet avec pad ring

Le circuit possède donc sept alimentations différentes pour deux émetteurs-récepteurs identiques et un oscillateur. De plus, il comporte quinze pads de masse nommés « *GND* », généralement placés entre les pads d'alimentation pour mieux les isoler. Selon la fonctionnalité testée, différents éléments peuvent lui être connectés comme un oscilloscope ou un transducteur ultrasonique pour les sorties par exemple. De même, les entrées logiques peuvent être fournies par un microcontrôleur ou une alimentation stable. Dans le cas où l'on souhaite tester le circuit sans passer par l'oscillateur de Pierce, on peut laisser l'entrée V_{Q-} flottante et relier l'entrée V_{Q+} à un générateur de créneaux.

Le Tableau 5.8 liste les pads avec leur connexion.

Tableau 5.8. Liste des pads et de leur fonctionnalité

Nom du pad	Fonction	Connexion dans le CI*	Connexion hors du CI* pour les tests
<i>In</i>	Entrée signal	Récepteurs	Transducteur ultrasonique/GBF ⁺
<i>In_bit</i>	Entrée signal	Message binaire	Microcontrôleur
<i>X</i>	Entrée logique	Circuit d'aiguillage	Microcontrôleur/Alimentation stable
<i>Y</i>	Entrée logique	Circuit d'aiguillage	Microcontrôleur/Alimentation stable
<i>Reset</i>	Entrée logique	Détecteur BPSK, filtre numérique, bascule de sortie, générateur H_{Db}	Microcontrôleur/Alimentation stable
<i>vdd_ar</i>	Alimentation	Partie analogique du récepteur 2	Batterie/Alimentation stable
<i>vdd_nr</i>	Alimentation	Partie numérique du récepteur 2	Batterie/Alimentation stable
<i>out_r2</i>	Sortie signal	Récepteur 2	Microcontrôleur/oscilloscope
<i>vdd_ne</i>	Alimentation	Partie numérique de l'émetteur 2	Batterie/Alimentation stable
<i>vdd_ae</i>	Alimentation	Partie analogique de l'émetteur 2	Batterie/Alimentation stable
<i>out+2</i>	Sortie signal	Emetteur 2	Transducteur ultrasonique/oscilloscope
<i>out-2</i>	Sortie signal	Emetteur 2	Transducteur ultrasonique/oscilloscope
<i>En_H1</i>	Entrée logique	Oscillateur	Microcontrôleur/Alimentation stable
<i>vdd_o</i>	Alimentation	Oscillateur	Batterie/Alimentation stable
<i>VQ-</i>	Entrée signal	Oscillateur	Cristal de quartz
<i>VQ+</i>	Entrée signal	Oscillateur	Cristal de quartz/GBF
<i>out-</i>	Sortie signal	Emetteur 1	Transducteur ultrasonique/oscilloscope
<i>out+</i>	Sortie signal	Emetteur 1	Transducteur ultrasonique/oscilloscope
<i>out_r</i>	Sortie signal	Récepteur 1	Microcontrôleur/oscilloscope
<i>vdd_n</i>	Alimentation	Partie numérique de l'émetteur-récepteur 1	Batterie/Alimentation stable
<i>vdd_a</i>	Alimentation	Partie analogique de l'émetteur-récepteur 1	Batterie/Alimentation stable

*Circuit intégré, ⁺Générateur basse fréquence

Une puce électronique a été conçue. La Figure 5.27 montre une photographie du circuit avec le détail des blocs du circuit. Celui-ci mesure 1,5 x 1,5 mm. Elle comporte deux émetteurs-récepteurs identiques mais liés à différentes alimentations afin de pouvoir étudier chaque élément séparément. De plus, elle contient un unique oscillateur de Pierce qui fournit un signal d'horloge à 1 MHz à tout le circuit. Les données de consommation simulées pour chaque bloc pourront être comparées aux mesures effectuées dans le chapitre suivant.

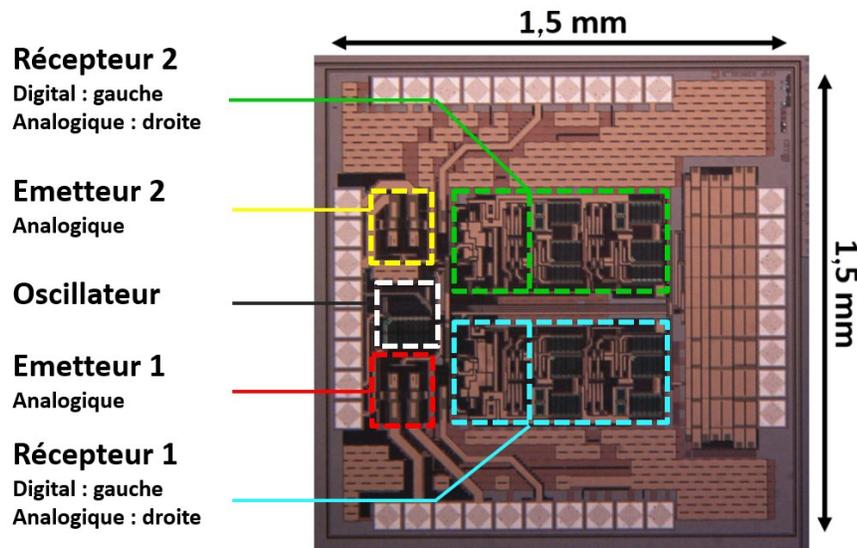


Figure 5.27. Photo du circuit complet avec pad ring

Le dispositif de test du circuit est davantage détaillé dans le chapitre 6 avec la présentation des transducteurs ultrasoniques et des résultats de mesure. Enfin nous comparons ces résultats avec les performances de l'état de l'art.

5.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de détailler le choix des éléments de l'émetteur-récepteur. Des simulations Matlab et des simulations électriques ont validé la fonctionnalité de tous les éléments du circuit. La consommation énergétique des blocs du circuit est également simulée. Une puce électronique a été fabriquée en silicium.

Le chapitre 6 permet d'une part de valider la fonctionnalité des transducteurs ultrasoniques choisis, et d'autre part, de tester le circuit intégré. Enfin, des mesures du système de communication complet sont réalisées dans de l'eau et dans un environnement réaliste.

Chapitre 6

Mesures

6.1	Caractérisation des transducteurs piézoélectriques et du canal de propagation.....	143
6.1.1	Transmission ultrasonique.....	143
6.1.2	Atténuation des ondes ultrasoniques.....	146
6.2	Mesures des performances du circuit intégré.....	151
6.2.1	Description de la carte de test du circuit intégré.....	151
6.2.2	Tests de fonctionnement du circuit.....	152
6.2.3	Evaluation des performances du circuit : mesures du BER et de la consommation	156
6.3	Comparaison avec l'état de l'art.....	168
6.4	Conclusion.....	170

Ce dernier chapitre récapitule les résultats des mesures réalisées pour d'une part caractériser les transducteurs ultrasoniques et valider certains points de la partie théorique et d'autre part pour évaluer les performances du circuit intégré décrit au chapitre précédent. Les mesures sont faites dans de l'eau et de l'huile de ricin. Enfin, une comparaison est effectuée avec les circuits de l'état de l'art bien que leur application soit différente.

Mots clés : Tests, transducteurs ultrasoniques, mesures, atténuation, BER, huile de ricin

Les transducteurs présentés au chapitre 2 dans le Tableau 2.1 ont soit des fréquences de résonance principales trop éloignées de 1 MHz (c)(d), soit des dimensions trop importantes (a) pour être implantés dans le corps humain. Ce sont donc les transducteurs sphériques de Sonometrics (b) qui sont utilisés pour les mesures.

6.1 Caractérisation des transducteurs piézoélectriques et du canal de propagation

6.1.1 Transmission ultrasonique

Avant de pouvoir utiliser les transducteurs pour la transmission des données, leurs fils ont été coupés et remplacés par un câble de microphone. Il s'agit du même câble que celui de la référence [BJD19]. Ce câble contient trois contacts. Deux fils de cuivre sont protégés par une gaine de polyéthylène et enveloppés dans un maillage de laine et du papier. Ils sont destinés au signal acoustique. Le tout est entouré par des fils de cuivre formant un blindage. Le troisième contact est toujours relié à l'eau d'un côté et à la masse des sondes de l'oscilloscope de l'autre côté. De plus, les soudures liant les électrodes du transducteur et les fils du câble de microphone sont étanchéifiées à l'aide d'une colle PVC. Pour ces mesures, un des fils du signal acoustique est relié au blindage pour l'émission et la réception.

La Figure 6.1 montre la réponse du transducteur récepteur avec et sans isolation supplémentaire. Par isolation, nous entendons une feuille d'aluminium enroulée autour des câbles. Les transducteurs sont séparés d'environ 4 cm et plongés dans un bac d'eau du robinet.

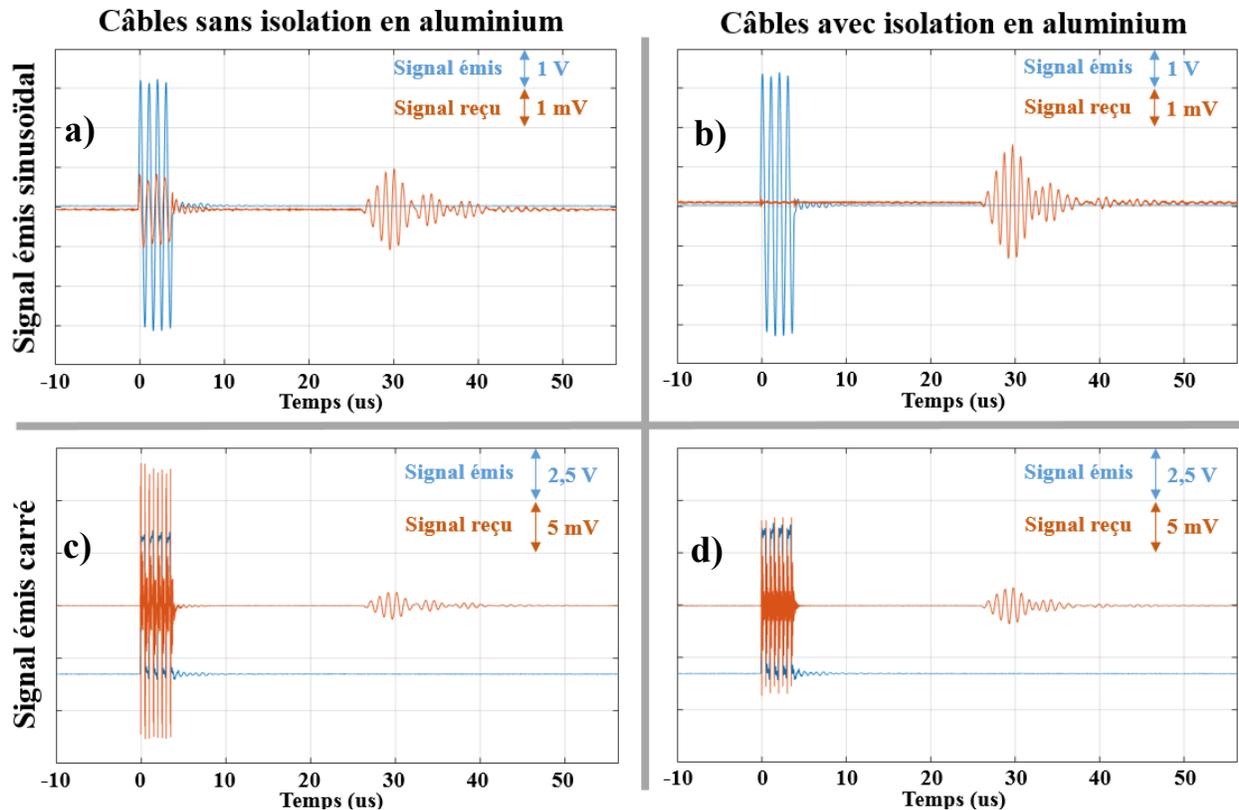


Figure 6.1. Mesures du signal reçu aux bornes du transducteur récepteur pour un signal a) sinusoïdal sans isolation en aluminium, b) sinusoïdal avec isolation, c) carré sans isolation et d) carré avec isolation

Un « burst » de quatre périodes d'un signal sinusoïdal de 1 MHz, d'amplitude crête à crête 6,6 V et de valeur moyenne nulle est émis à l'aide d'un GBF toutes les millisecondes avec le transducteur émetteur. Ce signal correspond à la courbe bleue représentée aux Figure 6.1 a) et b). L'amplitude est légèrement modifiée par le transducteur émetteur. Elle a tendance à diminuer au voisinage de la résonance. Les signaux en orange correspondent aux signaux mesurés aux bornes du transducteur récepteur. L'oscilloscope est réglé en AC afin de filtrer la composante continue du transducteur récepteur. Pour un signal émis sinusoïdal et sans isolation supplémentaire, on distingue à la réception deux signaux. La première réponse débute quasi-instantanément après l'émission quelle que soit la distance séparant l'émetteur et le récepteur. La seconde réponse est retardée par rapport au signal émis d'un délai proportionnel à la distance considérée. Le temps de propagation du second signal est de 25,71 μs pour une distance de 4 cm, ce qui correspond à une

vitesse d'environ 1556 m/s, valeur cohérente avec la vitesse du son dans l'eau qui est de 1480 m/s. Le second signal devrait donc bien correspondre au résultat de la transmission de l'onde ultrasonique dans l'eau. Au contraire, le signal reçu de façon quasi-immédiate devrait être le résultat d'un couplage électrostatique.

Ce phénomène n'existe pas pour des implants intégrés puisqu'ils ne comportent pas de longs câbles. Dans ces travaux, les deux PCB comportant les circuits intégrés pour l'émission et la réception sont externes au bac d'eau. Les câbles sont donc nécessaires.

Afin de pouvoir réaliser des mesures avec seulement le signal ultrasonique, du papier aluminium est enroulé autour de la partie du câble en contact avec l'eau pour l'isoler du champ électrostatique. On observe alors sur la Figure 6.1 b), que le signal non ultrasonique est bien supprimé.

Puisque le signal de sortie de l'émetteur est carré et non sinusoïdal, les mêmes mesures sont réalisées avec quatre périodes d'un signal carré à 1 MHz avec une fréquence de répétition de 1 kHz. On observe sur la Figure 6.1 c) qu'un signal électrique à haute fréquence apparaît (plusieurs dizaines de mégahertz). Ce signal peut être lié à une mauvaise adaptation d'impédance. Il apparaît également pour le transducteur avec l'isolation en aluminium. La fréquence observée est plus élevée et l'amplitude est tout de même plus faible. Or le circuit de réception contient en entrée un amplificateur filtrant passe-bande avec une fréquence centrale de 1 MHz et une bande passante d'environ 400 kHz.

Ainsi, un filtre de butterworth d'ordre 2, de fréquence centrale 1 MHz et de bande passante 400 kHz est appliqué aux deux signaux reçus pour un signal carré via Matlab. Le résultat est représenté à la Figure 6.2. Il s'agit de la forme du signal que pourrait avoir l'entrée du détecteur BPSK, ici sans offset. En l'absence d'isolation supplémentaire, un signal non ultrasonique à 1 MHz persiste. Avec le papier d'aluminium, on peut également apercevoir un signal non ultrasonique mais avec une amplitude bien inférieure à celle du signal ultrasonique qui se confond avec le bruit. Le signal ultrasonique est largement dominant. On peut donc utiliser ces transducteurs avec les câbles isolés pour mesurer les performances du système de communication ultrasonique.

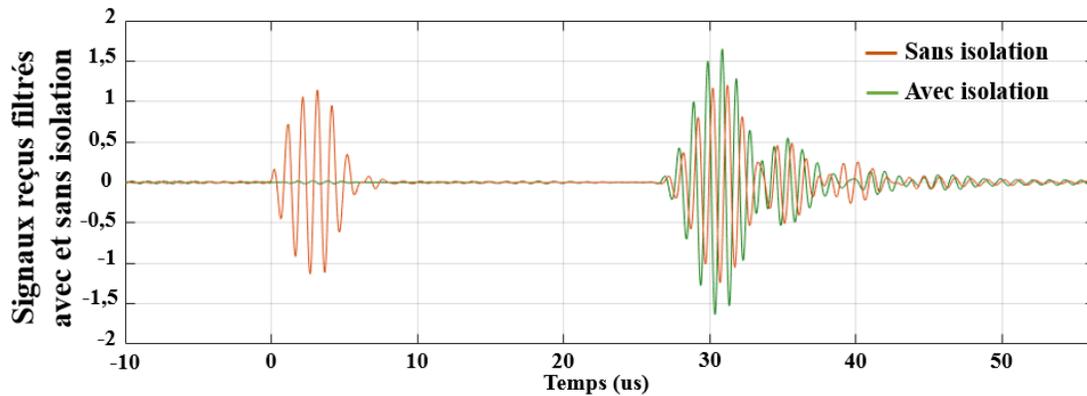


Figure 6.2. Signaux reçus avec et sans isolation en aluminium filtrés par un filtre passe-bande

Par ailleurs, on remarque que l'amplitude des signaux avec l'isolation est plus élevée que sans isolation. Cela peut s'expliquer par le fait d'avoir dû manipuler les transducteurs pour pouvoir ajouter le papier aluminium. La distance entre les transducteurs a légèrement changé ce qui a un impact sur l'atténuation globale observée. Le retard du signal sans l'isolation sur le signal reçu avec l'isolation est d'environ 270 ns, soit une erreur de 0,4 mm. L'orientation des transducteurs peut également expliquer cette différence d'amplitude.

6.1.2 Atténuation des ondes ultrasoniques

Dans la suite, toutes les mesures des pertes considérées incluent celles relatives au GBF, à l'oscilloscope, aux câbles et aux sondes ainsi qu'aux transducteurs et au canal de propagation. Nous considérons que le gain du système G est défini par :

$$G = 20 \log \left(\frac{v_r}{v_e} \right) \quad (6.1)$$

avec v_e l'amplitude de la tension émise par le transducteur émetteur et v_r l'amplitude de la tension reçue par le transducteur récepteur.

6.1.2.1 Atténuation en fonction du temps

Il a été constaté que l'amplitude du signal reçu v_r diminue en fonction du temps. Pour cette expérience, les transducteurs ont reposé pendant une nuit hors de l'eau. Ils sont ensuite placés au plus près l'un de l'autre dans le bac d'eau, à 2 mm. Leur distance n'est plus modifiée. Ainsi, l'amplitude reçue est maximale et peut être facilement évaluée sur l'oscilloscope. Le signal émis correspond à un burst de quatre périodes sinusoïdales de fréquence 1,000077 MHz, émis chaque milliseconde. Cette fréquence correspond à la fréquence générée par l'oscillateur à quartz du

récepteur, comme nous le verrons à la section 6.2.2.3. La tension émise par le transducteur émetteur est également relevée.

La Figure 6.3 montre l'augmentation de l'atténuation globale en fonction du temps et donc la diminution du gain global tel que défini par l'équation (6.1). La tension émise varie entre 6,26 V et 6,41 V dans le temps. La première mesure est réalisée 90 secondes et la dernière 3 heures après le démarrage du GBF. La perte est de 10 dB après seulement 1h40min. La diminution la plus rapide du gain intervient au début des mesures. Entre 11 minutes et 20 minutes (soit 660 et 1200 secondes), la perte est d'environ 2 dB en seulement 9 minutes. Ensuite la perte du gain décroît. Après 1h40min, une diminution de 2 dB nécessite environ 1 heure. Aucune explication n'est trouvée pour ce phénomène inattendu.

