

Aix-Marseille Université

ECOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGENIEUR
MECANIQUE, PHYSIQUE, MICRO ET NANO-ELECTRONIQUE

E.D. 353

THESE

présentée pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE D'AIX-MARSEILLE
Spécialité : Micro et Nanoélectronique

Zineb BENJELLOUN

Contribution à l'Amélioration des Performances d'une
Chaîne de Mesure de la Fréquence Cardiaque en Milieu Bruité

A soutenir le 19/12/2017 devant le jury :

Serge BERNARD	CNRS LIRMM	Rapporteur
Luc HEBRARD	Université de Strasbourg	Rapporteur
Rachid BOUCHAKOUR	Aix-Marseille Université	Examineur
Patrick LOUMEAU	Télécom ParisTech	Examineur
Wenceslas RAHAJANDRAIBE	Aix-Marseille Université	Directeur de thèse
Rémy VAUCHE	Aix-Marseille Université	Co-Directeur de thèse

Résumé

Mots-clés : ASIC, CMOS, Détection des battements cardiaques, ECG, Gilbert, Multiplieur, SNR.

Les activités liées au développement d'objets connectés munis d'intelligence embarquée ont connu un essor considérable ces dernières années, en particulier pour les applications médicales. Dans ce contexte, une course effrénée s'est engagée entre les pionniers de l'*IoT* afin d'offrir des produits toujours plus performants et plus intelligents. Smartphones, bracelets ou textile intelligent, tous intègrent un panel de capteurs multifonctionnels. Il est envisageable alors d'implémenter dans ces produits des solutions permettant de mesurer les signaux physiologiques en continu. En effet, ces signaux émis par le corps humain représentent une source riche d'informations que peut exploiter le corps médical pour le diagnostic ou la prévention d'une pathologie. Les maladies cardiovasculaires, étant la première cause de mortalité dans le monde, le diagnostic précoce de ces maladies est important et des solutions peuvent être apportées par les nouvelles technologies. Ainsi, les pathologies liées aux troubles du rythme cardiaque peuvent être décelées par une analyse inter-battements cardiaques en continu ce qui explique pourquoi la détection de ces battements représente un des axes les plus importants de la recherche dans le domaine du traitement de signaux électrocardiographiques. En effet, l'analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque représente un indicateur pertinent sur le fonctionnement cardiovasculaire. Or, cette pertinence dépend en grande partie de l'intelligibilité de l'information mesurée. La pertinence des algorithmes utilisés n'ayant pas été étudiée dans la littérature en fonction du niveau de bruit, la détection des battements cardiaques constitue donc un défi de taille lorsque celle-ci est effectuée en environnement non-maitrisé à partir de dispositifs embarqués et ce travail de thèse a essayé d'apporter des réponses concrètes à cette problématique.

Abstract

Keywords : ASIC, CMOS, Heartbeat Detection, ECG, Gilbert, Multiplier, SNR.

Activities related to the development of connected objects with on-board intelligence have undergone considerable growth in recent years, especially for medical applications. In this context, a frantic race has begun between the pioneers of the IoT in order to offer ever more efficient and intelligent products. Smartphones, wristbands or smart textiles all incorporate a panel of multifunctional sensors. According to the predictions of the Allied Market Research, the annual growth rate for sensors will reach 11.3% by 2022. The vital signs emitted by the human body represent a rich source of information that can be exploited by the medical corps for the diagnosis or prevention of a pathology of interest. Cardiovascular disease, being the second cause of death in the world, reminds us of the importance of a rigorous diagnosis. Pathologies related to heart rhythm disorders are generally detected by cardiac cross-heartbeat analysis. The detection of these beats is one of the most important axes of research in the field of electrocardiogram treatment. Indeed, the analysis of heart rate variability is a relevant indicator of cardiovascular functioning. This relevance depends, in large part, on the intelligibility of the measured information and the signal-to-noise ratio of the parameter of interest. The detection of heartbeats is a daunting challenge when it is carried out from on-board devices especially in noisy environments.

Remerciements

Je souhaite remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de cette thèse.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Rachid Bouchakour, directeur de l'Institut Matériaux Microélectronique Nanoscience de Provence (IM2NP) de m'avoir accueillie au sein du laboratoire, d'avoir codirigé mes travaux lors des deux premières années de thèse, de m'avoir prodigué maints conseils et d'avoir accepté la fonction d'examineur.

Je remercie particulièrement Monsieur Wenceslas Rahajandraibe, responsable de l'équipe Conception de Circuits Intégrés (CCI), de m'avoir intégrée dans son équipe, d'avoir dirigé mes travaux de recherche et pour la confiance qu'il m'a accordée. Je remercie également Monsieur Rémy Vauché, pour toutes les heures consacrées à encadrer et diriger cette thèse qui n'aurait jamais aboutie sans l'aide qu'il m'a apportée durant ces trois dernières années.

Je tiens à remercier aussi Messieurs Serge Bernard et Luc Hebrard qui m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de ce manuscrit, ainsi que Monsieur Patrick Loumeau de bien vouloir examiner mes travaux. Je remercie également Monsieur Ahmed Charai de m'avoir fait découvrir le laboratoire et de m'avoir soutenue.

Il m'est impossible d'oublier mon 'colloc' de bureau Jeff Pons, qui outre son appui scientifique, a toujours fait tout son possible pour m'aider au cours de l'élaboration de cette thèse. Du Matlab aux fous rires passant par les deltaplanes, merci pour tout !

Je suis très reconnaissante l'adorable couple Lila et Mourad Benlahsen pour leur soutien inconditionnel durant ces quatre dernières années. Je remercie également toutes les personnes côtoyées au sein du laboratoire pour les moments agréables que nous avons partagés (Ehsan, Charles, Imen, Sarra, Paola, Mathieu, Ines, Abde, Sabine, Abdelali, Daniel, Eloi, Manel, Sankhare, Antoine, Jean-Pierre, Jacques, Aymane...). Je tiens à remercier la magnifique Paula pour son efficacité et sa bonne humeur permanente.

Durant ma thèse j'ai aussi effectué de nombreux enseignements à l'IUT et à Polytech'Marseille, je remercie Vincenzo Della Marca, Jérémy Postel-Pellerin, Pierre Canet et Zaid Lakhdar pour leur aide, discussions et précieux conseils.

Je n'oublie certainement pas mes sœurs de cœur Meryem, Marwa, Maha, Sara et Soukaina qui ont toujours été là pour moi. Pour finir, ma reconnaissance va à ceux qui m'ont donné envie de réaliser cette thèse et ont su plus particulièrement assurer le soutien affectif, mes chers parents Abla et Ali, mes sœurs et frères Ghita, Aicha, Rayane et Abdellah, ma mamie Leila, ma cousine Malak et mon Homme Mohammed qui n'a jamais cessé de croire en moi et a supporté la distance durant toutes ces années dans le seul but de me voir épanouie ...

Liste des acronymes

ADC	Analog to Digital Converter
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPM	Battements Par Minute
DCT	Discrete Cosine Transform
DWT	Discrete Wavelet Transform
ECG	ElectroCardioGraphie
EEG	ElectroEncéphaloGraphie
EMD	Empirical Mode Decomposition
EMG	Electromyographie
FA	Fibrillation Atriale
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FLA	Flutter Atrial
IIR	Infinite Impulse Response
HRV	Heart Rate Variability
IMF	Intrinsic Mode Function
IR-UWB	Ultra-Wide-Band Impulse Radio
LED	Light Emetting Diode
LNA	Low Noise Amplifier
NEO	Nonlinear Energy Operator
PCG	PhonoCardioGraphie
PPG	PhotoPléthysmoGraphie
PAD	Pression Artérielle Diastolique
PAM	Pression Artérielle Moyenne
PAS	Pression Artérielle Systolique
RMSSD	Root Mean Square of Successive Differences

SDNN	Standard Deviation Normal to Normal
SNA	Système Nerveux Autonome
SNR	Signal to Noise Ratio
SPO ₂	Saturation Pulsée en Oxygène
TEO	Teager Energy Operator
TH	Transformée de Hilbert
TJ	Tachycardie Jonctionnelle
TV	Tachycardie Ventriculaire

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur la fréquence cardiaque et son acquisition	7
1 Introduction du chapitre	8
2 L'électrogénèse cardiaque	8
2.1 Physiologie du cœur	9
2.2 L'activité électrique du cœur	10
3 Les signaux physiologiques synchrones avec les battements cardiaques	11
3.1 Le phonocardiogramme	11
3.2 L'électrocardiogramme	12
3.3 La pression artérielle	13
3.4 La vitesse de circulation du sang	14
3.5 Le photopléthysmogramme	14
3.6 Conclusion	17
4 Electrocardiographie	17
4.1 Historique de l'électrocardiographie	17
4.2 Caractéristiques d'un électrocardiogramme	18
4.3 Acquisition d'un électrocardiogramme	20
4.4 Interprétation d'un électrocardiogramme	22
4.5 Les signaux interférents avec l'électrocardiogramme	23
5 Analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque et pathologies associés	27
5.1 Analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque	27
5.2 Pathologies associés aux troubles du rythme cardiaque	28
6 Etude de faisabilité d'une mesure de l'électrocardiogramme sur le bras et le poignet	30
6.1 Présentation du matériel de mesure	30
6.2 Configuration utilisée lors des tests	31
6.3 Résultats de mesure	33

6.4	Interprétation des signaux mesurés	34
6.5	Conclusion	35
7	Conclusion du chapitre	36
8	Bibliographie du chapitre	37

Chapitre II : Elaboration d'une chaîne de détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique 41

1	Introduction du chapitre	43
2	Revue des algorithmes de détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique	43
2.1	L'algorithme de Pan & Tompkins	44
2.2	Les algorithmes basés sur la transformée de Hilbert	48
2.3	Les algorithmes basés sur la transformée en ondelettes	50
2.4	Les algorithmes basés sur la décomposition modale empirique	53
2.5	Conclusion	56
3	Algorithme proposé pour la détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique bruité	55
3.1	Architecture de l'algorithme proposé	58
3.2	Filtrage Passe-bande	58
3.3	Transformation non-linéaire	59
3.4	Intégration glissante	62
3.5	Convolution avec une impulsion de référence	63
3.6	Ecrêtage du signal à l'aide de la moyenne glissante	63
3.7	Bloc de décision	64
4	Performances de l'algorithme proposé	65
4.1	Définition du taux de détection utilisé	65
4.2	Définition du taux d'erreur temporelle utilisé	67
4.3	Génération et addition d'un bruit blanc	68
4.4	Résultats de simulation obtenus et comparaison	69
5	Conclusion du chapitre	71
6	Bibliographie du chapitre	73

Chapitre III : Implémentation des transformations non-linéaires dans un circuit-intégré analogique

77

1	Introduction du chapitre	78
2	Revue des multiplieurs analogiques	79
2.1	Le multiplieur 2 quadrants à transistors bipolaires	80
2.2	Le multiplieur 4 quadrants à transistors bipolaires	85
2.3	Le multiplieur 4 quadrants à amplificateur exponentiel et logarithmique	88
2.4	Conclusion	91
3	Conception d'un multiplieur en technologie CMOS	91
3.1	Etude générale de la cellule de Gilbert en technologie MOS	92
3.2	Cas particulier où la paire [M1, M2] est en régime saturé	98
3.3	Cas particulier où la paire [M1, M2] est en régime triode	100
3.4	Implémentation et performances du multiplieur MOS	103
4	Intégration du multiplieur développé dans les circuits de transformation non-linéaire	108
4.1	Intégration du multiplieur dans l'étage de mise au carré	108
4.2	Intégration du multiplieur dans un détecteur d'énergie non-linéaire TEO	110
4.3	Présentation de la plateforme de test	114
4.4	Performances obtenues avec les transformations non-linéaires conçues	116
5	Conclusion du chapitre	119
6	Bibliographie du chapitre	121

Conclusion générale

123

Introduction générale

Avant-propos

Le développement de dispositifs électroniques intelligents et connectés est un secteur en plein essor. Ces objets technologiques s'invitent de plus en plus au quotidien et en deviennent une partie intégrante. Il s'agit de dispositif électronique connecté filaire ou sans fil muni de capteurs, de processeurs et de mémoire. Si les dispositifs aussi courant que les smartphones, tablettes ou montres sont aujourd'hui capables de mesurer des paramètres physiques et ou chimiques, de les analyser puis d'alerter son utilisateur selon l'usage prévu de l'objet, l'usage s'étend désormais vers des objets aussi variés que des voitures, robots, drones, lunettes, textiles intelligents, etc.

Selon un rapport de la société d'étude IDTechEX [1], il y aura ainsi d'ici 2025 plus de trois milliards de capteurs aptes à collecter les grandeurs physiques (accéléromètres, gyroscopes, magnétomètres, baromètres, etc.), optiques (capteurs d'images, oxymétrie de pouls, etc.), chimiques (alcoolémie, éthanol, etc.), biopotentiels à électrodes (électrocardiogramme, électroencéphalogramme, etc.).

Les capteurs de biopotentiels, les capteurs optiques ou encore les capteurs chimiques ont le potentiel de croissance parmi les plus importants du marché et sont directement liés à l'élaboration d'objets connectés médicaux. En effet, si le nombre d'objets connectés est susceptible d'augmenter de manière considérable dans les années à venir comme l'indique la figure 1, c'est notamment dû à la forte demande en dispositifs de télésurveillance médicale (suivi, prévention et/ou pré-diagnostic).

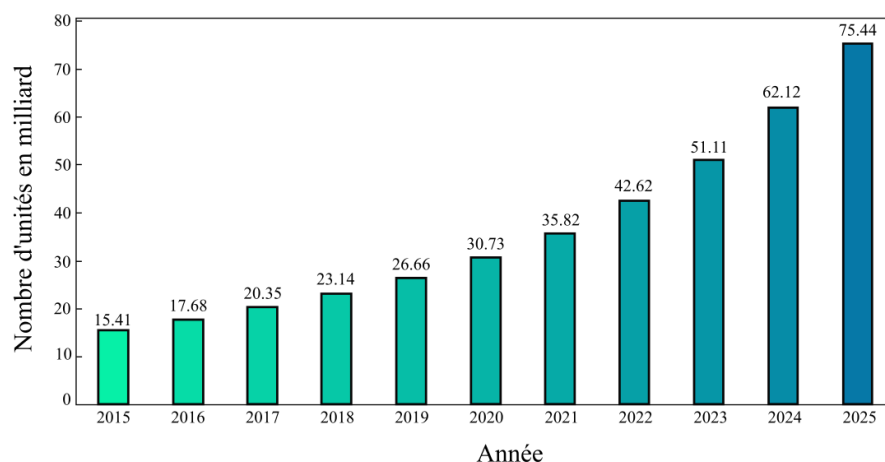


Figure 1 : Marché des objets connectés et prévisions à moyen terme de l'évolution du marché [2].

Motivation

Dédiés principalement aux applications commerciales, industrielles et/ou militaires, les objets connectés offrent désormais de nombreux services pour le sport, la santé et le bien-être des individus. Ils peuvent être groupés en trois catégories : i) les dispositifs de mesures des paramètres environnementaux (température, gaz, rayonnement cosmique, particules [3], etc.), ii) les dispositifs de mesures des paramètres biologiques (température corporelle, fréquence cardiaque ou respiratoire, nombre de pas parcourus, nombre de calories brûlées, reconnaissance vocale, reconnaissance d'empreintes digitales, taux d'alcoolémie pour contrôle des métiers à risques, etc.), iii) les dispositifs de sécurisation et de contrôle (bâtiment, cartes bancaires à cryptogramme dynamique [4], extinction ou allumage automatique des appareils connectés, etc.).

La médecine à l'ère du numérique, appelée e-santé ou santé connectée, représente l'application des technologies de collecte de données et de leur traitement au domaine de la santé. Grâce à ces nouvelles technologies, les patients peuvent disposer de nombreuses informations en temps réel, leur permettant ainsi de mieux gérer le quotidien. Ainsi, les systèmes de télésurveillance médicale, notamment cardiovasculaire, sont en pleine essor dans le domaine de l'e-santé du fait que selon l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS), les maladies cardiovasculaires (CVD : CardioVascular Diseases) constituent la première cause de mortalité dans le monde. En effet, des projets de recherche de grande envergure soutenus financièrement par les industriels ont été engagés pour développer des dispositifs non-invasifs de surveillance cardiovasculaire en continu et qui peuvent représenter un moyen pouvant répondre aux verrous auxquels est confronté le système de santé actuel.

Les arythmies représentant une grande catégorie de ces CVD pouvant entraîner une syncope et une mort subite, notamment chez de jeunes sujets. L'extraction de la fréquence cardiaque est alors nécessaire pour diagnostiquer toute pathologie liée au trouble du rythme cardiaque. Ce paramètre correspondant au nombre de battements cardiaques par minute, peut être mesuré à partir de différents signaux physiologiques. Cependant, cette mesure se doit d'être efficace afin d'être en mesure d'effectuer une analyse en continu de la fréquence cardiaque et ce, même quand les signaux présentent un faible rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio). Cette extraction en environnement bruité conduit particulièrement à un objectif à plus long terme qui est de pouvoir mesurer la fréquence cardiaque à partir de

signaux acquis sur des parties du corps éloignées du cœur dont notamment l'ElectroCardioGramme (ECG).

La surveillance du signal ECG par un médecin se fait selon deux modalités qui sont les plus courantes : i) un examen bref, ii) un examen long en milieu hospitalier. La première consiste à se rendre chez le médecin traitant de façon régulière pour que ce dernier puisse effectuer des enregistrements d'ECG exploitables (d'environ 30s), d'en extraire des paramètres tels que la fréquence cardiaque, les formes d'ondes, l'agencement des différents cycles et les analyser de façon méticuleuse. La deuxième modalité concerne les patients ayant besoin d'un suivi continu. L'ECG est alors enregistré pendant toute l'hospitalisation du patient ce qui permet d'observer le comportement du cœur sur de plus longues durées.

Cependant, certaines pathologies peuvent avoir des symptômes ponctuels, entraînant ainsi un bilan normal au cours d'un examen bref. L'analyse du signal ECG au moment où les épisodes pathologiques ne se manifestent pas peut donc induire le médecin à établir un mauvais diagnostic. Dans ce cas, si le patient signale des sensations de malaises brèves et récurrentes, un enregistreur de signal ECG est mis à sa disposition lui permettant ainsi de relever lui-même son signal ECG en cas de douleurs (exemple : système Holter).

Le développement d'un dispositif automatisé de détection d'éventuels troubles cardiaques présente ainsi un intérêt médical. En effet, une télésurveillance permanente du signal ECG accompagnée d'une détection automatique d'anomalies pourraient résoudre cette problématique. Dans ce cas, le dispositif permettrait à la fois une téléconsultation et une téléexpertise. Ce dispositif pourrait également être utilisé par les patients nécessitant des examens longs et éviterait de mobiliser tant le personnel que le matériel hospitalier. Ainsi, en plus de conférer un intérêt médical, cette automatisation de la télésurveillance a un intérêt économique pouvant contenir l'inflation rampante des dépenses de santé.

La qualité des signaux mesurés par ce type de dispositifs peut être dégradée par différentes sources d'interférences. Par conséquent, le système requiert une électronique de conditionnement et de traitement adaptée aux signaux ECG en milieux bruités. Néanmoins, cette tâche peut s'avérer complexe du fait du chevauchement du spectre de l'interfèrent avec celui du signal utile. C'est ainsi que les travaux de recherche réalisés dans cette thèse s'inscrivent d'une part dans l'étude des algorithmes de traitement d'ECG définies dans la littérature, et d'autre part la mise en œuvre dans un circuit intégré des améliorations proposées.

Contexte de la Thèse

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été proposés dans le cadre du projet Assistant Personnel PRévention SantE (APPRISE) – projet financé par la fondation universitaire A*MIDEX - Maison de l'innovation et des technologies(*) – conduit par l'Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence (IM2NP) à Marseille. Ce projet ayant pour but primordial de concevoir un dispositif de diagnostic de pathologie embarqué, résulte d'une collaboration entre le laboratoire IM2NP, le Laboratoire Science de l'Information et des Systèmes (LSIS) et l'Assistant Publique des Hôpitaux de Marseille (AP-HM) avec des médecins spécialistes en cardiologie et rythmologie cardiaque. Cette thèse a pour but principal d'évaluer les techniques de détection des battements cardiaques en milieu bruité et ensuite proposer une solution permettant l'amélioration de la détection.

(*)A*MIDEX : Aix Marseille Université - Initiative d'Excellence

Plan du manuscrit

Ce manuscrit de thèse, contribuant à l'amélioration de la détection de la fréquence cardiaque en milieu bruité, s'articule autour de trois chapitres. Tout d'abord, un premier chapitre présente le fonctionnement du cœur et les différents signaux physiologiques synchrones avec les battements cardiaques. Puis, il traite plus particulièrement des signaux électrocardiographiques et des différentes pathologies associées aux troubles du rythme cardiaque. Enfin, une étude de faisabilité concernant la mesure d'électrocardiogramme tout le long du bras est faite. Dans le deuxième chapitre, les différents algorithmes permettant de détecter les battements cardiaques dans un signal électrocardiographique sont présentés. Puis, des améliorations à ces algorithmes sont proposées et testées en milieu bruité à l'aide notamment de simulations. Dans le troisième chapitre, il est question d'implémenter en partie les solutions proposées dans un circuit intégré analogique. Ces implémentations nécessitant des circuits de multiplication analogique, une étude détaillée traite de l'optimisation de leur plage de fonctionnement. Enfin, les implémentations pratiques sont testées en milieu bruité et comparées aux résultats obtenus en simulation.

Bibliographie

- [1] J. Hayward, "*Wearable sensors: enabling a \$70bn wearable technology market by 2025*," IDTechEx Research, 2015. Article en ligne :
<https://www.idtechex.com/research/articles/wearable-sensors-enabling-a-70bn-wearable-technology-market-by-2025-00007548.asp>
- [2] L. Columbus, "*Roundup Of Internet Of Things Forecasts And Market Estimates*," Forbes, 2016. Article en ligne :
<https://www.forbes.com/sites/louiscolumbus/2016/11/27/roundup-of-internet-of-things-forecasts-and-market-estimates-2016/#7ed9f517292d>
- [3] V. Malherbe, G. Gasiot, S. Clerc, F. Abouzeid, J. L. Autran and P. Roche, "*Investigating the single-event-transient sensitivity of 65 nm clock trees with heavy ion irradiation and Monte-Carlo simulation*," 2016 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS), Pasadena, CA, pp. SE-3-1-SE-3-5, 2016. DOI : 10.1109/IRPS.2016.7574639
- [4] Thomas le Bars, "*Découvrez la nouvelle carte bancaire anti-fraude*," Capital, 2017. Article en ligne : <https://www.capital.fr/votre-argent/decouvrez-la-nouvelle-carte-bancaire-anti-fraude-1202270>

Chapitre I : Généralités sur la fréquence cardiaque et son acquisition

Table des matières

- 1 Introduction du chapitre8
- 2 L'électrogénèse cardiaque.....8
 - 2.1 Physiologie du cœur.....9
 - 2.2 L'activité électrique du cœur10
- 3 Les signaux physiologiques synchrones avec les battements cardiaques11
 - 3.1 Le phonocardiogramme11
 - 3.2 L'électrocardiogramme12
 - 3.3 La pression artérielle.....13
 - 3.4 La vitesse de circulation du sang14
 - 3.5 Le photopléthysmogramme.....14
 - 3.6 Conclusion17
- 4 Electrocardiographie17
 - 4.1 Historique de l'électrocardiographie.....17
 - 4.2 Caractéristiques d'un électrocardiogramme.....18
 - 4.3 Acquisition d'un électrocardiogramme.....20
 - 4.4 Interprétation d'un électrocardiogramme22
 - 4.5 Les signaux interférents avec l'électrocardiogramme23
- 5 Analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque et pathologies associés.....27
 - 5.1 Analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque.....27
 - 5.2 Pathologies associés aux troubles du rythme cardiaque28
- 6 Etude de faisabilité d'une mesure de l'électrocardiogramme sur le bras et le poignet30
 - 6.1 Présentation du matériel de mesure30
 - 6.2 Configuration utilisée lors des tests31
 - 6.3 Résultats de mesure.....33
 - 6.4 Interprétation des signaux mesurés34
 - 6.5 Conclusion35
- 7 Conclusion du chapitre36
- 8 Bibliographie du chapitre37

1 Introduction du chapitre

Le corps humain possède un grand nombre de paramètres physiologiques variant selon la nature des différents organes du corps. Lorsqu'il s'agit d'établir un diagnostic médical, les premiers paramètres étudiés sont la température, la fréquence cardiaque, la fréquence respiratoire et la pression artérielle [1]. Néanmoins, le paramètre permettant de diagnostiquer en premier lieu une anomalie cardiovasculaire est la fréquence cardiaque qui mesure le nombre de battements cardiaques par minute. Il est souvent confondu à tort avec le rythme cardiaque qui lui, décrit la manière dont la fréquence cardiaque évolue au fil du temps. La fréquence cardiaque peut être extraite à partir de différents signaux physiologiques dont le plus connu est l'électrocardiogramme et permet de mesurer l'activité électrique du cœur. L'analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque et donc, du rythme cardiaque, permet ensuite d'établir le diagnostic de certaines pathologies cardiovasculaires.

Dans ce contexte, les travaux menés durant cette thèse ont pour objectif d'améliorer la mesure de la fréquence cardiaque en milieu bruyé. Ce chapitre donne tout d'abord une description de l'origine anatomique des différents signaux synchrones avec les battements cardiaques. Ensuite, il se focalise plus particulièrement sur l'ElectroCardioGramme (ECG) qui représente l'activité électrique du cœur car d'une part, il peut se mesurer de manière non-invasive et d'autre part, il est le signal physiologique de référence lorsqu'il s'agit de dépister une pathologie cardiaque. A la suite de cela, les différents types de variabilité de la fréquence cardiaque et des troubles du rythme associés sont décrits. Enfin, une expérimentation de mesures à deux électrodes de l'ECG le long du bras est présentée et permet d'estimer l'exploitabilité de ce signal selon la configuration dans laquelle il est mesuré.

2 L'électrogénèse cardiaque

La fréquence cardiaque est le paramètre fondamental à observer pour surveiller l'état de santé d'un patient. En effet, l'analyse temporelle et fréquentielle de sa variabilité permet d'aider au diagnostic des pathologies liées aux troubles du rythme. Ainsi, le rythme cardiaque peut traduire une variation anormale des cycles temporels inter-battements cardiaques signalant ainsi un mauvais fonctionnement de celui-ci. Une détection précise de la fréquence cardiaque en temps réel est donc primordiale pour la surveillance de l'état de santé d'une personne même lorsqu'il n'est pas dans un milieu médicalisé, notamment pour détecter des événements ponctuels anormaux qui peuvent dissimuler de graves pathologies.