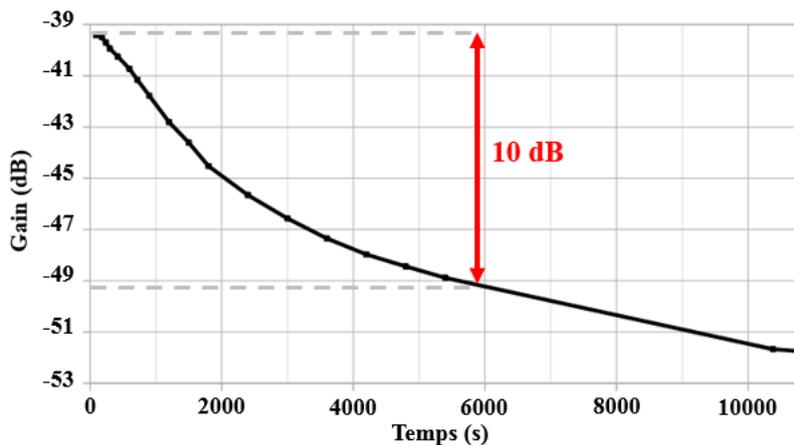


Figure 6.3. Gain en fonction du temps pour une distance quasiment nulle entre les transducteurs

6.1.2.2 Atténuation en fonction de la tension à l'émission

Afin de vérifier que les transducteurs ne nécessitent pas de tension de polarisation, le même signal que précédemment, avec une tension crête à crête de 2 V, est appliqué au transducteur émetteur avec des tensions de polarisation comprises entre -9 V et 9 V. Les centres des transducteurs sont séparés par une distance de 31 mm. Aucune amélioration ou dégradation de la tension reçue n'est constatée.

De plus, on vérifie que l'atténuation globale n'est pas impactée par la tension crête à crête du signal émis pour une tension de polarisation nulle. Celle-ci varie entre 0,5 V et 20 V. Là aussi, le gain reste invariable quelle que soit la tension appliquée à l'émetteur.

6.1.2.3 Atténuation en fonction de la fréquence

La fréquence idéale du point de vue des transducteurs est déterminée en relevant le gain G en fonction de la fréquence. Les transducteurs sont séparés de 31 mm dans un bac d'eau. Le signal émis correspond à un burst de quatre périodes sinusoïdales comme précédemment avec une amplitude crête à crête de 6,6 V et un offset nul. La Figure 6.4 donne également le gain pour des transducteurs dont les rôles sont permutés. Le signal en provenance du GBF est appliqué au transducteur précédemment utilisé comme récepteur et la tension aux bornes du transducteur précédemment utilisé comme émetteur est mesurée. Ceci a pour intérêt de vérifier que la communication peut se faire dans les deux sens. On peut remarquer que ces mesures sont réalisées suffisamment longtemps après avoir allumé le GBF pour que l'atténuation augmente peu avec le

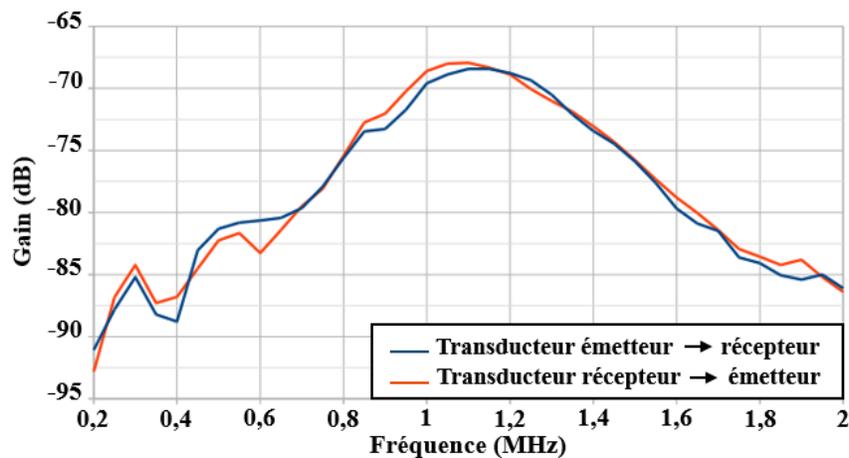


Figure 6.4. Atténuation en fonction de la fréquence dans les deux sens de transmission pour 31 mm dans l'eau temps.

On note que les courbes sont approximativement superposées. L'atténuation est minimale pour une fréquence de 1,15 MHz pour la transmission émetteur-récepteur et de 1,1 MHz pour la transmission récepteur-émetteur. Ces valeurs sont cohérentes avec celles de la référence [BJD19]. Puisque la fréquence choisie pour le circuit est fixée à 1 MHz par un oscillateur à quartz tel que décrit dans le chapitre précédent, environ 2 dB sont perdus sur la tension générée par le transducteur récepteur par rapport à la fréquence idéale pour ce type de transducteurs. Il faudrait donc essayer de trouver des transducteurs avec une fréquence de résonance plus proche de 1 MHz. Les mesures suivantes peuvent tout de même être réalisées avec ces transducteurs puisqu'il s'agit avant tout de tester le circuit dans le cadre d'une communication ultrasonique.

6.1.2.4 Atténuation en fonction de la distance dans l'eau

Pour un signal burst : dans l'eau

Comme précédemment, ces mesures sont réalisées dans le grand bac d'eau représenté à la Figure 6.8 afin de limiter les réflexions. La Figure 6.5 donne le gain en fonction de la distance entre les centres des transducteurs. Le pas est de 2 mm. La fréquence du signal sinusoïdal est de 1,000077 MHz. Comme nous l'avons déjà évoqué, cette fréquence correspond à la fréquence générée par l'oscillateur à quartz du récepteur. L'atténuation varie entre -55 dB à 3 mm et -82,5 dB à 13,9 cm. Une courbe obtenue notamment à partir de l'équation (2.20) du chapitre 2 est également représentée à la Figure 6.5. Le gain dans l'eau diminue plus lentement après quelques centimètres puisque la diffraction de l'onde pour un point source est indépendante de la fréquence. La valeur de l'absorption utilisée est de 0,022 dB/cm, soit une absorption quasiment nulle.

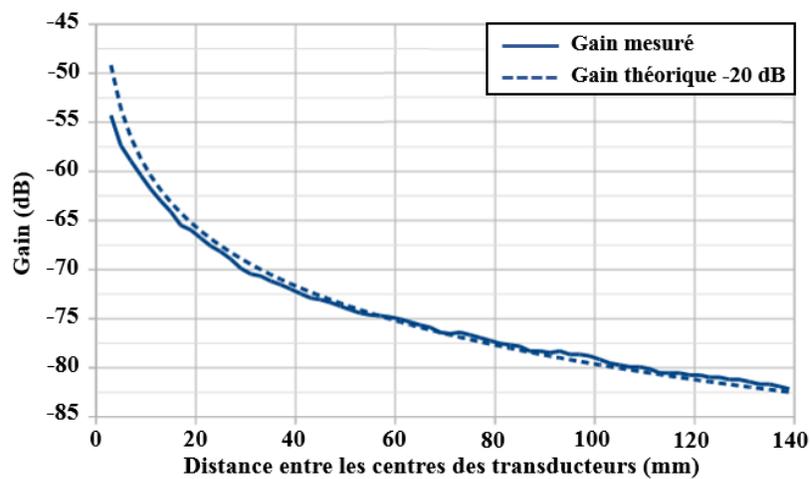


Figure 6.5. Atténuation en fonction de la distance pour une fréquence de 1,000077 MHz dans l'eau

La différence entre les valeurs mesurées et théoriques est d'environ 20 dB. Ce résultat peut être dû au fait que l'atténuation pour la conversion du signal électrique en signal acoustique a été déterminée à la résonance. De plus, l'étude théorique ne prend pas en compte une diminution du gain en fonction du temps. Par ailleurs, les calculs de l'atténuation théorique liée aux pertes par conversion d'énergie ont été obtenus après de multiples approximations et pour des transducteurs en forme de disques. Le matériau de ces transducteurs est inconnu. Il est donc difficile de déterminer cette atténuation.

Au contraire, l'atténuation liée à la propagation de l'onde ultrasonique omnidirectionnelle dans l'eau est proche de la théorie lorsqu'on lui retire -20 dB. On remarque une différence de cette

atténuation théorique avec les mesures puisque la théorie considère que le transducteur est un point source. En réalité, il possède un rayon de 1 mm. La distance affichée correspond à la distance entre les centres des transducteurs, la formule (2.20) n'est donc pas tout à fait adaptée pour des distances de quelques millimètres seulement. Cela n'a pas d'importance ici puisque le but est d'émettre le plus loin possible.

Si le modèle élémentaire proposé n'est pas satisfaisant, en ce sens qu'il ne se prédit pas en valeur absolue du gain, il permet toutefois d'établir comment varie celui-ci avec la distance. En effet, l'écart entre mesure et modèle est conséquent, mais quasi-constant.

Pour un signal burst et continu : dans l'huile de ricin

La Figure 6.6 montre le bac contenant l'huile de ricin de profondeur 4 cm avec les transducteurs émetteur et récepteur.



Figure 6.6. Atténuation en fonction de la distance pour une fréquence de 1,000077 MHz dans l'huile de ricin

La Figure 6.7 montre le gain mesuré dans l'huile de ricin en bleu. Le coefficient d'absorption est de 0,5 dB/cm pour la courbe théorique représentée par des tirets bleus. On constate que les deux courbes sont superposées mais avec une différence absolue de 16 dB. L'atténuation est plus faible par rapport à l'eau. Cela peut être lié à l'évolution de l'absorption par rapport au temps comme observé à la Figure 6.3. Cependant, pour une distance élevée, l'atténuation dans l'huile de ricin est plus élevée que pour l'eau. Ceci est dû au plus fort coefficient d'absorption de l'huile de ricin. De plus, la courbe orange correspond à la mesure du signal reçu pour un signal émis sinusoïdal et continu. Elle permet de visualiser l'impact des réflexions. En moyenne, le signal est d'amplitude plus élevée. On peut donc s'attendre à un effet guide d'onde, lors par exemple de la propagation dans un avant-bras.

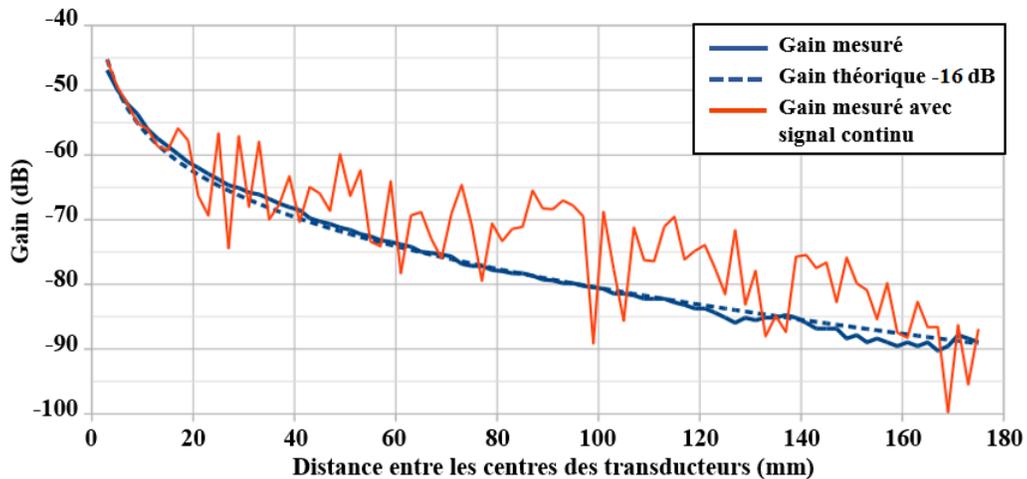


Figure 6.7. Atténuation en fonction de la distance pour une fréquence de 1,000077 MHz dans l'huile de ricin

Dans le cas où le signal émis est un signal continu, il est intéressant de mesurer à nouveau le gain en fonction de la distance afin d'évaluer l'impact des réflexions sur l'atténuation globale. En effet, le signal émis par notre circuit est continu.

6.2 Mesures des performances du circuit intégré

6.2.1 Description de la carte de test du circuit intégré

Le circuit intégré est encapsulé dans un boîtier TQFP44. Il est soudé sur un PCB afin de pouvoir le tester facilement. Deux PCB sont fabriqués, l'un pour l'émission et l'autre pour la réception. Ce PCB comporte des LDO pour fixer la tension d'alimentation des différents éléments du circuit. Il est aussi prévu de pouvoir couper cette alimentation en sortie des LDO pour pouvoir faire varier les tensions d'alimentation. De plus, le PCB contient le cristal de quartz de référence CC4V-1.00000-TA-100. Sa précision est de +/- 100 ppm. La fréquence devrait donc se situer entre 999900 Hz et 1000100 Hz.

Le PCB utilisant une partie émettrice du circuit intégré est référencé *pcb1* et le PCB qui utilise un des récepteurs est nommé *pcb2*. La Figure 6.8 montre le *pcb2* sur la gauche et le dispositif de mesure sur la droite. Comme précédemment pour les mesures de caractérisation, le transducteur émetteur est immobile alors que le transducteur récepteur peut être déplacé à l'aide d'une molette. L'alimentation stable sur la droite permet de fournir la tension d'alimentation pour la partie numérique du récepteur (*vdd_n* ou *vdd_nr*) comme nous le verrons à la section 6.2.3.1. Les alimentations stables sur la gauche, permettent d'une part d'alimenter tous les autres régulateurs

de tensions pour générer les tensions vdd_a , vdd_ae , vdd_ar , vdd_ne et vdd_n , si vdd_nr est utilisé. D'autre part, le PCB nécessite des entrées à 3,3 V pour les signaux de contrôle alors que le *pcb2* comporte un régulateur à 3,3 V pour ces signaux.

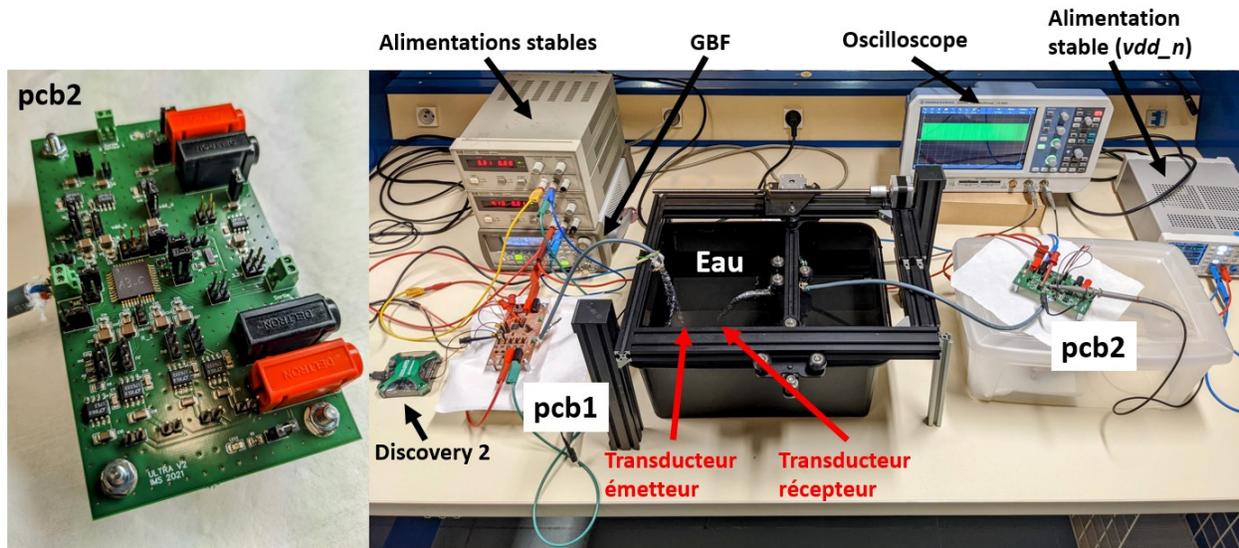


Figure 6.8. Photo du *pcb2* et du dispositif de mesure

6.2.2 Tests de fonctionnement du circuit

6.2.2.1 Oscillateur de Pierce

L'oscillateur de Pierce du *pcb2* est fonctionnel comme on le voit à la Figure 6.9. Les oscillations du signal V_{Q+} se stabilisent environ 145 ms après le démarrage de l'oscillateur. La durée de démarrage est très longue et correspond à plus de 1000 temps bit T_b . L'oscillateur doit donc être activé bien avant l'arrivée d'une trame.

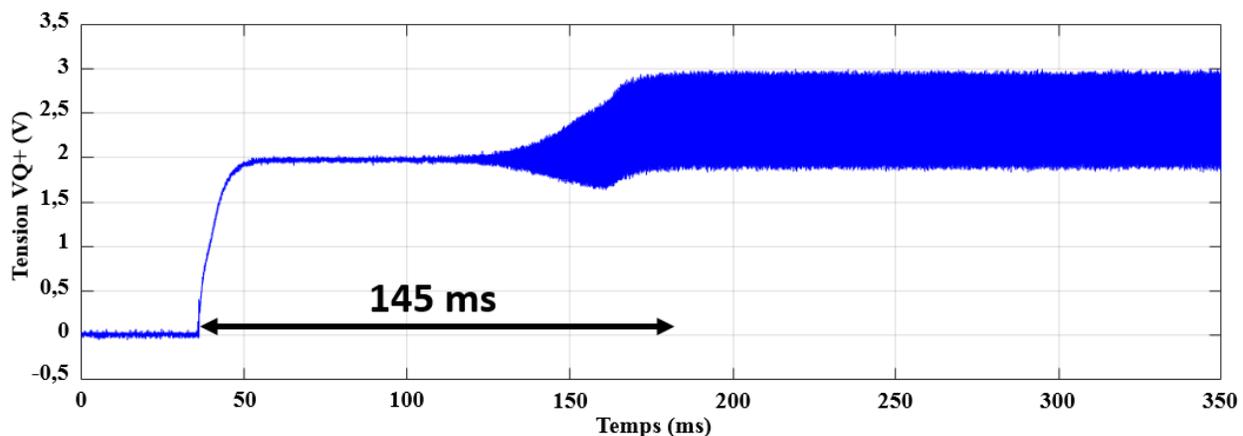


Figure 6.9. Démarrage des oscillations

De plus, le signal varie entre 1,85 V et 3 V. Ceci est dû aux résistances qui ont été ajoutées en série avec le cristal de quartz par précaution. En effet, l'oscillateur des premières puces testées a arrêté de fonctionner après quelques tests. La tension crête générée avait alors dépassé la tension d'alimentation d'environ 500 mV. Les résistances permettent de réduire cette tension. La tension V_{Q+} reste toujours supérieure à $V_{dd}/2$. En théorie, le buffer prenant en entrée le signal V_{Q+} devrait l'interpréter comme un signal étant en permanence à un niveau haut. Ceci n'est pas le cas en pratique, la valeur des résistances n'est donc pas modifiée puisqu'elle n'a pas d'impact pour la suite des mesures.

6.2.2.2 Emetteur BPSK

Le message binaire est généré à l'aide d'une carte Analog Discovery 2 et appliqué sur le pin *In_bit* du circuit intégré.