Au repos, la fréquence cardiaque moyenne chez l'adulte est comprise entre 50 Battements Par Minute (BPM) et 80BPM, les valeurs les plus faibles étant mesurées chez les sportifs. A l'effort, la fréquence cardiaque maximale à laquelle peut battre le cœur est fixée empiriquement à 220BPM moins l'âge. Ainsi, la fréquence cardiaque maximale d'une personne âgée de 42ans est établie à 178BPM. De manière générale, la fréquence cardiaque peut varier d'un individu à un

autre selon plusieurs facteurs dont notamment l'âge, la température ambiante, l'heure de la journée, le niveau de stress, les habitudes alimentaires et l'activité physique.

Les troubles du rythme cardiaque majeurs se manifestent quant à eux soit par un cœur qui bat trop vite (Tachycardie), soit par un cœur qui bat trop lentement (Bradycardie) ou soit par un cœur qui bat de façon anarchique et irrégulière (Arythmie). Pour pouvoir identifier les différentes pathologies liées au rythme cardiaque, le fonctionnement du cœur est tout d'abord détaillé par la suite.

2.1 Physiologie du cœur

Le cœur est l'organe permettant de pomper le sang et de le diffuser dans tout le corps grâce à des cycles successifs de contraction et de décontraction. À travers cette circulation sanguine, il apporte les éléments nécessaires au bon fonctionnement de l'organisme comme par exemple l'oxygène via les globules rouges. L'ensemble des contractions (systoles) et des décontractions (diastoles) des muscles cardiaques sont des événements mécaniques rythmés par les variations du potentiel électrique des cellules responsables de ce processus.

Situé entre les deux poumons au sein du thorax, le cœur est un muscle creux appelé myocarde ayant un diamètre d'environ 12cm et pesant en moyenne 300g chez l'adulte. Comme indiqué sur la Figure I.1, il contient une partie gauche et une partie droite qui sont séparées par une paroi verticale appelée « septum ». Chacune de ces deux parties est à son tour subdivisée en deux chambres : l'oreillette et le ventricule, où la valve mitrale sépare l'oreillette gauche du ventricule gauche et où la valve tricuspide sépare l'oreillette droite du ventricule droit. Deux autres valves sont également présentes à savoir la valve pulmonaire et la valve aortique, toutes ces quatre valves assurent un passage en sens unique du sang évitant ainsi tout reflux de celui-ci.

Bien que la partie gauche soit légèrement plus volumineuse, la structure des deux parties est symétrique et ont un fonctionnement mécanique identique et synchrone. Cependant, le rôle des deux parties n'est pas le même. En effet, la partie droite assure le passage du sang appauvri en oxygène provenant des veines caves de l'oreillette droite et l'éjecte vers le ventricule droit qui ensuite l'envoie vers les poumons via l'artère pulmonaire. Le passage du sang par les poumons élimine ensuite le gaz carbonique contenu dans celui-ci et permet son approvisionnement en dioxygène. A la suite de cela, le sang arrive par les veines pulmonaires à l'oreillette gauche du cœur avant d'atteindre le ventricule gauche. Enfin, il est envoyé aux différentes parties du corps en passant par l'aorte.

Le comportement des quatre différentes chambres du cœur, à savoir les ventricules et les oreillettes, peut être observé sur un tracé ECG représentant l'activité électrique du cœur, tracé qui est souvent recueilli pendant les examens cliniques car primordial pour détecter toute anomalie cardiaque.

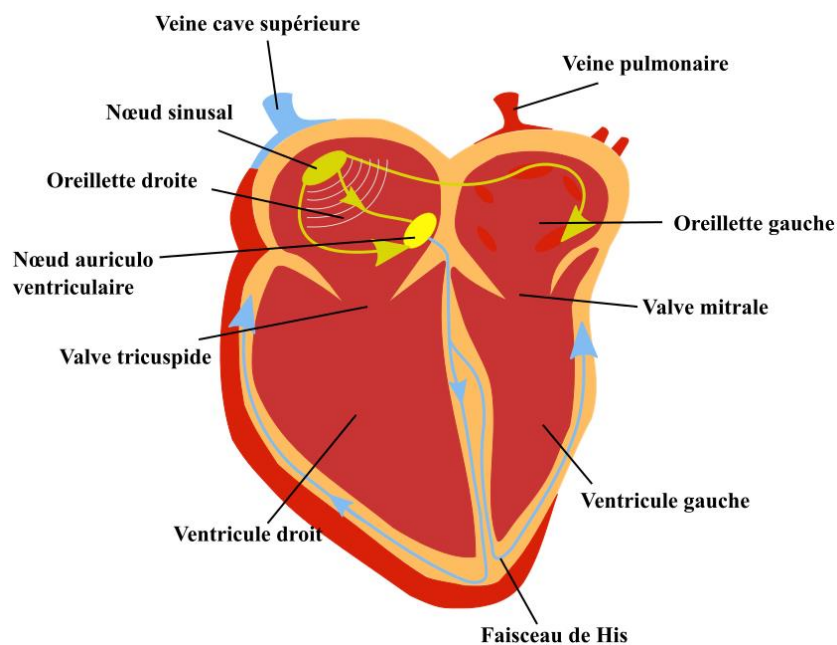


Figure I.1 : Vue en coupe du cœur.

2.2 L'activité électrique du cœur

Chaque battement cardiaque est constitué d'un enchaînement d'évènements mécaniques engendrés par des phénomènes bioélectriques et ce processus est couramment cité sous le nom de révolution cardiaque. Le courant électrique prend naissance dans le nœud sinusal (« pacemaker » naturel du cœur faisant 1cm de diamètre) situé au niveau supérieur de l'oreillette droite comme indiqué sur la Figure I.1. Le courant se propage dans les oreillettes et converge vers le nœud auriculo-ventriculaire qui sépare les oreillettes des ventricules. Le signal électrique progresse ensuite dans les deux ventricules jusqu'à ce qu'il atteigne la base des ventricules, pour ensuite remonter par le faisceau de His.

Au moment où ce courant traverse les ventricules, il provoque la contraction de ces derniers. Les cellules du cœur subissent alors des échanges ioniques dus à des modifications de perméabilité membranaires, ces modifications correspondant aux variations de potentiel observables pendant un cycle cardiaque [2]. Les ions intervenant dans ces échanges membranaires sont les ions de chlorure (Cl^-), sodium (Na^+), calcium (Ca^{++}) et potassium (K^+). Au repos cellulaire, les concentrations ioniques intra et extracellulaire présentent un potentiel de l'ordre de 80 à 90mV appelé potentiel de repos [3][4][5] (l'intérieur de la membrane cellulaire étant chargé négativement par rapport à l'extérieur de cette même membrane). Lorsqu'une impulsion électrique traverse des cellules excitables, l'intérieur de la membrane se charge positivement à cause des variations de perméabilité ce qui engendre une dépolarisation (contraction) cellulaire, suivi par une repolarisation (décontraction). Ainsi, les cellules cardiaques possèdent deux propriétés : la contractilité et l'excitabilité, ces deux propriétés reflétant respectivement la capacité d'une cellule à se contracter et à réagir à une stimulation extérieure et dépendant de la localisation des cellules dans le cœur.

Enfin, le nœud sinusal indiqué sur la Figure I.1, qui joue le rôle de « pacemaker » naturel, est constitué d'un ensemble de cellules capable de maintenir de façon totalement autonome des contractions pouvant atteindre un rythme allant jusqu'à 100BPM. Toutefois, la fréquence

cardiaque peut aller au-delà comme vu précédemment et ce, grâce au Système Nerveux Autonome (SNA) qui joue un rôle primordial dans la régularisation des différentes fonctions de l'organisme (cardiovasculaire, digestive, ...).

3 Les signaux physiologiques synchrones avec les battements cardiaques

Les battements cardiaques sont à l'origine de la variation de différentes grandeurs telles que la concentration sanguine dans les tissus ou l'oxygénation des cellules. Il est ainsi possible de mesurer ces variations physiologiques et d'en déduire la fréquence cardiaque en utilisant une grande variété de capteurs. La méthode la plus simple consiste à mesurer le pouls avec ses doigts en appuyant une artère contre l'os, les doigts ressentant alors le gonflement de l'artère engendré par une augmentation de la pression artérielle à chaque battement cardiaque. Bien que cette méthode puisse être utilisée pour surveiller la fréquence cardiaque en continu à l'aide d'un dispositif ad hoc, elle devient rapidement source d'inconfort pour la personne qui l'utilise du fait de la pression qui doit être exercée en continu. Cependant, d'autres grandeurs synchrones avec les battements cardiaques peuvent être mesurées avec des techniques non-invasives mais aussi moins inconfortantes, dont les principales sont décrites dans la suite.

3.1 Le phonocardiogramme

Une méthode permettant de mesurer la fréquence cardiaque repose sur l'écoute du cœur en utilisant un stéthoscope et est souvent utilisée lors d'une consultation de routine chez le médecin. Si le médecin perçoit des bruits anormaux lors de l'écoute du cœur tel qu'un souffle ou le dédoublement d'un bruit, il peut prescrire au patient un examen de PhonoCardioGraphie (PCG), qui est également un examen basé sur l'écoute.

L'examen PCG consiste à enregistrer les bruits du cœur dans le but de discriminer les bruits normaux des bruits pathologiques. Il se fait en plaçant au niveau du cœur un microphone ayant pour rôle de capter les ondes sonores et de les transformer en un signal électrique. Ce signal est ensuite traité pour être tracé sur un graphique. Lorsqu'un graphique de ce type est tracé, deux ondes dominent particulièrement comme indiqué sur la Figure I.2. La première manifeste la fermeture des valves mitrale et tricuspide au début du cycle de contraction cardiaque (systole), tandis que la seconde indique la fermeture de la valve pulmonaire et de la valve aortique, marquant ainsi la fin de la contraction du cœur et le début du cycle de relaxation (diastole). La première forme d'onde est donc synchrone avec le battement cardiaque et permet d'extraire la fréquence cardiaque en mesurant l'intervalle de temps entre deux formes d'onde successives de ce type.

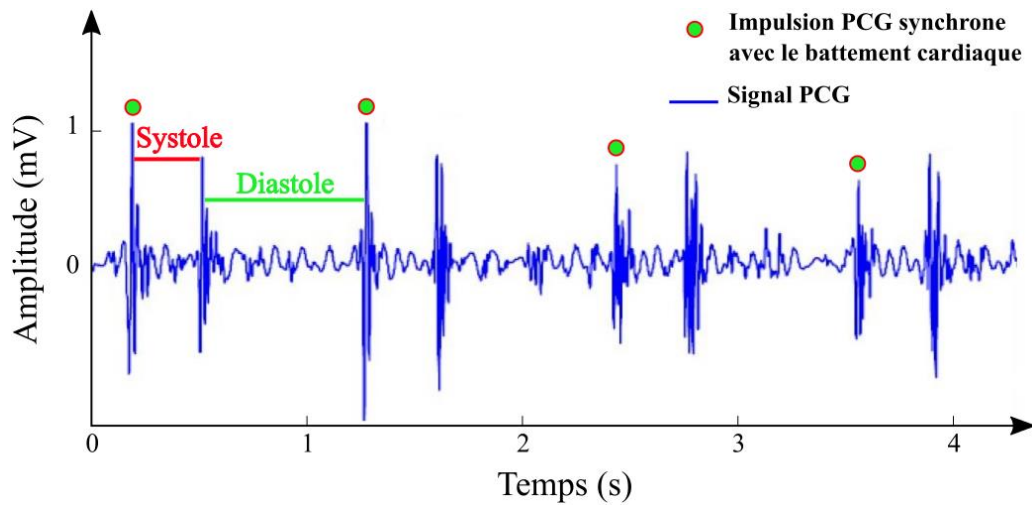


Figure I.2 : Exemple de phonocardiogramme où les impulsions synchrones avec les battements cardiaques sont annotées (points verts).

3.2 L'électrocardiogramme

Pour mesurer la fréquence cardiaque, un électrocardiogramme peut être utilisé. Il consiste à mesurer directement le signal électrique lié aux variations du potentiel électrique généré par les cellules cardiaques. La mesure de ce signal électrique se fait par l'intermédiaire d'électrodes placées directement sur la peau et généralement au niveau de la cage thoracique. Ces électrodes, qui sont bien sûr connectées à un dispositif d'acquisition adéquat, permettent de mesurer le potentiel électrique généré par le cœur qui se propage dans le corps, jusqu'au derme notamment. Pour permettre une meilleure mesure de l'ECG, un gel rendant les couches externes de la peau conductrices jusqu'au derme est souvent appliqué. Le signal mesuré est ensuite retranscrit sur un graphe où il est possible de visualiser le comportement électrique des différentes parties du cœur. Ainsi, sur un tracé ECG, plusieurs formes d'ondes typiques sont observables et comportent chacune des informations particulières relatives au fonctionnement du cœur. Toutefois, chaque signal ECG requiert une analyse méticuleuse par un médecin cardiologue afin d'identifier toute distorsion de ses formes d'ondes.

Sur un enregistrement ECG, dont un exemple est indiqué sur la Figure I.3, une onde particulièrement proéminente, appelée onde R, est synchrone avec chaque battement cardiaque. L'intervalle de temps séparant deux battement successifs et donc, deux ondes R, est appelé « segment RR » dans le milieu médical et permet de calculer la fréquence cardiaque instantanée. La n ème valeur notée fc_n de la série des fréquences cardiaques instantanées peut être calculée en BPM dans le cas d'un signal ECG échantillonné à l'aide de la relation suivante :

$$fc_n = \frac{f_s}{(R_n - R_{n-1})} \times 60 \quad (\text{I.1})$$

où $R_n - R_{n-1}$ correspond au nombre d'échantillons séparant le $n-1$ unième et le n ème battement cardiaque et où f_s représente la fréquence d'échantillonnage utilisée.

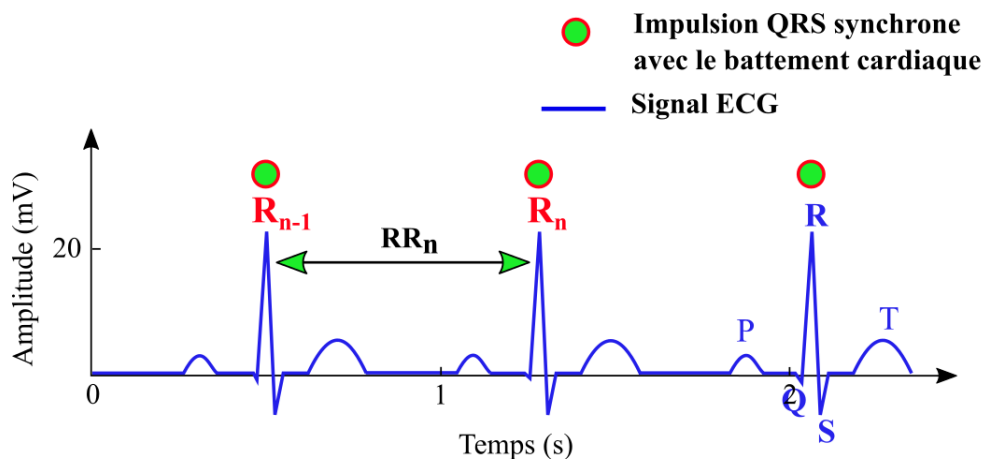


Figure I.3 : Exemple d'électrocardiogramme où les impulsions électriques synchrones avec le battement cardiaque sont indiquées (points verts).

3.3 La pression artérielle

La mesure de la pression artérielle peut également permettre de déterminer la fréquence cardiaque. Comme la mesure du pouls, elle repose sur la mesure de la pression sanguine dans les artères. De manière usuelle, un brassard gonflable muni d'un tensiomètre ainsi qu'un stéthoscope sont utilisés pour mesurer la pression artérielle. Le brassard a pour rôle d'empêcher temporairement la circulation du sang dans l'artère du bras (artère humérale), le tensiomètre d'afficher la pression et le stéthoscope « d'écouter » la circulation sanguine dans l'artère du bras. Les différentes phases A, B et C de la mesure de la pression artérielle sont résumées sur la Figure I.4. Dans un premier temps, le brassard est gonflé et la pression qu'il exerce est supérieure à la Pression Artérielle Systolique (PAS), l'artère est alors bouchée, le sang ne s'écoule pas et aucun son n'est audible dans le stéthoscope posé sur l'artère. Une fois le dégonflage entamé (phase A), les premiers sons dus au passage du sang dans l'artère se font entendre dans le stéthoscope et la pression affichée sur le tensiomètre correspond à la pression artérielle systolique. Ensuite, un son régulier et synchrone au battement cardiaque se manifeste et permet de déterminer la fréquence cardiaque. Durant la phase B, les sons relatifs aux battements cardiaques commencent à s'atténuer du fait que le brassard exerce moins de pression. Au moment où plus aucun son n'est audible (phase C), la pression affichée est égale à la Pression Artérielle Diastolique (PAD), l'artère est complètement débouchée. La Pression Artérielle Moyenne (PAM) peut ensuite être déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$PAM = \frac{PAS + 2PAD}{3} \quad (I.2)$$

et s'exprime généralement en centimètre ou millimètre de mercure (cmHg ou mmHg).

La mesure de la fréquence cardiaque entre les phases A et B du protocole de mesure de la pression artérielle est très similaire à l'examen de PCG ou à la mesure manuelle du pouls. Cependant, cela nécessite l'application d'une pression sur une artère pour que les battements soient audibles ou que les variations de pression soient observables. Il est donc difficilement envisageable d'utiliser ceci pour mesurer en continu la fréquence cardiaque car cela est source d'inconfort pour la personne qui l'utilise.

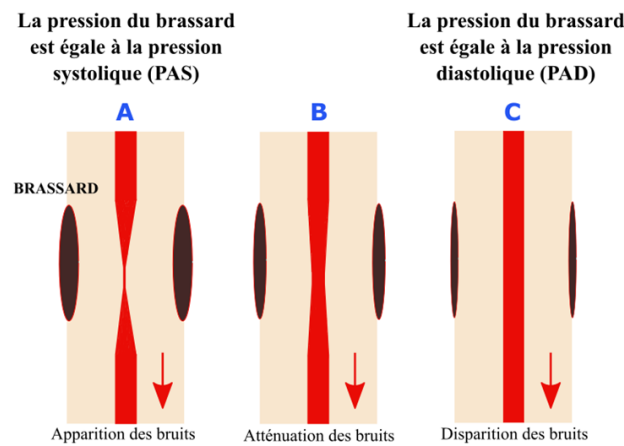


Figure I.4 : Protocole de mesure de la pression artérielle systolique et de la pression artérielle diastolique.

3.4 La vitesse de circulation du sang

Durant les dernières décennies, le signal PCG a très largement été remplacé par l'échographie Doppler qui permet notamment de mesurer la vitesse de circulation du sang dans les artères par effet Doppler. En effet, lorsque l'émetteur et le récepteur d'une onde sont en mouvement relatifs, le récepteur capte une fréquence différente de celle émise par l'émetteur à cause de leur mouvement relatif. C'est ce phénomène qui est appelé l'effet Doppler. Connaissant la fréquence émise et la fréquence reçue, il est ensuite possible à partir de ce décalage en fréquence de déterminer la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi du fait de la circulation sanguine (sang en mouvement), l'échographie Doppler permet également d'obtenir par reconstruction en deux dimensions des images de la structure vasculaire.

Dans la pratique, la mesure de la fréquence cardiaque à l'aide d'une échographie Doppler consiste à émettre des faisceaux d'ultrasons à une fréquence donnée et dirigés vers une artère. Les faisceaux sont ensuite réfléchis par les différents éléments du corps humain qu'ils vont rencontrer dont notamment le sang qui est en mouvement. Ces réflexions, appelés également échos, ont alors une fréquence qui va dépendre de la fréquence émise par la source, de la vitesse de propagation de l'onde ultrasonore dans le milieu mais surtout, de la vitesse relative entre l'élément qui a généré l'écho et l'émetteur-récepteur ultrasonore et donc dans ce cas particulier, de la vitesse relative entre le sang et l'émetteur-récepteur ultrasonore. Or, comme le sang est envoyé par le cœur à chaque battement cardiaque, sa vitesse de déplacement connaît un maximum à chaque battement cardiaque. Pour obtenir la fréquence cardiaque, il suffit alors de mesurer l'intervalle de temps entre deux maximums de vitesse.

3.5 Le photopléthysmogramme

La PhotoPléthysmoGraphie (PPG), ou l'oxymétrie de pouls, permet de mesurer la Saturation Pulsée en Oxygène (SPO₂) mais aussi la fréquence cardiaque. Elles s'obtiennent grâce à la mesure des variations du volume sanguin oxygéné et non-oxygéné dans les artères. En effet, le volume sanguin oxygéné passant par un maximum après chaque battement cardiaque, il est possible après un traitement adéquat de détecter les battements cardiaques et d'en déduire la fréquence cardiaque.

Le dispositif de mesure permettant de réaliser un PPG nécessite une source de lumière telle qu'une diode électroluminescente (LED pour « Light Emetting Diode ») et un photo-détecteur tel

qu'une photodiode. La première étape consiste alors à illuminer la peau avec une longueur d'onde particulière, puis à mesurer en transmission ou en réflexion selon l'épaisseur et l'opacité de la zone éclairée, l'absorption par le sang de la lumière émise comme indiqué sur la Figure I.5 dans le cas d'une mesure en réflexion. Cette lumière étant plus ou moins absorbée selon la concentration sanguine, chaque battement cardiaque est détecté grâce au pic de concentration sanguine qu'il induit et donc, aux variations de la lumière reçue. Un tel dispositif est généralement utilisé en transmission sur le bout du doigt ou sur l'oreille mais peut être aussi adapté pour permettre une mesure en réflexion sur le poignet.

Dans le cas d'une mesure sur l'oreille où la lumière doit juste traverser une fine épaisseur de peau, la source lumineuse est placée sur la paroi interne de l'oreille et le photo-détecteur est placé sur la paroi externe, ce dernier va donc capter la lumière résultante de la transmission. Dans le cas d'une mesure faite sur le poignet, la source lumineuse et le photo-détecteur doivent être placés du même côté et requiert donc une analyse de la lumière réfléchie. Ceci est dû au fait que les os et tendons forment des obstacles aux rayons lumineux, empêchant donc la transmission de la lumière émise, mais rendant possible sa réflexion. Que ce soit en transmission ou en réflexion, la mesure peut être perturbée par plusieurs facteurs comme la lumière ambiante, les artefacts liés aux mouvements mais aussi le taux de mélanine fixant la couleur de la peau, ce qui modifie la quantité de lumière absorbée selon les individus et donc la quantité de lumière réfléchie.

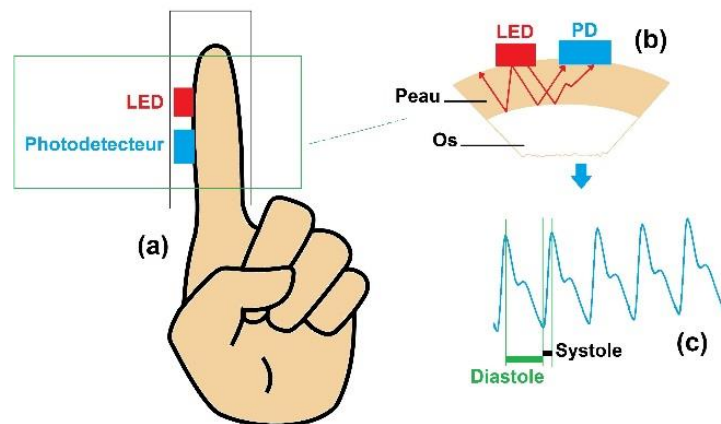


Figure I.5 : (a) Exemple de dispositif de mesure en réflexion du signal PPG. (b) Illustration de la réflexion de la lumière par les os (c) Exemple de signal PPG où les phases de contraction (systole) et de relaxation (diastole) du cœur sont indiquées.

L'absorption de la lumière est due à la présence dans les tissus biologiques de molécules dites « chromophores » qui ont une grande capacité à absorber certaines longueurs d'ondes [6]. Ainsi, l'absorption d'un flux de photons par un milieu se traduit par un coefficient d'absorption μ_a représentant la probabilité qu'un photon d'être absorbé. L'intensité de la lumière non-absorbée notée I peut alors se calculer à l'aide de la relation empirique de Beer-Lambert définie telle que :

$$I = I_0 \exp(-\mu_a \cdot L) \quad (I.3)$$

où I_0 représente l'intensité de la lumière incidente et L la distance parcourue dans un milieu ayant un coefficient d'absorption μ_a . A partir des variations de I mesurées, il est ensuite possible de

connaître les changements qu'à subi le milieu traversée par la lumière et qui ici, peuvent se traduire par la quantité de sang présente à l'instant de la mesure.

Pour des longueurs d'ondes proches de l'infrarouge et du rouge qui sont couramment utilisées en PPG, les molécules « chromophores » sont notamment l'eau, les lipides, l'hémoglobine et la mélanine. L'eau étant le constituant majeur du corps humain (60% à 70% du poids du corps humain), ces molécules absorbent le plus de lumière de par leur nombre. L'absorption de l'hémoglobine dépend quant à elle du taux d'oxygénation du sang. L'hémoglobine oxydée (HbO_2), qui représente 90 à 95% du sang artériel et environ 50% du sang veineux, absorbe plutôt les infra-rouges (longueur d'onde comprise entre 850nm et 1000nm) et l'hémoglobine réduite (Hb), absorbe plutôt le rouge (longueur d'onde comprise entre 600nm et 750nm).

Le taux de mélanine présent dans la peau, responsable du niveau de pigmentation de la peau, est quant à lui variable selon les individus. Le taux de mélanine étant plus important pour les peaux foncées, l'absorption de la mélanine est plus élevée chez les individus ayant une peau foncée [7]. Ainsi, une peau foncée induit une faible quantité de lumière réfléchie ce qui rend difficile la détection du signal PPG et donc de la fréquence cardiaque. Afin de compenser la diminution de la lumière réfléchie, il est possible d'augmenter l'intensité lumineuse mais cela est possible dans une certaine limite du fait que les infrarouges provoquent un échauffement des tissus et est donc limité par la norme « NF EN 60335-2-27/A1 ». Une autre piste consiste alors à utiliser une longueur d'onde différente.

L'étude réalisée par Fallow *et. al* à l'Université de Texas à Austin [7] s'est justement intéressée à l'influence de la couleur de la peau et de la longueur d'onde utilisée sur l'intensité de la lumière réfléchie. Le résultat de l'expérience, qui a été réalisée sur vingt-deux adultes (11 femmes / 11 hommes) âgés de 20 à 59ans, est indiqué sur la Figure I.6 et où les variations du volume sanguin (modulation moyenne du volume sanguin) et donc, de la lumière réfléchie, sont représentées en fonction de la longueur d'onde utilisée pour différents types de peau (classifié de I pour une peau très pale à V pour une peau très foncée). Il apparaît ainsi que les variations du volume sanguin captées sont maximales pour une longueur d'onde d'environ 520nm et ce quel que soit le type de peau. Cette longueur d'onde, qui correspond à la couleur verte et qui est celle utilisée dans les dispositifs de loisirs intégrant un oxymètre de pouls, permet donc de détecter plus facilement les instants où le volume sanguin est maximum et donc par extension, les battements cardiaques à partir desquels il est possible de déduire la fréquence cardiaque. Cependant, il apparaît tout de même que la modulation moyenne pour les peaux foncées de type V reste la moins élevée et implique donc des rapports signal sur bruit dégradés.

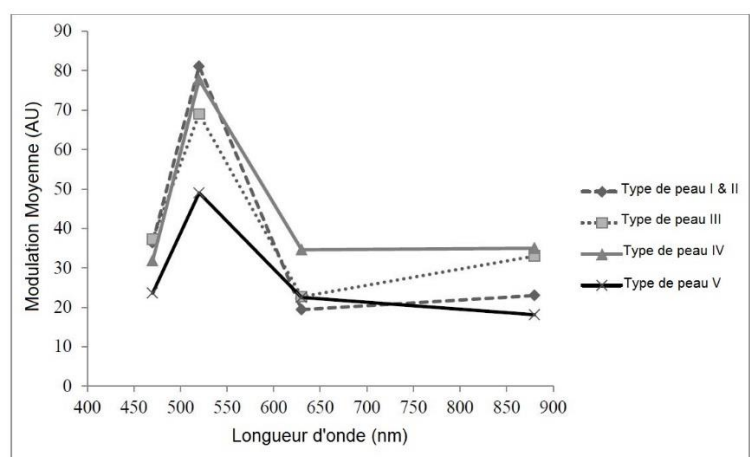


Figure I.6 : Modulation moyenne de la lumière réfléchie en fonction de la longueur d'onde utilisée et pour différents types de peau [7].

3.6 Conclusion

Les signaux physiologiques évoqués ci-dessus forment une liste non-exhaustive des paramètres vitaux à partir desquels la fréquence cardiaque peut être extraite. Ainsi, d'autres signaux peuvent être utilisés comme par exemple les vibrations sismiques du cœur qui apparaissent à chaque battement cardiaque et qui peuvent être mesurées à l'aide d'un accéléromètre placé sur la poitrine. Néanmoins, les techniques présentées ici sont celles qui sont ou qui ont été utilisées dans le domaine médical et qui permettent d'extraire de manière efficace et non-invasive la fréquence cardiaque.

Enfin, il ressort de ce passage en revue que les signaux PPG et ECG semblent être les plus adéquats à intégrer dans un dispositif miniaturisé de surveillance en continu de la fréquence cardiaque. Toutefois, les signaux PPG peuvent être plus facilement distordus que les signaux ECG que ce soit à cause de la couleur de peau ou bien à cause des mouvements. Il faut noter par ailleurs que le signal ECG contient beaucoup plus d'informations médicalement pertinentes permettant de mieux diagnostiquer un trouble du rythme cardiaque que le signal PPG. Aussi, la suite de ce manuscrit lui sera consacrée avec comme objectif d'explorer les méthodes permettant d'extraire la fréquence cardiaque à partir d'un signal ECG, en particulier, lorsque celui-ci présente un faible rapport signal sur bruit.

4 Electrocardiographie

4.1 Historique de l'électrocardiographie

Les potentiels électriques responsables de l'activité musculaire du cœur sont connus depuis les travaux de Carlo Matteucci publiés en 1842. Cependant, ce n'est qu'en 1887 que le premier ECG humain a été publié par Augustus D. Waller [8], démontrant ainsi avec E. Marey que l'activité électrique du cœur peut être collectée directement sur la peau. Au début du XXème siècle, Willem Einthoven met en évidence à l'aide d'un galvanomètre les cinq déflexions du cœur (ondes P, Q, R, S et T indiquées sur la Figure I.7) et établit une classification des ECG pathologiques ce qui lui vaudra un prix Nobel en 1924. A la suite de cela, le signal ECG commence à être utilisé pour le diagnostic médical en 1932 et son acquisition de manière non-invasive et indolore est devenue courante aujourd'hui pour diagnostiquer toute anomalie cardiovasculaire.

4.2 Caractéristiques d'un électrocardiogramme

Un cycle PQRST d'ECG, dont un exemple typique est indiqué sur la Figure I.7, permet de visualiser le comportement électrique de chacune des cavités du cœur lors d'un battement cardiaque [9]. Ainsi, l'onde P correspond à la dépolarisation auriculaire (contraction des oreillettes) et est une onde positive dont l'amplitude est généralement inférieure à 0,2mV et dont la durée est inférieure ou égale à 110ms. Le complexe QRS marque quant à lui la dépolarisation (contraction) des ventricules et a une durée habituellement comprise entre 60ms et 80ms mais toujours inférieur à 100ms. Enfin, l'onde T indique la fin de la repolarisation (décontraction) des ventricules et sa durée moyenne est de 160ms.

Des intervalles de temps sont également utilisés pour caractériser un ECG dont notamment l'intervalle PR et l'intervalle QT. L'intervalle PR représente alors le temps nécessaire à la transmission de l'influx électrique du nœud sinusal des oreillettes jusqu'aux ventricules, ce temps variant entre 120 et 200ms. L'intervalle QT correspond quant à lui au temps de contraction (systole) ventriculaire et est compris entre 300ms et 400ms.

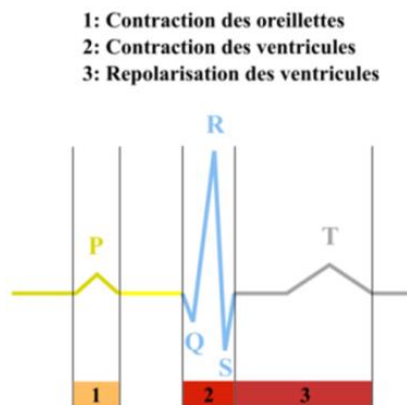


Figure I.7 : Ondes caractéristiques d'un cycle d'ECG.

Une des premières tâches qui a été faite dans cette thèse est la caractérisation dans le domaine fréquentiel des cycles PQRST et plus particulièrement celle de la fréquence centrale des complexes QRS. En effet, ces derniers présentant l'amplitude la plus importante, ils ont donc plus de chances d'être discriminés du bruit lors d'une mesure avec un faible rapport signal sur bruit. Pour cela, la transformée de Fourier de 286 complexes QRS, extraits de la bibliothèque MIT de la banque de données physiologiques en ligne Physionet (décrite en annexe), a été calculée. Un exemple de cycle cardiaque PQRST et sa transformée de Fourier associée sont indiqués sur la Figure I.8, de même qu'un exemple de complexe QRS et sa transformée de Fourier associée sont indiqués sur la Figure I.9. Il est possible de voir en observant les deux spectres que les ondes P et T tirent vers les basses fréquences le lobe principal ce qui s'explique par le fait que les ondes P et T sont relativement longues par rapport à la durée d'un complexe QRS. La distribution de la fréquence centrale des lobes principaux des 286 complexes QRS qui a été obtenue est représentée sur la Figure I.10. Elle montre que la fréquence centrale est uniformément distribuée entre 8 et 12Hz et que par conséquent, il est possible de dire que la fréquence centrale typique des complexes QRS est de 10Hz. Enfin, il a été également possible de voir lors de cette étude que les complexes QRS ont leur énergie concentrée entre 5Hz et 15Hz.

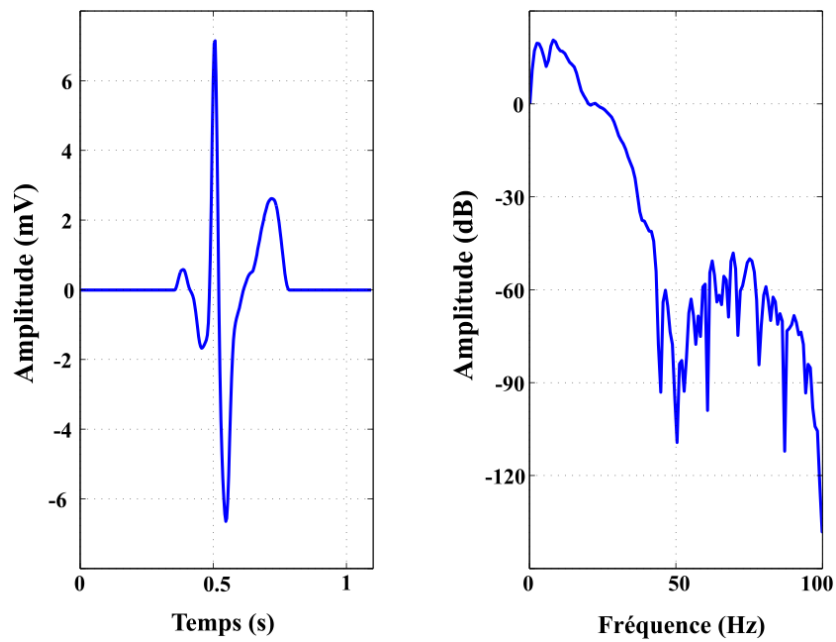


Figure I.8 : Représentation d'un cycle PQRST dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel.

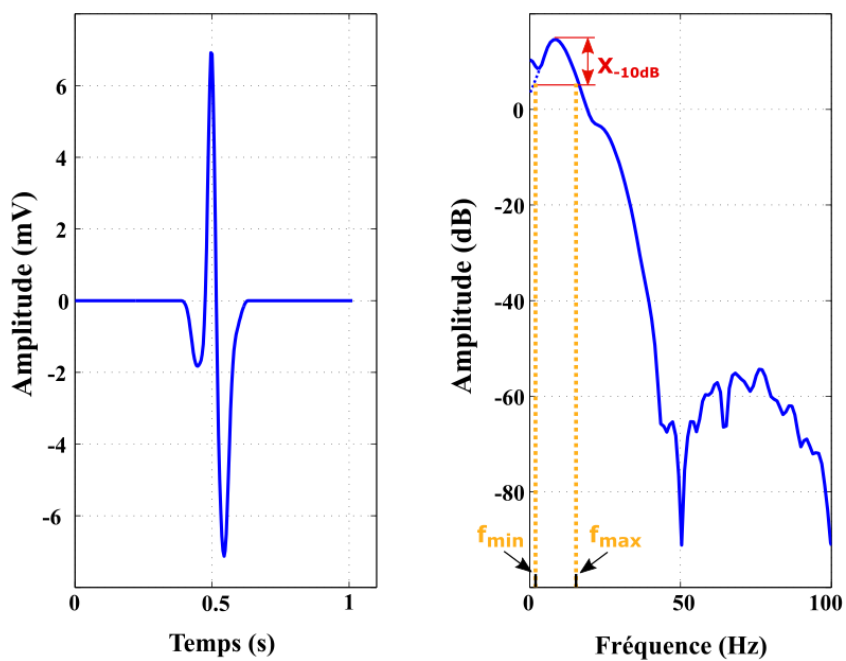


Figure I.9 : Représentation d'un complexe QRS dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel.

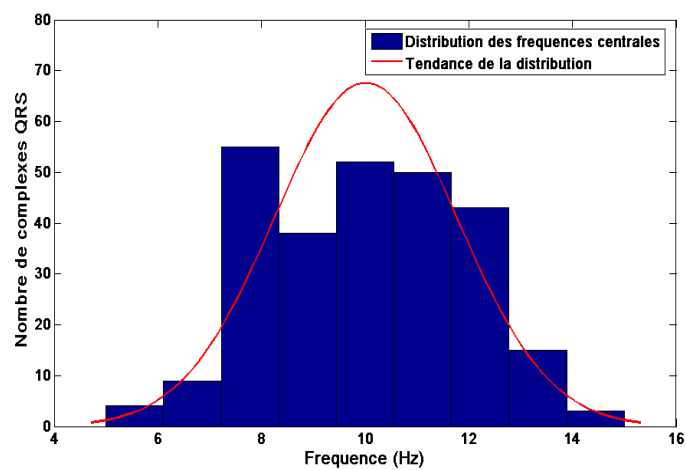


Figure I.10 : Distribution de la fréquence centrale de 286 complexes QRS et tendance de la distribution.

La valeur moyenne de la fréquence centrale des complexes QRS ainsi que la concentration entre 5Hz et 15Hz de leur énergie a été confirmée dans [10] où la transformée de Fourier de 150 cycles PQRST a été étudiée. De plus, le spectre des ondes P et T, des complexes QRS et des

différents signaux interférents captés lors de la mesure d'un ECG a été isolé dans cette étude. Les résultats obtenus dans [10] sont indiqués sur la Figure I.11 et met en évidence que les signaux interférents isolés sont des artefacts de mouvement et des ElectroMyoGrammes (EMG), ces derniers provenant de l'activité électrique des nerfs et des muscles sur lesquelles les électrodes ont été posées. Enfin, un certain recouvrement apparait entre le spectre des complexes QRS et celui des autres signaux qui ont été isolés.

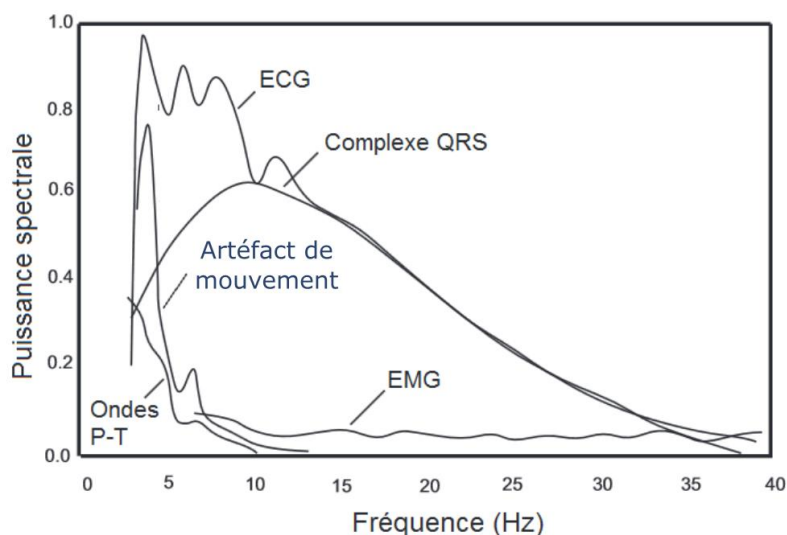


Figure I.11 : Représentation dans le domaine fréquentiel des différents signaux captés lors d'un ECG [10].

Pour finir, il est possible de voir dans la littérature que d'autres méthodes autre que la transformée de Fourier permettent de dissocier les spectres des différents signaux. Par exemple, il est possible de trouver l'utilisation de la Transformée en Cosinus Discrète (DCT : Discrete Cosine Transform) [11][12]. A la différence de la Transformée de Fourier Discrète (DFT : Discrete Fourier Transform), la DCT génère des coefficients réels en utilisant un cosinus comme noyau de projection au lieu d'une exponentielle complexe et permet d'étaler le spectre.

4.3 Acquisition d'un électrocardiogramme

Le dispositif permettant de faire l'acquisition d'un électrocardiogramme et de visualiser ainsi l'activité électrique du cœur est un électrocardiographe. Pour cela, il doit recueillir les variations du potentiel électrique, les amplifier puis les enregistrer. La dynamique du signal ECG étant faible, des amplificateurs à hautes performances en gain, linéarité et en bruit de fond sont utilisés pour cette acquisition.

L'ECG peut être obtenue de manière invasive en enregistrant le potentiel électrique directement sur le cœur, ou à l'aide d'électrodes. Dans le deuxième cas, les électrodes jouent le rôle de transducteur du courant ionique provenant du cœur et peuvent être invasives ou non. Les électrodes invasives sont alors des électrodes en aiguilles qui peuvent facilement pénétrer la peau jusqu'à atteindre le derme indiqué sur la Figure I.12 et où la conductivité des ondes électriques provenant du cœur est élevée. Les électrodes non-invasives sont quant à elles des électrodes plates qui se mettent directement au contact de la couche superficielle de la peau contenant beaucoup d'irrégularités (pores, poils, peau morte...), ce qui aboutit à une plus faible conductance entre l'électrode et le derme.

Afin d'améliorer cette conductance, un gel électrolytique, généralement à base d'ions de sodium ou de potassium, est mis entre l'électrode et la peau et il est alors question d'électrodes humides. Les ions contenus dans le gel traversent dans ce cas l'épiderme via les pores et permettent d'augmenter la conductivité entre l'électrode et le derme. Par conséquent, l'utilisation d'électrodes humides permet d'obtenir des ECG de meilleure qualité mais permet également de mieux adhérer à la surface de la peau et ainsi limiter les artéfacts liés à leurs déplacement.

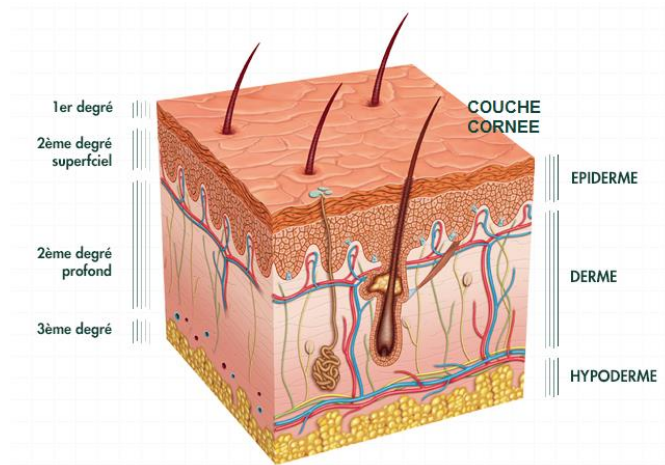


Figure I.12 : Vue de coupe indiquant les différentes couches de la peau [13].

En opposition avec les électrodes humides, il y a également les électrodes sèches qui sont généralement constituées d'argent (Ag) et de chlorure d'argent (AgCl). Ce matériau étant sensible aux variations de la concentration ionique induit par le battement cardiaque, il permet de limiter la dégradation du rapport signal sur bruit par rapport à une mesure avec des électrodes humides. Cependant, l'acquisition est tout de même dans ce cas plus difficile à cause de l'effet capacitif entre l'électrode et le derme. Ainsi, les électrodes sèches fournissent un signal avec un moins bon rapport signal sur bruit que les électrodes humides du fait que les couches supérieures de la peau jouent alors le rôle d'un diélectrique entre le derme, qui transporte les courants de charges ioniques provenant du cœur, et l'électrode métallique [14].

Toujours dans le cas d'électrodes sèches, la résistance ohmique de la peau présente entre le derme et l'électrode notée ici R_p a également une influence sur le rapport signal sur bruit. Cependant, cette résistance présente une forte dispersion car elle dépend en outre de l'épaisseur de la couche cornée, de l'existence de poils ou d'imperfections de la peau. Afin de diminuer la valeur de R_p , un rasage et une exfoliation de la peau (détachement des couches supérieures de la peau) peuvent s'avérer obligatoires. La résistivité surfacique de la peau entre le derme et l'électrode chez l'adulte est évaluée à $60\text{k}\Omega/\text{cm}^2$ [15] et permet de déterminer la valeur de la résistance R_p effective en multipliant cette résistivité surfacique par la surface de l'électrode utilisée.

Enfin, un amplificateur à haute impédance d'entrée peut être intégré dans l'électrode pour ce type d'acquisition et il est alors question d'électrodes actives. Les variations du potentiel électrique recueillies par l'électrode sont alors transmises à un amplificateur puis à un dispositif d'enregistrement des données. Le schéma électrique obtenu en incluant la résistance R_p de la

peau, la capacité C induite par les couches isolantes de la peau et l'amplificateur est indiquée sur la Figure I.13.

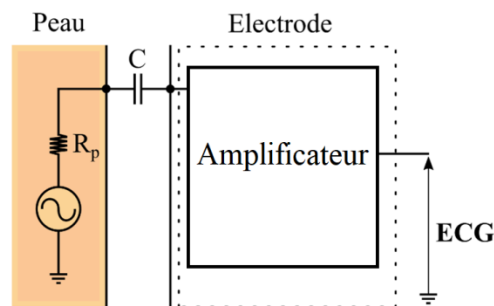


Figure I.13 : Circuit électrique de la mesure d'un électrocardiogramme à l'aide d'une électrode active.

Toutefois, il n'y a pas que le type d'électrodes qui va influencer sur la mesure de l'ECG. En effet, il y a également leurs positionnements sur le corps. Selon un standard international [16], douze électrodes sont disposées à la surface de la peau au niveau de la poitrine, des poignets et des chevilles du patient et correspondent à douze dérivations, une dérivation étant en électrocardiographie [2] un vecteur liant deux points d'observation de l'activité électrique cardiaque. L'emplacement de ces douze électrodes a été choisi de sorte à ce que tous les courants électriques traversant le cœur puissent être mesurés. L'ECG standard est alors une combinaison linéaire de ces douze dérivations et présentent des ondes P, R et T positives. Toutefois, comme cela est montré dans la suite, deux électrodes judicieusement positionnées peuvent s'avérer suffisantes pour mesurer un signal ECG où la fréquence cardiaque peut être extraite.

4.4 Interprétation d'un électrocardiogramme

Les ondes PQRSST représentées sur un tracé ECG reflètent le fonctionnement du cœur. L'amplitude, la durée et la fréquence de ces ondes permettent de déterminer :

- la fréquence cardiaque qui est le nombre de complexes QRS par minute,
- le rythme cardiaque qui représente la façon dont évolue l'intervalle de temps entre les complexes QRS successifs,
- le bon fonctionnement du cœur qui est évalué en analysant la forme des ondes P, Q, R, S et T.

L'évaluation comportementale des cavités cardiaques peut donc être faite en comparant les ondes PQRSST obtenues par rapport aux ondes PQRSST d'un signal ECG normal. Par exemple, le complexe QRS représentant la contraction (dépolariation) des ventricules a une largeur qui est un indicateur de la conductivité des cellules cardiaques ventriculaires. Plus la largeur est grande, plus la dépolariation met de temps à être réalisée et donc moins les cellules sont conductrices. Ainsi, l'ECG fournit alors des informations sur la fréquence et le rythme cardiaque, mais aussi sur la conductivité des différentes chambres du cœur. Cette conductance est un élément important pour détecter les éventuels courts-circuits intervenant souvent entre les ventricules et les oreillettes et qui est l'une des premières causes des pathologies liées au rythme.

4.5 Les signaux interférents avec l'électrocardiogramme

Comme vu précédemment, différents signaux peuvent interférer lors de la mesure d'un ECG comme les signaux électriques EMG circulant dans les nerfs ou les muscles ou encore, les artéfacts liés au mouvement de la personne et des électrodes. En effet, l'amplitude des ondes PQRS est généralement de l'ordre de quelques millivolts et varie d'un individu à un autre. Ainsi, bien que l'onde R ait l'amplitude la plus élevée du signal ECG, elle n'est comprise qu'entre 0.5mV et 4mV lorsqu'elle est mesurée à proximité du cœur, l'onde P ayant quant à elle une amplitude jusqu'à cinq fois moins élevée que celle de l'onde R. La localisation de ces ondes dans un ECG et donc la mesure de la fréquence cardiaque peut alors rapidement s'avérer impossible si trop de bruit est présent.

C'est pourquoi, cette partie traite des différents signaux interférents avec l'électrocardiogramme et qui peuvent être soit d'origine physiologique soit d'origine environnementale telle que la tension secteur [17]. Selon les fréquences en jeu, ils induisent alors soit juste des fluctuations de la ligne de base, soit des distorsions du signal ECG se superposant dans le domaine temporelle aux ondes PQRS. La fréquence basse des complexes QRS qui doivent être détectés pour mesurer la fréquence cardiaque étant de l'ordre de 5Hz, la frontière entre les interférents induisant des fluctuations de la ligne de base et ceux distordant le signal utile est fixée à 5Hz.

La tension secteur

A l'université de Stanford, vers la fin des années 1960, le chercheur Donald F. Specht et le cardiologue Dr. Jobst Von Der Groeben travaillaient sur un projet de classification d'ECG pathologiques. L'un des premiers obstacles qui gênait l'avancement de leurs travaux fut l'interférence du signal 60Hz des prises secteurs. En effet, au moment de l'enregistrement des signaux ECG, le corps se comportait comme une antenne absorbant les 60Hz ce qui rendait l'interprétation des signaux plus difficile.

Pour résoudre ce problème, la première idée a été d'appliquer un filtrage passe-bas ayant une fréquence de coupure -3dB de 50Hz et une atténuation à 60Hz de 60dB [18]. Cependant, le spectre contenu dans la bande de fréquence supérieure à 50Hz présente des informations utiles pour le diagnostic de certaines pathologies cardiaques [19]. En effet, la bande passante recommandée pour la mesure d'un ECG est comprise entre 0,05Hz et 150Hz [3][20]. Ainsi, même si une bande passante comprise entre 0,5Hz et 40Hz est suffisante pour un suivi standard de l'activité électrique du cœur [21][22], un tel filtre ne peut être utilisé pour tous les degrés de précision qu'un ECG peut requérir.

C'est ainsi qu'une technique permettant de filtrer uniquement le 60Hz a été introduite par Bernard Widrow en 1970. Elle consiste à récupérer le signal à 60Hz directement de la prise électrique puis de le soustraire du signal ECG après avoir corrigé son amplitude. Cela revient donc à faire un filtre « Notch » qui est un filtre coupe-bande rejetant une fréquence particulière. Celui-ci doit bien évidemment être adapté selon le pays où l'examen est réalisé puisque la tension secteur peut être de 50 ou 60Hz selon les pays. Ainsi, le premier signal interférant qui est

systématiquement filtré lors de la mesure d'un ECG est la tension secteur. Enfin, un exemple d'ECG bruité par le 50Hz du secteur est indiqué sur la Figure I.14.