La Figure 6.10 a) représente le message binaire en noir généré par le FPGA et le signal en sortie de l'émetteur 2 (émetteur avec une alimentation séparée) du *pcb1* en orange sans charge. Le changement de bit génère bien une inversion du signal en sortie de l'émetteur et donc un déphasage de 180° . La Figure 6.10 b) représente ces mêmes signaux avec un transducteur ultrasonique connecté en sortie de l'émetteur. De même qu'en simulation (Figure 5.21), le transducteur ultrasonique génère une oscillation haute fréquence mais pas de suroscillation. Le modèle utilisé pour le transducteur avec le logiciel Cadence n'était donc pas adéquat. D'ailleurs les câbles des sondes n'avaient pas été pris en compte. Cependant, ces perturbations semblent peu modifier la forme du signal souhaité, l'émetteur est fonctionnel.

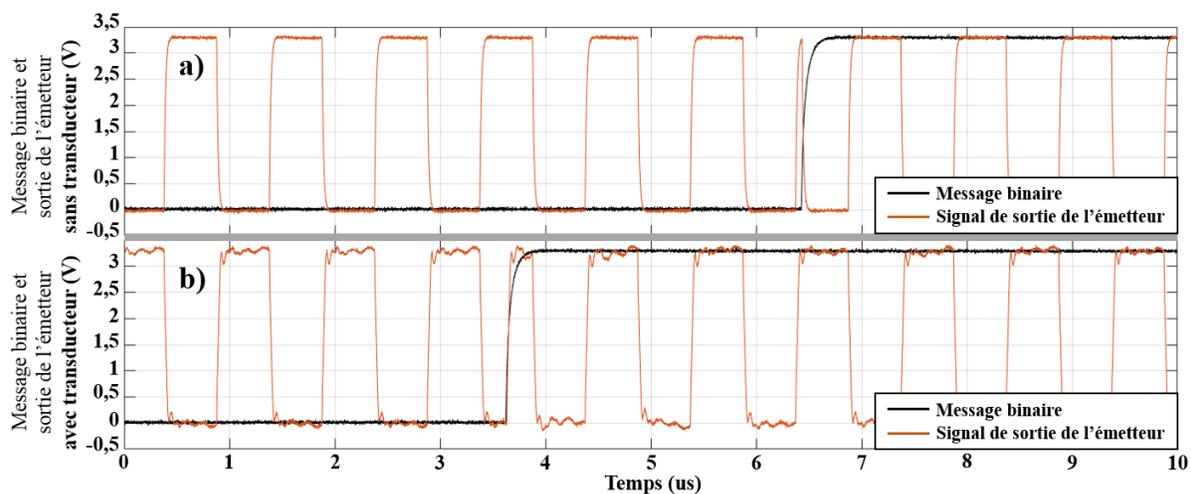


Figure 6.10. Message binaire et signal de sortie de l'émetteur a) sans transducteur et b) avec transducteur

La Figure 6.11 montre le signal reçu au niveau du transducteur récepteur à 31 mm de distance dans le bac d'eau d'une profondeur de 16 cm. Le signal carré s'est transformé en signal quasi-sinusoïdal bruité notamment par le transducteur récepteur qui filtre les harmoniques. Le signal noir correspond au message binaire. Le retard entre le message binaire et le signal en sortie de l'émetteur n'est que de 8,4 ns. On peut donc utiliser ce signal pour la mesure du retard lié à la propagation de l'ultrason. Le changement de phase intervient environ 21 μs après l'émission, correspondant à une vitesse de transmission de 1476 m/s. C'est donc bien un signal ultrasonique qui est reçu.

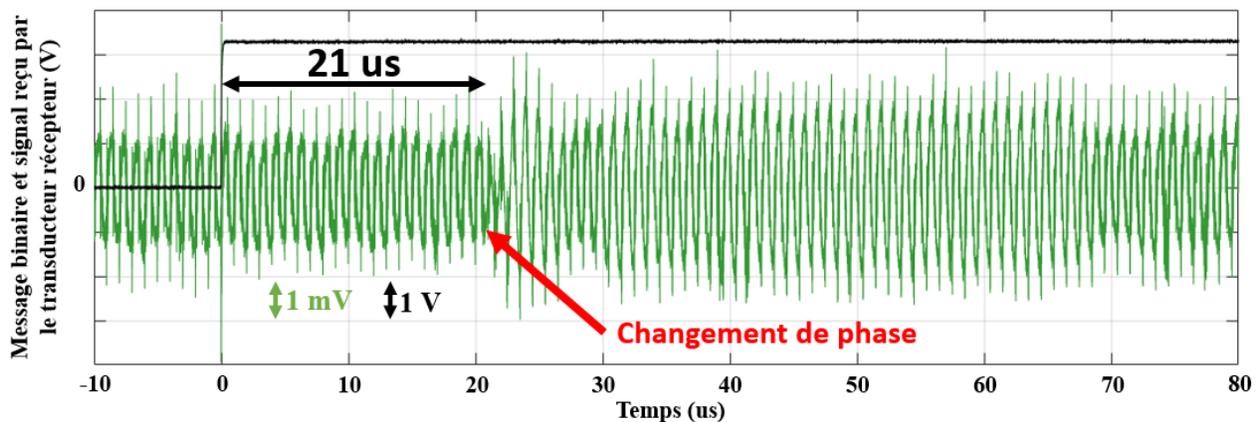


Figure 6.11. Message binaire et signal reçu par le transducteur récepteur

On remarque de plus que l'amplitude du signal reçu augmente après un changement de phase puis retrouve son niveau initial après environ 50 μs . Un signal non ultrasonique est observé lors du changement de phase mais n'est que de très courte durée (30 ns) et devrait être filtré par le filtre de Delyiannis pour ne pas perturber la détection BPSK. Par ailleurs, le changement de phase du signal ultrasonique reçu ne se fait pas immédiatement pouvant indiquer qu'une modulation avec un changement de phase lors du passage à $V_{dd}/2$ de la porteuse n'aurait pas eu d'impact sur le BER.

6.2.2.3 Récepteur et chaîne de communication complète

Après quelques tests, le récepteur 1 (émetteur et récepteur avec une alimentation commune) du *pcb2* fonctionne uniquement avec une tension d'alimentation comprise entre 3,17 V et 3,22 V. Une tension de 3,2 V est appliquée à la partie analogique de l'émetteur-récepteur dans toute la suite. La sortie du récepteur est l'unique sortie observable du récepteur complet.

Afin de vérifier le fonctionnement correct du récepteur, il suffit alors de relever la fréquence du signal carré en sortie du récepteur alors que le message binaire initial contient uniquement des

‘0’ ou des ‘1’ logiques en variant la différence de fréquence entre les fréquences d’horloge de l’émetteur et du récepteur δf . Cette courbe est alors comparée à celle trouvée théoriquement et présentée à la section 4.1.2.2 En pratique, ce message binaire est obtenu en connectant le pin d’entrée du message binaire à la masse. Le signal d’horloge du récepteur est généré par l’oscillateur de Pierce. Cette fréquence a tendance à augmenter de quelques millihertz au cours des mesures. L’horloge de l’émetteur est imposée par un GBF.

La Figure 6.12 montre la courbe théorique en noir et les courbes mesurées avec 1 étage d’amplification en rouge et deux étages d’amplification en vert. Le système de bascule D, filtre numérique est bascule de synchronisation fonctionne donc comme prévu. Les transducteurs ont été séparés de 31 mm dans un bac d’eau de profondeur 16 cm. La fréquence idéale telle que $\delta f = 0$ Hz est de 1,000077 MHz à 1 Hz près. C’est la fréquence pour laquelle l’inversion de niveau du signal de sortie intervient à un rythme moins élevé que pour les autres fréquences à cause de la différence des fréquences d’horloge. Pour le *pcb1*, cette fréquence est de 1,000038 MHz. En réalité, la différence entre les fréquences d’horloges est de $\delta f = 39$ Hz.

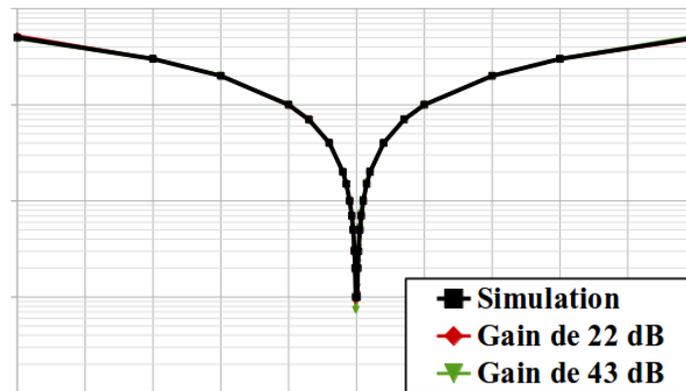


Figure 6.12. Fréquence du signal de sortie du récepteur 1 du *pcb2* en fonction de la différence entre les fréquences d’horloge de l’émetteur et du récepteur

La Figure 6.13 a) représente le message binaire initial et le signal en sortie du récepteur 1 du *pcb2*. Le gain de l’amplificateur devrait être de 13 puisque seul le premier amplificateur est activé. Les transducteurs sont séparés de 31 mm dans un bac d’eau de profondeur 16 cm. L’horloge du récepteur est générée par l’oscillateur de Pierce alors que l’horloge de l’émetteur est imposée par un GBF. Elle est de 1,000077 MHz. Le message binaire initial répété est le suivant : 010011000111000000000000. On constate que les bits sont correctement détectés. Les signaux des Figure 6.13 b) sont les mêmes que ceux de la Figure 6.13 a) mais relevés quelques instants plus

tard. Là aussi tous les bits sont correctement détectés mais inversés. En effet, on observe sur l'oscilloscope que le signal détecté est inversé de façon régulière. Plus la différence des fréquences d'horloge est importante et plus le rythme d'inversion augmente comme le suggèrent les résultats de la Figure 6.12.

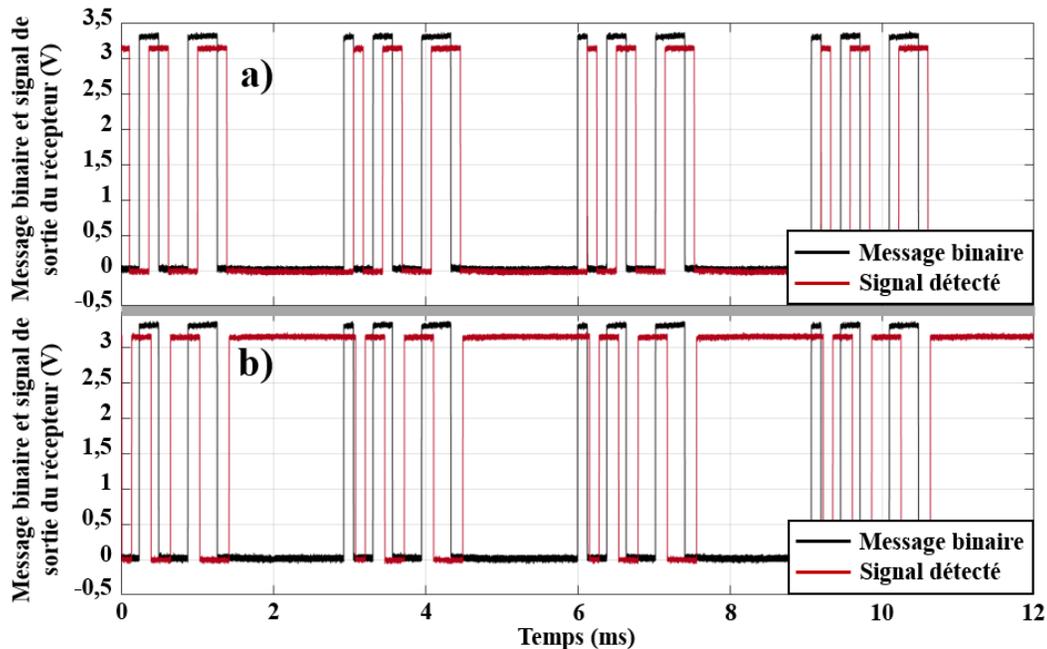


Figure 6.13. Message binaire et signal de sortie du récepteur pour un unique étage d'amplification activé pour des transducteurs séparés de 31 mm dans un bac d'eau

Par ailleurs, le même résultat est observé pour un gain supposé de 136 avec les deux étages d'amplification activés. La différence est que lorsque le gain est plus élevé, les phases d'indécision du récepteur sont plus courtes. Moins de bits sont perdus comme nous le verrons plus en détail dans la suite. Le récepteur est donc fonctionnel.

6.2.3 Evaluation des performances du circuit : mesures du BER et de la consommation

Avant de commencer l'évaluation du BER dans différentes conditions, la tension d'alimentation idéale pour la partie numérique du récepteur est déterminée. En effet, la tension d'alimentation de la partie analogique est de 3,2 V. Ainsi, l'offset du signal de sortie de l'amplificateur filtrant est théoriquement de 1,6 V au lieu de 1,65 V. De plus, d'après la section 5.2.1.3, la tension $V_{da}/2$ est en réalité diminuée d'environ 2,4 % à cause de la valeur des résistances qui dépend de leur polarisation. Il faudrait donc plutôt s'attendre à une tension de 1,56 V. Puisque

c'est la bascule D qui détermine ensuite si la tension est au niveau haut ou au niveau bas lors de chaque front montant d'horloge, sa tension d'alimentation vdd_n joue un rôle important. En pratique, le signal de sortie du récepteur 1 du *pcb2* est relevé pour différentes tensions d'alimentation vdd_n .

6.2.3.1 Evaluation pratique du BER en fonction de la tension d'alimentation de la partie numérique du récepteur

La Figure 6.14 montre le signal de sortie du récepteur pour 5 valeurs de tensions d'alimentation comprises entre 3,151 V et 3,155 V. La meilleure précision atteignable avec notre alimentation stable est de 1 mV. L'horloge du récepteur est générée par l'oscillateur. L'horloge de l'émetteur est obtenue avec un GBF et est fixée à 1,000077 MHz, soit la fréquence de l'oscillateur du récepteur à 1 Hz près. Les transducteurs sont cette fois-ci séparés de 15 mm. Un unique étage d'amplification est activé. On observe que dans les zones où l'on perd des bits à cause du déphasage peu avantageux entre le signal reçu par le transducteur et l'horloge du récepteur, le signal de sortie du récepteur est majoritairement constant au niveau haut pour une tension d'alimentation inférieure à 3,151 V. Au contraire, le signal est majoritairement au niveau bas pour une tension d'alimentation supérieure à 3,153 V. Ce résultat est cohérent lorsque le seuil pour déterminer si un signal est au niveau haut ou au niveau bas est plus bas, la tension de sortie de la bascule aura plus souvent tendance à passer au niveau haut pour les déphasages désavantageux. De plus, on remarque que les zones d'incertitudes sont plus larges pour une tension de 3,153 V que pour les autres tensions d'alimentation. Il est donc intéressant de mesurer le BER et le nombre de trames perdues pour différentes valeurs de la tension vdd_n .

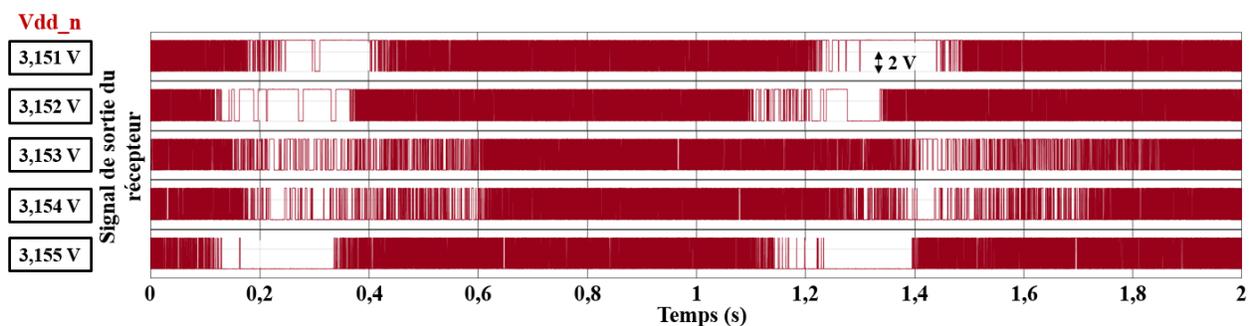


Figure 6.14. Signal de sortie du récepteur pour un unique étage d'amplification pour des transducteurs séparés de 15 mm dans un bac d'eau pour différentes tensions d'alimentation de la partie numérique du récepteur

Comme aux sections 4.1.2.3 et 4.3, le signal émis correspond à une multitude de trames constituées d'une signature et d'un message binaire. Simplement émettre des milliers de bits et les comparer aux bits reçus pour étudier le BER n'est pas une démarche adaptée. En effet, une partie des bits ne peut pas être correctement détectée à cause de la différence des horloges de l'émetteur et du récepteur. Le BER serait alors trop mauvais. L'idée est donc de vérifier en premier que la signature soit correctement détectée et ensuite d'utiliser le message de 10 bits pour l'évaluation du BER. La signature a une longueur de 6 bits : "010011". Le message binaire est constitué de 10 bits. De cette manière, lorsque les fréquences d'horloge de l'émetteur et du récepteur sont éloignées, moins de trames seront perdues puisqu'elles sont courtes. Comme présenté à la section 4.2.2, pour des trames de 16 bits, entre 5 et 6 trames d'affilées ne seront pas affectées par un changement de niveau logique lorsque la différence de fréquences est de $\delta f = 40$ Hz.

La Figure 6.15 donne le BER, la proportion des trames perdues et la proportion des trames sans erreur en fonction de la tension d'alimentation de la partie numérique du récepteur 1 du *pcb2*. Deux amplificateurs sont activés. Les transducteurs sont éloignés de 31 mm et la fréquence d'horloge de l'émetteur est de 1,000037 MHz. Au contraire, la différence δf était proche de 0 Hz pour la Figure 6.14 pour mieux visualiser les zones où la détection BPSK est moins efficace. Ici, $\delta f = 40$ Hz puisqu'il s'agit d'une valeur réaliste comme nous l'avons vu à la section 6.2.2.3. Le BER est minimal pour une tension vdd_n de 3,166 V. Cependant, plus la tension d'alimentation vdd_n s'écarte de la valeur de 3,153 V et plus le pourcentage de trames perdues augmente et le pourcentage de trame ne contenant pas d'erreur diminue. Ceci semble cohérent avec la Figure 6.14. Pour une tension s'éloignant de 3,153 V, dans les zones d'incertitude, le BER est proche de 0,5 puisque toutes le signal logique est constamment à '0' ou '1'. Au contraire, il y a une possibilité de détecter des trames dans les zones d'incertitude pour $vdd_n = 3,153$ V, ce qui a aussi pour conséquence d'augmenter le BER. Finalement, la technique consistant à émettre des trames au lieu d'émettre des bits décorrelés pour déterminer le BER est relativement efficace, puisque le BER reste relativement constant (entre 0,037 et 0,056) sur une plage de 40 mV alors que la proportion des trames perdues et sans erreur évolue significativement. Pour le reste des mesures, une tension d'alimentation vdd_n de 3,153 V est choisie pour minimiser le nombre de trames perdues.