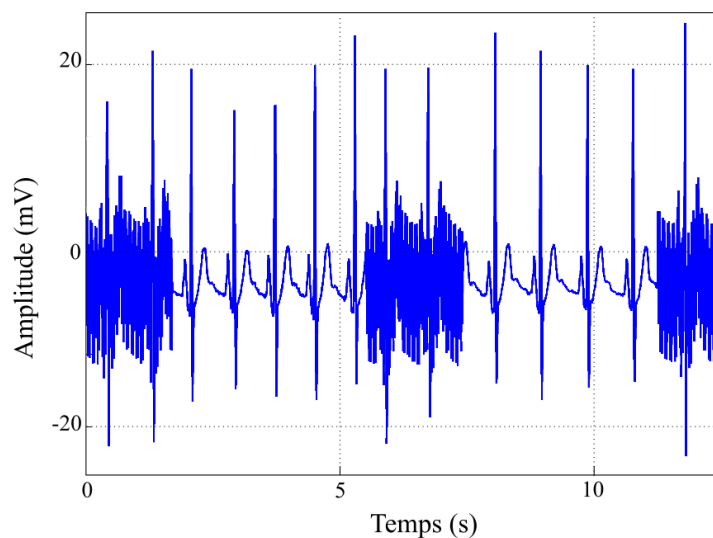


Figure I.14 : Exemple d'ECG contenant des tronçons d'interférences à 50Hz.

Les interférents distordant la ligne de base

Même si la tension secteur est l'interfèrent principal observé sur un ECG, il en existe d'autres qui peuvent distordre le signal utile dont notamment ceux qui font fluctuer la ligne de base. Il est ainsi possible de citer les artéfacts liés aux mouvements de la personne, aux ruptures de contact peau-électrodes, aux câbles mais aussi les perturbations liées aux appareils de mesures possédant une dérive lente. Ces interférents ont généralement un spectre où l'énergie est concentrée vers les basses fréquences, typiquement entre 0,5 et 2Hz, ce qui va produire des fluctuations de la ligne de base du signal ECG telles qu'indiquées sur la Figure I.15. Le filtrage de ces fluctuations de la ligne de base est alors impératif si la forme et la hauteur des différentes ondes de l'ECG doivent être étudiées, ou bien si un traitement permettant de détecter les battements cardiaques doit être fait.

Lorsque ces interférents sont périodiques, il est possible comme pour la tension secteur d'utiliser un filtre « Notch » et ainsi réaliser un filtrage coupe-bande rejetant une fréquence particulière. Cependant, lorsqu'il s'agit de ruptures occasionnelles du contact peau-électrodes, les fluctuations sont caractérisées par des sauts vers le haut ou vers le bas de la ligne de base qui ne sont pas périodiques. Plusieurs techniques ont néanmoins été présentées dans la littérature [23][24] pour éliminer ces fluctuations et centrer ainsi le signal ECG autour du zéro.

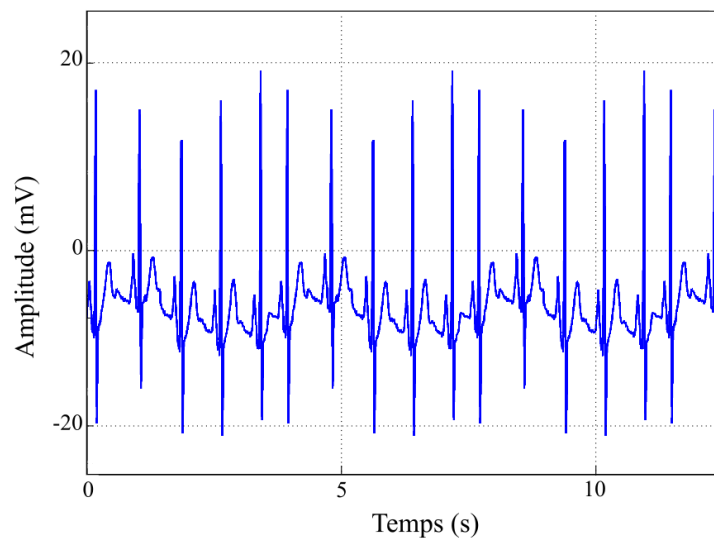


Figure I.15 : Exemple de fluctuation de la ligne de base d'un ECG.

La méthode la plus courante pour supprimer ces interférents basse-fréquences consiste ainsi à utiliser un filtre passe-haut à réponse impulsionnelle finie. La fréquence de ces interférents pouvant monter jusqu'à 5Hz, il est alors quasi-impossible de supprimer complètement les fluctuations de cette ligne de base sans provoquer la distorsion du signal ECG et notamment des ondes P et T qui sont plus basses en fréquence que les complexes QRS. Il faut alors trouver un compromis entre les fluctuations de la ligne de base et la déformation du signal utile ce qui dépend fortement de l'application visée.

Dans le cadre de la détection de la fréquence cardiaque, une déformation des ondes P et T ne va pas poser de problème voir même être souhaitable, notamment lorsque l'amplitude des ondes T dépasse celle du QRS ce qui peut arriver à cause de raisons physiologiques. En effet, il est uniquement nécessaire pour cette application que la forme des complexes QRS, seule onde indiquant la contraction des ventricules, ne soit pas trop impactée. Toutefois, dans le cas où l'application nécessite de conserver les informations utiles basse-fréquence de l'ECG, des filtres à caractéristiques variables dans le temps permettent de remédier à ce problème. Ce type de filtre est alors implémenté comme un banc de plusieurs filtres linéaires passe-bas montés en cascade et dans lequel chaque filtre a une fréquence de coupure légèrement différente du filtre voisin, ces fréquences de coupure étant définies selon les composantes basse-fréquence de l'ECG à récupérer [23].

Les interférents distordant le signal utile

Selon la fréquence des interférents en jeu, ces derniers ne se contentent pas de faire fluctuer la ligne de base. En effet, les interférences liées par exemple aux tremblements d'une personne dont la fréquence est typiquement comprise entre 1 et 10Hz, ou bien celles liées aux signaux EMG circulant dans les nerfs et les muscles, ont un spectre qui vient se superposer à celui des complexes QRS. Leur filtrage est donc plus complexe et d'autres approches doivent être utilisées.

Le bruit dû aux tremblements peut avoir différentes origines tels que des contractions musculaires involontaires ou bien la nervosité. Ces tremblements induisent alors une modification pseudopériodique ou apériodique du contact peau-électrode. Une solution pour permettre leur filtrage est l'intégration d'un accéléromètre au sein des électrodes utilisées. Ainsi,

de la même façon que pour la tension secteur, il est possible d'annuler une grande partie du signal interférent en soustrayant du signal ECG mesuré et après un traitement adéquat, les signaux provenant de l'accéléromètre.

Les signaux EMG traduisent quant à eux les impulsions électriques émises lors de la contraction d'un muscle et peuvent donc également apparaître lors des épisodes de tremblement, mais aussi plus généralement lors des mouvements. Bien que ces signaux puissent être spécifiquement enregistrés pour étudier le système nerveux, ils sont considérés comme des interférents lorsque c'est l'ECG qui est désiré. Un exemple d'ECG contenant des épisodes de bruit EMG est indiqué sur la Figure I.16.

Comme vu précédemment, le spectre des signaux EMG s'étend tout au long de la bande de fréquences des complexes QRS ce qui rend difficile leur filtrage. Toutefois, différentes techniques permettant leur filtrage ont été élaborées et la technique la plus utilisée consiste à moyenniser le signal sur des fenêtres temporelles contenant plusieurs battements cardiaques successifs [25]. Ainsi, dans le cas où le bruit est aléatoire et stationnaire tout au long du signal, une réduction de bruit peut se faire de façon homogène sur tout le signal.

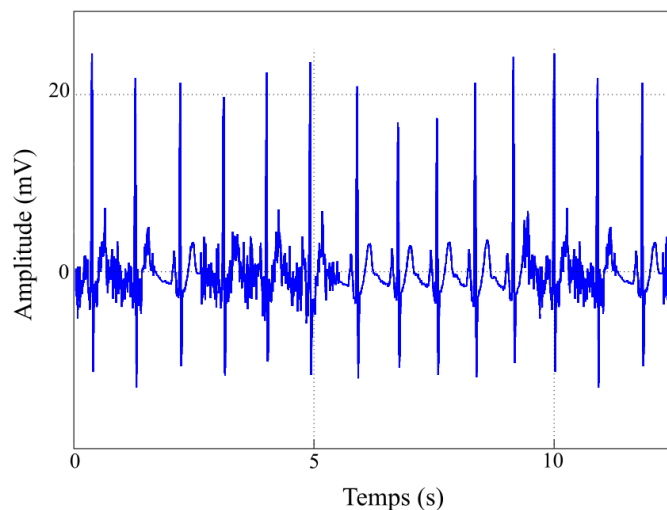


Figure I.16 : Exemple d'ECG présentant des épisodes de bruit EMG.

Des techniques de filtrage adaptatif dédiées aux applications de traitement des signaux biomédicaux peuvent également être utilisées. En effet, contrairement aux filtres à coefficients fixes, les filtres adaptatifs permettent de filtrer un signal dont le comportement spectral est inconnu. Cependant, il s'agit de filtres à coefficients variables ce qui rend leur implémentation dans un circuit analogique difficile et implique donc une implémentation à l'aide de circuits numériques de type FPGA ou microcontrôleur.

Enfin, le complexe QRS peut être distordu pour des raisons physiologiques naturelles. En effet, il peut être très faible par rapport à la normale ou bien posséder une amplitude négative. De même, il peut être distordu par des contractions ventriculaires prématurées qui peuvent se produire de manière spontanée ou bien être d'origine pathologique. Ces distorsions étant d'origine physiologique, aucun traitement ou filtrage n'est alors possible puisque c'est le signal électrique lui-même qui est biaisé. Il est alors seulement possible d'améliorer la robustesse des algorithmes d'extraction de la fréquence cardiaque en détectant ces événements.

5 Analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque et pathologies associées

Comme indiqué dans l'introduction, fréquence et rythme cardiaques sont souvent confondus, la fréquence cardiaque étant définie par l'inverse de l'intervalle de temps entre deux battements successifs du cœur et le rythme cardiaque décrivant les variations de la fréquence cardiaque au fur et à mesure du temps. L'intérêt de l'étude du rythme cardiaque ou autrement dit de la variabilité de la fréquence cardiaque est présentée dans cette partie. Ainsi, après avoir exposé les différentes méthodes d'analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque, les pathologies associées sont présentées.

5.1 Analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque

L'analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque (HRV : Heart Rate Variability) est l'étude des fluctuations de la durée séparant les contractions cardiaques. Il y a des fluctuations qui sont normales et d'autres anormales. En effet, même au repos le cœur ne se contracte pas de façon régulière. Pour déterminer la variabilité de la fréquence cardiaque, il est nécessaire de mesurer les intervalles de temps entre les battements cardiaques consécutifs qui sont pour rappel appelés intervalles RR, cette appellation étant tirée du complexe QRS apparaissant sur un ECG pour chaque battement cardiaque, l'onde R ayant l'amplitude la plus élevée. Il reste ensuite à analyser la variabilité pour savoir si elle est normale ou non. La mesure de la variabilité des intervalles RR permet ainsi le diagnostic de troubles cardiovasculaires, mais peut aussi être adaptée à différentes applications telles que l'évaluation du niveau de stress, de l'état de fatigue, de l'impact des émotions ou encore comme moyen d'équilibrer la durée et l'intensité des entraînements sportifs [26][27][28].

Concrètement, la HRV représente la capacité d'adaptation du cœur aux sollicitations non prévisibles [29]. Elle est ainsi le reflet de l'impact du système nerveux autonome sur le fonctionnement normal du cœur. Ce système nerveux autonome est impliqué dans le fonctionnement de tous les organes du corps et est divisé en deux sous-systèmes : le système nerveux sympathique et le système nerveux parasympathique. D'une part, le système nerveux sympathique est responsable de préparer inconsciemment l'organisme à l'activité physique et intellectuelle en contractant par exemple les muscles ou en déclenchant une accélération du rythme cardiaque. D'autre part, le système nerveux parasympathique est responsable du ralentissement général de l'organisme comme le ralentissement de la fréquence cardiaque et favorise l'économie des fonctions cardiovasculaires en intervenant par exemple au moment de l'évanouissement.

La HRV dépend en partie du système nerveux mais est aussi directement liée au mode de vie (habitudes alimentaires, rythme de sommeil, tabagisme, ...). Son analyse peut se faire dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Dans le domaine temporel, il s'agit d'extraire des variables statistiques de cette série constituée des différences des fréquences cardiaques instantanées successives. Les paramètres statistiques utilisés peuvent être par exemple la moyenne quadratique, l'écart type et la déviation standard et permettent alors la détection

d'arythmies importantes [30][31]. Ainsi une analyse statistique temporelle de la HRV permet de classer la réponse cardiaque selon les pathologies. L'analyse fréquentielle des fréquences cardiaques instantanées successives peut se faire quant à elle à l'aide de transformées de Fourier rapides (FFT : Fast Fourier Transform) ou par des méthodes autorégressives (ondelettes, entropie, ...). Le spectre obtenu indique alors l'activité du système nerveux sympathique dans la bande de fréquence comprise entre 0,04 et 0,15Hz, de même que celle du système nerveux parasympathique dans la bande de fréquence comprise entre 0,15 et 0,4Hz. L'étude du spectre obtenu permet alors d'analyser le bon fonctionnement du système nerveux autonome.

5.2 Pathologies associés aux troubles du rythme cardiaque

L'activité électrique du cœur et donc l'ECG sont considérés normaux et qualifiés de sinusal si chaque complexe QRS est précédé d'une onde P, si chaque onde P est suivie d'un complexe QRS et si l'onde P est positive. Il est alors possible de parler de Rythme Sinusal Normal (RSN) si le rythme cardiaque est normal, si la fréquence cardiaque est comprise entre 60 et 100BPM et si les ondes PQRSST présentent certaines caractéristiques. Les troubles du rythme cardiaque, qui sont dus à un dérèglement de l'activité électrique du cœur qui provoque une accélération (tachycardie) ou un ralentissement (bradycardie) du rythme cardiaque comme mentionné précédemment, peuvent donc être dépistés à l'aide d'un ECG dont notamment quatre types de troubles [32] :

- les pathologies liées à l'excitabilité des cellules cardiaques comme la fibrillation auriculaire ou la tachycardie ventriculaire.
- les pathologies liées à une mauvaise conduction des quatre cavités du cœur.
- une insuffisance coronarienne causant une angine de poitrine ou un infarctus.
- un développement excessif du muscle cardiaque au niveau d'une partie ou d'une autre.

Les pathologies les plus courantes sont détaillées dans la suite et sont classées dans la catégorie des troubles de l'excitabilité des cellules cardiaques. Elles entraînent des risques de mort subite et sont souvent liées à une tachycardie [9]. Enfin, la Figure I.17 illustre les signaux ECG correspondants aux différentes pathologies décrites.

La Fibrillation Atriale ou Auriculaire

La Fibrillation Atriale (FA) ou auriculaire est la plus fréquente et la plus complexe des anomalies des troubles du rythme cardiaque. Le rythme est alors souvent trop rapide et totalement irrégulier. Ce type de tachycardie se traduit par des contractions anarchiques des oreillettes, ce qui entraîne des contractions rapides et irrégulières au niveau des ventricules également. La FA peut alors conduire par instant à une fréquence cardiaque supérieure à 150BPM. Un exemple d'ECG montrant une FA est indiqué sur la Figure I.17.

Le Flutter Atrial et autres tachycardies atriales

Le Flutter Atrial (FA) représente une tachycardie ayant des battements cardiaques extrêmement rapide mais réguliers au niveau des oreillettes. Elles sont de 200 à 300BPM dans les oreillettes, mais s'atténuent au moment de la transmission aux ventricules. Ceci signifie que les ventricules ne se contractent qu'une fois sur deux ou une fois sur trois par rapport à la fréquence

de contraction des oreillettes. Le FIA est généralement dû à l'établissement d'un circuit électrique anormal qui redépolarise les oreillettes en boucle. Par conséquent, le FIA se manifeste sur un tracé ECG par deux ou trois ondes P correspondant à la contraction des oreillettes suivi d'un complexe QRS signalant la contraction des ventricules. Un exemple d'ECG montrant une FIA est indiqué sur la Figure I.17.

La Tachycardie Jonctionnelle ou maladie de Bouveret

La Tachycardie Jonctionnelle (TJ) qui intervient au niveau des oreillettes est directement liée à des épisodes de tachycardie causés par un court-circuit autour du nœud auriculo-ventriculaire. Les ondes P se situent alors très près des complexes QRS jusqu'à même être parfois fusionnées avec le QRS. L'absence de l'onde P sur un ECG peut donc être le signe d'une TJ. Cette maladie touche particulièrement les personnes jeunes et cause des cycles de palpitations répétitifs. Cependant, elle est souvent sans risque vital.

La Tachycardie Ventriculaire

La Tachycardie Ventriculaire (TV) est un trouble du rythme dû aux ventricules. Elle se caractérise ainsi par une excitation électrique anormale des ventricules. Sur un ECG, elle se traduit par l'apparition de complexes QRS plus large que la normale ($>120\text{ms}$) et par l'absence d'onde P. Les symptômes de la tachycardie sont généralement une accélération brutale de la fréquence cardiaque provoquant ainsi de fortes douleurs thoraciques, des sensations de faiblesse, un essoufflement voir même une perte de connaissance.

L'extrasystole

L'extrasystole est une tachycardie ventriculaire ou auriculaire où des battements prématurés naissent entre les battements normaux lors de la contraction cardiaque (systole). Elle conduit aux mêmes symptômes que la FA ce qui fait que l'irrégularité induit par l'extrasystole est parfois difficile à discriminer de celle de la FA. Un exemple d'ECG montrant une extrasystole est indiqué sur la Figure I.17.



Figure I.17 : Illustration de tachycardies pathologiques : (a) rythme sinusal normal, (b) fibrillation atriale, (c) flutter atrial et (d) extrasystole.

6 Etude de faisabilité d'une mesure de l'électrocardiogramme sur le bras et le poignet

Dans le cas d'une surveillance en continu de la fréquence cardiaque à l'aide d'un ECG, il est difficilement concevable d'avoir en permanence une douzaine d'électrodes sur le corps. Ainsi, dans cette partie, une étude bibliographique s'intéressant aux mesures de l'ECG à l'aide de deux électrodes a été faite, suivie d'une expérimentation visant à confirmer ou non la faisabilité d'une mesure de l'ECG tout au long du bras jusqu'au poignet.

Une étude montrant l'évolution du tracé ECG le long du bras jusqu'au poignet a été réalisée par une équipe de l'université Irlandaise Ulster. Elle visait à quantifier le niveau du rapport signal sur bruit SNR en fonction de la distance qui sépare les électrodes et leurs positionnement [33]. L'étude affirme que pour faire un suivi en continu du rythme cardiaque, le signal ECG acquis doit avoir un SNR au moins strictement supérieur à 1dB. Pour comprendre ce que cela représente, un signal ECG avec un SNR de 1dB est montré sur la Figure I.18. Une campagne de mesures a ainsi été effectuée dans le cadre de cette étude sur un groupe de 37 volontaires. Il en ressort que 88% des tracés ECG avaient un SNR > 1dB lorsque les électrodes étaient placées sur le biceps, ce taux diminuant à 48% lorsque les électrodes étaient placées sur l'avant-bras. Ainsi, l'étude se conclut sur le fait que l'ECG mesuré au poignet devait avoir un SNR < 1dB et que le signal obtenu alors n'est pas exploitable. Pour confirmer cela, une étude similaire a été faite dans le cadre de cette thèse et est présentée dans la suite.

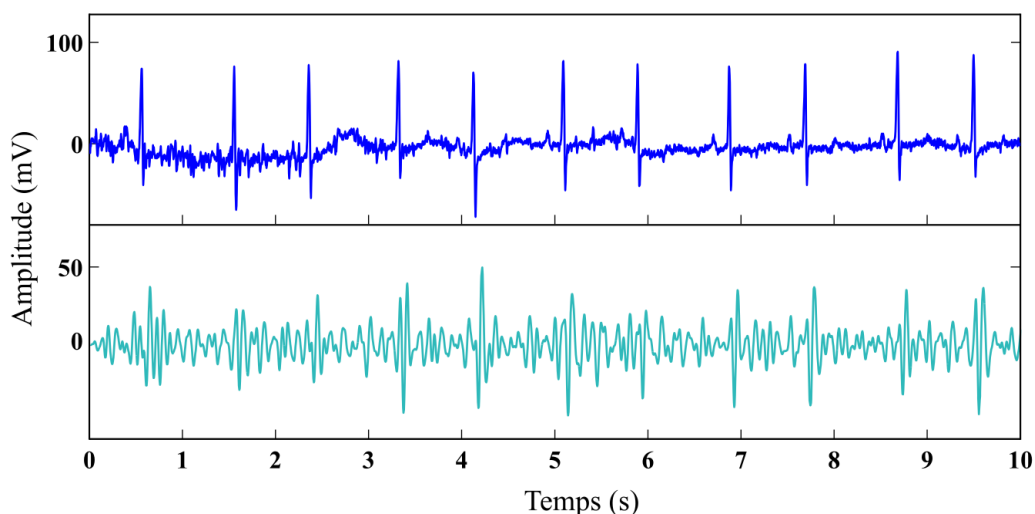


Figure I.18 : Exemple d'un signal ECG non bruité (en haut) et du même signal bruité avec un rapport SNR de 1dB (en bas).

6.1 Présentation du matériel de mesure

Dans le cadre des travaux présentés dans ce manuscrit, une étude consistant à observer l'évolution du signal ECG mesuré à l'aide de deux électrodes placées le long du bras a donc été faite. Le dispositif d'acquisition utilisé pour cette expérimentation est le module PowerLab de la société ADInstrument qui permet de réaliser simultanément plusieurs acquisitions à partir de différentes sources. Il est accompagné d'un double amplificateur différentiel BioAmps de la même société et dont le gain peut être configuré entre 1 et 10000. Il possède un taux de réjection du mode commun de 85dB ainsi qu'un niveau de bruit en entrée inférieur à $0.6\mu\text{V}_{\text{rms}}$ pour la

bande de fréquence [0,3Hz ; 1kHz]. Ils sont accompagnés du logiciel LabChart qui permet de traiter, d'analyser et de tracer les signaux, ce logiciel disposant également de fonctions de calcul statistiques et de reconnaissance de forme.

L'ensemble a été choisi pour ses performances en termes de bruit dans la bande de fréquence de l'ECG et qui sont notamment obtenues grâce à l'utilisation d'amplificateurs différentiels. En effet, un amplificateur différentiel permet d'avoir une grande immunité au bruit et aux interférences en fournissant une tension de sortie V_s pouvant s'exprimer à partir des tensions d'entrée V^+ et V^- telle que :

$$V_s = G_d (V^+ - V^-) + \frac{G_{mc} (V^+ + V^-)}{2} \quad (I.4)$$

où G_d est le gain différentiel et G_{mc} le gain de mode commun. Plus l'amplificateur présente un gain de mode commun faible ou un taux de réjection du mode commun élevé (défini comme étant le rapport G_d / G_{mc}), plus le bruit de mode commun est filtré. Compte tenu de ces caractéristiques, l'ensemble est donc tout à fait adapté puisqu'ici l'ECG est obtenu en mesurant la différence des potentiels mesurés par deux électrodes uniquement.

Enfin, les premières mesures du signal ECG montrant que la qualité du signal mesuré dépend très fortement de la nature des électrodes utilisées, des électrodes humides ont été utilisées dans la suite. En effet, comme indiqué plus haut, elles permettent d'avoir un meilleur rapport signal sur bruit et ainsi d'observer le comportement des ondes électriques le long du bras dans les conditions les plus favorables.

6.2 Configuration utilisée lors des tests

Pour déterminer la faisabilité d'une mesure de l'ECG tout le long du bras jusqu'au poignet, un ECG de référence a systématiquement été mesuré en même temps que l'ECG de test. Pour mesurer cet ECG de référence, une mesure différentielle est faite grâce au premier canal de mesure (CH1) de la plate-forme de test. Le second canal de mesure (CH2) est quant à lui utilisé pour mesurer l'ECG entre deux électrodes placées tout le long du bras jusqu'au poignet. Par ailleurs, la plate-forme de test possède également une entrée « EARTH » sur laquelle doit normalement être connecté une électrode en contact avec la jambe droite du patient et servant de masse virtuelle pour les deux canaux de mesure CH1 et CH2. Etant donné que seules les tensions différentielles brutes des voies CH1 et CH2 nous intéressent, l'entrée « EARTH » a été court-circuitée comme illustré sur la Figure I.19.

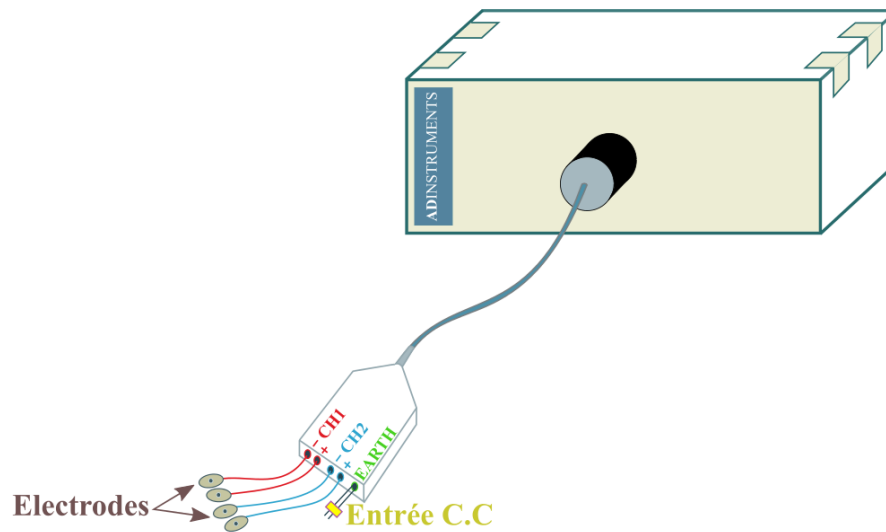


Figure I.19 : Entrées d'électrodes du module PowerLab d'ADInstruments.

Les électrodes permettant de mesurer l'ECG de référence sont appelés E1 et E2 et sont en permanence connectées au canal CH1 du dispositif d'acquisition. L'électrode négative (E1) est placée à droite du cœur et l'électrode positive (E2) à gauche du cœur. En effet, le courant électrique va ici de droite à gauche puisqu'ici il s'agit d'une dérivation horizontale et que de manière générale, le courant électrique va d'en haut à droite du cœur à en bas à gauche du cœur.

Les électrodes permettant de mesurer l'ECG de test sur le canal CH2 du dispositif d'acquisition sont appelées de E3 à E8. Elles sont placées comme l'illustre la Figure I.20 et les électrodes allant de E3 à E7 sont environ séparées de 12cm chacune. Pour mesurer les différents ECG de test, les électrodes sont prises deux à deux, ce qui donne 5 configurations possibles. Ces configurations sont résumées sur la Figure I.21.

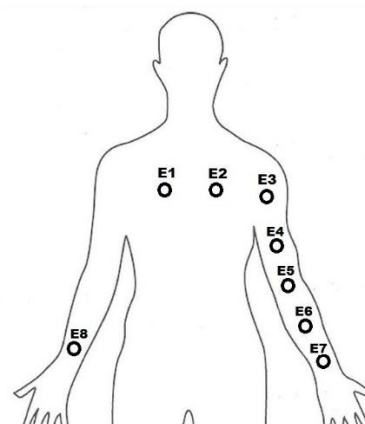


Figure I.20 : Positionnement des électrodes.

Numéro de la configuration	CH1	CH2
1	E2-E1	E4-E3
2	E2-E1	E5-E4
3	E2-E1	E6-E5
4	E2-E1	E7-E6
5	E2-E1	E7-E8

Figure I.21 : Configurations utilisées pour la mesure de l’ECG de référence (CH1) et l’ECG de test (CH2).

6.3 Résultats de mesure

Les ECG obtenus dans les 5 configurations sont indiqués sur les Figures I.22 à I.26. Pour obtenir des résultats visuellement plus parlants, des filtres numériques ont été ici appliqué en post-traitement à l’aide du logiciel LabChart. Il y a tout d’abord un filtre « Notch » rejetant le 50Hz, mais aussi un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure à 1Hz pour limiter les fluctuations de la ligne de base, ainsi qu’un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure de 30Hz pour ne visualiser que les ondes PQRST de l’ECG.

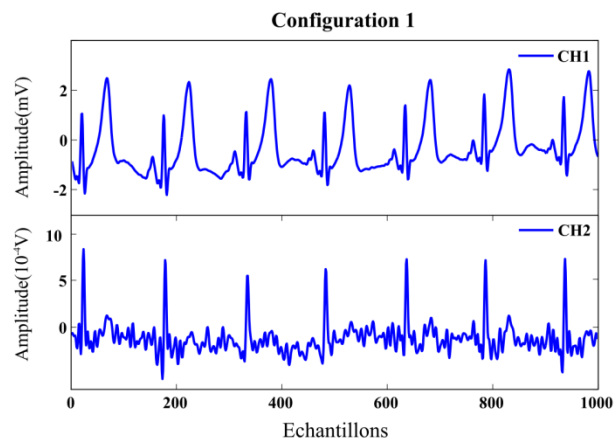


Figure I.22 : Tracés des signaux obtenus dans la configuration 1 : ECG de référence (CH1), ECG de test (CH2).

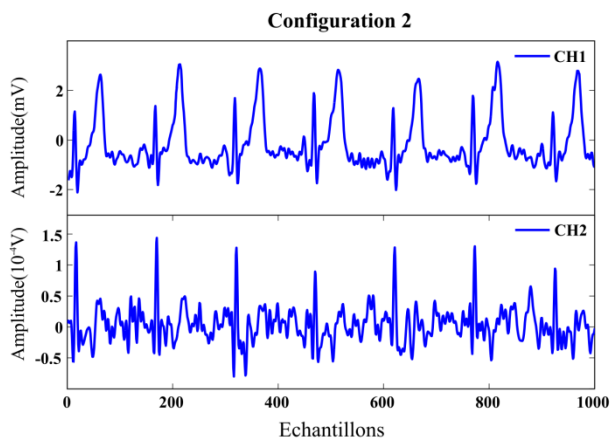


Figure I.23 : Tracés des signaux obtenus dans la configuration 2 : ECG de référence (CH1), ECG de test (CH2).

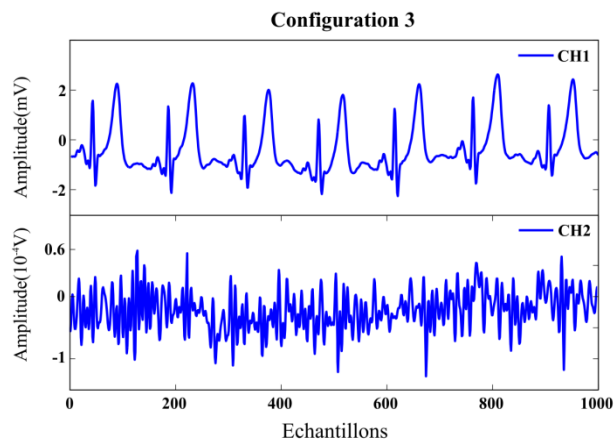


Figure I.24 : Tracés des signaux obtenus dans la configuration 3 : ECG de référence (CH1), ECG de test (CH2).

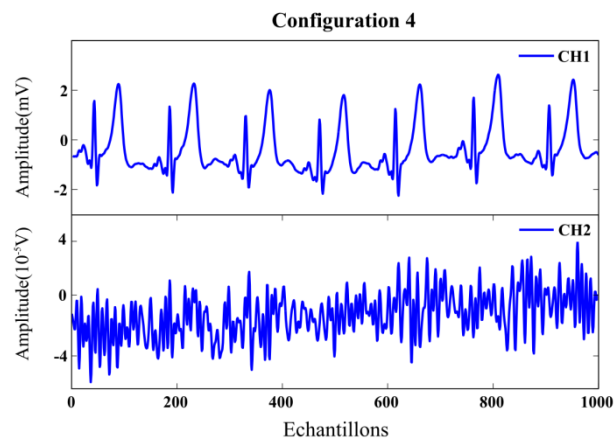


Figure I.25 : Tracés des signaux obtenus dans la configuration 4 : ECG de référence (CH1), ECG de test (CH2).

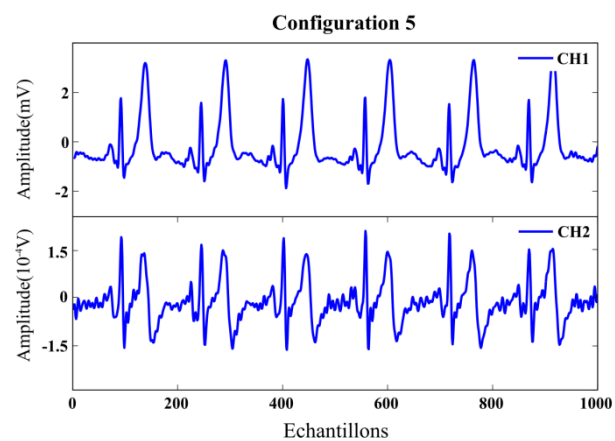


Figure I.26 : Tracés des signaux obtenus dans la configuration 5 : ECG de référence (CH1), ECG de test (CH2).

6.4 Interprétation des signaux mesurés

Dans toutes les configurations, l'ECG de référence observé sur CH1 a la forme d'un ECG typique au repos. En effet, il est facilement possible de distinguer les cinq ondes PQRST caractéristiques d'un ECG. Comme cela est détaillé dans la suite, cela n'est pas toujours le cas pour les ECG de test observés sur CH2.

Configuration 1

Dans la configuration 1, la différence de potentiels mesurée est celle entre l'électrode E4 et l'électrode E3. Les ondes P et T sont moins proéminentes que sur l'ECG de référence mais le signal est exploitable puisque seul le complexe QRS doit être extrait.

Configuration 2

Dans la configuration 2, la différence de potentiels mesurée est celle entre l'électrode E5 et l'électrode E4. Les ondes PQRS ressemblent beaucoup à celles obtenus dans la configuration 1. Cependant, le signal est atténué d'un facteur 5 par rapport à cette configuration et est globalement plus bruité. Cette dégradation du rapport signal sur bruit s'explique par l'atténuation du potentiel électrique provoqué par l'éloignement des électrodes par rapport au cœur et par le fait que le niveau de bruit capté n'a pas changé par rapport à la configuration 1.

Configuration 3

Dans la configuration 3, la différence de potentiels mesurée est celle entre l'électrode E6 et l'électrode E5. Le phénomène d'atténuation du signal utile est maintenant d'un facteur 10 par rapport à la configuration 1 et de 2 par rapport à la configuration 2. Le rapport signal sur bruit est donc très dégradé et rend difficile l'observation des complexes QRS à l'œil nu.

Configuration 4

Dans la configuration 4, la différence de potentiels mesurée est celle entre l'électrode E7 et l'électrode E6. Le signal mesuré est complètement noyé dans le bruit et il semble difficile d'imaginer pouvoir détecter les QRS.

Configuration 5

Dans la configuration 5, la différence de potentiels mesurée est celle entre l'électrode E8 et l'électrode E7. Du fait de la distance qui sépare les deux électrodes, l'ECG mesuré est peu bruité et les ondes PQRS ont des amplitudes exploitables. En effet, plus les électrodes sont proches l'une de l'autre, plus la différence des potentiels mesurés par les électrodes est faible. Ainsi, le fait de placer une électrode sur le poignet gauche et une autre électrode sur le poignet droit permet de maximiser l'amplitude de l'ECG mesuré bien qu'il soit pris aux poignets.

6.5 Conclusion

Pour conclure cette étude, l'atténuation de la différence de potentiel observée entre les configurations 1 à 4 s'explique par l'éloignement des points de mesure par rapport à la source de cette différence de potentiels à savoir le cœur. Cette atténuation est telle qu'il semble difficilement envisageable de mesurer un ECG dans une configuration similaire à la configuration 4 avec le dispositif d'acquisition utilisé qui est pourtant déjà très sensible. Cela est donc valable également pour la mesure de l'ECG à l'aide de deux électrodes proches placées sur le poignet. Néanmoins, il est tout de même possible de mesurer un ECG exploitable en plaçant une première électrode au poignet et une seconde suffisamment éloignée de la première comme le montre les résultats obtenus dans la configuration 5. Enfin, l'évolution de la forme du signal ECG au fur et à mesure qu'il se propage vers le poignet n'a pas été étudiée dans la littérature.

Ainsi, il est possible que d'autres composantes fréquentielles de l'ECG moins visibles mais surtout moins sensibles à l'atténuation naturelle rencontrées, puissent être explorées lorsque le but est de détecter les battements cardiaques.

7 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, les notions fondamentales de la physiologie et du fonctionnement électrique du cœur ont été exposées. Puis, une revue d'ensemble des différents signaux physiologiques synchrones avec les battements cardiaques a été faite. Deux signaux se sont alors particulièrement démarqués, à savoir les signaux ECG et PPG. En effet, l'électronique nécessaire à l'acquisition de ces derniers peut être intégrée dans un dispositif de taille réduite et qui peut donc être porté en continu. Néanmoins, contrairement au signal PPG qui a montré ses limites sur les peaux foncées, le signal ECG présente un rapport signal sur bruit plus stable selon les individus. De plus, il permet un diagnostic précis des pathologies cardiaques car il est le reflet de l'activité électrique des quatre chambres du cœur. C'est ainsi que les principales pathologies liées aux troubles du rythme cardiaque ont été présentées en détaillant leur influence sur l'ECG, ce qui met ainsi en évidence le besoin de développer des systèmes de mesure et d'analyse en continu de la fréquence cardiaque.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse portant sur la caractérisation et l'acquisition de signaux ECG ont également été présentés. Ainsi, les différents obstacles susceptibles d'engendrer une distorsion des signaux lors de l'acquisition et/ou du traitement ont été relevés. Enfin, une étude de faisabilité de collecte du signal ECG tout au long du bras et à l'aide de deux électrodes a été effectuée. Elle a permis de confirmer l'évolution du signal ECG tout au long du bras et d'observer la dégradation du rapport signal sur bruit lorsque les électrodes sont de plus en plus éloignées du cœur.

Les verrous relatifs à la détection de la fréquence cardiaque dans les configurations où le rapport signal sur bruit est faible sont donc nombreux. En effet, un suivi en continu de la fréquence cardiaque nécessite, d'après l'étude menée en 2013 par Lynn *et. al* [33], un ECG présentant un rapport signal sur bruit supérieur à 1dB avec les algorithmes existants. C'est pourquoi, le chapitre suivant fera l'état de l'art des algorithmes de détection de la fréquence cardiaque les plus utilisés et proposera des solutions pour améliorer la détection de la fréquence cardiaque lorsque le rapport signal sur bruit de l'ECG est inférieur à 1dB. Ainsi, les algorithmes existants et ceux proposés seront étudiés et caractérisés en terme de rapport signal sur bruit.

8 Bibliographie du chapitre

- [1] E. Charbek, "*Normal Vital Signs*," Medscape, 2015. Article en ligne : <https://emedicine.medscape.com/article/2172054-overview>
- [2] A. Cabasson, "*Estimation et Analyse des Intervalles Cardiaques*," Thèse de doctorat de l'Université de Nice - Sophia Antipolis, 2008. HAL Id: tel-00357389
- [3] P. Taboulet, "*L'ECG de A à Z - Potentiel de repos*," publié chez Vigot-Maloine, 2010. ISBN-13 : 978-2-224-03101-5
- [4] H. B. Meziane, "*Acquisition de signaux Electrocardiogrammes (ECG) à l'aide de la carte DSPACE*," Mémoire de fin d'études de l'Université Abou Bekr de Tlemcen, 2012.
- [5] B. Khaddoumi, "*Analyse et modélisation de l'activité électrique du coeur dans le cas de pathologies ventriculaires*," Thèse de doctorat de l'Université de Nice - Sophia Antipolis, 2005. HAL Id: tel-00357389
- [6] C. Santamaria, "*Physique pour les Sciences de la vie et de la santé*," Sciences Sup, Dunod, 2012. ISBN-13: 978-2100573431
- [7] B. A. Fallow, T. Tarumi et H. Tanaka, "*Influence of skin type and wavelength on light wave reflectance*," University of Texas at Austin, Journal of Clinical Monitoring and Computing, vol. 27, no. 3, pp. 313–317, 2013. DOI : 10.1007/s10877-013-9436-7
- [8] AD. Waller, "*A demonstration on man of electromotive changes accompanying the heart's beat*," The Journal of Physiology, pp. 229–234, London, 1887. PMCID: PMC1485094
- [9] P. Milpied, "*Discrimination des rythmes cardiaques dans un défibrillateur implantable de type simple chambre par des méthodes d'apprentissage statistique*," Thèse de doctorat de l'Université Pierre et Marie Curie, 2011. HAL Id: pastel-00565844
- [10] V. Afonso, "*ECG QRS Detection*," Biomedical digital signal processing, Prentice Hall, pp. 236–264, 1993. ISBN-13 : 0-13-067216-5
- [11] R. Joy, U. R. Acharya, C. Min et J. S. Suri, "*Systems Characterization of ECG beats from cardiac arrhythmia using discrete cosine transform in PCA framework*," Knowledge-Based System, Elsevier, vol. 45, pp. 76–82, 2013. DOI : 10.1016/j.knosys.2013.02.007
- [12] M. B. GholamHosseini et Nazeran H, "*ECG compression : evaluation of FFT, DCT, and WT performance*," Pubmed, 1998. PMID : 10050349
- [13] BIAFINE, "*Comment évaluer la gravité d'une brûlure ?*," Article en ligne : <http://www.biafine.ch/Conseils-en-cas-de-brulures.php>
- [14] Y. M. Chi, T. P. Jung et G. Cauwenberghs, "*Dry-Contact and Noncontact Biopotential Electrodes: Methodological Review*," in IEEE Reviews in Biomedical Engineering, vol. 3, pp. 106-119, 2010. DOI : 10.1109/RBME.2010.2084078
- [15] C.F. Roques, "*Pratique de l'électrothérapie : Electrophysiothérapie pratique appliquée à la Médecine Physique et à la Masso-Kinesithérapie*," Springer Science & Business Media, 1997. ISBN - 13 : 9782287596438

- [16] A. Barnes, H. Pardee, P. White, F. Wilson et C. Wolferth "Standardization of Precordial Leads," Joint recommendations of the American Heart Association and the Cardiac Society of Great Britain and Ireland, vol. 15, pp. 107–108, 1938. DOI : 10.1016/S0002-8703(38)90039-0
- [17] Riemer MEDITECH, "Interference in the ECG and its elimination,". Article en ligne : <http://studyres.com/doc/4767993/interference-in-the-ecg-and-its-elimination>
- [18] F. Maloberti et C. Davies, "A Short History of Circuits and systems," IEEE, pp. 95, 2016. ISBN-13: 978-8793379718
- [19] V. V. Tsibulko, I. T. Iliev et I. I. Jekova, "Methods for Detecting Pacemaker Pulses in ECG Signal : A Review," Annual Journal of Electronics, pp. 77–80, 2014. ISSN : 1314-0078
- [20] E. Tragardh et T. Schlegel, "High-frequency ECG," NASA Technical Reports Server, 2006. Document ID: 20060056493
- [21] L. Magnan, "Artefactual ST elevation with Mindray monitors Calculating oxygen consumption during low-flow anaesthesia Artefactual ST elevation with Mindray monitors – manufacturer's reply," Anaesthesia, vol. 72, no. 6, pp. 789–791, 2017. DOI : 10.1111/anae.13919
- [22] F. Buendía-Fuentes, "High-Bandpass Filters in Electrocardiography : Source of Error in the Interpretation of the ST Segment," ISRN Cardiology, 2012. DOI : 10.5402/2012/706217
- [23] L. Sornmo, "Time-varying digital filtering of ECG baseline wander," Medical and Biological Engineering and Computing, vol. 31, pp. 503–508, 1993. DOI : 10.1007/BF02441986
- [24] S. Canan, Y. Ozbay et B. Karlik, "A method for removing low varying frequency trend from ECG signal," Proceedings of the 1998 2nd International Conference Biomedical Engineering Days, Istanbul, pp. 144-146, 1998. DOI : 10.1109/IBED.1998.710609
- [25] J. S. Paul, M. R. Reddy et V. J. Kumar, "A transform domain SVD filter for suppression of muscle noise artefacts in exercise ECG's," in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 47, no. 5, pp. 654-663, May 2000. DOI : 10.1109/10.841337
- [26] N. Sharma et T. Gedeon, "Objective measures , sensors and computational techniques for stress recognition and classification : A survey," Computer Methods and Programs in Biomedicine, vol. 108, no. 3, pp. 1287–1301, 2012. DOI : 10.1016/j.cmpb.2012.07.003
- [27] P. C. and C. R. Deepesh Khanna, Dr., Richard B Kreider et Dr., P Tonkin, "Relationship Between Exercise Capacity And Heart Rate Variability In Trained And Untrained Individuals," The FASEB Journal, vol. 25, no. 1, supplement lb471, 2011.
- [28] M. T. Nelson, G. R. Biltz et D. R. Dengel, "Cardiovascular and ride time-to-exhaustion effects of an energy drink," Journal of the International Society of Sports Nutrition, vol. 11, no. 2, pp. 1–7, 2014. DOI : 10.1186/1550-2783-11-2

- [29] J. Marsac, "*Variabilité de la fréquence cardiaque : un marqueur de risque cardiométabolique en santé publique*," Bulletin de l'Académie nationale de médecine, vol. 197, no. 1, pp. 175–186, 2013.
- [30] A. Sivanantham et S. Shenbaga Devi, "*Cardiac arrhythmia detection using linear and non-linear features of HRV signal*," 2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies, Ramanathapuram, pp. 795-799, 2014. DOI : 10.1109/ICACCCT.2014.7019200
- [31] F. Mahananto, T. Igasaki et N. Murayama, "*Cardiac arrhythmia detection using combination of heart rate variability analyses and PUCK analysis*," 2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), Osaka, pp. 1696-1699, 2013. DOI : 10.1109/EMBC.2013.6609845
- [32] D. L. Bodin, "*Mieux lire et comprendre vos analyses biologiques : Les anomalies et leurs indicateurs, les principaux bilans et leurs interprétations*," Dauphin, 2010. ISBN-13 : 978-2716314138
- [33] W. D. Lynn, O. J. Escalona et D. J. McEneaney, "*Arm and wrist surface potential mapping for wearable ECG rhythm recording devices: a pilot clinical study*," Journal of Physics: Conference Series, vol. 450, 2013. DOI : 10.1088/1742-6596/450/1/012026

Chapitre II : Elaboration d'une chaîne de détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique

Table des matières

1	Introduction du chapitre	43
2	Revue des algorithmes de détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique	43
2.1	L'algorithme de Pan & Tompkins	44
2.2	Les algorithmes basés sur la transformée de Hilbert	48
2.3	Les algorithmes basés sur la transformée en ondelettes	50
2.4	Les algorithmes basés sur la décomposition modale empirique	53
2.5	Conclusion	56
3	Algorithme proposé pour la détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique bruité.....	56
3.1	Architecture de l'algorithme proposé	58
3.2	Filtrage Passe-bande	58
3.3	Transformation non-linéaire	59
3.4	Intégration glissante	62
3.5	Convolution avec une impulsion de référence	63
3.6	Ecrêtage du signal à l'aide de la moyenne glissante	63
3.7	Bloc de décision	64
4	Performances de l'algorithme proposé.....	65
4.1	Définition du taux de détection utilisé	65
4.2	Définition du taux d'erreur temporelle utilisé.....	67
4.3	Génération et addition d'un bruit blanc	68

4.4	Résultats de simulation obtenus et comparaison.....	69
5	Conclusion du chapitre.....	71
6	Bibliographie du chapitre	73

1 Introduction du chapitre

La détection des intervalles inter-cardiaque RR permettant de déterminer la fréquence cardiaque est un des axes de recherche les plus importants dans le domaine du traitement du signal ECG. En effet, bien que l'onde R soit facilement détectable de par son amplitude sur un enregistrement ECG de bonne qualité et présentant un rythme sinusal normal, cela n'est pas le cas pour des signaux ECG atypiques où l'onde R présente parfois une faible amplitude, que ce soit pour des raisons pathologiques ou liées aux conditions de mesure (rapport signal sur bruit dégradé). L'estimation de ces intervalles cardiaques RR peut se faire suivant différentes techniques :

- les méthodes de segmentation (en détectant les débuts et fins de chaque onde caractéristique du signal) [1],
- les méthodes de filtrage-seuillage à la suite d'une dérivation [2][3],
- les méthodes utilisant la transformée en ondelette [4][5][6],
- les méthodes de décomposition modale empirique [7],
- les méthodes basées sur l'intercorrélation [8][9][10] ou l'intercorrélation généralisée [11][12],
- les méthodes basées sur la détection de la surface couverte par l'onde [13][14],
- les méthodes basées sur l'estimateur du maximum de vraisemblance [15][16].

Ces différentes techniques de détection de la fréquence cardiaque montrent des résultats plus ou moins satisfaisants selon le contexte. En effet, il s'avère difficile d'implémenter un détecteur efficace quel que soit le type d'enregistrement ECG ou quel que soit la nature du bruit interférant avec ces derniers. Une revue des principales techniques explorées dans la littérature est donc faite dans la suite. Ensuite, un algorithme est proposé dans le but d'obtenir de meilleures performances lorsque le rapport signal sur bruit se dégrade. Enfin, les métriques permettant d'estimer les performances de l'algorithme sont définies et les résultats obtenus sont présentés.

2 Revue des algorithmes de détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique

Une analyse de la variabilité de la fréquence cardiaque en vue de dépister une arythmie n'est pertinente que si tous les intervalles RR et donc, les complexes QRS, sont détectés avec précision [17]. Dans ce but, certaines études ont recours à des techniques d'analyses

temporelles (exemple : analyse de la dérivée première du signal ECG [2][3]) et d'autres privilégient le traitement dans le domaine fréquentiel (exemple : analyse de la transformée en ondelettes). Quelque que soit la méthode utilisée, une technique de détection des battements cardiaques à partir d'un signal ECG peut être découpée en deux étapes :

- une étape de mise en forme du signal consistant à réaliser des opérations de traitement de signal en vue d'obtenir une variable dont la valeur à un instant donné dépend de la présence d'un QRS,
- une étape de décision analysant l'évolution de cette variable au fur et à mesure du temps et déduisant de cet analyse une variable binaire relative à la présence ou l'absence de complexe QRS à un instant donné.

Dans la suite, les méthodes de détection de la fréquence cardiaque à partir d'un signal ECG les plus courantes sont présentées et apportent des solutions tant pour la réalisation de l'étape de mise en forme, que pour celle de l'étape de décision.

2.1 L'algorithme de Pan & Tompkins

L'algorithme de Pan & Tompkins [2] est considéré comme étant la méthode de référence dans le domaine de détection des complexes QRS dans un signal ECG et il est possible de trouver de nombreuses variantes à ce dernier tel que l'algorithme de Hamilton & Tompkins qui a été proposé dans [18]. Son schéma de principe est indiqué sur la figure II.1 et repose sur 4 étages de mises en forme du signal (un filtrage passe-bande, une dérivation, une mise au carré et une intégration) et un étage de décision.

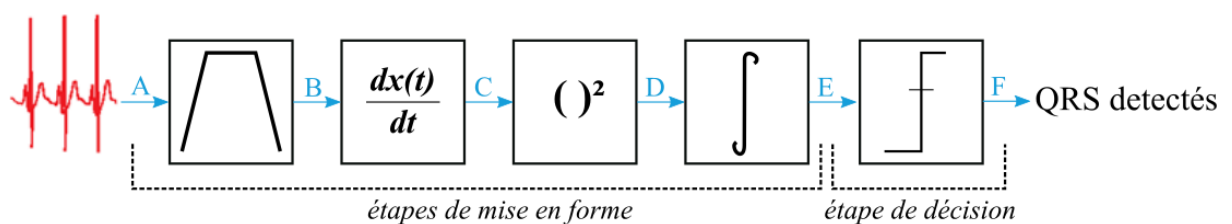


Figure II.1 : Schéma bloc de l'algorithme de Pan & Tompkins.

Etage de mise en forme 1 : Filtre passe-bande

Le premier étage de mise en forme est un filtre passe-bande présentant une bande passante de 6Hz définie à -3dB et centrée sur 8Hz comme indiqué sur la figure II.2. Il permet donc de filtrer les interférents aux complexes QRS ayant un spectre concentré autour des fréquences inférieures à 5Hz tels que les fluctuations de la ligne de base, les ondes T (qui peuvent être confondues avec des QRS), les ondes P et une partie des signaux EMG.