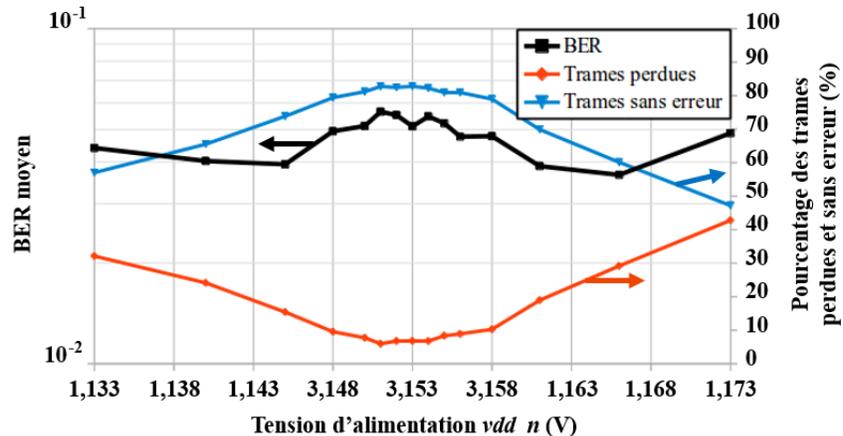


Figure 6.15. BER, proportion des trames perdues et sans erreur en fonction de la tension d'alimentation de la partie numérique du récepteur pour une différence de fréquence d'horloge $\delta f = 40$ Hz et une distance de 31 mm.

6.2.3.2 Evaluation pratique du BER en fonction du déphasage dans l'eau

Afin d'évaluer le BER en fonction du déphasage entre la porteuse du signal reçu et le signal d'horloge du récepteur tel que représenté sur la Figure 4.2 à la section 4.1.2.1, les transducteurs sont placés à 31 mm dans un grand bac d'eau. On fait ensuite varier la distance afin de faire évoluer le déphasage. L'amplitude du signal reçu est également répertoriée afin de vérifier qu'elle ne diminue pas de façon conséquente avec l'augmentation de la distance. On peut cependant remarquer que d'après la Figure 6.5, pour une distance d'environ 31 mm, cette diminution de l'amplitude ralentit, d'où le choix de cette distance. Le BER devrait donc prioritairement dépendre du déphasage entre la porteuse et le signal d'horloge du récepteur. Pour une distance donnée, le déphasage reste constant en imposant un signal d'horloge unique à l'émetteur et au récepteur via le GBF. Cette fréquence est de 1,000077 MHz. De cette manière le déphasage peut être modifié de façon contrôlée par la variation de la distance entre les transducteurs.

La Figure 6.16 montre en bleu foncé le signal d'horloge qui est le même pour l'émetteur et le récepteur, en orange le signal reçu par le transducteur récepteur et en orange clair ce même signal filtré par un filtre de Butterworth sur Matlab tel qu'à la section 6.1.1. La composante continue du signal reçu est coupée afin de mieux comparer sa phase à celle du signal d'horloge. Pour cette figure, l'entrée du message binaire *in_bit* est reliée à la masse afin de stabiliser le signal reçu. On observe de plus un pic de tension en simultané des fronts montant et descendant d'horloge correspondant à un signal non-ultrasonique haute fréquence. Ce pic suivi d'oscillations amorties a

déjà été observé sur la Figure 6.1 d). Le filtre de Delyiannis devrait alors pouvoir supprimer ces pics et lisser le signal.

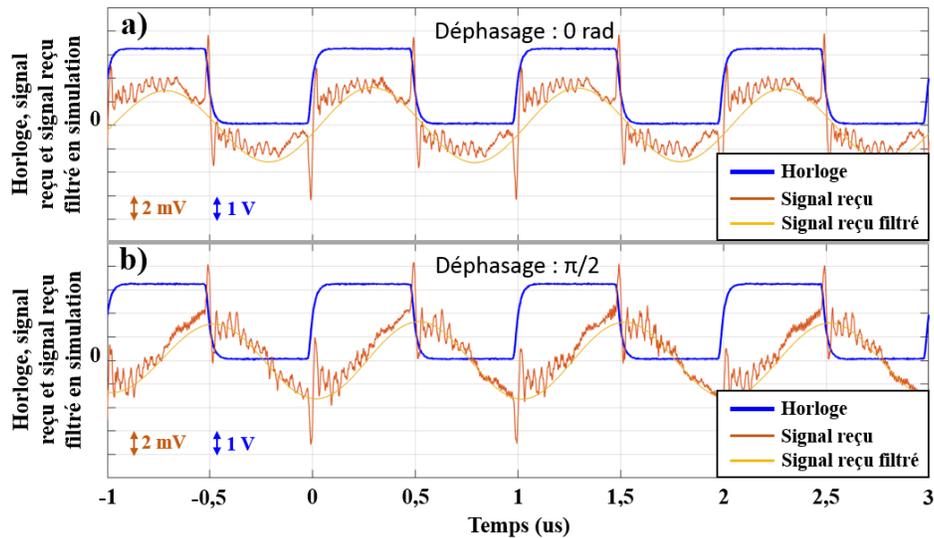


Figure 6.16. Horloge, signal reçu par le transducteur récepteur et signal reçu filtré sur Matlab pour un déphasage de a) 0 radians et b) $\pi/2$

Le Tableau 6.1 indique le nombre d'erreurs mesurées associé à chaque déphasage entre le signal de la porteuse et l'horloge du récepteur (et de l'émetteur) et le nombre de bits reçu au total. Les transducteurs sont placés à 31 mm dans un grand bac d'eau. Les deux étages d'amplification sont ici utilisés. Le pas est de $\pi/8$ radians. Ce pas correspond à un retard de 62,5 ns et une distance de 92,5 μm réglée à l'aide de l'oscilloscope. Le signal reçu étant très bruité, comme on le constate sur la Figure 6.16, son amplitude n'est pas précisément déterminée mais semble relativement constante. En effet, pour passer d'un déphasage de 0 à $9\pi/8$ radians, le transducteur récepteur est déplacé de moins d'un millimètre. Au total, cinq messages binaires différents, comportant plusieurs paquets de 8160 bits, sont émis. Le message correspond à une séquence binaire pseudo-aléatoire ou PRBS (Pseudorandom Binary Sequence) en anglais comme c'est le cas pour les simulations des chapitres 3 et 4.

Tableau 6.1. Nombre d'erreurs et tension reçue en fonction du déphasage entre la porteuse et l'horloge du récepteur pour une distance de 31 mm

Déphasage (radians)	0	$\pi/8$	$\pi/4$	$3\pi/8$	$\pi/2$	$5\pi/8$	$3\pi/4$	$7\pi/8$	π	$9\pi/8$
Nombre d'erreurs binaires	0	45442	7689	0	0	0	0	0	0	15568
Nombre de bits	$3,6 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	$3,7 \cdot 10^5$	$3,6 \cdot 10^5$	$3,7 \cdot 10^5$	$3,7 \cdot 10^5$	$3,7 \cdot 10^5$	$3,4 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^5$	$2,9 \cdot 10^5$
BER	-	0,11	0,02	-	-	-	-	-	-	0,05
Amplitude crête à crête du signal reçu (mV)	5,7	5,8	5,5	6	7	5,8	6,4	6	7	5,5

Pour obtenir le déphasage de la courbe représenté Figure 4.2 b) de la section 4.1.2.1, le signal en sortie du filtre de Delyiannis aurait dû être relevé. Puisque nous n'y avons pas accès, le déphasage entre le signal reçu et le signal d'horloge est utilisé. En théorie, les deux étages de l'amplificateur filtrant déphasent le signal reçu de 0 radian. D'après la simulation Virtuoso du filtre de Delyiannis à deux étages (Figure 5.8), le signal de sortie est légèrement retardé par rapport au signal d'entrée. Il est donc difficile d'estimer le déphasage entre ce signal et l'horloge à partir du signal reçu. Cependant, d'après les valeurs du Tableau 6.1, les erreurs apparaissent pour un écart de déphasage de π radians comme attendu en théorie. En pratique, le filtre de Delyiannis devrait donc déphaser le signal reçu de $\pi/8$ radians environ.

Pour la plupart des valeurs de déphasage, aucune erreur n'est constatée. Le bruit devrait donc être inférieur à celui en simulation qui avait permis d'obtenir des valeurs de BER rapidement.

6.2.3.3 Evaluation pratique du BER moyen en fonction de la distance

Dans l'eau

Le BER, la proportion des trames perdues et la proportion des trames sans erreur est déterminée en fonction de la distance entre les transducteurs. Les mesures sont réalisées pour une différence entre les fréquences d'horloge de 0 Hz et de 40 Hz et pour un étage et deux étages d'amplification.

La Figure 6.17 donne le BER, la proportion des trames perdues et la proportion des trames sans erreur pour des distances allant de 7 mm à 151 mm. Le pas est de 24 mm. Les courbes sont obtenues à partir de cinq messages contenant environ 2500 trames de 16 bits, soit 25000 bits de message. La signature est identique à celle de la section 6.2.3.1. Le BER est calculé à partir des bits du message dont la signature correspondante est correctement détectée. L'horloge du récepteur est générée par l'oscillateur. L'horloge de l'émetteur est imposée par le GBF. Les courbes obtenues pour 1 étage d'amplification sont représentées en pointillés, alors que les deux étages correspondent aux traits pleins.

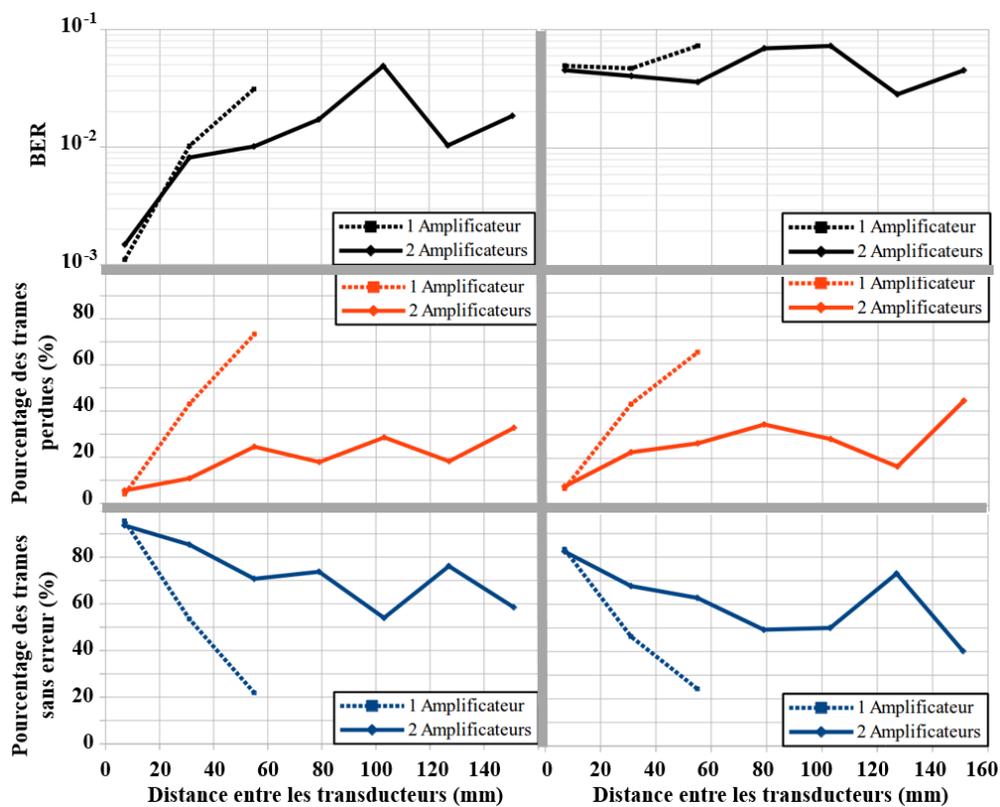


Figure 6.17. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur en fonction de la distance

On remarque que pour une différence de fréquence δf d'approximativement 0 Hz, le BER est proche de 10⁻³ pour une distance de 7 mm puis augmente avec la distance. Le BER diminue ensuite vers 120 mm. Ceci peut être lié aux réflexions. Bien que les mesures soient réalisées dans un grand bac d'eau, les réflexions peuvent modifier l'amplitude du signal reçu pour une telle distance.

Pour une différence de fréquence δf d'approximativement 40 Hz, le BER est compris entre 10⁻² et 10⁻¹. Ce résultat est cohérent avec les simulations Matlab de la Figure 4.8.

Dans tous les cas, les résultats obtenus pour un unique amplificateur sont similaires à ceux obtenus pour deux étages d'amplification pour une distance inférieure au centimètre. Les deux étages d'amplification deviennent utiles à partir de 55 mm pour le BER et dès 31 mm pour réduire la proportion des trames perdues et augmenter la proportion des trames sans erreur.

Il en résulte que le BER est convenable pour des horloges de l'émetteur et du récepteur de fréquence identique à 1 Hz près, malgré qu'elles ne soient pas synchronisées, et pour une faible distance entre les transducteurs.

Dans l'huile de ricin

La Figure 6.18 représente le BER, la proportion des trames perdues et la proportion des trames sans erreur est déterminée en fonction de la distance entre les transducteurs dans l'huile de ricin. Les mesures sont effectuées pour une différence entre les fréquences d'horloge de 0 Hz et 40 Hz et un gain d'amplificateur de 43 dB uniquement. Les données sont générées de la même façon que pour l'eau.

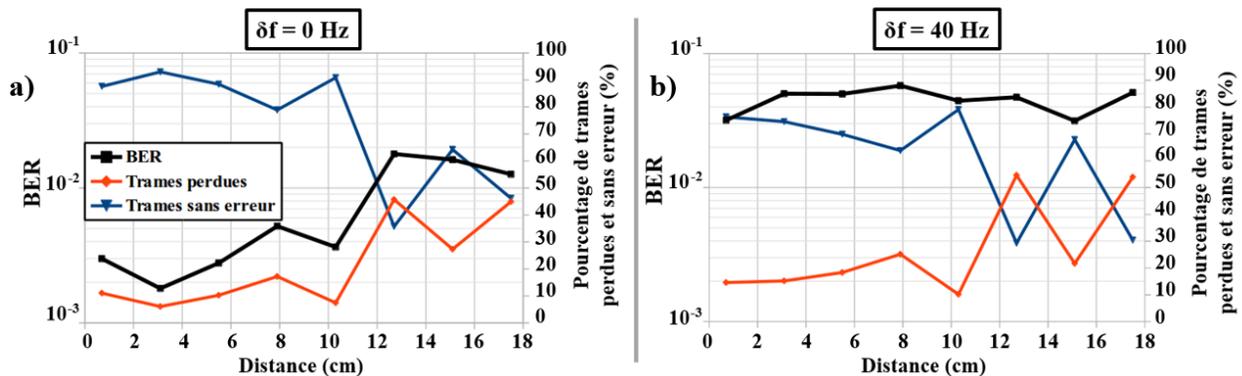


Figure 6.18. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur pour une distance de 31 mm pour a) 1 étage d'amplification b) 2 étages d'amplification

On constate que jusqu'à 8 cm de distance, les courbes varient peu. Au-delà de 8 cm, le BER, les pourcentages de trames perdues et de trames sans erreur varient de façon plus brusque, ce qui est probablement lié aux interférences constructives et destructives dues aux réflexions.

Pour une différence de fréquence δf de 0 Hz à 1 Hz près, plus de 80 % des trames ne présentent pas d'erreurs. Le BER est de $1,8 \cdot 10^{-3}$ pour une distance de 3,1 cm et augmente ensuite principalement avec la distance. Pour des distances allant jusqu'à 10 cm, le pourcentage de trames perdues est inférieur à 20 % et le pourcentage de trames sans erreur reste supérieur à 70 %. Pour

une distance de 17,5 cm, près de la moitié des trames ne contiennent aucune erreur et le BER est de $1,3 \cdot 10^{-2}$.

6.2.3.4 Evaluation pratique du BER moyen en fonction de la différence de fréquences des horloges

Sans codage

En pratique nous avons constaté que la différence de fréquence entre les horloges de l'émetteur et du récepteur est d'environ $\delta f = 40$ Hz. Puisque cette valeur change en fonction des cristaux de quartz, le BER et la proportion des trames perdues et sans erreur sont évalués en fonction de la différence de fréquence.

La Figure 6.19 donne le BER, la proportion des trames perdues et la proportion des trames sans erreurs. Pour rappel, la proportion des trames non perdues contenant au moins 1 erreur peut être déduite par : $100 \% - \text{proportion des trames perdues} - \text{proportion des trames sans erreur}$. Les courbes sont obtenues à partir de cinq messages contenant environ 2500 trames de 16 bits, soit 25000 bits de message. La signature est identique à celle de la section 6.2.3.1 et 6.2.3.3.

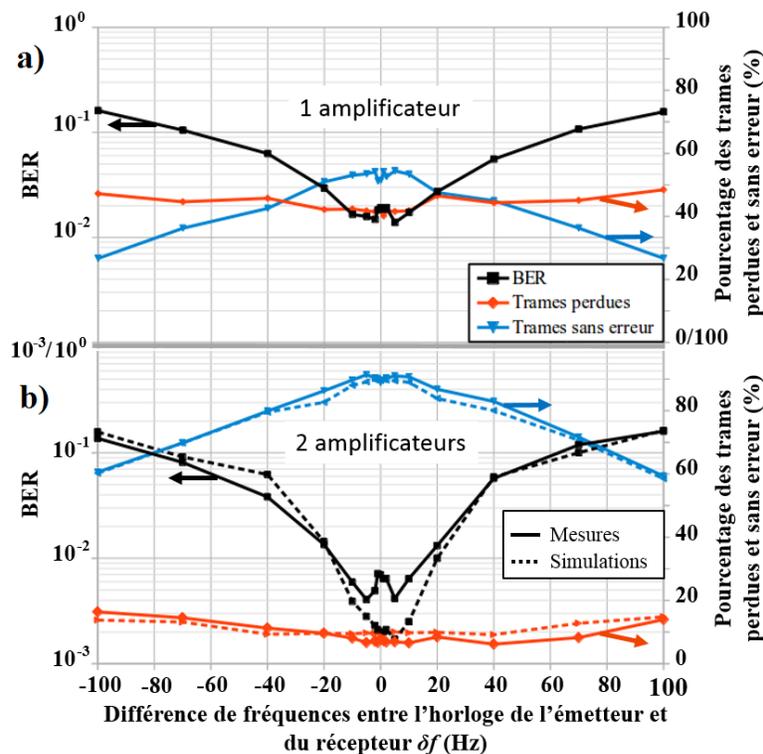


Figure 6.19. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur pour une distance de 31 mm pour a) 1 étage d'amplification b) 2 étages d'amplification avec courbes théoriques

On constate que le BER est quasiment identique pour les deux types d'amplification pour des valeurs supérieures à 40 Hz de $|\delta f|$. Au contraire, avec l'activation des deux étages d'amplification, le BER est inférieur à celui obtenu avec un unique étage d'amplification lorsque la différence de fréquences $|\delta f|$ est inférieure à 40 Hz. Avec un étage d'amplification pour $\delta f = -5$ Hz le BER est de $1,6 \cdot 10^{-2}$ contre $3,9 \cdot 10^{-3}$ pour deux étages d'amplification, soit une amélioration d'un facteur 4. L'utilisation des deux étages d'amplification se justifie principalement par une perte plus faible de trames, qui est comprise entre 40 % et 50 % avec un étage activé et de 10 % pour les deux étages activés. On remarque que la proportion des trames perdues est relativement constante en fonction de δf . La proportion des trames ne comportant aucune erreur diminue de façon plus importante lorsque $|\delta f|$ augmente. Cette proportion est également avantageuse lorsque deux étages d'amplification sont activés.

De plus, on remarque que les résultats pour $\delta f = 40$ Hz de la Figure 6.19 sont cohérents avec ceux de la Figure 6.15 pour une tension v_{dd_n} de 3,153 V tant pour le BER que pour les proportions des trames perdues et sans erreur.

De plus, des courbes théoriques, obtenues avec Matlab sont représentées pour deux amplificateurs. Elles sont obtenues pour un rapport E_b/N_0 de 17 dB. Les courbes théoriques et pratiques sont quasiment superposées. Le BER est donc élevé à cause du récepteur et non des transducteurs ou du milieu de propagation. Ce résultat peut être amélioré avec un meilleur protocole.

Amélioration du BER : Codage de Manchester

Le BER étant relativement élevée, on peut appliquer la méthode présentée au chapitre 4 section 4.2.3. Le message est codé en Manchester. Lorsque deux demi-bits successifs appartenant au même bit sont identiques, la trame comporte une erreur et est donc ignorée. Le circuit n'ayant pas été conçu pour détecter un signal codé en Manchester, chaque demi-bit est traité comme un bit. Ainsi, le débit binaire est de 2 fois inférieur au débit binaire sans codage, soit de 3,90625 kbits/s.

La Figure 6.20 donne le BER, la proportion des trames perdues et la proportion des trames sans erreurs avec codage de Manchester pour un étage d'amplification et pour 2 étages d'amplification. Les courbes sont obtenues à partir de 5 messages contenant environ 2600 trames

de 16 bits, soit 26000 bits de message. Le maximum de bits sur lesquels est calculé le BER est donc approximativement de 130000.

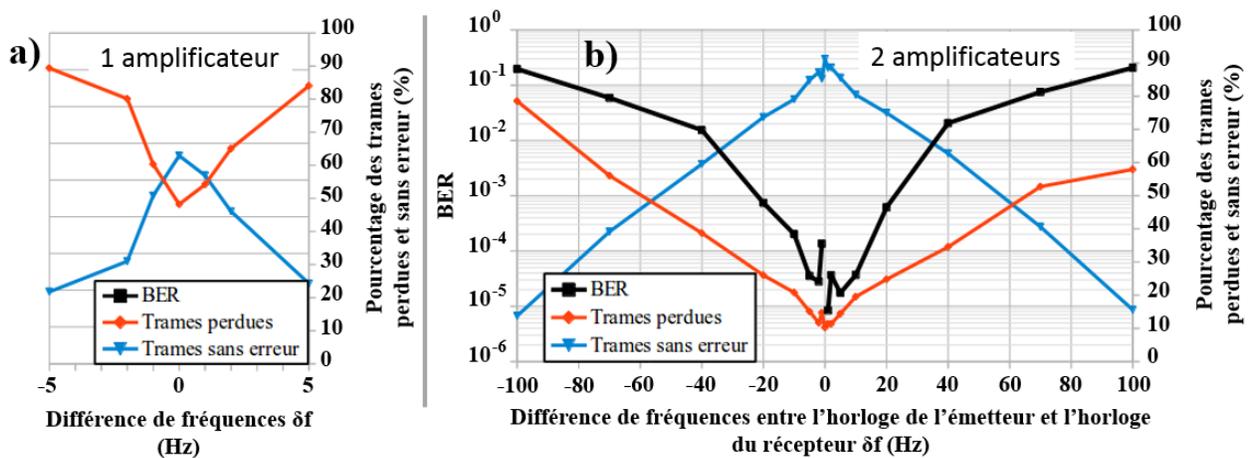


Figure 6.20. BER, proportion des trames perdues et proportion des trames sans erreur pour une distance de 31 mm et codage de Manchester pour a) 1 étage d'amplification b) 2 étages d'amplification

Le BER pour un étage d'amplification et pour deux étages d'amplification lorsque $\delta f = 0$ Hz n'est pas représenté puisque aucune erreur n'a été relevée.

Le Tableau 6.2 répertorie le nombre de bits mesurés pour chaque cas. Le nombre de bits mesurés est faible puisque les bits des signatures et les bits des messages des trames perdues ne sont pas comptabilisés. Pour les mesures avec 1 amplificateur (noté x1, 2 amplificateurs étant notés x2), la différence des fréquences d'horloge impacte fortement le nombre de trames perdues, expliquant le faible nombre de bits utilisé pour le calcul du BER. Plus de mesures sont nécessaires pour déterminer ces valeurs de BER.

Tableau 6.2. Nombre de bits mesurés

Amplification	x1	x1	x1	x1	x1	x1	x1	x2
δf (Hz)	-5	-2	-1	0	1	2	5	0
Nombre de bits	5100	21320	60620	75110	69670	48950	19910	122170

Pour les valeurs de BER avec deux amplificateurs et une faible différence entre les fréquences d'horloge, les résultats suggèrent également que plus de bits devraient être mesurés pour conclure. Cependant, pour une différence $|\delta f|$ inférieure à 70 Hz l'amélioration du BER semble tout de même

significative. Par exemple pour $\delta f = 10$ Hz, sans codage, le BER est proche de 10^{-2} alors qu'avec le codage de Manchester, le BER est compris entre 10^{-5} et 10^{-4} .

Pour les mesures avec un amplificateur comme pour les mesures avec deux amplificateurs, les proportions des trames perdues et des trames sans erreur ne sont pas très différentes sans codage et avec codage. Cependant, plus $|\delta f|$ augmente et plus de trames seront perdues. Le codage de Manchester a donc un intérêt tant qu'on puisse garantir que la différence entre les fréquences d'horloge de l'émetteur et du récepteur soit proche.

6.2.3.5 Consommation

La consommation des différents éléments du circuit intégré est mesuré à l'aide d'un ampèremètre placé entre la sortie des régulateurs et des différents pins d'alimentation. Les consommations mesurées sont affichées dans le Tableau 6.3.

Tableau 6.3. Consommation mesurée

Partie 1 : Consommation de l'émetteur-récepteur 1 (mW)				
Etats	<i>vdd_n</i>			
Réception : gain de 13	0,72			
Réception : gain de 136	0,57			
Partie 2 : Consommation de l'émetteur-récepteur 2 (mW)				
Etats	<i>vdd_ar</i>	<i>vdd_nr</i>	<i>vdd_ae</i>	<i>vdd_ne</i>
Veille (avec horloge)	0,039	0,015	-	-
Emission	0,04	$5,7 \cdot 10^{-3}$	1,2	$3 \cdot 10^{-3}$
Réception : gain de 13	1,84	0,37	-	-
Réception : gain de 136	3,42	0,24	-	-
Partie 3 : Consommation de l'oscillateur de Pierce (mW)				
Etats	<i>vdd_o</i>			
-	0,4			

Ces valeurs de consommation sont pour la plupart un peu plus élevées qu'en simulation. La partie numérique de l'émetteur-récepteur (*vdd_n*) consomme nettement plus qu'en simulation lorsque le circuit est en mode de réception. De même, la partie numérique du récepteur 2 (*vdd_nr*) est plus énergivore en veille et en émission que prévu. Au contraire, la partie analogique du récepteur 2 (*vdd_ar*) consomme légèrement moins qu'en simulation lorsque le circuit est en mode émission ou en veille.

6.3 Comparaison avec l'état de l'art

Puisque l'application de notre circuit est différente de celles de l'état de l'art, la comparaison est difficile. En effet, l'implant communique généralement avec un émetteur-récepteur comportant un transducteur de plus grande taille et possédant une partie réceptrice dont la consommation a peu d'importance.

Le Tableau 6.4 permet de comparer les résultats de ces travaux aux autres systèmes de communication ultrasoniques pour le corps humain en reprenant le tableau du chapitre 1. Le débit binaire est globalement plus faible que dans l'état de l'art. Nous avons fait le choix atypique d'une modulation BPSK non-cohérente. Le circuit intégré est dans la moyenne alors qu'il comporte deux fois le même émetteur-récepteur. Les dimensions du transducteur sont un peu plus grandes comparativement à celles de l'état de l'art et le matériau est malheureusement inconnu. Le BER est nettement plus élevé pour une différence de fréquences d'horloge de 0 Hz à 1 Hz près mais est tout de même obtenu pour 17,5 cm entre les transducteurs. Une différence est aussi constatée pour le rapport énergie/bit qui est d'ailleurs déterminé en divisant la consommation en puissance de l'émetteur par le débit binaire. Or, pour les références [WYS17] et [MK19], le signal est reçu par un transducteur de taille plus importante que le transducteur émetteur, l'énergie émise devrait donc être moins importante pour atteindre le même rapport signal à bruit.

Tableau 6.4. Comparaison de nos travaux avec l'état de l'art

	Ces travaux	ISSCC [CWC17]	JSSC [WYS17]	ArXiv [PJS18]	VLSI [SWS18]	ISSCC [GPS19]	TCASII [MK19]
Circuit intégré							
<i>Procédé</i>	350 nm	65 nm	180 nm	65 nm	65 nm	65 nm	350 nm
<i>Fréquence porteuse</i>	1 MHz	2,45 MHz	790 kHz	1,85 MHz	2,5 MHz	1,78 MHz	1 MHz
<i>Débit</i>	7,8125 kbit/s	95 kbit/s	40 kbit/s*	-	120 kbit/s	>35 kbit/s	75 kbit/s
<i>Modulation</i>	BPSK non-cohérente	OOK	OOK	Rétrodiffusion	OOK	Rétrodiffusion linéaire	OOK à pulse
<i>Dimensions</i>	1,5 x 1,5 mm² avec circuit double	-	1,86 x 0,95 mm ²	~1 x 1 mm ²	2 x 1,7 mm ²	0,5 x 0,5 mm ²	1,1 x 0,55 mm ²
<i>Application</i>	-	-	Pression	Stimulateur nerf sciatique	Imagerie thermoacoustique	Activité neuronale	Activité gastrique
Transducteur							
<i>Matériau</i>	-	PZT4	PZT-5A	PZT	PZT4	PZT	PZT-5A
<i>Impédance^d</i>	-	~4 kΩ	~30 kΩ	~4 kΩ	-	~4 kΩ	-
<i>Dimensions</i>	Diamètre : 2 mm	0,55 x 0,55 x 0,4 mm ³	1,8 x 1,1 x 1,1 mm ³	0,75 x 0,75 x 0,75 mm ³	0,55 x 0,55 x 0,4 mm ³	0,75 x 0,75 x 0,75 mm ³	1,1 x 0,2 mm ²
Performances							
<i>BER</i>	0,013	<10 ⁻⁴	<10 ⁻⁵	~1,5x10 ⁻⁷	<10 ⁻⁷	-	-
<i>ISPTA par rapport à 720mW/cm²</i>	-	-	5,5 %	96 %	-	-	-
<i>Indice mécanique par rapport à 1,9</i>	-	-	-	58 %	-	-	-
<i>Energie/bit TX</i>	166 nJ/bit	-	8,7 nJ/bit*	-	-	-	0,44 nJ/bit
<i>Puissance TX</i>	-	~125 μW	~120 μW	-	-	-	-
<i>Tension TX</i>	-3,3 – 3,3 V	0 – 1 V	0 – 1,9 V	-	0 – 0,8 V	-	0 – 3 V
<i>Tension RX c-c</i>	-	1 mV*	6 mV*	80 mV*	-	1,4 mV*	6 mV*
<i>Distance_{TX-RX}</i>	17,5 cm	8,5 cm	12 cm	1.8 cm	6 cm	5 cm	3.75 cm
<i>Dimensions de l'implant</i>	PCB test	2,6 x 6,5 x 1,8 mm ³	1,7 x 2,3 x 7,8 mm ³	3,1 x 1,9 x 0,89 mm ³	9 x 3 x 3 mm ³	3,8 x 0,84 x 0,75 mm ³	4 x 2,5 x 1 mm ³
<i>Matériau d'encapsulation</i>	-	Epoxy	PDMS ^e	Parylene-C	-	Parylene-C	Sylgard-184
<i>Milieu de test</i>	Huile de ricin	Huile de ricin	Huile de ricin	In vivo (rat)	Huile de ricin	Eau	Eau

6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les câbles des transducteurs ultrasoniques sont préparés de façon à réduire le couplage électrostatique qui autrement génère un signal parasite. La réception d'un signal ultrasonique est validée par la comparaison entre la mesure de la vitesse du signal et la vitesse théorique. Les différents blocs de l'émetteur-récepteur sont testés. La réception, l'émission et l'horloge fonctionnent correctement.

Enfin, toute la chaîne de communication voit nos performances mesurées en variant différents paramètres : la tension d'alimentation de la partie numérique du récepteur, le déphasage entre le signal reçu et le signal d'horloge du récepteur, la différence de fréquence entre les horloges de l'émetteur et du récepteur et de la distance. Il est possible d'émettre sur de longues distances dans un environnement réaliste. L'huile de ricin possède des propriétés acoustiques similaires à celles des tissus humains et des réflexions sont générées grâce à l'étroitesse du bac. D'ailleurs, les réflexions semblent améliorer le BER. Cependant, le BER varie de façon périodique dans le temps. Il est donc nécessaire de supprimer davantage les trames contenant des erreurs par un meilleur protocole.

Conclusion générale

Plusieurs aspects d'un réseau ultrasonique sans fil intracorporel ont été étudiés à travers ces travaux : l'état de l'art des communications ultrasoniques dans le corps humain, la transmission ultrasonique pour deux types de transducteur piézoélectrique et la détection pour des modulations binaires non-cohérentes. Suite à des simulations réalisées sur Matlab, ces études ont débouché sur la conception d'un circuit intégré. Des mesures du système ultrasonique complet avec deux transducteurs de faibles dimensions ont permis de valider son fonctionnement dans l'eau.

Cette thèse a ainsi tout d'abord permis de mettre en lumière les différents systèmes de communication ultrasonique intracorporelle proposés au cours des dernières années. On a pu constater que les dimensions des transducteurs utilisés ont progressivement diminué, rendant l'intégration dans des implants miniaturisés *in vivo* possible. Cependant, ces circuits sont généralement conçus pour communiquer avec un transducteur externe de taille largement supérieure à celle des implants. A l'inverse, notre but a été de transmettre de l'énergie acoustique à l'aide de transducteurs émetteur et récepteur, tous les deux étant de faibles dimensions et intracorporels.

Une formule pour évaluer l'atténuation du signal électrique émis pour des transducteurs en forme de disque parallèles a été présentée. Elle permet de justifier le choix de la fréquence de 1 MHz pour la porteuse. Or, la directivité des transducteurs en forme de disque n'étant pas adaptée pour un réseau d'implants dans le corps humain, nous nous sommes orientés vers le choix de transducteurs sphériques omnidirectionnels de 2 mm de diamètre. Les résultats de mesure de ceux-ci révèlent la difficulté d'estimer théoriquement les pertes liées à la conversion de l'énergie électrique en énergie acoustique et inversement. Au contraire, l'augmentation de l'atténuation en fonction de la distance est facilement calculable.

Puisque le transducteur émetteur et le transducteur récepteur sont de faibles dimensions, la modulation choisie doit posséder une bonne efficacité en puissance. Bien qu'une modulation OOK

soit généralement choisie pour sa simplicité, nous avons fait le choix de la modulation BPSK. D'après les simulations dans un environnement de transmission ultrasonique réaliste, la BPSK conserve une meilleure efficacité en puissance par rapport à la OOK et la FSK.

La démodulation d'un signal BPSK nécessite généralement la récupération de la porteuse à moins de choisir une modulation de phase différentielle. Or une modulation DBPSK est moins efficace qu'une modulation BPSK. Trois circuits de détection BPSK utilisant des bascules D sans récupération de la porteuse sont proposés. Un détecteur à bascule D unique est choisi pour sa simplicité.

Un circuit intégré est conçu en technologie AMS 0,35 μm . Ce circuit contient notamment un récepteur, un émetteur et un oscillateur à quartz. Le récepteur comporte un amplificateur filtrant à deux étages, la bascule D et un filtre numérique. Un multiplexeur permet de choisir entre l'utilisation d'un seul étage ou de deux étages d'amplification. De plus, une bascule D permet de garantir que tous les bits détectés ont la même taille. Le circuit intégré mesure 1,5 mm x 1,5 mm.

Concernant la partie pratique, les différents blocs du circuit ont été testés et sont fonctionnels. Avec un unique étage d'amplification, la consommation est de 2,93 mW, elle passe à 4,39 mW avec les deux étages lors de la réception et à 1,3 mW lors de l'émission. D'autre part, ses performances sont évaluées en fonction de différents paramètres. Les signaux émis sont constitués d'une succession de trames. Chaque trame est composée d'une signature et d'un message binaire généré de façon aléatoire. La signature permet de lever l'ambiguïté de phase. De plus, lorsque la signature est correctement détectée, le BER est estimé à partir du message correspondant. Dans le cas contraire, la trame est ignorée. Dans de l'eau, à 15,1 cm de distance et avec peu de réflexions, un BER de 0,02 et 30 % de trames perdues sont obtenus dans le cas où la différence de fréquences des horloges est de 0 Hz à 1 Hz près. Dans le cas où la différence de fréquence est de 40 Hz, le BER est environ deux fois plus élevé quelle que soit la distance entre les transducteurs. Enfin, l'utilisation du codage Manchester peut réduire le BER mais n'est envisageable que lorsque les fréquences d'horloge sont proches.

Le système de communication est fonctionnel malgré l'utilisation d'une modulation BPSK sans récupération de la porteuse de l'onde reçue. Cependant, la différence de fréquence entre les signaux d'horloge doit être réduite pour garantir un BER acceptable et une perte limitée de trames.

Bien qu'un lien de communication ultrasonique soit établi, plusieurs axes pourraient être améliorés tant pour les transducteurs que pour le circuit afin de diminuer le BER et la perte de trames :

- Pour les mesures réalisées, la longueur des trames est relativement faible pour réduire le risque d'une inversion du signal détecté en milieu de trame à cause de la différence des fréquences d'horloge entre l'émetteur et le récepteur. Cette différence doit être réduite. Il y a donc un travail à réaliser sur les oscillateurs lorsqu'on fait le choix de ne pas synchroniser le signal d'horloge avec le signal reçu pour limiter les erreurs, la perte inutile de trames et pour pouvoir émettre des trames plus longues.
- Un moyen de limiter les erreurs liées à l'inversion du signal détecté à cause de la différence des signaux d'horloges pourrait être d'ajouter au message une signature non seulement en début mais aussi en fin de message. Or cela aurait pour conséquence d'augmenter le nombre de trames perdues et la complexité du système.
- Un moyen de limiter la perte de trames à cause de la différence des fréquences d'horloge est d'augmenter le débit binaire pour réduire le risque d'une inversion du signal au milieu d'une trame. Il faudrait donc trouver un compromis entre la réduction de l'impact des différences de fréquences sur l'inversion rapide du signal détecté et le fait de pouvoir déterminer un bit sur une plus longue durée pour augmenter la probabilité de le détecter correctement.
- Un aspect non étudié dans ces travaux est la synchronisation des horloges de l'émetteur et du récepteur par injection. Dans un cas favorable les transducteurs seraient placés de telle façon que le déphasage soit idéal. Dans le cas le moins favorable, le signal en sortie du filtre amplificateur pourrait être en phase ou en opposition de phase avec l'horloge du récepteur et donc rendre la détection impossible. L'injection est donc une piste qui pourrait être une solution au problème de différence des fréquences entre l'émission et la réception si elle est correctement gérée.
- La consommation du circuit est très élevée notamment à cause du filtre amplificateur. Cet amplificateur est nécessaire afin de pouvoir utiliser un détecteur à faible consommation. Il

faudrait donc, soit passer à une démodulation classique, soit trouver un moyen pour réduire la consommation du filtre de Delyiannis pour réduire la consommation globale.