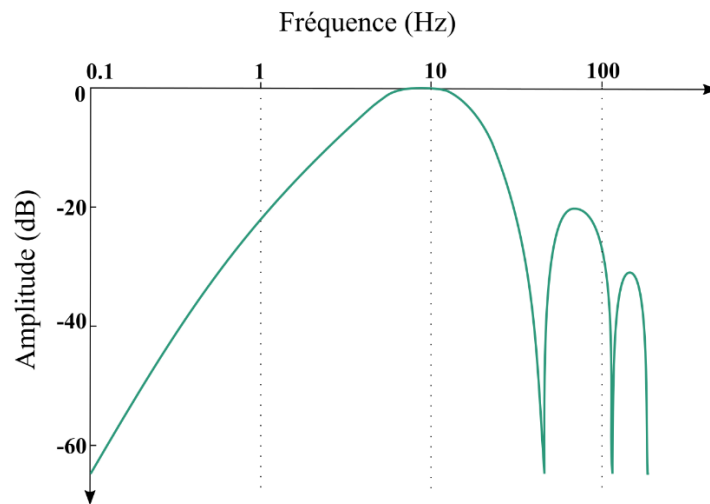


Figure II.2 : Diagramme de Bode en amplitude du filtre passe-bande utilisé par l'algorithme de Pan & Tompkins.

Etage de mise en forme 2 : Dérivateur

Le second étage de mise en forme consiste à calculer la dérivée de premier ordre et donc d'extraire la pente du signal ECG. Ainsi, l'algorithme de Pan&Tompkins ne va pas analyser l'amplitude du signal pour déterminer la présence d'un QRS mais sa vitesse de variation. En effet, il apparaît en observant les ondes PQRST que le complexe QRS donne lieu à des variations importantes et rapides comparativement aux autres ondes.

Etage de mise en forme 3 : Etage de mise au carré

Le troisième étage de mise en forme consiste à mettre au carré la dérivée du signal ECG filtré ce qui permet d'effectuer un redressement et donc d'être insensible à la polarité du signal ECG. Néanmoins, cela permet également de faire ressortir plus les amplitudes fortes des amplitudes faibles du signal ECG et en augmentant en quelque sorte le « contraste » entre le bruit supposé faible et le signal utile supposé fort. Il s'agit donc d'une transformation non-linéaire.

Etape de mise en forme 4 : Intégrateur glissant

Le quatrième étage de mise en forme consiste en une intégration glissante du signal obtenu précédemment. Cette intégration permet ainsi de détecter l'énergie de la dérivée du signal ECG sur une durée définie par la durée de la fenêtre d'intégration utilisée. La largeur de la fenêtre d'intégration doit donc être judicieusement choisie car une fenêtre trop large engendre un seul saut d'énergie pour plusieurs complexes QRS et une fenêtre trop étroite engendre plusieurs sauts d'énergie pour un même QRS. Dans l'algorithme de Pan&Tompkins [2], la largeur de la fenêtre d'intégration a été fixée de façon empirique à 150ms.

Etape de décision : Comparateur à seuils adaptatifs

La dernière étape utilisée dans [2] consiste en un comparateur à deux seuils adaptatifs, l'un délimitant le bruit et l'autre indiquant la présence effective d'un complexe QRS. Toutefois l'algorithme a une certaine intelligence dans la mesure où il est capable de détecter un complexe QRS entre ces deux seuils. La valeur initiale des seuils hauts *THRESHOLD I1* et bas *THRESHOLD I2*, respectivement indiqués en rouge et en vert sur la figure II.3, est calculée durant une première analyse du signal. Puis, leur valeur est recalculée au fur et à mesure que le signal issu de l'intégrateur évolue comme indiqué sur la figure II.3 et ce, en fonction des maximums locaux détectés sur un intervalle de temps défini. Par ailleurs, ces seuils peuvent également évoluer selon que la fréquence cardiaque soit irrégulière ou non.

Performances de l'algorithme

L'évaluation des performances d'un tel algorithme se fait à l'aide de deux métriques, la première appelée ici « taux de détection » mesure le fait que tous les QRS sont bien détectés, la seconde appelée ici « taux d'erreur temporelle » mesure le fait que les QRS ont été détecté au bon moment. Une étude comparative [3] montre que parmi tous les algorithmes de détection des complexes QRS, l'algorithme de Pan & Tompkins est celui ayant le meilleur taux de détection. Or, il apparaît également dans cette étude que l'algorithme de Pan & Tompkins est celui qui a le plus grand taux d'erreur temporelle. D'après la littérature, il semble que ce phénomène soit lié à l'utilisation d'un dérivateur engendrant des passages à zéro du signal en sortie alors qu'ils peuvent correspondre au maximum d'une onde R, instant qui est défini ici comme étant le moment où un battement cardiaque a eu lieu. La dérivation entraînerait ainsi des retards de phase qui vont accroître l'erreur temporelle et qui doivent donc être compensés.

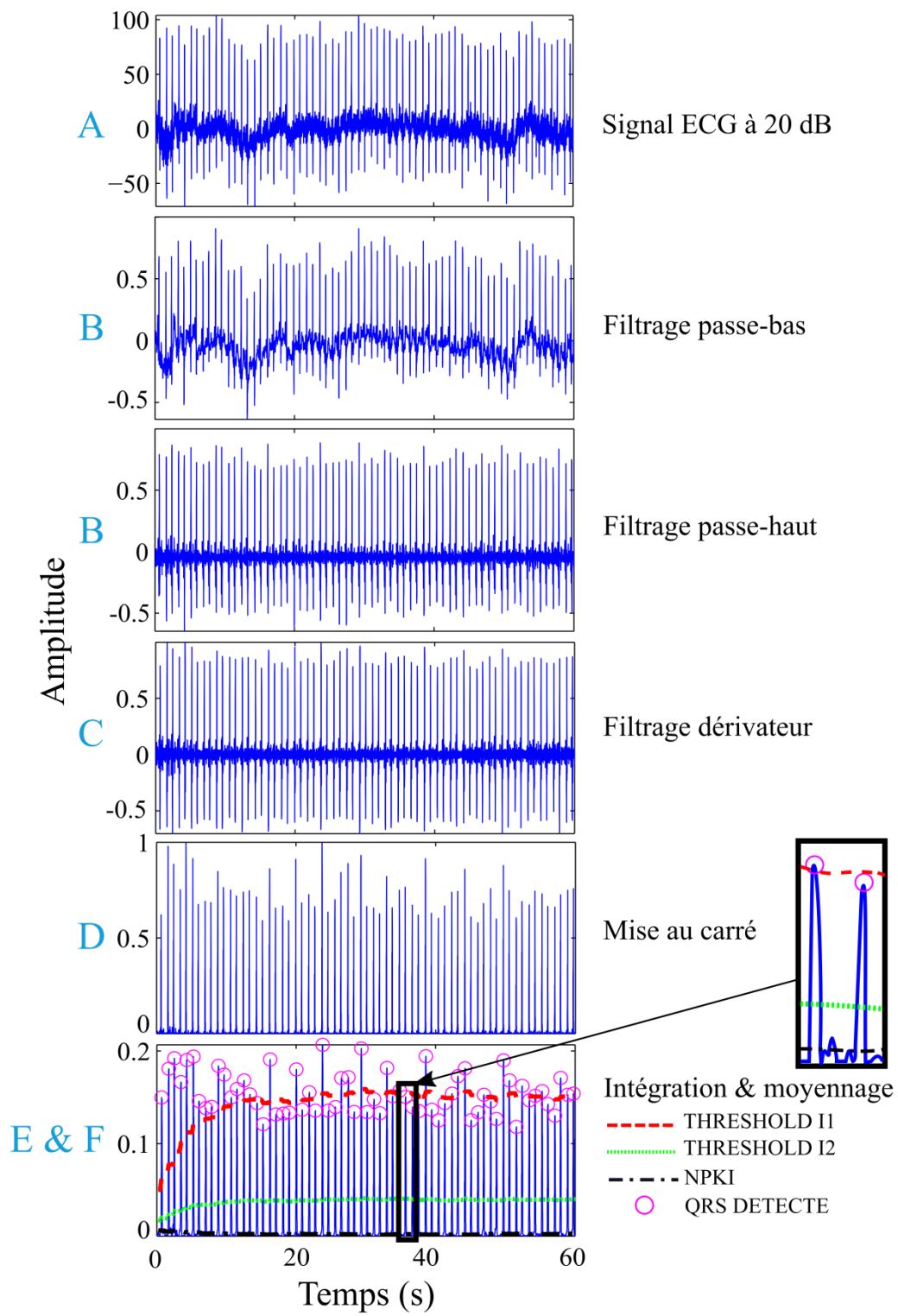


Figure II.3 : Exemple de signaux en sortie de chacun des étages de l'algorithme de Pan & Tompkins.

2.2 Les algorithmes basés sur la transformée de Hilbert

Pour réduire le taux d'erreur temporelle, une solution consiste à associer à la dérivation utilisée dans l'algorithme de Pan&Tompkins une transformée de Hilbert (TH). Cette transformée est une transformation linéaire étendant un signal réel dans le domaine complexe [3]. Son expression mathématique dans le domaine continu est définie par l'équation :

$$TH[s(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} \cdot d\tau \quad (II.1)$$

où $[s(t)]$ représente le signal d'entrée et qui est ici le signal ECG filtré et dérivé. A titre d'exemple, la transformée de Hilbert de la fonction $\cos(\omega t)$ est égal à la fonction $\sin(\omega t)$ et revient donc en régime harmonique à retarder la phase d'un signal de $\pi/2$. La transformée de Hilbert ne modifie que la phase et ce sans introduire d'atténuation.

La représentation d'un signal ECG sur lequel a été appliqué une dérivation et une transformée de Hilbert est indiqué sur la figure II.4. Il apparait que cette transformation permet de gagner en précision sur l'instant de détection. En effet, le déphasage introduit par la dérivation et qui est égal à $-\pi/2$ en régime harmonique (la dérivée de la fonction $\sin(\omega t)$ étant la fonction $\cos(\omega t)$), est compensé par celui introduit par la transformée de Hilbert. Par conséquent, le maximum local du signal ECG, correspondant au maximum d'une onde R est bien synchrone avec un maximumu local de la transformée de Hilbert de l'ECG dérivé.

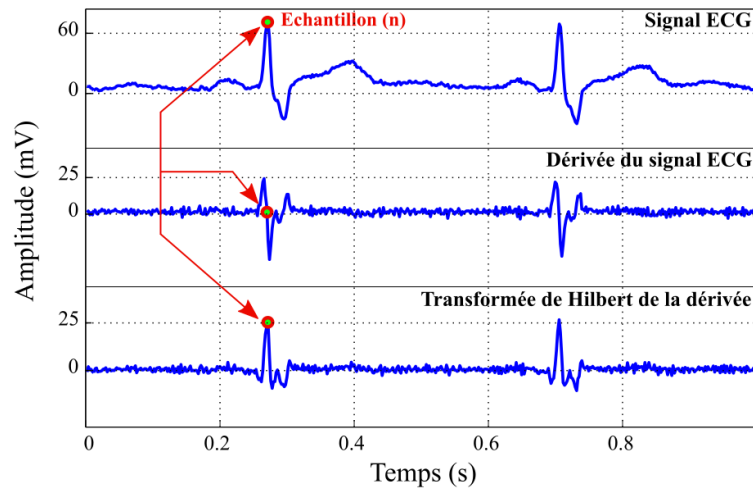


Figure II.4 : Représentation d'un signal ECG, de sa dérivée première et de la transformée de Hilbert de cette dérivée.

Une chaîne de détection des battements cardiaques à partir d'un signal ECG et à l'aide d'une transformée de Hilbert est indiqué sur la figure II.5 [3][19]. Comme pour l'algorithme

de Pan&Tompkins, la première étape consiste à faire un filtrage passe-bande suivi d'une dérivation. La dérivation en temps discret principalement utilisée dans la littérature pour cette application est définie par la relation :

$$y(n) = \frac{1}{2T_e} [x(n+1) - x(n-1)] \quad (\text{II.2})$$

où n est l'indice de l'échantillon courant et T_e la période d'échantillonnage utilisée. Il est alors question de dérivée centrée car elle évite le décalage d'un demi-échantillon obtenu lorsque la dérivée est calculée à partir de deux points voisins. Puis, l'étape suivante consiste, non pas à amplifier le signal par une transformation non-linéaire (comme réalisé par la mise au carré dans l'algorithme de Pan&Tompkins), mais à comparer la transformée de Hilbert à un seuil adaptatif dont la valeur est calculée à partir des variations de sa valeur efficace. Un exemple de calcul de ce seuil adaptatif est fourni dans [3]. Enfin, un deuxième comparateur à seuil adaptatif et dont la valeur est égale à 90% de la valeur seuil du premier comparateur est utilisé. Il permet lorsque la fréquence cardiaque diminue de plus de 50% (ce qui normalement n'est pas censé arriver), de réaliser une seconde analyse et ainsi de réduire le nombre de complexes QRS non-détecté.

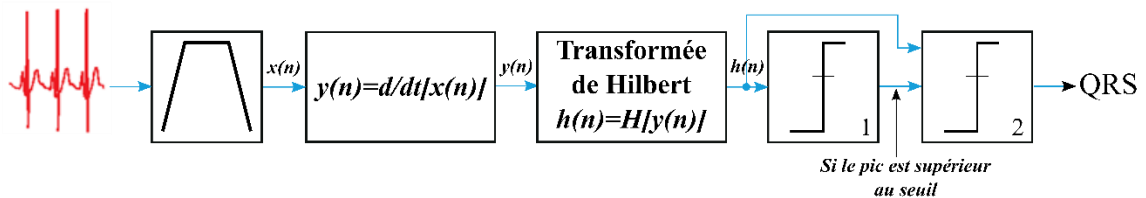


Figure II.5 : Schéma bloc de l'algorithme utilisant la transformée de Hilbert pour la détection des complexes QRS.

Enfin, différentes variantes de cet algorithme ont été proposées dans la littérature et font intervenir par exemple une dérivée deux à deux au lieu de la dérivée centrée [3], ou bien encore intercallent un étage de mise au carré entre le dérivateur et la transformée de Hilbert. Il est également possible de voir l'ajout d'un détecteur d'ondes T placé en sortie de la chaîne de traitement pour diminuer les fausses détections [3]. Un comparatif [3] entre l'algorithme de Pan&Tompkins et d'un algorithme reposant sur la transformée d'Hilbert indique que l'algorithme de Pan&Tompkins présente toujours le meilleur taux de détection mais que l'algorithme utilisant la transformée de Hilbert a bien un plus faible taux d'erreur temporelle.

2.3 Les algorithmes basés sur la transformée en ondelettes

En 1822, le mathématicien J. Fourier a démontré que toute fonction périodique peut être exprimée comme une somme infinie de fonctions exponentielles complexes périodiques ou autrement dit de cosinusoïdes dans l'espace des réels. La Transformée de Fourier (TF) est ainsi l'outil mathématique permettant d'extraire toutes les composantes fréquentielles d'un signal $s(t)$ à l'aide de la relation suivante :

$$TF[s(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-i2\pi ft} dt, \quad (\text{II.3})$$

mais au détriment des informations temporelles relatives à ces fréquences. Ainsi, pour obtenir les informations relatives par exemple à l'apparition ou la disparition de composantes fréquentielles, une première méthode consiste à calculer la transformée de Fourier en bornant l'intégrale avec une fenêtre temporelle glissante. Cependant, la résolution des informations temporelles est alors inversement proportionnelle à la résolution fréquentielle. En effet, la résolution des fréquences en jeu est faible si la fenêtre considérée est étroite, tandis que la résolution des informations temporelles est faible si cette fenêtre est large [20][21].

Pour pallier ce problème, d'autres méthodes permettant d'extraire en même temps les composantes fréquentielles et leurs informations temporelles ont été proposées. Il est notamment possible de citer la transformée en ondelettes qui permet ici d'apporter une solution à ce problème de résolution temps-fréquence pour la détection des complexes QRS dans un signal ECG. Un exemple de décomposition en ondelettes d'un signal ECG est indiqué sur la figure II.6. Dans cet exemple, les ondes PQRST ont été décomposées en deux sinusoïdes et un signal en dent de scie ayant différentes fréquences et amplitudes. Ainsi, les composantes fréquentielles à rechercher sont limitées à trois formes distinctes ce qui permet d'améliorer la résolution temporelle des instants où elles surgissent. Pour cela, une fenêtre balaye le signal selon le sens de translation b comme indiqué sur la figure II.7 et extrait les informations temporelles souhaitées. La largeur a de cette fenêtre est alors modulable selon les ondelettes à rechercher, chacune des ondelettes nécessite une résolution fréquentielle différente.

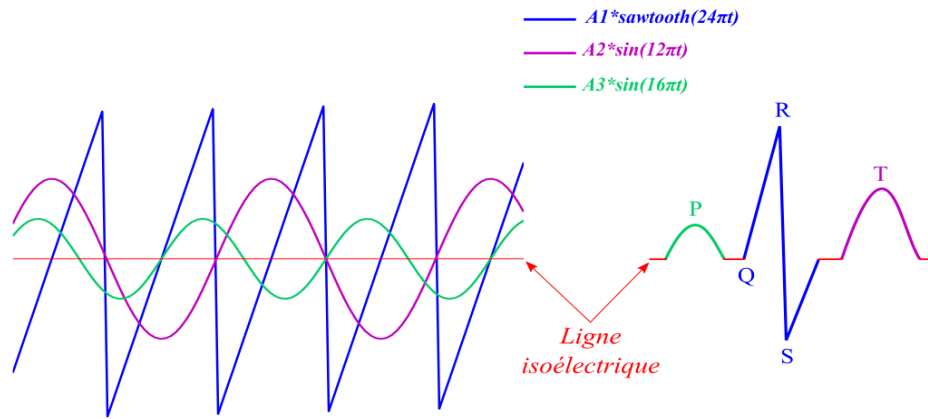


Figure II.6 : Reconstitution par des ondelettes des PQRST d'un signal ECG.

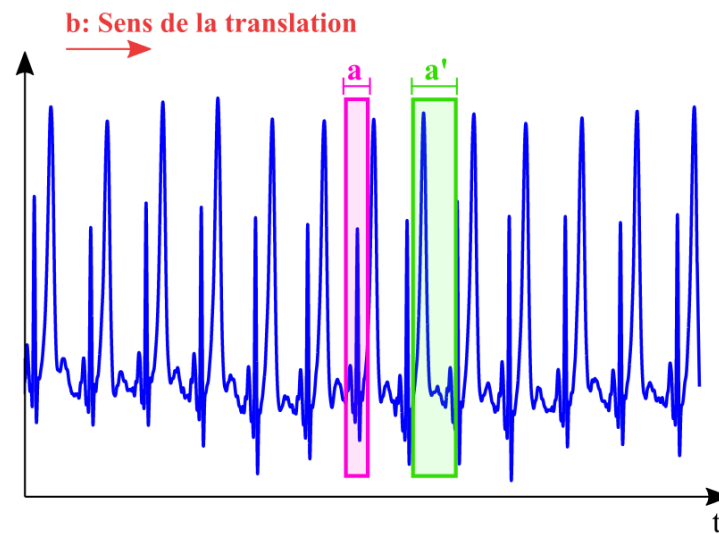


Figure II.7 : Représentation de deux fenêtres pour effectuer des transformées en ondelettes.

La transformée en ondelettes permet ainsi de séparer les composantes d'un signal en plusieurs bandes de fréquences et est souvent utilisée sur des signaux apériodiques ou sur des signaux ayant des caractéristiques non-stationnaires (espérances mathématiques dépendantes du temps) tels que les signaux ECG. L'intérêt de l'utilisation de la transformée en ondelettes par rapport à la transformée de Fourier se situe ainsi au niveau du large choix d'ondes qu'il est possible d'utiliser pour effectuer l'analyse, alors que ce choix est restreint à des sinusoides dans le deuxième cas.

Les ondelettes servant à la décomposition sont classées par famille notée $\psi_{s,t}$ et doivent être choisies orthogonales entre elles. Chaque famille est générée par une ondelette mère notée $\Psi(t)$ tel que :

$$\psi_{s,\tau} = \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right), \quad (\text{II.4})$$

où s est le facteur de dilation, τ le facteur de translation. La définition mathématique de la transformée en ondelettes notée $g(s,\tau)$ d'une fonction $f(t)$ s'écrit alors de manière analogue à la transformée de Fourier tel que :

$$g(s,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \psi_{s,\tau}^*(t) dt \quad (\text{II.5})$$

où $*$ désigne le conjugué complexe. Enfin, les ondelettes doivent être choisies judicieusement selon les composantes à détecter [5].

Deux transformées en ondelettes d'un complexe QRS, issues d'un signal ECG extrait de la base de données physiologiques en ligne « Physionet », ont été calculées à l'aide de Matlab et des ondelettes « sym4 » et « db4 » qu'il intègre. Comme indiqué sur la figure II.8, le résultat des deux transformées est semblable et aboutit à la génération d'une impulsion lors de l'apparition du complexe QRS. Du fait des amplitudes qu'il est possible d'observer, la transformée selon ces deux ondelettes permet donc bien de rendre des complexes QRS plus facilement identifiables lors de l'étape de décision, en plus de supprimer les composantes du signal ECG n'ayant pas les mêmes caractéristiques que les ondelettes sélectionnées.

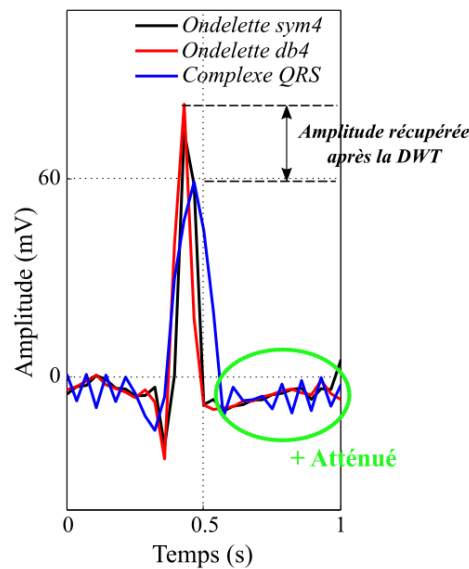


Figure II.8 : Exemple de transformées en ondelettes d'un complexe QRS selon deux ondelettes spécifiques définies dans Matlab.

Pour finir, la transformée en ondelettes ne s'utilise bien évidemment pas seule. Elle nécessite au moins comme les autres algorithmes un filtrage passe-bande en amont et un étage de décision en aval. Il est ensuite primordial de connaître les caractéristiques temporelles et fréquentielles des signaux à rechercher pour sélectionner correctement les ondelettes à utiliser et ainsi faciliter le travail de l'étage de décision. Or, les complexes QRS peuvent subir des déformations dues par exemple à un interférent hautes fréquences ou bien à un changement des conditions de mesure (un déplacement des électrodes pouvant entraîner une déformation des complexes QRS) empêchant ainsi leur détection. C'est pourquoi, bien que cette technique peut se montrer efficace sur des ECG obtenus en milieu hospitalier, d'autres techniques doivent être explorées.

2.4 Les algorithmes basés sur la décomposition modale empirique

Pour repérer des impulsions proéminentes dans un signal indépendamment de la forme de l'onde, comme cela est le cas pour les complexes QRS dans un signal ECG, il est possible d'utiliser la décomposition modale empirique (EMD : Empirical Mode Decomposition). L'EMD (appelée également « The Hilbert-Huang Transform ») a été introduite en 1998 et est une méthode d'analyse adaptative des signaux non-stationnaires [14][22][23]. Elle consiste à décomposer un signal en plusieurs modes intrinsèques correspondant à des signaux statiquement indépendants et supposés localement périodiques. Pour cela, elle décompose tout signal réel $S(t)$ en un signal fortement oscillant $f_1(t)$ et une moyenne locale $m(t)$ [22] ce qui s'écrit :

$$S(t) = f_1(t) + m(t). \quad (\text{II.6})$$

Après avoir extrait la première composante fortement oscillante $f_1(t)$, la moyenne locale peut contenir elle-même une autre composante oscillante notée $f_2(t)$ sur laquelle il faudra réaliser à nouveau l'opération et ce, jusqu'à ce que le m se transforme en un résidu non oscillant $r(t)$. L'EMD terminée, il est possible d'écrire :

$$S(t) = \sum_i f_i(t) + r(t) \quad (\text{II.7})$$

où les f_i sont appelées les « Intrinsic Mode Function » (IMF). Ces IMF représentent toutes des fonctions oscillantes symétriques ayant une moyenne nulle en tout point ou autrement dit, ayant des maxima positifs, des minima négatifs mais des amplitudes identiques [22]. Pour

cela, la moyenne locale m d'un signal $S(t)$ est définie par la demi-somme de ses enveloppes inférieure et supérieure, elles-mêmes étant respectivement construites par l'interpolation « spline cubique » des minimas et des maximas.

L'opération décrite précédemment et qui consiste à faire plusieurs itérations de soustractions à un signal de sa moyenne locale jusqu'à obtenir une moyenne nulle (où d'énergie quasi-nulle) est appelée le processus de tamisage (Sifting Process). L'algorithme de décomposition modale d'un signal $S(t)$ par l'EMD se résume par les cinq étapes suivantes :

- i. identifier tous les extrema du signal $S(t)$,
- ii. faire l'interpolation entre les minimas et les maximas du signal, conduisant à une enveloppe inférieure $e_{inf}(t)$ et une enveloppe supérieure $e_{sup}(t)$ respectant les conditions décrites précédemment,
- iii. calculer la moyenne par : $m(t) = (e_{inf}(t) + e_{sup}(t))/2$,
- iv. extraire l'IMF : $f_i(t) = S(t) - m(t)$,
- v. refaire l'itération sur le résidu $m(t)$ jusqu'à l'obtention d'un résidu final r d'énergie quasi-nulle.

Dans [23], une étude visant à supprimer les bruits interférant avec les signaux ECG en utilisant l'EMD est présentée. Afin de reproduire cette analyse sur un signal ECG propre et ensuite sur un signal ECG bruité, un algorithme d'EMD a été utilisé dans le cadre de cette thèse. Pour l'ECG propre, l'algorithme a effectué 19 décompositions ou autrement dit a extrait 18 IMF et un résidu final r . Le résultat de cette décomposition est indiqué sur la figure II.9 où sont représentés le signal, les trois IMF les plus corrélées avec l'apparition de QRS et la dernière IMF.

Après avoir réalisé l'EMD sur un signal propre, un bruit relativement faible (rapport signal sur bruit de 10dB) a été rajouté au signal ECG afin d'observer l'influence du bruit sur l'EMD. Cette fois-ci, l'algorithme a repéré 15 IMF. Le résultat de cette décomposition est indiqué sur la figure II.10 où sont représentés le signal bruité et quatre IMFs. Il apparaît que le signal f_1 représente une composante de bruit à haute fréquence corrélée au signal ECG. Puis, à partir du signal f_2 il est possible de repérer des formes d'ondes synchrones avec les complexes QRS contenues dans le signal ECG.