- Une démodulation sans récupération de la fréquence de la porteuse est un inconvénient pour l'atténuation globale du signal, puisque cela nécessite de trouver un cristal de quartz dont la fréquence de résonance coïncide avec un mode de résonance des transducteurs. De plus, les transducteurs ultrasoniques présentent généralement une fréquence de résonance plus ou moins éloignées de celle annoncée.
- Le transducteur en forme de boule utilisé pour les mesures présente des dimensions compatibles avec son implantation dans le corps humain. Cependant, pour profiter pleinement de l'omnidirectionnalité d'un transducteur rond, le circuit pourrait être placé à l'intérieur du transducteur. Cela devrait être possible avec un transducteur ressemblant au transducteur d) du Tableau 2.1.
- Les performances de l'émetteur-récepteur devraient également être évaluées dans un milieu d'absorption proche de celui du corps humain et avec de nombreuses réflexions auxquelles on peut s'attendre à chaque interface tissus/air et tissus/os.
- Enfin, les bits reçus ont été synchronisés avec les bits émis. Afin d'évaluer le BER de façon plus réaliste, il faudrait rechercher la signature dans le signal détecté sans synchronisation. La conséquence probable serait alors de détecter une signature au milieu du message et d'augmenter le BER.

Annexe

A.1 Intégrale de Bessel de première espèce

L'intégrale de Bessel de première espèce est définie par l'équation (A.1.1). Elle est utilisée pour l'obtention de la pression en un point Q à une distance z d'un transducteur disque à l'équation (A.2.6).

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-i(nt - xsin(t))} dt \quad (\text{A.1.1})$$

A.2 Définitions et calcul de la pression pour un transducteur disque

Avant de pouvoir déterminer l'expression de la pression acoustique p_Q , il est nécessaire de définir certaines grandeurs. Soit \vec{u} le vecteur vitesse d'une particule. Dans le repère orthonormé $(O, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$, le vecteur vitesse \vec{u} peut s'écrire sous la forme [BL1969] :

$$\vec{u} = \frac{d\xi_x}{dt} \vec{x} + \frac{d\xi_y}{dt} \vec{y} + \frac{d\xi_z}{dt} \vec{z} \quad (\text{A.2.1})$$

Avec $\frac{d\xi_i}{dt}$ la vitesse de mouvement du transducteur suivant l'axe i . On définit ensuite la grandeur Φ appelée potentiel de vitesse en analogie avec le potentiel électrostatique à partir du vecteur vitesse [BL1969] :

$$\vec{\nabla}\Phi \triangleq \vec{u} \quad (\text{A.2.2})$$

L'équation liant la pression $p(t)$ exercée sur le milieu de propagation par l'onde acoustique qui s'ajoute à la pression ambiante p_0 et le potentiel de vitesse Φ est la suivante [BL1969] :

$$p(t) = -\rho_0 \frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (\text{A.2.3})$$

Le point de départ pour déterminer l'intensité de l'onde en un point $Q(R, \theta)$ pour z positif est la fonction de Rayleigh-Sommerfeld empruntée à la théorie de diffraction optique [BL1969] :

$$\Phi_Q = -\frac{1}{2\pi} \iint_S \frac{e^{-ikr}}{r} \frac{\partial \Phi}{\partial n} dS \quad (\text{A.2.4})$$

Avec \vec{n} le vecteur normal au transducteur émetteur, k le nombre d'onde et r la distance entre le centre et un point du disque. La vitesse de l'onde est considérée homogène sur toute la surface du disque et est exprimée par $\frac{\partial \Phi}{\partial n} = v_0 e^{i\omega t}$. On obtient, à partir des équations (A.2.3) et (A.2.4) et des formules d'Al-Kashi, l'équation de la pression suivante [BL1969] :

$$p_Q(R, \theta, t) = i \frac{\omega \rho_0}{2\pi} v_0 e^{i\omega t} \int_0^{a_1} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-ik\sqrt{r^2 + R^2 - 2rR\sin\theta\cos\Psi}}}{\sqrt{r^2 + R^2 - 2rR\sin\theta\cos\Psi}} r d\Psi dr \quad (\text{A.2.5})$$

Cette équation étant complexe, on suppose que le point Q, pour lequel on calcule la pression, se situe dans le champ lointain, c'est-à-dire que $r \ll R$. En simplifiant la racine carrée par un développement limité et en utilisant une propriété des fonctions de Bessel, on obtient la formule suivante [BL1969] :

$$p_Q(R, \theta, t) = i \frac{\omega \rho_0 v_0 a_1^2}{2} \frac{e^{i(\omega t - kR)}}{R} \frac{2J_1(ka_1 \sin\theta)}{ka_1 \sin\theta} \quad (\text{A.2.6})$$

A.3 Propriété d'une intégrale de Bessel de première espèce et de premier ordre

L'équation (2.3.1) est une propriété permettant de simplifier l'équation de la puissance reçue par un transducteur disque tel que présenté à la section 2.2.2.2 :

$$\int_0^m \frac{J_1(x)^2}{x} dx = \frac{1}{2} (1 - J_0(m)^2 - J_1(m)^2) \quad (\text{A.3.1})$$

A.4 Intégrale d'une fonction de densité de probabilité gaussienne

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty e^{-x^2/2} dx \quad (\text{A.4.1})$$

Publication

J. Guedey, Y. Deval, H. Lapuyade and F. Rivet, "Binary Phase-Shift Keying for Ultrasonic Intra-Body Area Networks", 2020 IEEE MTT-S International Microwave Biomedical Conference (IMBioC), 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/IMBioC47321.2020.9384904.

Références

- [AAO17] H. Ahangari, I. Alouani, O. Ozturk and S. Niar, "Reconfigurable Hardened Latch and Flip-Flop for FPGAs", 2017 IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI (ISVLSI), 2017, pp. 433-438, doi: 10.1109/ISVLSI.2017.82.
- [AB13] B. Antonescu and S. Basagni, "Wireless body area networks: challenges, trends and emerging technologies. In Proceedings of the 8th International Conference on Body Area Networks", 2013, (BodyNets '13). ICST (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering), Brussels, BEL, 1–7. doi: 10.4108/icst.bodynets.2013.253722
- [ABB1999] J. G. Abbott, "Rationale and derivation of MI and TI – a review", 1999, doi: 10.1016/S0301-5629(98)00172-0
- [ACW16] A. Arbabian, T. C. Chang, M. L. Wang, J. Charthad, S. Baltasvias, M. Fallahpour and M. J. Weber, "Sound Technologies, Sound Bodies: Medical Implants with Ultrasonic Links", 2016 in IEEE Microwave Magazine, vol. 17, no. 12, pp. 39-54, doi: 10.1109/MMM.2016.2608638.
- [AHT19] G. A. Álvarez-Botero, Y. K. Hernández-Gómez, C. E. Telléz and J. F. Coronel, "Human body communication: Channel characterization issues", 2019, in IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol. 22, no. 5, pp. 48-53, doi: 10.1109/IMM.2019.8868277.
- [AMI1989] V. R. Amin, "Ultrasonic attenuation estimation for tissue characterization", 1989. Retrospective Theses and Dissertations. 17318.
- [APC18] M. R. Abdelhamid, A. Paidimarri and A. P. Chandrakasan, "A –80dBm BLE-compliant, FSK wake-up receiver with system and within-bit dutycycling for scalable power and latency", 2018 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/CICC.2018.8357099.
- [APM20] M. Azadmehr, I. Paprotny and L. Marchetti, "100 years of Colpitts Oscillators: Ontology Review of Common Oscillator Circuit Topologies", 2020 in IEEE Circuits and Systems Magazine, vol. 20, no. 4, pp. 8-27, Fourthquarter 2020, doi: 10.1109/MCAS.2020.3027334.
- [ARN04] A. Arnau, "Piezoelectric Transducers and Applications", 2004, Springer-Verlag Berlin Heidelberg
- [AZH10] H. Azhari, "Basics of biomedical ultrasound for engineers", 2010, John Wiley & Sons, Inc.
- [BC18] P. Bandara and D. O Carpenter, "Planetary electromagnetic pollution: it is time to assess its impact", 2018, The Lancet Planetary Health, doi: doi.org/10.1016/S2542-5196(18)30221-3
- [BD1978] M. L. Baker and G. V. Dalrymple. "Biological effects of diagnostic ultrasound: a review", Radiology. 1978 Feb;126(2):479-83. doi: 10.1148/126.2.479. PMID: 622502.
- [BDV19] T. Bos, W. Dehaene and M. Verhelst, "Ultrasound In-Body Communication with OFDM through Multipath Realistic Channels", 2019, doi: 10.1109/BIOCAS.2019.8918755
- [BEF19] K. Brenner, A. S. Ergun, K. Firouzi, M. Fischer Rasmussen, Q. Stedman and B. Khuri-Yakub", Advances in Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers", 2019, doi: 10.3390/mi10020152
- [BER1971] D. Berlincourt, "Piezoelectric Crystals and Ceramics", 1971, In: Mattiat O.E. (eds) Ultrasonic Transducer Materials. Ultrasonic Technology (A Series of Monographs). Springer, Boston, MA. https://doi.org/10.1007/978-1-4757-0468-6_2
- [BHA17] A. Bhattacharya, "Digital Communication", 2017, McGraw Hill Education
- [BI13] H. Bhamra and P. Irazoqui, "A 2-MHz, process and voltage compensated clock oscillator for biomedical implantable SoC in 0.18- μm CMOS," 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2013, pp. 618-621, doi: 10.1109/ISCAS.2013.6571918.
- [BJB1991] R. L. Brent, R. P. Jensh and D. A. Beckman. "Medical sonography: reproductive effects and risks", Teratology. 1991 Aug;44(2):123-46. doi: 10.1002/tera.1420440202. PMID: 1925973.

- [BJD19] T. Bos, W. Jiang, J. D'hooge, M. Verhelst and W. Dehaene, "Enabling Ultrasound In-Body Communication: FIR Channel Models and QAM Experiments", 2019 in IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 13, no. 1, pp. 135-144, Feb. 2019, doi: 10.1109/TBCAS.2018.2880878.
- [BKL14] R.E.Best, N. V. Kuznetsov, G. A. Leonov and R. V. Yuldashev. "Simulation of Analog Costas Loop Circuits", 2014 International. Journal of Automation and Computing, 11, 571–579 (2014). <https://doi.org/10.1007/s11633-014-0846-x>
- [BL1969] R. T. Beyer and S. V. Letcher, "Physical ultrasonics", 1969, Academic Press New York
- [BRD20] G. L. Barbruni, P. M. Ros, D. Demarchi, S. Carrara and D. Ghezzi, "Miniaturised Wireless Power Transfer Systems for Neurostimulation: A Review", 2020, IEEE Trans Biomed Circuits Syst. 2020 Dec;14(6):1160-1178. doi: 10.1109/TBCAS.2020.3038599. Epub 2020 Dec 31. PMID: 33201828.
- [BTW20] S. Baltasvias, W. Van Treuren, M. J. Weber, J. Charthad, S. Baker, J. L. Sonnenburg, A. Arbabian, "In Vivo Wireless Sensors for Gut Microbiome Redox Monitoring", 2020 in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 67, no. 7, pp. 1821-1830, July 2020, doi: 10.1109/TBME.2019.2948575.
- [BW1999] M. Born and E. Wolf, "Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light", 1999, (7th Edition). Cambridge University Press. ISBN: 0521642221
- [BY12] J. Bae and H.-J. Yoo. "A 45 μ W injection-locked FSK Wake-Up receiver for crystal-less wireless body-area-network", 2012 IEEE Asian Solid State Circuits Conference (A-SSCC) (2012): 333-336.
- [CBN09] K. Choe, O. D. Bernal, D. Nuttman and M. Je, "A precision relaxation oscillator with a self-clocked offset-cancellation scheme for implantable biomedical SoCs", 2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, 2009, pp. 402-403,403a, doi: 10.1109/ISSCC.2009.4977478.
- [CBR17] D. B. Christensen, H. Basaeri and S. Roundy, "A computationally efficient technique to model depth, orientation and alignment via ray tracing in acoustic power transfer systems" 2017 Smart Mater. Struct. 26 125020
- [CBS16] J. Charthad, S. Baltasvias, D. Samanta, T. C. Chang, M. J. Weber, N. Hosseini-Nassab, R. N. Zare and A. Arbabian. "An ultrasonically powered implantable device for targeted drug delivery", Annu Int Conf IEEE Eng Med Biol Soc. 2016 Aug;2016:541-544. doi: 10.1109/EMBC.2016.7590759. PMID: 28324933.
- [CC1880] J. Curie and P. Curie, "Développement par compression de l'électricité polaire dans les cristaux hémihédres à faces inclinées", In: Bulletin de la Société minéralogique de France, volume 3, 4, 1880. pp. 90-93. doi : 10.3406/bulmi.1880.1564
- [CCC13] J. P. Chow, N. Chen, H. S. Chung, L. L. Chan. "Misalignment tolerable coil structure for biomedical applications with wireless power transfer", 2013, Annu Int Conf IEEE Eng Med Biol Soc. 2013;2013:775-8. doi: 10.1109/EMBC.2013.6609615. PMID: 24109802.
- [CCL18] J. Charthad, T. C. Chang, Z. Liu, A. Sawaby, M. L. Wang, M. J. Weber, S. Baker, F. Gore, S. A. Felt and A. Arbabian, "A mm-Sized Wireless Implantable Device for Electrical Stimulation of Peripheral Nerves", 2018 in IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 12, no. 2, pp. 257-270, doi: 10.1109/TBCAS.2018.2799623.
- [CE17] DÉCISION D'EXÉCUTION DE LA COMMISSION du 14.4.2021 relative à une demande de normalisation adressée au Comité européen de normalisation et au Comité européen de normalisation électrotechnique en ce qui concerne les dispositifs médicaux à l'appui du règlement (UE) 2017/745 du Parlement européen et du Conseil et les dispositifs médicaux de diagnostic in vitro à l'appui du règlement(UE)2017/746 du Parlement européen et du Conseil
- [CER08] R. Cerda, "Pierce-Gate Crystal Oscillator, an introduction", 2008, Crystek Corporation
- [CHA05] K. Chang, "Encyclopedia of RF and Microwave Engineering", 2005, John Wiley & Sons, Inc.
- [COU13] L. W. Couch, II, "Digital and Analog Communication Systems", 2013, Eighth edition, Pearson
- [CSE15] A. Cobo, R. Sheybani and E. Meng, "MEMS: Enabled Drug Delivery Systems", 2015, doi: 10.1002/adhm.201400772
- [CWA19] T. C. Chang, M. Wang and A. Arbabian, "Multi-Access Networking with Wireless Ultrasound-Powered Implants," 2019 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/BIOCAS.2019.8919144.
- [CWC15] T. C. Chang, M. Weber, J. Charthad, A. Nikoozadeh, P. T. Khuri-Yakub and A. Arbabian, "Design of high-efficiency miniaturized ultrasonic receivers for powering medical implants with reconfigurable power levels," 2015 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ULTSYM.2015.0215.

- [CWC17] T. C. Chang, M. L. Wang, J. Charthad, M. J. Weber and A. Arbabian, "27.7 A 30.5mm³ fully packaged implantable device with duplex ultrasonic data and power links achieving 95kb/s with <10⁻⁴ BER at 8.5cm depth", 2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2017, pp. 460-461, doi: 10.1109/ISSCC.2017.7870460.
- [CWC18] T. C. Chang, M. J. Weber, J. Charthad, S. Baltasvias S and A. Arbabian. "End-to-End Design of Efficient Ultrasonic Power Links for Scaling Towards Submillimeter Implantable Receivers", 2018, IEEE Trans Biomed Circuits Syst. 2018 Oct;12(5):1100-1111. doi: 10.1109/TBCAS.2018.2871470. Epub 2018 Sep 20. PMID: 30235147; PMCID: PMC6269189.
- [DEH08] C. Dehollain, "Invivo Ultrasonic Transponder System for Biomedical Applications", 2008, Retrieved from www.ultrasponder.org
- [DLH19] M. Ding, Y. Liu, P. Harpe, C. Bachmann, K. Philips and A. Van Roermund, "A Low-Power Fast Start-Up Crystal Oscillator With an Autonomous Dynamically Adjusted Load", 2019, in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 66, no. 4, pp. 1382-1392, doi: 10.1109/TCSL.2018.2880282.
- [DY10] A. Denisov and E. Yeatman, "Ultrasonic vs. Inductive Power Delivery for Miniature Biomedical Implants", 2010 International Conference on Body Sensor Networks, 2010, pp. 84-89, doi: 10.1109/BSN.2010.27.
- [EC15] European Commission, DG Health and Food Safety, Directorate C: Public Health, Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks – SCENIR Opinion on "Potential health effects of exposure to electromagnetic fields (EMF)", 2015
- [EFJ1974] K. R. Erikson, F. J. Fry and J. P. Jones, "Ultrasound in Medicine – A Review", 1974, IEEE Transactions On Sonics and Ultrasonics.
- [ES16] H. Elayan and R. M. Shubair, "On channel characterization in human body communication for medical monitoring systems", 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), pp. 1-2, doi: 10.1109/ANTEM.2016.7550160.
- [FDA17] U.S. Department of Health and Human Services, Food and Drug Administration, Center for Devices and Radiological Health "Marketing Clearance of Diagnostic Ultrasound Systems and Transducers - Guidance for Industry and Food and Drug Administration Staff", 2017
- [FIO20] J. M. Fiore, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits: Theory and Application", 2020, 3rd edition, Electrical Engineering Technology.
- [FRE1978] M. Frerking, "Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation", 1978, Van Nostrand Reinhold Ltd
- [GAS1978] J. D. Gaskill, "Linear Systems, Fourier Transforms, and Optics", 1978, Wiley, ISBN: 978-0-471-29288-3
- [GCW20] X. Li, J. Gao, Z. Chen and X. Wang, "High-Speed Wide-Range True-Single-Phase-Clock CMOS Dual Modulus Prescaler", 2020, Electronics
- [GJD1978] S. A. Goss, R. L. Johnston and F. Dunn. "Comprehensive compilation of empirical ultrasonic properties of mammalian tissues", 1978, Journal of Acoustic Society of America. 1978 Aug;64(2):423-57. doi: 10.1121/1.382016. PMID: 361793.
- [GJS16] M. Ghamari, B. Janko, R. S.Sherratt, W. Harwin, R. Piechockic, C. Soltanpur. "A Survey on Wireless Body Area Networks for eHealthcare Systems in Residential Environments", Sensors. 2016; 16(6):831. doi : 10.3390/s16060831
- [GMP12] L. Galluccio, T. Melodia, S. Palazzo and G. E. Santagati, "Challenges and implications of using ultrasonic communications in intra-body area networks.", 2012 9th Annual Conference on Wireless On-Demand Network Systems and Services (WONS), 2012, pp. 182-189, doi: 10.1109/WONS.2012.6152227.
- [GON06] G. Gonzalez, "Foundations of Oscillator Circuit Design", 2006, Artech House, Inc., 685 Canton St. Norwood, MA, United States
- [GPS19] M. M. Ghanbari, D. K. Piech, K. Shen, S. F. Alamouti, C. Yalcin. B. C. Johnson and J. M. Carmena "17.5 A 0.8mm³ Ultrasonic Implantable Wireless Neural Recording System With Linear AM Backscattering", 2019 IEEE International Solid- State Circuits Conference - (ISSCC), 2019, pp. 284-286, doi: 10.1109/ISSCC.2019.8662295.
- [HAA12] G. T. Haar, "The safe use of Ultrasound in Medical Diagnosis" 3rd Edition, 2012
- [HB17] T. Herbert Neighbors and D. Bradley, "Applied Underwater Acoustics: Leif Bjørnø", 2017, 1st Edition, Elsevier
- [HE09] F. He, "On-chip real time clock oscillator without quartz crystal", 2009, Laboratoire de Traitement Algorithmique et Matériel de la Communication, de l'Information et de la Connaissance (CNRS/UMR 2872), Brest, Université de Bretagne Sud.