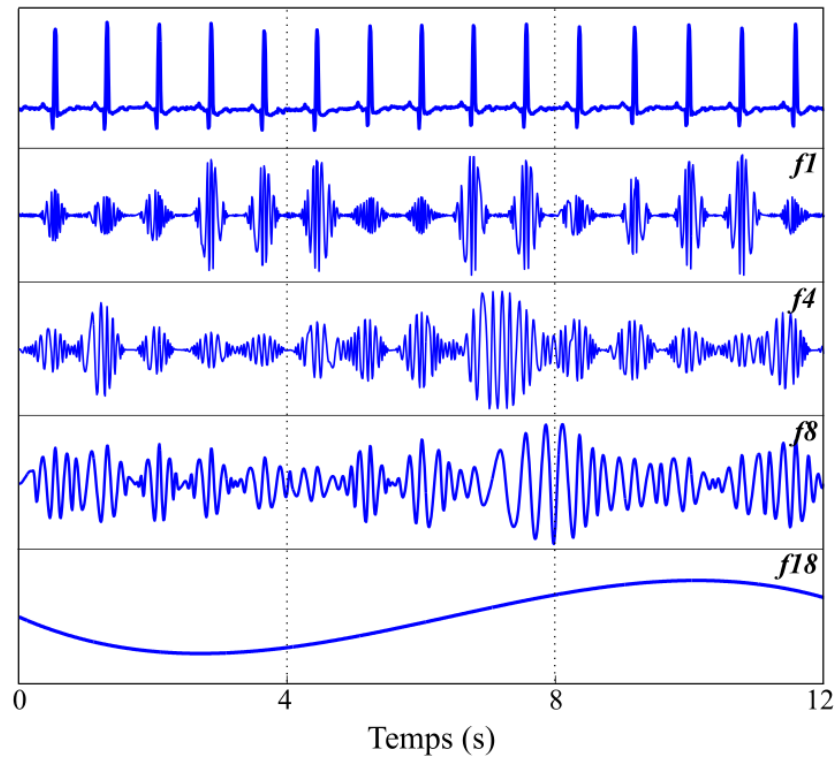


Figure II.9 : Exemple d'EMD sur un signal ECG propre.

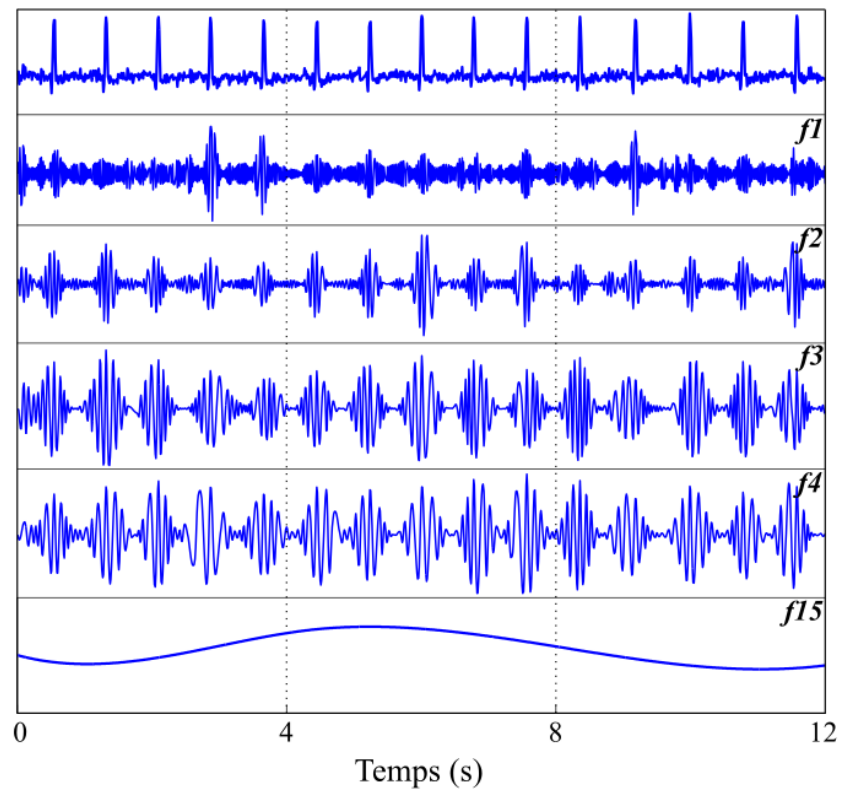


Figure II.10 : Exemple d'EMD sur un signal ECG bruité avec un rapport signal sur bruit de 10dB (bruitage faible).

L'EMD est ainsi une méthode qui permet dans une certaine mesure de supprimer le bruit interférant avec le signal ECG [14]. Bien sûr, comme ce qui a été vu auparavant, un filtrage doit au moins être réalisé en amont ainsi qu'une mise en forme en aval de la ou des IMFs sélectionnées, le tout suivi d'un étage de décision. Cependant, la symétrie des enveloppes à extraire par l'interpolation des extremums est relativement difficile à obtenir. En effet, si l'on considère un signal ECG dont la ligne isoélectrique est centrée à zéro, ayant des ondes caractéristiques typiques (P-QRS-T), sa moyenne serait positive (non-nulle), ce qui ne correspond pas à l'approche à suivre pour extraire les IMFs.

2.5 Conclusion

Le bon fonctionnement des algorithmes présentés précédemment dépend très fortement des caractéristiques temporelles et fréquentielles des ondes recherchées et qui sont pour rappel, les complexes QRS contenus dans un signal ECG. De ce fait, la moindre distorsion ou déformation du signal est susceptible de dégrader les performances du détecteur, excepté celle basée sur l'algorithme de Pan&Tompkins. En effet, bien que cette méthode ait un certain taux d'erreur temporelle, elle présente l'avantage de faire ressortir les ondes QRS sans pour autant être trop sensible à la forme de ces derniers. En opposition à cela, la transformée en ondelettes et l'EMD montrent leurs limites quand le niveau de bruit augmente ou encore en cas de distorsion des complexes QRS. La transformée de Hilbert est quant à elle une étape de traitement importante lorsqu'un dérivateur est utilisé comme dans l'algorithme de Pan&Tompkins car elle permet de compenser le déphasage entraîné par le dérivateur et donc de réduire le taux d'erreur temporelle. Cependant, cela se fait en contrepartie d'un taux de détection dégradé et c'est pourquoi une autre approche basée sur la détection d'énergie est proposée dans la suite.

3 Algorithme proposé pour la détection des battements cardiaques dans un signal électrocardiographique bruité

La figure II.11 représente deux formes d'ondes : la partie (a) illustre un complexe QRS extrait d'un signal ECG et la partie (b) représente une impulsion radio utilisée dans les communications ultra large bande (IR-UWB : Ultra-Wide-Band Impulse Radio). En observant ces deux impulsions, il est possible de relever une concordance de forme entre ces dernières. C'est ainsi qu'une des approches utilisées dans le cadre de cette thèse a été de s'inspirer de l'architecture des récepteurs UWB.

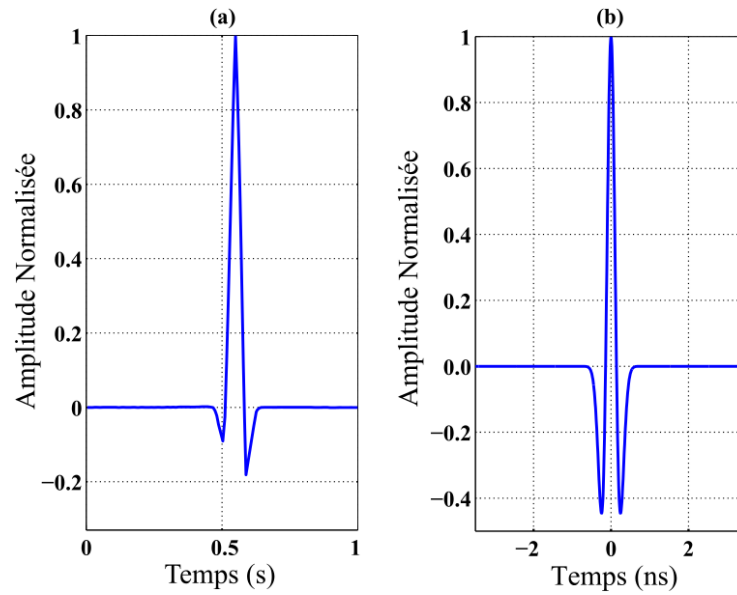


Figure II.11: (a) Forme d'onde d'un complexe QRS, (b) forme d'onde d'une impulsion UWB.

Dans la littérature, il est possible de dénombrer deux familles de récepteurs non-cohérents connues pour leur simplicité d'implémentation. La première est basée sur une détection d'amplitude et la seconde sur une détection d'énergie [24][25][26]. Cependant, cette dernière présente en général de meilleures performances du fait qu'il est possible de moduler le temps d'intégration de l'énergie, ce qui a pour effet d'améliorer leur sensibilité. L'architecture du récepteur IR-UWB utilisant la détection d'énergie décrit dans [24] est indiqué sur la figure II.12. Il est composé d'un amplificateur à faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier) se comportant en filtre passe-bande, un étage de mise au carré, un filtre passe-bas et finalement un étage de décision pour détecter les impulsions. Il est ainsi possible de voir qu'il existe une certaine ressemblance entre l'architecture de ce récepteur et celle de l'algorithme de Pan&Tompkins indiqués sur la figure II.1, la différence principale étant l'absence du dérivateur supposé responsable d'une certaine erreur temporelle. Dans la suite, c'est donc cette approche de détection d'énergie qui a été utilisée pour concevoir un algorithme de détection plus efficace.

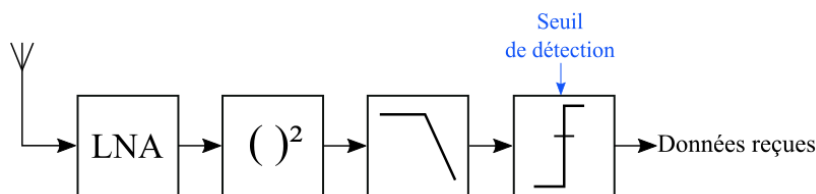


Figure II.12 : Récepteur non-cohérent IR-UWB à détection d'énergie [24].

3.1 Architecture de l'algorithme proposé

A l'issue de l'étude des différents algorithmes utilisés dans la littérature permettant de détecter des complexes QRS et à la vue des solutions proposées pour la réception des impulsions UWB, deux versions d'un algorithme basé sur la détection d'énergie sont proposées dans ce manuscrit. Son architecture est représentée sur la figure II.13 et il est possible de voir que la différence entre les deux versions proposées est au niveau de la transformation non-linéaire utilisée qui est soit une mise au carré simple « $()^2$ », soit l'opérateur non-linéaire d'énergie « TEO ». Les deux versions de l'algorithme proposé consistent ainsi en un filtrage passe-bande, une transformation non-linéaire, une intégration, une convolution, une moyenne glissante et enfin, une étape de décision, chacune de ces étapes étant détaillée dans la suite.

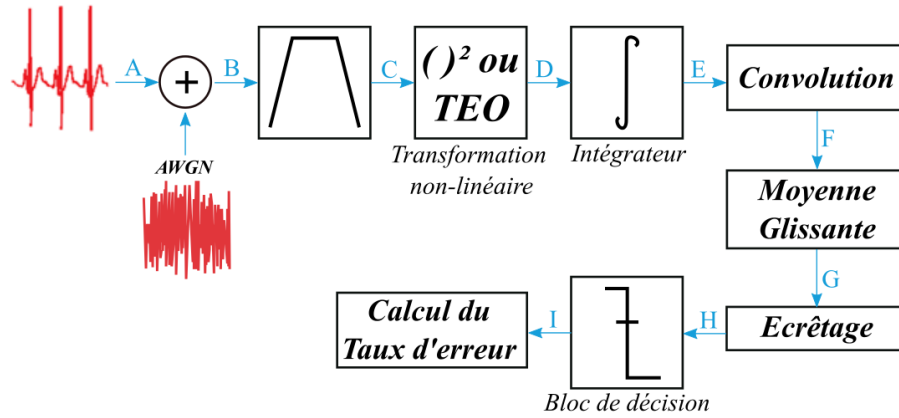


Figure II.13 : Architecture de l'algorithme proposé.

3.2 Filtrage Passe-bande

Les caractéristiques du filtre utilisé doivent être choisies en tenant compte de toutes les contraintes imposées par le signal et ses interférents. En effet, c'est l'un des étages les plus critiques de la chaîne de détection puisqu'il doit atténuer le bruit interférant avec le signal ECG sans pour autant déformer les QRS ou en soustraire des informations importantes pour le post-traitement. En conclusion de la partie de caractérisation des différentes sources d'interférences avec l'ECG, le filtre retenu ici est un filtre de Butterworth d'ordre 6 présentant une bande passante de 8Hz définie à -3dB et centrée sur 10Hz (et donc un peu plus sélectif que celui de l'algorithme de Pan & Tompkins). Il permet alors de supprimer la fluctuation de la ligne de base et de réduire la bande équivalente de bruit. Cependant, même si la puissance du bruit est atténuée, il est plus difficile de se débarrasser de manière définitive des ondes T et du bruit EMG vu le chevauchement de leurs spectres respectifs.

3.3 Transformation non-linéaire

Après avoir filtré le signal ECG, la première étape nécessaire à l'estimation de l'énergie contenue dans la bande de fréquences d'intérêt est la transformation non-linéaire. Dans la première version de l'algorithme proposé, elle est réalisée en utilisant un étage de mise au carré simple qui va redresser le signal et augmenter le « contraste » entre le bruit supposé de faible amplitude et les complexes QRS supposés de plus forte amplitude. Dans la deuxième version de l'algorithme proposé, cette opération est réalisée avec un opérateur d'énergie non-linéaire (NEO : Nonlinear Energy Operator), son utilisation ayant été inspirée par [27] où l'objectif était de détecter des impulsions dans des Electro-EncéphaloGrammes (EEG).

Equation du TEO en temps discret

Le détecteur d'énergie TEO (Teager Energy Operator), qui fait partie de la famille des NEO, a initialement été développé par Helbert M. Teager et Shushan M. Teager [28] pour la détection d'impulsions sonores. L'opérateur TEO est défini dans le domaine temporel continu sous la forme :

$$\Psi[x(t)] = [x'(t)]^2 - x(t) \cdot x''(t) \quad (\text{II.8})$$

où $\Psi[x(t)]$ représente l'énergie de $x(t)$, $x'(t)$ et $x''(t)$ étant respectivement les dérivées première et seconde de $x(t)$. Cependant, il est également possible de le définir en temps discret. La première étape consiste alors à discrétiser le temps en remplaçant t par nT_e ce qui permet d'écrire :

$$\Psi(x(nT_e)) = [x'(nT_e)]^2 - x(nT_e) \cdot x''(nT_e). \quad (\text{II.9})$$

Or, la dérivée première et la dérivée seconde de $x(nT_e)$ peuvent respectivement s'écrire :

$$x'(nT_e) = \frac{x(nT_e) - x[(n-1)T_e]}{T_e} \quad (\text{II.10})$$

$$x''(nT_e) = \frac{x'(nT_e) - x'[(n-1)T_e]}{T_e} \quad (\text{II.11})$$

ce permet d'exprimer la dérivée seconde en fonction de $x(nT_e)$ tel que :

$$x''(nT_e) = \frac{x(nT_e) - 2x[(n-1)T_e] + x[(n-2)T_e]}{T_e^2}. \quad (\text{II.12})$$

En injectant maintenant (II.10) et (II.12) dans (II.9), il est possible d'exprimer l'équation de récurrence de l'opérateur TEO tel que :

$$\Psi(x[nT_e]) = \frac{x^2[(n-1)T_e] - x(nT_e) \cdot x[(n-2)T_e]}{T_e^2}. \quad (\text{II.13})$$

Etude en régime harmonique

Pour étudier le comportement du TEO en régime harmonique, il est nécessaire de considérer un signal d'entrée sinusoïdal s'écrivant :

$$x(nT_e) = A \cos(\omega nT_e) \quad (\text{II.14})$$

où ω représente la pulsation du signal. La sortie de l'opérateur TEO s'écrit alors :

$$\Psi[x(nT_e)] = \frac{A^2}{T_e^2} \sin^2(\omega T_e). \quad (\text{II.15})$$

Il est remarquable de voir que le résultat est indépendant de n et donc que le signal en sortie du TEO est constant quel que soit l'instant considéré. De plus, il fournit un signal continu dont l'amplitude est directement proportionnelle à l'amplitude de la sinusoïde d'entrée au carré, ce qui est proportionnel à l'énergie du signal.

Cependant, ce n'est pas sa seule particularité. En effet, la sortie du TEO tel qu'exprimée dans (II.15) est indiquée sur la figure II.14 en fonction de la fréquence d'échantillonnage F_e utilisée, et pour une pulsation égale à $2\pi 10$ ce qui correspond à l'impulsion centrale d'un complexe QRS comme vu dans le premier chapitre. Il est possible de voir que son amplitude atteint respectivement 90% et 95% de l'amplitude maximale possible pour des fréquences d'échantillonnage respectivement de 80Hz et 110Hz. Ainsi, l'opérateur TEO nécessite au moins une fréquence d'échantillonnage d'une centaine de Herz dans le cas de l'ECG. Dans la suite, nous utiliserons une fréquence d'échantillonnage de 250Hz, étant une fréquence suffisante [29] pour l'utilisation du TEO et appartient à la gamme standard des fréquences d'échantillonnage pour les signaux ECG est utilisée. Néanmoins, si des fréquences d'échantillonnages plus faibles sont utilisées, il est nécessaire de choisir celle optimisant

l'amplitude de sortie lorsque F_e est inférieure à 20Hz puisque la sortie du TEO en fonction de F_e est alors pseudo-périodique.

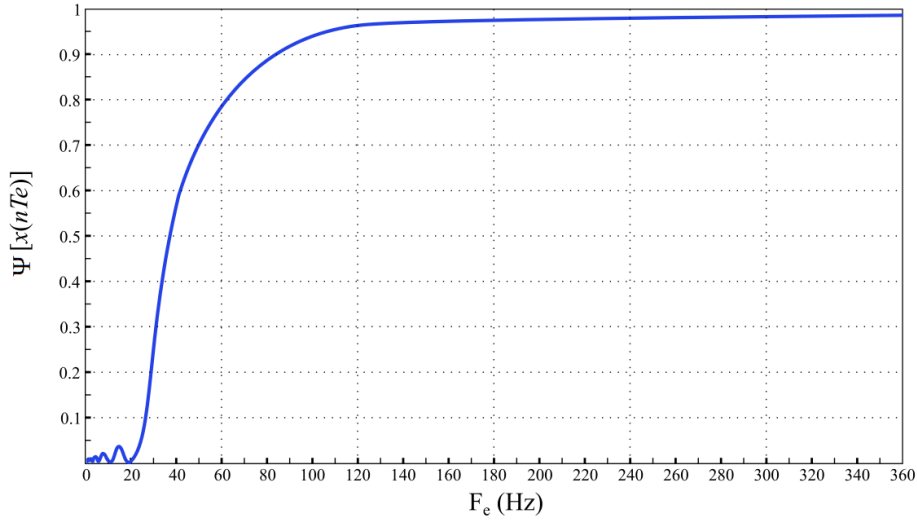


Figure II.14 : Représentation de la sortie du TEO en fonction de la fréquence d'échantillonnage F_e et pour une sinusoïde d'amplitude 1 et de fréquence égale à 10Hz en entrée (équation II.15).

Enfin, il est possible d'aller plus loin et de voir ce qu'il se passe lorsque la fréquence d'échantillonnage est infinie. Pour cela, le calcul de la limite de (II.15) lorsque la période d'échantillonnage tend vers zéro peut être fait et s'écrit :

$$\lim_{T_e \rightarrow 0} \frac{A^2}{T_e^2} \sin^2(\omega T_e) ; A^2 \omega^2 . \quad (\text{II.16})$$

Par conséquent, si un échantillonnage suffisamment rapide est utilisé, le TEO va amplifier l'énergie des composantes hautes-fréquences proportionnellement à leur fréquence au carré. Il privilégie donc l'énergie des composantes hautes-fréquences. Au final, il est ainsi possible de dire que l'opérateur TEO est équivalent à une mise au carré du signal d'entrée suivie d'une détection d'enveloppe puis d'une amplification par la pulsation au carré du signal d'entrée.

Etude en régime impulsionnel

Afin de décrire le comportement du TEO lorsqu'une impulsion tel qu'un complexe QRS lui est introduite en entrée, le signal $x(t)$ est maintenant écrit sous la forme :

$$x(t) = e(t) \cdot \cos(\omega t) \quad (\text{II.17})$$

où $e(t)$ représente l'enveloppe de l'impulsion en entrée et où ω est la pulsation associée à la fréquence centrale de l'impulsion à modéliser. La forme discrète du signal est alors exprimée par :

$$x(nT_e) = e(nT_e) \cdot \cos(\omega nT_e). \quad (\text{II.18})$$

Le signal en sortie de l'opérateur d'énergie (TEO) est maintenant tel que :

$$\Psi[x(nT_e)] = \frac{e^2[(n-1)T_e]}{T_e^2} \sin^2(\omega T_e) \quad (\text{II.19})$$

ce qui en utilisant le développement limité de la fonction sinus lorsque T_e tend vers zéro s'écrit :

$$\lim_{T_e \rightarrow 0} \frac{e^2[(n-1)T_e]}{T_e^2} \sin^2(\omega T_e) = e^2[(n-1)T_e] \cdot \omega^2. \quad (\text{II.20})$$

Ainsi, cela confirme que l'opération réalisée par le détecteur d'énergie revient donc à effectuer la mise au carré du signal $x(nT_e)$ puis de lui appliquer une détection d'enveloppe suivi par une amplification d'un facteur égale à la pulsation centrale au carré de l'impulsion modélisée. Comparé à une détection d'énergie classique (mise au carré suivie d'une détection d'enveloppe), le TEO a donc la particularité d'amplifier l'énergie des signaux d'autant plus que leur fréquence est élevée.

3.4 Intégration glissante

Que ce soit après la mise au carré ou l'opérateur TEO, il est nécessaire de mettre un filtre permettant de supprimer les composantes hautes fréquences représentant majoritairement le bruit. Pour ce faire, une intégration glissante est utilisée après la transformation linéaire et elle permet alors de générer une impulsion unique pour chaque complexe QRS. Dans le cas où la mise au carré simple est utilisée, cela permet également de réaliser une détection d'enveloppe, l'intégrateur associé à l'étape de mise au carré réalisant alors une détection d'énergie.

Le choix de la largeur de la fenêtre d'intégration a été fait en tenant compte de la largeur moyenne d'un complexe QRS. En effet, une fenêtre trop large engendre un seul saut d'énergie pour plusieurs complexes QRS et une fenêtre trop étroite engendre plusieurs sauts d'énergie pour un même QRS. De plus, une fenêtre d'intégration trop large pourrait assembler le

complexe QRS à l'onde T et engendrer une erreur temporelle sur la détection du battement cardiaque. Pour pallier ceci, la largeur de la fenêtre d'intégration a été fixée de façon empirique à 150ms, ce qui correspond à la moyenne quadratique de la durée maximale d'un complexe QRS (100ms) et de la distance minimale entre deux QRS (273ms si la fréquence cardiaque maximale est supposée égale à 220BPM).

3.5 Convolution avec une impulsion de référence

En vue d'accentuer l'impulsion obtenue en sortie de l'intégrateur lorsqu'un complexe QRS apparaît sur le signal ECG, ce signal est convolué à l'impulsion que génèrerait l'intégrateur si un complexe QRS typique était apparu sur le signal ECG. Cette impulsion typique en sortie de l'intégrateur ayant une forme gaussienne de largeur W et de fréquence centrale f_g , la convolution utilisée est définie telle que :

$$(x * g)(n) = \sum_{m=1}^M x(n-m) \cdot g(m) \quad (\text{II.21})$$

où $g(n)$ est la gaussienne modélisant l'impulsion caractéristique obtenue en sortie de l'intégrateur lorsqu'un complexe QRS typique apparaît sur le signal ECG.

3.6 Ecrêtage du signal à l'aide de la moyenne glissante

Enfin, dans le but de supprimer les fluctuations issues du bruit, un écrêtage est réalisé. Une des façons de réaliser cette écrêtage est d'utiliser comme seuil la moyenne glissante du signal. La largeur de la fenêtre glissante sur laquelle la moyenne est calculée a également été fixée à 150ms pour les mêmes raisons que précédemment. L'écrêtage est alors réalisé comme indiqué sur la figure II.15. Il supprime donc le signal lorsqu'il est inférieure à la moyenne glissante définie et inversement, il converse le signal lorsqu'il est supérieure à la moyenne glissante.

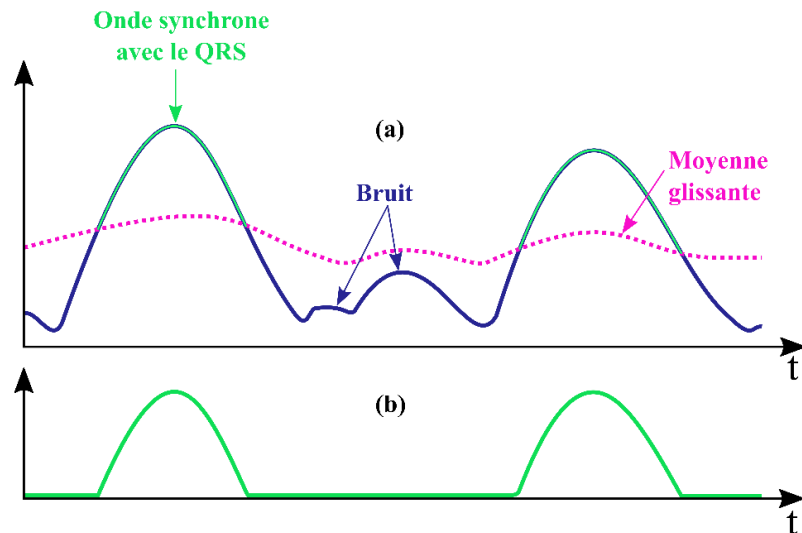


Figure II.15 : (a) Représentation d'un signal ECG bruité issu du produit de convolution (b) Signal écrêté à l'aide d'un seuil défini par la moyenne glissante.