- [HE17] M. Hosseinnejad and A. Erfanian, "A VCO-free low-power fully digital BPSK demodulator for implantable biomedical microsystems," 2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2017, pp. 474-477, doi: 10.1109/ICECS.2017.8292052.
- [HF1972] T. G. Hallin and M. J. Flynn, "Pipelining of Arithmetic Functions", 1972, in IEEE Transactions on Computers, vol. C-21, no. 8, pp. 880-886, doi: 10.1109/TC.1972.5009044.
- [HGB18] P. A. Hasgall, F. Di Gennaro, C. Baumgartner, E. Neufeld, B. Lloyd, M. C. Gosselin, D. Payne, A. Klingenböck and N. Kuster, "IT²IS Database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues," Version 4.0, May 15, 2018, DOI: 10.13099/VIP21000-04-0. itis.swiss/database
- [HH15] P. Horowitz, & Hill, W. "The art of electronics (3rd ed.)", 2015, Cambridge University Press.
- [HHL17] D. Hah, C. Han Je, S.-Q. Lee, "Design of Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer (CMUT) on a flexible substrate for intravascular ultrasonography (IVUS) applications", 2017, doi: 10.1109/DTIP.2017.7984489
- [HJP14] H. Hwang, B. Jo, S. Park, S. Kim, C. Jeong and J. Moon, "A 13.56 MHz CMOS ring oscillator for wireless power transfer receiver system", 2014 TENCON 2014 - 2014 IEEE Region 10 Conference, pp. 1-4, doi: 10.1109/TENCON.2014.7022380.
- [HKI09] H. S. Hamid, E. Kadhum, W. Ismail and M. Sigh, "Analyze BER Performance of Wireless FSK System", 2009, Microwaves & RF Vol. 48 Issue 11, p80
- [HL09] W. Hoeg and T. Lauterbach, "Digital Audio Broadcasting: Principles and Applications of DAB, DAB + and DMB", 2009, Third Edition, Wiley
- [HL1928] E. Harvey and A. Loomis, "High Frequency Sound "aves of Small Intensiv and Their Biological Effects", 1928, Nature, London Bd. 121, s: 622.
- [HLG13] A. Hajati, D. Latev and D. Gardner, "3D MEMS piezoelectric ultrasound transducer technology", 2013 Joint IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectric and Workshop on Piezoresponse Force Microscopy (ISAF/PFM), 2013, pp. 231-235, doi: 10.1109/ISAF.2013.6748661.
- [HPA10] Health Protection Agency, "Health Effects of Exposure to Ultrasound and Infrasound – Health Protection Agency, Report of the independent Advisory Group on Non-ionising Radiation ", 2010
- [IEC04] International standard IEC 60601-2-37 Amendment 1 2001 2004-08 Medical electrical equipment – Part 2-37 Particular requirements for the safety of ultrasonic medical diagnostic and monitoring equipment
- [IEEE12] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks," in IEEE Std 802.15.6-2012 , vol., no., pp.1-271, 29 Feb. 2012, doi: 10.1109/IEEESTD.2012.6161600.
- [IMK18] A. Ibrahim, M. Meng and M. Kiani, "A Comprehensive Comparative Study on Inductive and Ultrasonic Wireless Power Transmission to Biomedical Implants", 2018, in IEEE Sensors Journal, vol. 18, no. 9, pp. 3813-3826, doi: 10.1109/JSEN.2018.2812420.
- [INS19] Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale (INSERM) "Ultrasons biomédicaux Une révolution médicale en cours", 2019, Retrieved from www.inserm.fr/dossier/ultrasons-biomedicaux
- [IST17] S. Iguchi, T. Sakurai and M. Takamiya, "A Low-Power CMOS Crystal Oscillator Using a Stacked-Amplifier Architecture," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 52, no. 11, pp. 3006-3017, Nov. 2017, doi: 10.1109/JSSC.2017.2743174.
- [JBD18] W. Jiang, T. Bos, W. Dehaene, M. Verhelst and J. D'hooge, "Modelling of Channels for Intra-Corporal Ultrasound Communication," 2018 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/ULTSYM.2018.8579768.
- [JF21] A. Javan-Khoshkholgh and A. Farajidavar, "Simultaneous Wireless Power and Data Transfer: Methods to Design Robust Medical Implants for Gastrointestinal Tract", 2021 in IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology, doi: 10.1109/JERM.2021.3084516.
- [JOL11] S. Jolivet, "Limitations et Opportunités des Circuits Actifs pour la Réalisation d'un Filtrage RF Haute Performance et Accordable en Fréquence pour les Récepteurs TV", 2011, Université de Limoges
- [JVS14] A. Javid, H. Vahedian, A. M. Sodagar and M. E. Mofrad. "Low-power, high-data-rate, BPSK demodulator for implantable biomedical applications", 2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS) (2014): 415-418.

- [KIA19] R. Kadel, N. Islam, K. Ahmed, S. J. Halder, "Opportunities and Challenges for Error Correction Scheme for Wireless Body Area Network—A Survey", *Journal of Sensor and Actuator Networks*. 2019; 8(1):1. doi: 10.3390/jsan8010001
- [KIM05] M. Kim, "Aspect ratio dependence of electromechanical coupling coefficient of piezoelectric resonators", 2005, *Appl. Phys. Lett.* 87, 132901, doi : 10.1063/1.2053366
- [KKC21] K. -M. Kim, S. Kim, K. -S. Choi, H. Jung, J. Ko and S. -G. Lee, "A Sub-nW Single-Supply 32-kHz Sub-Harmonic Pulse Injection Crystal Oscillator", 2021 in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, no. 6, pp. 1849-1858, June 2021, doi: 10.1109/JSSC.2020.3016021.
- [KKS01] H. Kawanabe, T. Katane, H. Saotome, O. Saito and K. Kobayashi, "Power and Information Transmission to Implanted Medical Device Using Ultrasonic", 2001 *Jpn. J. Appl. Phys.* 40 3865.
- [KL03] S.-M. Kang and Y. Leblebici, "CMOS Digital Integrated Circuits", 2003, 3rd edition, WCB McGraw-Hill
- [KLK19] A. Khalifa, Y. Liu, Y. Karimi, Q. Wang, A. Eisape, M. Stanacevic, N. Thakor, Z. Bao, R. Etienne-Cummings. "The Microbead: A 0.009 mm³ Implantable Wireless Neural Stimulator", 2019, *IEEE Trans Biomed Circuits Syst.* 2019 Oct;13(5):971-985. doi: 10.1109/TBCAS.2019.2939014. Epub 2019 Sep 2. PMID: 31484132.
- [KMF14] M. Karimi, M. H. Maghami, M. Faizollah and A. M. Sodagar, "A noncoherent low-power high-data-rate BPSK demodulator and clock recovery circuit for implantable biomedical devices", 2014 *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS) Proceedings*, 2014, pp. 372-375, doi: 10.1109/BioCAS.2014.6981740.
- [KMS20] Z. Kou, R. J. Miller, A. C. Singer, M. L. Oelze, "Real-time video streaming in vivo using ultrasound as the communication channel", 2020, arXiv:2009.13683 [eess.SP]
- [KMW18] A. Kosari, M. Moosavifar and D. D. Wentzloff, "A 152 μ W -99dBm BPSK/16-QAM OFDM Receiver for LPWAN Applications," 2018 *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, 2018, pp. 303-306, doi: 10.1109/ASSCC.2018.8579346.
- [KOC00] J. Kocbach, "Finite element modeling of ultrasonic piezoelectric transducers", 2000, PhD Thesis, Department of Physics, University of Bergen, Bergen
- [KUN02] E. Kuntsal, "Accuracy issues on the calculation of efficiency for piezoelectric underwater transducers," *OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37158)*, 2000, pp. 1293-1297 vol.2, doi: 10.1109/OCEANS.2000.881782.
- [KYI16] S. H. Kim, C. Yu and K. Ishiyama, "Rotary-Type Electromagnetic Power Generator Using a Cardiovascular System As a Power Source for Medical Implants", 2016 in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 21, no. 1, pp. 122-129, Feb. 2016, doi: 10.1109/TMECH.2015.2436910.
- [KZS19] A. Kim, J. Zhou, S. Samaddar, S. H. Song, B. D. Elzey, D. H. Thompson and B. Ziaie. "An Implantable Ultrasonically-Powered Micro-Light-Source (μ Light) for Photodynamic Therapy", *Sci Rep.* 2019 Feb 4;9(1):1395. doi: 10.1038/s41598-019-38554-2. PMID: 30718792; PMCID: PMC6362227.
- [LAG18] G. Lallement, F. Abouzeid, T. D. Gilio, P. Roche and J. Autran, "A 140 nW, 32.768 kHz, 1.9 ppm/ $^{\circ}$ C Leakage-Based Digitally Relocked Clock Reference with 0.1 ppm Long-Term Stability in 28nm FD-SOI", 2018 *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, 2018, pp. 197-200, doi: 10.1109/ASSCC.2018.8579291.
- [LBH20] R. Lu, M. Breen, A. Hassanien, Y. Yang, S. Gong, "Thin-Film Lithium Niobate Based Piezoelectric Micromachined Ultrasound Transducers", 2020, *IUS 2020 - International Ultrasonics Symposium, Proceedings*, doi: 10.1109/IUS46767.2020.9251707
- [LD10] B. P. Lathi and Z. Ding, "Modern Digital and Analog Communication Systems", 2010, OXFORD UNIVERSITY PRESS
- [LGA13] K. K. Lee, K. Granhaug and N. Andersen, "A study of low-power crystal oscillator design", 2013 *NORCHIP*, 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/NORCHIP.2013.6702036.
- [LGX16] C. Liu, Y.-X. Guo and S. Xiao, "A Review of Implantable Antennas for Wireless Biomedical Devices", 2016, *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)*
- [LI21] J. Li, "Lead-free piezoelectric materials", 2021, Wiley-VCH, ISBN: 978-3-527-34512-0
- [LIN16] J. C. Lin, "Human Exposure to RF, Microwave, and Millimeter-Wave Electromagnetic Radiation [Health Effects]", 2016, in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 17, no. 6, pp. 32-36, doi: 10.1109/MMM.2016.2538540.
- [LJ12] H.-Y. Lee and Y.-C. Jang, "A true single-phase clocked flip-flop with leakage current compensation", 2012, *IEICE Electronics Express*

- [LL17] S. Lu and Y. Liao, "A 45 μ W, 9.5MHz current-reused RC oscillator using a swing-boosting technique", 2017 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT), 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/VLSI-DAT.2017.7939665.
- [LL18] S. Lu and Y. Liao, "A 46 μ W, 8.2MHz self-threshold-tracking differential relaxation oscillator with 7.66psrms period jitter and 1.56ppm allan deviation floor", 2018 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/CICC.2018.8357092.
- [LML18] K. Lei, P. Mak, M. Law and R. P. Martins, "A Regulation-Free Sub-0.5-V 16-/24-MHz Crystal Oscillator With 14.2-nJ Startup Energy and 31.8 μ W Steady-State Power" 2018 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 53, no. 9, pp. 2624-2635, doi: 10.1109/JSSC.2018.2849012.
- [LMM21] K. -M. Lei, P. -I. Mak and R. P. Martins, "A 0.35-V 5,200- μ m² 2.1-MHz Temperature-Resilient Relaxation Oscillator With 667 fJ/Cycle Energy Efficiency Using an Asymmetric Swing-Boosted RC Network and a Dual-Path Comparator", 2021 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 56, no. 9, pp. 2701-2710, doi: 10.1109/JSSC.2021.3067051.
- [LSH19] M. Li, Y. Song, Y. Hou, N. Li, Y. Jiang, M. Sulaman, Q. Hao, "Comparable Investigation of Characteristics for Implant Intra-Body Communication Based on Galvanic and Capacitive Coupling", 2019, in IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 13, no. 6, pp. 1747-1758, doi: 10.1109/TBCAS.2019.2940827.
- [LWG20] D. Li, J. Wu, Y. Gao, M. Du, Ž. L. Vasić and M. Cifrek, "A Differential Analog Receiver Front-End for Galvanic-Coupled Human Body Communication", 2020 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/I2MTC43012.2020.9129269.
- [LWH13] Y. -S. Luo, J.-R. Wang, W.-J. Huang, J.-Y. Tsai, I.-C. Wu, Y.-F. Liao, W.-T. Tseng, C.-T. Yen, P.-C. Li, S.-I. Liu, "Ultrasonic telemetry and neural stimulator with FSK-PWM signaling", 2013 International Symposium on VLSI Design, Automation, and Test (VLSI-DAT), 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/VLTI-DAT.2013.6533832.
- [LX17] S. Lin and J. Xu, "Effect of the Matching Circuit on the Electromechanical Characteristics of Sandwiched Piezoelectric Transducers", 2017, Sensors (Basel, Switzerland) vol. 17,2 329. doi:10.3390/s17020329
- [LZW10] D. -S. Lin, X. Zhuang, S. H. Wong, M. Kupnik and B. T. Khuri-Yakub, "Encapsulation of Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers Using Viscoelastic Polymer," in Journal of Microelectromechanical Systems, vol. 19, no. 6, pp. 1341-1351, Dec. 2010, doi: 10.1109/JMEMS.2010.2076786.
- [MAN02] R. Mancini, "Op Amps For Everyone", 2002, Texas Instruments
- [MCC1986] D. S. McCarren, "BPSK demodulator with D type flip-flop", 1986, US Patent : US4744094A, Zenith Electronics LLC
- [MDD17] EN 60601-2-37:2008+A1:2015 diagnostic ultrasound devices, 2017, Retrieved from <https://www.tuvsud.com>
- [MK19] M. Meng and M. Kiani, "Gastric Seed: Toward Distributed Ultrasonically Interrogated Millimeter-Sized Implants for Large-Scale Gastric Electrical-Wave Recording", 2019, in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 66, no. 5, pp. 783-787, doi: 10.1109/TCSII.2019.2908072.
- [ML1991] D. Mulally and D. Lefevre, "A comparison of digital modulation methods for small satellite data links", 1991
- [MM20] M. Morgan, A. Murphy, Acoustic impedance. Reference article, Radiopaedia.org. (accessed on 12 Nov 2021) <https://doi.org/10.53347/rID-32118>
- [MMR17] A. Corres-Matamoros, E. Martínez-Guerrero and J. E. Rayas-Sanchez, "A programmable CMOS voltage controlled ring oscillator for radio-frequency diathermy on-chip circuit", 2017 International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICCDACS), pp. 65-68, doi: 10.1109/ICCDACS.2017.7959721.
- [MSB17] J. Mikulić, G. Schatzberger and A. Baric, "A 1-MHz on-chip relaxation oscillator with comparator delay cancelation", 2017 – 43rd IEEE European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), doi: 10.1109/ESSCIRC.2017.8094534
- [MYH08] S. Ahmed, L. Yang and L. Hanzo, "Mellin-Transform-Based Performance Analysis of FFH M-ary FSK Using Product Combining for Combatting Partial-Band Noise Jamming", 2008 in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 57, no. 5, pp. 2757-2765, doi: 10.1109/TVT.2007.912604.
- [NG02] K. H. Ng, "International Guidelines and Regulations for the Safe Use of Diagnostic Ultrasound in Medicine", 2002, Journal of Medical Ultrasound, doi: 10.1016/S0929-6441(09)60017-5
- [NGM1982] B. S. Nashold, J. L. Goldner, J. B. Mullen and D. S. Bright. "Long-term pain control by direct peripheral-nerve stimulation", The Journal of Bone and Joint Surgery, 1982 Jan;64(1):1-10. PMID: 6976348.

- [NHF21] F. Narvaez, S. Hosseini, H. Farkhani and F. Moradi, "Analysis and Design of a PMUT-based transducer for Powering Brain Implants", 2021, arXiv:2101.04443 [physics.med-ph]
- [PAC07] S. A. Pactitis, "Active Filters Theory and Design", 2007, CRC Press Taylor & Francis Group
- [PAR15] M. D. Pereira, G. A. Alvarez-Botero and F. Rangel de Sousa, "Characterization and Modeling of the Capacitive HBC Channel", 2015, in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 64, no. 10, pp. 2626-2635, doi: 10.1109/TIM.2015.2420391.
- [PC17] D. C. Pang and C. M. Chang, "Development of a Novel Transparent Flexible Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer", Sensors (Basel). 2017 Jun 20;17(6):1443. doi: 10.3390/s17061443. PMID: 28632157; PMCID: PMC5492855.
- [PEI13] M. Peisino, "Deeply implanted medical device based on a novel ultrasonic telemetry technology", 2013, École polytechnique fédérale de Lausanne (EPFL)
- [PER1968] M. Perlman, "An Algorithm for the Synthesis of Binary Sequence Detectors", 1968, IEEE Transactions on Computers, vol. C-17, no. 9, pp. 873-880, Sept. 1968, doi: 10.1109/TC.1968.229148
- [PGW16] A. Paidimarri, D. Griffith, A. Wang, G. Burra and A. P. Chandrakasan, "An RC Oscillator With Comparator Offset Cancellation", 2016 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 51, no. 8, pp. 1866-1877, doi: 10.1109/JSSC.2016.2559508.
- [PIC21] www.piceramic.com, 1996-2021 PI Ceramic GmbH ISO 9001
- [PIE1923] G. W. Pierce, "Piezoelectric crystal resonators and crystal oscillators applied to the precision calibration of wavemeters", 1923 Proc. Amer. Acad. Arts Sci., vol. 59, no. 4, pp. 81-106
- [PJS18] D. K. Piech, B. C. Johnson, K. Shen, M. M. Ghanbari, K. Y. Li, R. M. Neely, J. E. Kay, J. M. Carmena, M. M. Maharbiz, R. Muller, "StimDust: A mm-scale implantable wireless precision neural stimulator with ultrasonic power and communication", 2018, arXiv:1807.07590 [q-bio.NC]
- [PR13] W. G. Pitt and S. A. Ross. "Ultrasound increases the rate of bacterial cell growth", 2013, Biotechnol Prog. 2003 May-Jun;19(3):1038-44. doi: 10.1021/bp0340685. PMID: 12790676; PMCID: PMC1361254.
- [PS08] J. G. Proakis and M. Salehi, "Digital Communications", 2008, 5th Edition
- [PSL13] M. H. Perrot, J. C. Salvia, F.S. Lee, A. Partidge, S. Mukherjee, C. Arft, J. Kim, N. Arumugam, P. Gupta, S. Tabatabaei, S. Pamarti, H. Lee and F. Assaderaghi, "A Temperature-to-Digital Converter for a MEMS-Based Programmable Oscillator With ± 0.5 -ppm Frequency Stability and < 1 -ps Integrated Jitter" 2013 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 48, no. 1, pp. 276-291, Jan. 2013, doi: 10.1109/JSSC.2012.2218711.
- [PZD16] M. Panebianco, C. Zavanone, S. Dupont, D. A. Restivo, A. Pavone, "Vagus nerve stimulation therapy in partial epilepsy: a review", 2016, Acta Neurol Belg 116, 241-248. Doi: 10.1007/s13760-016-0616-3
- [RAD21] Radiodigi, "La radio numérique terrestre en DAB+", 2021, Retrieved from www.dabplus.fr
- [RAP02] T. S. Rappaport, "Wireless Communications : Principles and Practice", 2002, Prentice Hall
- [RAZ12] B. Razavi, "RF MICROELECTRONICS", 2012, Second Edition, Prentice Hall
- [RAZ17] B. Razavi, "The Crystal Oscillator [A Circuit for All Seasons]", 2017, in IEEE Solid-State Circuits Magazine, vol. 9, no. 2, pp. 7-9, Spring 2017, doi: 10.1109/MSSC.2017.2688679.
- [RB20] H. Rahmani and A. Babakhani, "A 1.6mm³ Wirelessly Powered Reconfigurable FDD Radio with On-Chip Antennas Achieving 4.7 pJ/b TX and 1 pJ/b RX Energy Efficiencies for Medical Implants", 2020 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/CICC48029.2020.9075935.
- [RBA20] H. Rahmani and A. Babakhani, "An Integrated Battery-Less Wirelessly Powered RFID Tag with Clock Recovery and Data Transmitter for UWB Localization," 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2020, pp. 460-463, doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223821.
- [RLO14] F. Rivet, D. T. H. Lai, N. Owen, Y. Deval, "Intra-Body Communications - Radio-Frequency versus Ultrasonic", 2014, Analog Integrated Circuits and Signal Processing
- [RW12] N. E. Roberts and D. D. Wentzloff, "A 98nW wake-up radio for wireless body area networks", 2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2012, pp. 373-376, doi: 10.1109/RFIC.2012.6242302.
- [SA00] M. K. Simon and M. Alouini, "Digital Communication over Fading Channels", 2000, John Wiley & Sons, Inc.
- [SA08] A. Safari and K. Akdoğan, "Piezoelectric and Acoustic Materials for Transducer Applications", 2008, Springer

- [SAA06] K. Sundaresan, P. E. Allen and F. Ayazi, "Process and temperature compensation in a 7-MHz CMOS clock oscillator", 2006 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 41, no. 2, pp. 433-442, doi: 10.1109/JSSC.2005.863149.
- [SAC16] A. Shrivastava, D. Akella Kamakshi and B. H. Calhoun, "A 1.5 nW, 32.768 kHz XTAL Oscillator Operational From a 0.3 V Supply", 2016, in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 51, no. 3, pp. 686-696, doi: 10.1109/JSSC.2015.2512382.
- [SAL21] C. Shi, V. Andino-Pavlovsky, S. A. Lee, T. Costa, J. Elloian, E. E. Konofagou and K. L. Shepard, "Application of a sub-0.1-mm³ implantable mote for in vivo real-time wireless temperature sensing", 2021, Science Advances, doi : 10.1126/sciadv.abf6312
- [SAN06] W. M. C. Sansen, "Analog Design Essentials", 2006, Springer
- [SAN1984] J. T. Santos and R. G. Meyer, "A one-pin crystal oscillator for VLSI circuits", 1984 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 19, no. 2, pp. 228-236, doi: 10.1109/JSSC.1984.1052122.
- [SB07] C. H. Sherman and J. L. Butler, "Transducers and Arrays for Underwater Sound", 2007, Springer
- [SB19] Y. Sun and A. Babakhani, "Wirelessly-Powered Dielectric Sensor With On-Chip Antennas in 180 nm SOI CMOS Process", 2019, in IEEE Sensors Journal, vol. 19, no. 7, pp. 2613-2620, doi: 10.1109/JSEN.2018.2888620.
- [SCE20] C. Shi, T. Costa, J. Elloian, Y. Zhang and K. L. Shepard, "A 0.065-mm³ Monolithically-Integrated Ultrasonic Wireless Sensing Mote for Real-Time Physiological Temperature Monitoring", 2020, in IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 14, no. 3, pp. 412-424, doi: 10.1109/TBCAS.2020.2971066.
- [SCR19] D. Seo, J. M. Carmena, J. M. Rabaey, E. Alon and M. M. Maharbiz, "Neural Dust: An Ultrasonic, Low Power Solution for Chronic Brain-Machine Interfaces", 2019, arXiv:1307.2196 [q-bio.NC]
- [SDS21] B. C. Sekhar, B. Dhanalakshmi, B. Srinivasa Rao, S. Ramesh, K. Venkata Prasad, P.S.V. Subba Rao and B. Parvatheeswara Rao, "Piezoelectricity and Its Applications", 2021, IntechOpen
- [SEL18] D. Self, "The design of active crossovers", 2018, Routledge, Taylor & Francis group
- [SJZ21] M. Song, P. Jayathurathnage, E. Zanganeh, M. Krasikova, P. Smirnov, P. Belov, P. Kapitanova, C. Simovski, S. Tretyakov, A. Krasnok, "Up-And-Coming Physical Concepts of Wireless Power Transfer", 2021, arXiv:2107.14086 [physics.app-ph]
- [SM17] G. E. Santagati and T. Melodia, "An implantable low-power ultrasonic platform for the Internet of Medical Things", IEEE INFOCOM 2017 - IEEE Conference on Computer Communications, 2017, pp. 1-9, doi: 10.1109/INFOCOM.2017.8057133.
- [SM20] S. Sonmezoglu and M. M. Maharbiz, "34.4 A 4.5mm³ Deep-Tissue Ultrasonic Implantable Luminescence Oxygen Sensor", 2020 doi : 10.1109/ISSCC19947.2020.9062946
- [SMS10] D. K. Sharma, A. Mishra and R. Saxena, "ANALOG & DIGITAL MODULATION TECHNIQUES: AN OVERVIEW", 2010, TECHNIA International Journal of Computing Science and Communication Technologies, vol. 3, no. 1
- [SNS16] D. Seo, R. M. Neely, K. Shen, U. Singhal, E. Alon, J. M. Rabaey, J. M. Carmena, M.M. Maharbiz, M. M. Maharbiz and R. Muller, "Wireless Recording in the Peripheral Nervous System with Ultrasonic Neural Dust. Neuron", 2016 3;91(3):529-39. doi: 10.1016/j.neuron.2016.06.034. PMID: 27497221.
- [SON17] Sonometrics Company "Sonometrics crystals: Large animal 2 mm crystal", 2017. [Online]. <http://www.sonometrics.com>
- [SOP16] A. Singer, M Oelze and A. Podkowa, "Mbps Experimental Acoustic Through-Tissue Communications: MEAT-COMMS", 2016 IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), pp. 1-4, doi: 10.1109/SPAWC.2016.7536815.
- [SRD08] R. Suresh, T. Ramesh Rao, E. M. Davis, N. Ovchinnikov, A. Mc Rae. "Effect of diagnostic ultrasound during the fetal period on learning and memory in mice", Ann Anat. 2008;190(1):37-45. doi: 10.1016/j.aanat.2007.04.008. Epub 2007 Oct 22. PMID: 18342141.
- [SS15] A. S. Sedra and K. C. Smith, "Microelectronic Circuits", 2015, Seventh Edition, Oxford University Press
- [SSL17] S. Surappa, S. Satir, F. Levent Degertekin, "A capacitive ultrasonic transducer based on parametric resonance", Appl Phys Lett. 2017 Jul 24;111(4):043503. doi: 10.1063/1.4995564. PMID: 28804141; PMCID: PMC5524589.
- [STE1894] L. Steiner, Band XI, 19, "Mathematische und naturwissenschaftliche Berichte aus Ungarn", 1894, Königliche Ungarische naturwissenschaftliche Gesellschaft. Magyar Tudományos Akadémia. Berlin, R. Friedländer & Sohn
- [STK15] T. Şen, O. Tüfekçioğlu, and Y. Koza, "Mechanical index", 2015, Anatolian journal of cardiology, 15(4), 334-336. 10.5152/akd.2015.6061

- [STO06] M. Stojanovic, "On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic communication channel", 2006, In Proceedings of the 1st ACM international workshop on Underwater networks (WUWNet '06). Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 41–47. DOI:<https://doi.org/10.1145/1161039.1161049>
- [SWS18] A. Sawaby, M. L. Wang, E. So, J.-C. Chien, H. Nan, B. T. Khuri-Yakub, "A Wireless Implantable Ultrasound Array Receiver for Thermoacoustic Imaging", 2018 IEEE Symposium on VLSI Circuits, 2018, pp. 189-190, doi: 10.1109/VLSIC.2018.8502293.
- [SWV09] V. De Smedt, P. De Wit, W. Vereecken and M. S. J. Steyaert, "A 66 μW 86 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ Fully-Integrated 6 MHz Wienbridge Oscillator With a 172 dB Phase Noise FOM," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, no. 7, pp. 1990-2001, July 2009, doi: 10.1109/JSSC.2009.2021914.
- [SX1999] Y.-S. Shyu and J.-C. Wu, "A process and temperature compensated ring oscillator", AP-ASIC'99. First IEEE Asia Pacific Conference on ASICs (Cat. No.99EX360), 1999, pp. 283-286, doi: 10.1109/APASIC.1999.824084.
- [SY18] S. Sarangapani and X. Yan, "Improvement in the Electromechanical Properties of a Partially Diced Piezoelectric Disc Transducer", 2018, in IEEE Access, vol. 6, pp. 70324-70330, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2879463.
- [TBY19] W. J. Tomlinson, S. Banou, C. Yu, M. Stojanovic and K. R. Chowdhury, "Comprehensive Survey of Galvanic Coupling and Alternative Intra-Body Communication Technologies", 2019, in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 21, no. 2, pp. 1145-1164, Secondquarter 2019, doi: 10.1109/COMST.2018.2879643.
- [TKB15] T. Taris, H. Kraimia, D. Belot and Y. Deval, "A FSK and OOK compatible RF demodulator for Wake Up Receivers", 2015 Journal of Low Power Electronics and Applications, MDPI, 2015, pp. ISSN 2079-9268.
- [TKL18] A. K. Teshome, B. Kibret and D. T. H. Lai, "An Integrated Sensor IBC Implant Transceiver", 2018 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2018, pp. 125-128, doi: 10.1109/ICECS.2018.8618061.
- [TKL19] A. K. Teshome, B. Kibret and D. T. H. Lai, "A Review of Implant Communication Technology in WBAN: Progress and Challenges", 2019, in IEEE Reviews in Biomedical Engineering, vol. 12, pp. 88-99, doi: 10.1109/RBME.2018.2848228.
- [TS1986] H. Taub and D. L. Schilling, "Principles of Communication Systems", 1986, Second Edition, McGraw-Hill Publishing Company
- [TYC08] M.-D. Tsai, C.-W. Yeh, Y.-H. Cho, L.-W. Ke, P.-W. Chen and G.-K. Dehng, "A temperature-compensated low-noise digitally-controlled crystal oscillator for multi-standard applications", 2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2008, pp. 533-536, doi: 10.1109/RFIC.2008.4561493.
- [UYE01] J. P. Uyemura, "Introduction to VLSI Circuits and Systems", 2001, Wiley
- [UYE1999] J. P. Uyemura, "CMOS Logic Circuit Design", 1999, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS
- [VAE13] Magne Vaers, "Trade-offs between Performance and Robustness for Ultra Low Power/Low Energy Subthreshold D flip-flops in 65nm CMOS", 2013, Norwegian University of Science and Technology
- [VAL1982] M. E. Van Valkenburg, "Analog Filter Design", 1982, Holt-Saunders International Editions
- [VDB1988] E. A. Vittoz, M. G. R. Degrauwe and S. Bitz, "High-performance crystal oscillator circuits: theory and application", 1988 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 23, no. 3, pp. 774-783, doi: 10.1109/4.318.
- [VPK19] B. Verhoef, J. Prummel, W. Kruiskamp and R. Post, "18.6 A 32MHz Crystal Oscillator with Fast Start-up Using Synchronized Signal Injection," 2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference - (ISSCC), pp. 304-305, doi: 10.1109/ISSCC.2019.8662338.
- [WBC16] M. J. Weber, A. Bhat, T. C. Chang, J. Charthad and A. Arbabian, "A miniaturized ultrasonically powered programmable optogenetic implant stimulator system", 2016 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireless), 2016, pp. 12-14, doi: 10.1109/BIOWIRELESS.2016.7445548.
- [WCY20] Z. Wei, W. Chen, M. Yang, Y. Gao, Ž. L. Vasić and M. Cifrek, "Design and Implementation of Galvanic Coupling Intra-Body Communication Transceivers using Differential Phase Shift Keying", 2020 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/I2MTC43012.2020.9129050.
- [WGC21] Q. Wang, Q. Guan, J. Cheng and F. Ji, "A Splitting-Detection Joint-Decision Receiver for Ultrasonic Intra-Body Communications", 2021 in IEEE Transactions on Communications, vol. 69, no. 6, pp. 3586-3597, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3064967.

- [WWX21] R. Wang, B. Wang, K. Xiao, H. R. Wang, J. Yao Wang and C. Zhang, "A 9-MHz Temperature Insensitive Hybrid Ring Oscillator for the On-Chip Clock", 2021 9th International Symposium on Next Generation Electronics (ISNE), 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISNE48910.2021.9493623.
- [WYS17] M. J. Weber, Y. Yoshihara, A. Sawaby, J. Charthad, T. C. Chang and A. Arbabian, "A Miniaturized Single-Transducer Implantable Pressure Sensor With Time-Multiplexed Ultrasonic Data and Power Links", 2017 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 53, no. 4, pp. 1089-1101, doi: 10.1109/JSSC.2017.2782086.
- [XIO00] F. Xiong, "Digital Modulation Techniques", 2000, ARTECH HOUSE, INC, ISBN : 0890069700
- [XJL21] L. Xu, T. Jang, J. Lim, K. D. Choo, D. Blaauw and D. Sylvester, "A 510-pW 32-kHz Crystal Oscillator With High Energy-to-Noise-Ratio Pulse Injection", 2021 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, doi: 10.1109/JSSC.2021.3092424.
- [XLT20] B. Xiong, Y. Li, A. V. Thean and C.-H. Heng, "A $7 \times 7 \times 2 \text{mm}^3$ 8.6- μW 500-kb/s Transmitter with Robust Injection-Locking Based Frequency-to-Amplitude Conversion Receiver Targeting for Implantable Applications", 2020, in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 55, no. 6, pp. 1698-1708, doi: 10.1109/JSSC.2019.2961855.
- [XNO20] Z. Xu, N. Kimura, K. Okada and M. Miyahara, "Ultralow-Power Class-C Complementary Colpitts Crystal Oscillator", 2020, in IEEE Solid-State Circuits Letters, vol. 3, pp. 274-277, doi: 10.1109/LSSC.2020.3014048.
- [XWL18] K. Xiao, B. Wang, X. Lin and C. Qiu, "A balanced hybrid ring oscillator for precise temperature compensation", 2018 IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), 2018, pp. 336-339, doi: 10.1109/MWSCAS.2018.8623996.
- [XWQ21] K. Xiao, B. Wang, C. Qiu and X. Wang, "Design and Implementation of a Temperature Self-Compensation Balanced Hybrid Ring Oscillator BHRO", 2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/ISCAS51556.2021.9401344.
- [YMA11] H. Yan, J. G. Macias-Montero, A. Akhnoukh, L. C. N. de Vreede, J. R. Long and J. N. Burghartz, "An Ultra-Low-Power BPSK Receiver and Demodulator Based on Injection-Locked Oscillators", 2011 in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 5, pp. 1339-1349, May 2011, doi: 10.1109/TMTT.2011.2116037.
- [YSY21] S.-Y. Yang, V. Sencadas, S. S. You, N. Zi-Xun Jia, S. Sruthi Srinivasan, H.-W. Huang, A. Elrefaey Ahmed, J. Ying Liang, G. Traverso, "Powering Implantable and Ingestible Electronics", 2021, doi: 10.1002/adfm.202009289
- [ZGG19] W. Zhou, W. L. Goh and Y. Gao, "A 3-MHz 17.3- μW 0.015% Period Jitter Relaxation Oscillator with Energy Efficient Swing Boosting", 2019 Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on PP(99):1-1, doi: 10.1109/TCSII.2019.2948032.
- [ZHL16] Y. Zhang, Z. He, Y. Liu, L. A. L. Enamorado and X. Chen, "Measurement and characterization on a human body communication channel", 2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/PIMRC.2016.7794555.
- [ZHS14] K. Zhang, Q. Hao, Y. Song, J. Wang, R. Huang, Y. Li. "Modeling and characterization of the implant intra-body communication based on capacitive coupling using a transfer function method. Sensors (Basel) ", 2014;14(1):1740-1756. Published 2014 Jan 20. doi:10.3390/s140101740
- [ZIM1996] T. G. Zimmerman, "Personal Area Networks: Near-field intrabody communication", 1996, in IBM Systems Journal, vol. 35, no. 3.4, pp. 609-617, doi: 10.1147/sj.353.0609.
- [ZLJ14] S. Zhang, F. Li, X. Jiang, J. Kim, J. Luo and X. Geng, "Advantages and challenges of relaxor-PbTiO₃ ferroelectric crystals for electroacoustic transducers – A review", 2014, Elsevier
- [ZLN17] B. Zhao, Y. Lian, A. M. Niknejad and C. H. Heng, "A low-power compact IEEE 802.15.6 compatible human body communication transceiver with digital sigma-delta IIR mask shaping", ESSCIRC 2017 - 43rd IEEE European Solid State Circuits Conference, 2017, pp. 380-383, doi: 10.1109/ESSCIRC.2017.8094605.
- [ZML15] C. Zheng, H. Ma, J. Lai and L. Zhang, "Design Considerations to Reduce Gap Variation and Misalignment Effects for the Inductive Power Transfer System", 2015, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 11, pp. 6108-6119, doi: 10.1109/TPEL.2015.2424893.
- [ZMS15] M. Zgaren, A. Moradi and M. Sawan, "Ultra low-power transceiver with novel FSK modulation technique and efficient FSK-to-ASK demodulation", 2015 37th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2015, pp. 7115-7118, doi: 10.1109/EMBC.2015.7320032.

- [ZU18] W. Zeinelabedeen and R. Uyguroglu, "Characterization of human body channel for oblique incident case of plane wave in the 0.1-10 GHz frequency band for special health care monitoring application", 2018, arxiv:1805.02492v1
- [ZUM08] H. Zumbahlen, "Linear Circuit Design Handbook", 2008, Analog Devices
- [ZX11] Q. Zhu and Y. Xu, "A 228 μ W 750 MHz BPSK Demodulator Based on Injection Locking", 2011 in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 46, no. 2, pp. 416-423, Feb. 2011, doi: 10.1109/JSSC.2010.2090611.
- [ZZT16] Y. Zheng, L. Zhou, F. Tian, M. He and H. Liao, "A 51-nW 32.7-kHz CMOS relaxation oscillator with half-period pre-charge compensation scheme for ultra-low power systems", 2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2016, pp. 830-833, doi: 10.1109/ISCAS.2016.7527369.