3.7 Bloc de décision

Pour finir, le bloc de décision détermine si l'impulsion observée correspond bien à un battement cardiaque. En effet, malgré toutes les précautions prises en compte, des impulsions parasites peuvent subsister après l'écrêtage. Comme indiqué sur la figure II.16, ce traitement consiste à vérifier la largeur des pentes ascendantes du signal issu de l'écrêteur, une pente ascendante de plus de 50ms indiquant ici une onde ample et large correspondant à un battement cardiaque. Si cette condition est vérifiée, un délai minimum avant toute autre détection est imposé. La durée de ce délai est ici fixée à 275ms, durée qui représente l'intervalle de temps minimum théorique entre deux battements cardiaques successifs (220BPM).

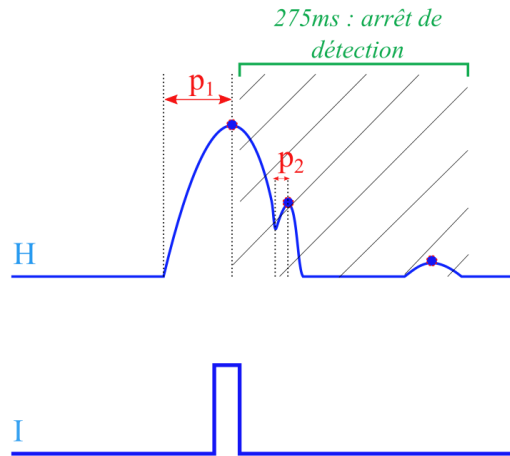


Figure II. 16 : Illustration d'un exemple de décision (p_1 et p_2 correspondent aux largeurs de pentes ascendantes).

4 Performances de l'algorithme proposé

Dans le but d'évaluer les performances des deux versions de l'algorithme proposé, l'une utilisant la mise au carré simple et l'autre utilisant l'opérateur non-linéaire d'énergie « TEO », ces dernières ont été implémentées sous Matlab. De même, l'algorithme de Pan&Tompkins a également été implémenté sous Matlab pour comparaison car il est pour rappel la référence en matière d'algorithme de détection des battements cardiaques dans un signal ECG. Néanmoins avant de pouvoir présenter les résultats, des critères d'évaluation des performances doivent être fixés. Les critères choisis à savoir, le taux de détection et le taux d'erreur temporelle, sont ainsi présentés dans la suite. Puis, la façon de générer des signaux ECG avec un certain rapport signal sur bruit est détaillée. Enfin, les différents résultats obtenus à l'aide de simulations Matlab sont présentés en comparés entre eux.

4.1 Définition du taux de détection utilisé

Pour déterminer la faculté qu'à un algorithme à détecter les QRS, la classification binaire est utilisée. Cette classification repose sur les quatre états de sélection indiqués sur la figure II.17 permettant de décrire les événements détectés et/ou non-détectés [30][31][32] :

- les vrais positifs (TP : True Positive),
- les vrais négatifs (TN : True Negative),
- les faux positifs (FP : False Positive),
- les faux négatifs (FN : False Negative).

Détection \ Pertinence	Positive	Négative
Vrai (True)	TP	TN
Faux (False)	FP	FN

Figure II. 17 - Matrice de classification binaire.

De manière concrète, les quatre états peuvent être explicités de la manière suivante :

- les TP correspondent à la détection de complexes QRS par l'algorithme alors qu'il y a effectivement des complexes QRS à détecter,
- les TN correspondent à la non-détection de complexes QRS par l'algorithme alors qu'il n'y a effectivement aucun complexe QRS à détecter,
- les FP correspondent à la détection de complexes QRS par l'algorithme alors qu'il n'y a aucun complexe QRS à détecter,
- les FN correspondent à la non-détection des complexes QRS par l'algorithme alors qu'il y a effectivement des complexes QRS à détecter.

Un exemple de chacun de ces états est donné sur la figure II.18.

A l'aide de ces notations, il est possible de définir une probabilité d'erreur tel que :

$$\text{Probabilité d'erreur} = \frac{FP + FN}{N_{QRS}} \quad (\text{II.22})$$

où N_{QRS} correspond au nombre de complexes QRS qui aurait été détectés si aucune erreur n'avait eu lieu. A partir de cette probabilité d'erreur, il est ensuite possible de définir un taux de détection de la manière suivante :

$$\text{Taux de détection} = \left(1 - \frac{FP + FN}{N_{QRS}} \right) \times 100. \quad (\text{II.23})$$

Dans la suite de ce manuscrit, c'est cette définition du taux de détection qui est utilisée.

être considérée comme étant faible que si la moyenne et l'écart-type de l'erreur relative sont faibles.

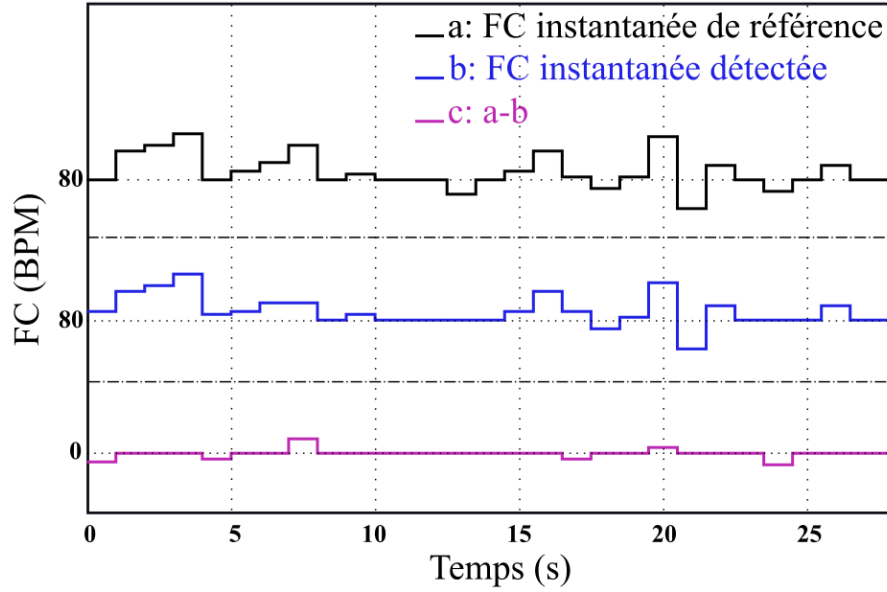


Figure II. 19 - Représentation de la différence entre la fréquence instantanée de référence et la fréquence instantanée détectée par l'algorithme.

4.3 Génération et addition d'un bruit blanc

Afin d'évaluer l'évolution des performances des différents algorithmes en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), il est nécessaire d'ajouter du bruit à l'ECG de référence utilisé. C'est ainsi qu'un bruit blanc gaussien est ici généré et additionné au signal ECG selon le SNR fixé. En pratique, ce SNR s'écrit sous la forme :

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{\text{Energie du signal ECG de référence filtré}}{\text{Energie du bruit filtré}} \right) \quad (\text{II.24})$$

et est fixé à la sortie du premier filtre passe-bande commun aux différents algorithmes. Ainsi, le bruit obtenu après filtrage est paramétré selon le SNR recherché et en tenant compte de l'énergie du signal de référence après filtrage. Ce paramétrage est ensuite conservé pour générer un bruit blanc gaussien additif (AWGN : Additive White Gaussian Noise) puis additionné au signal ECG de référence, l'ensemble étant ensuite appliqué en entrée du filtre-passe bande. Le SNR désiré est alors retrouvé en sortie du filtre passe-bande. Enfin, un exemple de signal ECG est représenté pour différents rapports signal sur bruit sur la figure II.20.

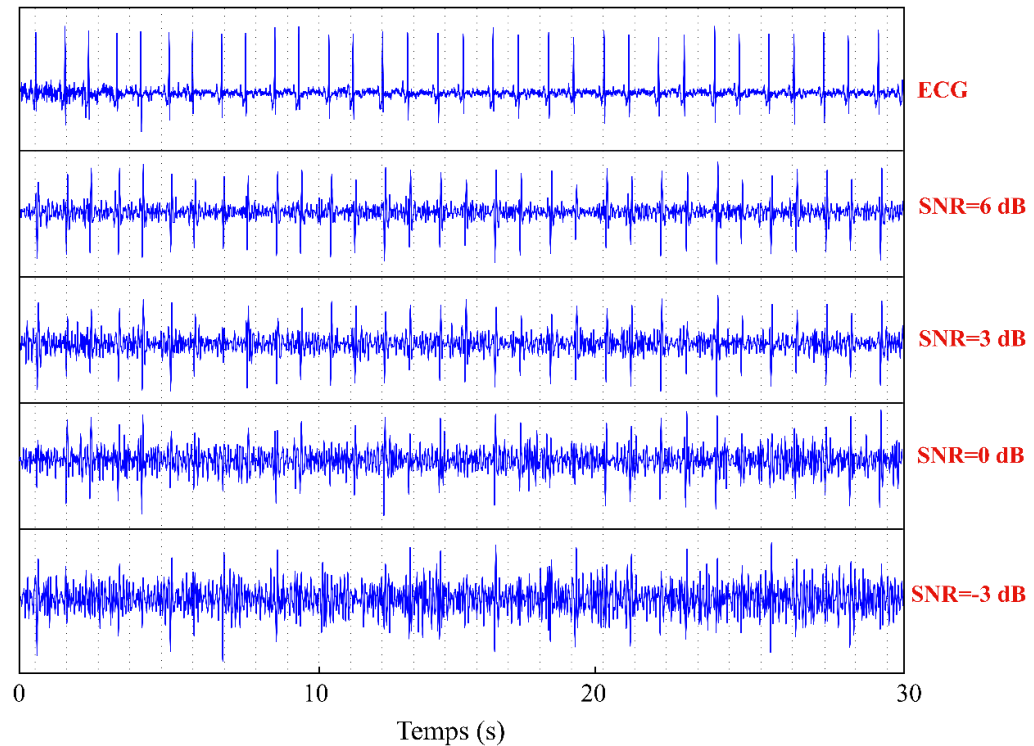


Figure II.20 : Représentation du signal ECG de référence selon différents niveaux de rapport signal sur bruit.

4.4 Résultats de simulation obtenus et comparaison

Après avoir implémenté sous Matlab l'algorithme de Pan&Tompkins et les deux versions de l'algorithme proposées (celle utilisant une mise au carré simple et celle utilisant l'opérateur non-linéaire d'énergie « TEO »), des simulations permettant d'extraire le taux de détection ainsi que la moyenne et l'écart-type du taux d'erreur temporelle ont été lancées. Ces simulations ont été réalisées en utilisant le signal indiqué sur la figure II.20 qui provient de la base de données physiologiques en ligne « Physionet » et qui comporte des épisodes d'arythmies afin d'éviter d'avoir des résultats biaisés par une certaine périodicité. Pour que les données soient statistiquement représentatives, les simulations ont par ailleurs été lancées de sorte à ce que pour chaque rapport signal sur bruit et chaque algorithme, la durée de fonctionnement testée correspond à une semaine d'analyse en vitesse réelle.

Les résultats obtenus sont indiqués sur les figures II.21, II.22 et II.23. Il apparaît alors que quelque soit le critère regardé, l'algorithme de Pan&Tompkins est le moins performant. En effet, en dessous d'un rapport signal sur bruit de 6 dB, le taux de détection passe à 90% alors que pour les deux versions de l'algorithme proposé, il tend toujours vers 100%. De plus, les résultats de l'analyse comparative publiés dans [3] indiquait que même si l'algorithme de

Pan&Tompkins indiquait le meilleur taux de détection, il était celui qui avait l'erreur temporelle la plus importante. Cela s'est confirmé ici, puisque pour un rapport signal sur bruit de 10dB, il présente un taux de détection de 100% et un taux d'erreur temporelle moyen tendant vers 0%. Mais, il présente également une déviation du taux d'erreur temporelle de 10% ce qui n'en fait pas un bon candidat pour mesurer avec précision la fréquence cardiaque instantanée. Concernant maintenant les deux versions de l'algorithme proposé, il apparaît que la version utilisant l'opérateur « TEO » obtient toujours de meilleures performances quelque soit le critère regardé. Cependant, cela est à nuancer puisque selon le rapport signal bruit regardé, les résultats sont relativement proches notamment du point de vue du taux de détection. Ainsi, pour aller plus loin, il est proposé dans le chapitre suivant de réaliser une implémentation analogique sur silicium d'un étage de mise au carré et de l'opérateur TEO et ce, en vue de voir lequel des deux résiste le mieux aux conditions réelles.

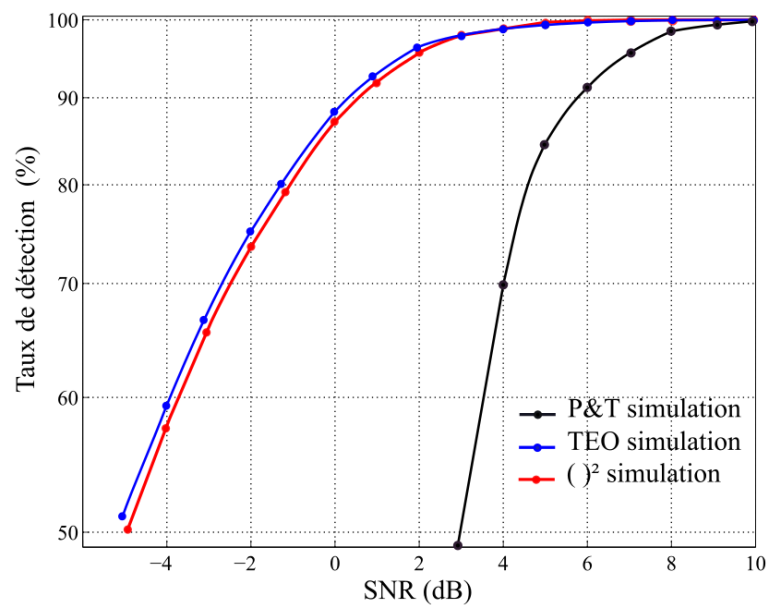


Figure II.21 : Taux de détection en fonction du rapport signal sur bruit.

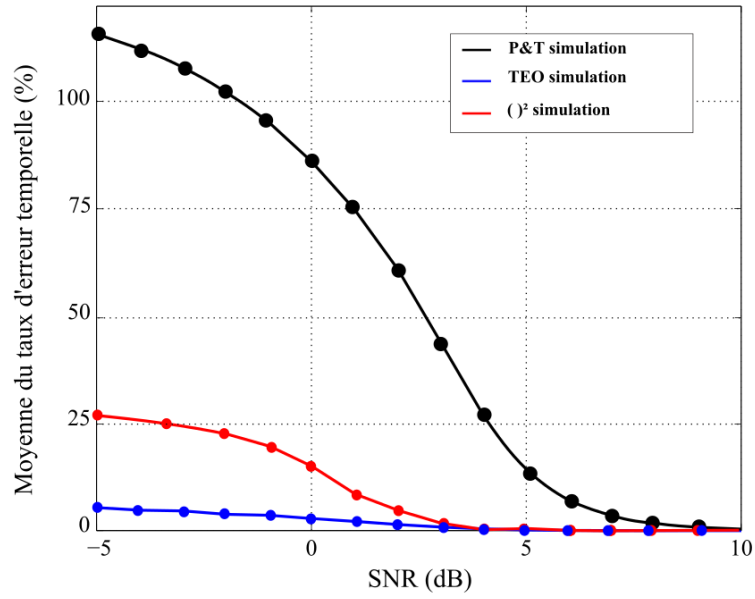


Figure II.22 : Moyenne de l'erreur du taux de l'erreur temporel en fonction du rapport signal sur bruit.

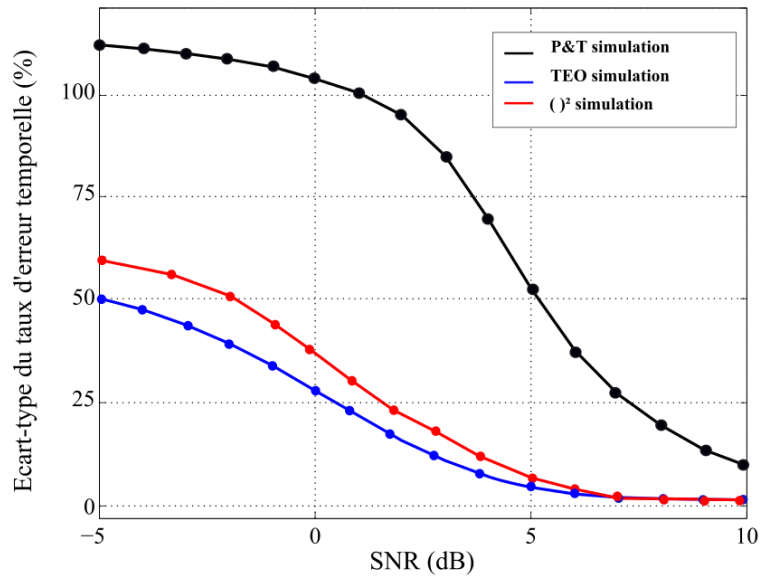


Figure II. 23 : Ecart-type de l'erreur du taux de l'erreur temporel en fonction du rapport signal sur bruit.

5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, une revue des différents algorithmes utilisés pour la détection des battements cardiaques à partir d'un signal ECG a été faite. Il en ressort que différentes approches peuvent être utilisées pour faire ressortir les complexes QRS du reste du signal telles qu'une dérivation suivie d'une détection d'énergie, une dérivation suivie d'une transformée de Hilbert, une transformée en ondelettes ou bien encore une décomposition modale empirique. Celle présentant dans la littérature les meilleures performances en termes de taux de détection est celle reposant sur la dérivation suivie d'une détection d'énergie qui a

notamment été utilisée dans l'algorithme de Pan&Tompkins. Ainsi, l'algorithme de Pan&Tompkins est à ce jour la référence en matière de détection des complexes QRS dans un signal ECG. Toutefois, il apparaît que cet algorithme présente un important taux d'erreur temporelle lorsque le rapport signal sur bruit est dégradé ce qui conduit à une fréquence cardiaque instantanée biaisée. Il apparaît alors que cet algorithme ne peut pas être utilisé tel quel pour détecter des arythmies où une mesure précise de la fréquence cardiaque instantanée est requise. Une origine supposée de cette erreur temporelle est l'utilisation d'un dérivateur qui entraînerait des erreurs de phase et agirait comme un filtre passe-haut.

Pour améliorer cela, il a été proposé dans la suite un algorithme se passant de dérivateur et s'inspirant entre autre des récepteurs radios IR-UWB du fait de la ressemblance entre les impulsions IR-UWB et les complexes QRS à détecter. L'algorithme proposé repose ainsi sur une détection d'énergie et deux implémentations de la transformation non-linéaire requise ont été retenues à savoir, une mise au carré simple et l'opérateur d'énergie non-linéaire « TEO ». Pour permettre la comparaison entre ces deux solutions, trois critères ont été proposés, le taux de détection, la moyenne du taux d'erreur temporelle et l'écart-type du taux d'erreur temporelle. Puis, l'algorithme de Pan&Tompkins et les deux versions de l'algorithme ont été implémentés et simulés sous Matlab pour des durées de fonctionnement d'une semaine et ce, pour chaque rapport signal sur bruit testé. Il ressort de ces simulations que l'algorithme de Pan&Tompkins est celui qui présente les moins bonnes performances. De plus, bien que pour un rapport signal sur bruit élevé il affiche un taux de détection des complexes de 100%, il présente une erreur temporelle importante ce qui confirme ce qui a été vu dans la littérature. Enfin, concernant les deux versions de l'algorithme proposé, il apparaît que c'est la version utilisant l'opérateur « TEO » qui est la plus performante bien que les résultats soient très proches pour certain rapport signal sur bruit et ce notamment à la vue du taux de détection. C'est pourquoi, il est proposé dans la suite d'implémenter la transformation non-linéaire utilisée dans chacune des versions en vue de vérifier laquelle des deux permet d'obtenir les meilleurs résultats en conditions réelles.

6 Bibliographie du chapitre

- [1] Carrault, L. Senhadji, J. J. Bellanger et J. P. Le Fichon, "*ECG Segmentation By Means Of Change Detection Theory*," [1990] Proceedings of the Twelfth Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 1990, pp. 817-818. DOI : 10.1109/IEMBS.1990.691414
- [2] J. Pan et W. J. Tompkins, "*A Real-Time QRS Detection Algorithm*," in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-32, no. 3, pp. 230-236, March 1985. DOI : 10.1109/TBME.1985.325532
- [3] N. M. Arzeno, Z. D. Deng et C. S. Poon, "*Analysis of First-Derivative Based QRS Detection Algorithms*," in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 55, no. 2, pp. 478-484, Feb. 2008. DOI : 10.1109/TBME.2007.912658
- [4] P. S. Addison, "*Wavelet transforms and the ECG: a review*," Physiological Measurement, vol. 26, no. 5, pp. 155–199, 2005. DOI : 10.1088/0967-3334/26/5/R01
- [5] J. S. Sahambi, S. N. Tandon et R. K. P. Bhatt, "*Using wavelet transforms for ECG characterization. An on-line digital signal processing system*," in IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, vol. 16, no. 1, pp. 77-83, Jan.-Feb. 1997. DOI : 10.1109/51.566158
- [6] S. Omran et M. Tayel, "*A heart sound segmentation and feature extraction algorithm using wavelets*," First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, 2004., 2004, pp. 235-238. DOI : 10.1109/ISCCSP.2004.1296268
- [7] A. Komaty, D. Dare, A. Boudraa, A. Komaty et D. Dare "*Débruitage fréquentiel de signaux par EMD*," XXIV Colloque Gretsi 2014, Sep 2013, Brest, France. pp.1-4, 2013. Article en ligne : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01090551/document>
- [8] S. Abboud et D. Sadeh, "*The use of cross-correlation function for the alignment of ECG waveforms and rejection of extrasystoles*," Computers and Biomedical Research, Pubmed, 1984. PMID : 6203681
- [9] A. Cabasson, O. Meste, G. Blain et S. Bermon, "*A new method for the PP-PR hysteresis phenomenon enhancement under exercise conditions*," Computers in Cardiology, 2005, Lyon, 2005, pp. 723-726. DOI : 10.1109/CIC.2005.1588206
- [10] O. Meste, G. Blain et S. Bermon, "*Hysteresis analysis of the PR-PP relation under*

- exercise conditions*," Computers in Cardiology, 2004, 2004, pp. 461-464. DOI : 10.1109/CIC.2004.1442974
- [11] R. Boucher et J. Hassab, "*Analysis of discrete implementation of generalized cross correlator*," in IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 29, no. 3, pp. 609-611, Jun 1981. DOI : 10.1109/TASSP.1981.1163623
- [12] G. Carter, "*Time delay estimation*," in IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 29, no. 3, pp. 461-462, Jun 1981. DOI : 10.1109/TASSP.1981.1163559
- [13] Q. Zhang, A. Illanes Manriquez, C. Medigue, Y. Papelier et M. Sorine, "*Robust and efficient location of T-wave ends in electrocardiogram*," Computers in Cardiology, 2005, Lyon, 2005, pp. 711-714. DOI : 10.1109/CIC.2005.1588203
- [14] A. Naït-Ali, "*Advanced biosignal processing*," Springer, 2009. DOI : 10.1007/978-3-540-89506-0
- [15] H. R. D. Farina, W. Muhammad, E. Fortunato, O. Meste et R. Merletti, "*Estimation of single motor unit conduction velocity from surface electromyogram signals detected with linear electrode arrays*," Medical and Biological Engineering and Computing, vol. 39, no. 2, pp. 225–236, 2001. DOI : 10.1007/BF02344807
- [16] L. Xu, P. Stoica, J. Li, S. L. Bressler, X. Shao et M. Ding, "*ASEO: A Method for the Simultaneous Estimation of Single-Trial Event-Related Potentials and Ongoing Brain Activities*," in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 56, no. 1, pp. 111-121, Jan. 2009. DOI : 10.1109/TBME.2008.2008166
- [17] G. G. Berntson et J. R. Stowell, "*ECG artifacts and heart period variability: Don't miss a beat!*," Psychophysiology, vol. 35, no. 1, pp. 127–132, Pubmed,1998. PMID : 9499713
- [18] P. S. Hamilton et W. J. Tompkins, "*Quantitative Investigation of QRS Detection Rules Using the MIT/BIH Arrhythmia Database*," in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-33, no. 12, pp. 1157-1165, Dec. 1986. DOI : 10.1109/TBME.1986.325695
- [19] D. Benitez, P. A. Gaydecki, A. Zaidi et A. P. Fitzpatrick, "*The use of the Hilbert transform in ECG signal analysis*," Computers in Biology and Medicine, vol. 31, pp. 399–406, PubMed, 2001. PMID : 11535204

- [20] J. N. Kutz et D. S. Jun, "*Multi-Resolution Dynamic Mode Decomposition*," Cornell University Library, arXiv, 2015. arXiv : 1506.00564
- [21] D. Tchiotsop, "*Modélisations polynomiales des signaux ECG : Application à la compression*," Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007. HAL Id : tel-00197549
- [22] T. Oberlin, "*Approches mathématiques pour la décomposition modale empirique*," Mémoire de master, Université Joseph Fourier, Grenoble. Article en ligne : <http://www-ljk.imag.fr/membres/Thomas.Oberlin/files/m2r.pdf>
- [23] J. Khan, S. Bhuiyan, G. Murphy et M. Alam, "*Empirical mode decomposition of the ECG signal for noise removal*", Proc. SPIE 8055, Optical Pattern Recognition XXII, 805504, 2011. DOI: 10.1117/12.884744
- [24] O. R. Sparrow, R. Vauche, N. Dehease, et al., "*High rate UWB CMOS transceiver chipset for WBAN and biomedical applications*," Analog Integrated Circuits and Signals Processing., vol. 81, no. 1, pp. 215–227, 2014. DOI : 10.1007/s10470-014-0369-y
- [25] A. Gerosa, S. Solda, A. Bevilacqua, D. Vogrig et A. Neviani, "*An Energy-Detector for Noncoherent Impulse-Radio UWB Receivers*," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 56, no. 5, pp. 1030-1040, May 2009. DOI : 10.1109/TCSI.2009.2016125
- [26] M. E. Sahin, I. Guvenc et H. Arslan, "*Optimization of energy detector receivers for UWB systems*," 2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference, 2005, pp. 1386-1390 Vol. 2. DOI : 10.1109/VETECS.2005.1543536
- [27] S. Mukhopadhyay et G. C. Ray, "*A new interpretation of nonlinear energy operator and its efficacy in spike detection*," in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 45, no. 2, pp. 180-187, Feb. 1998. DOI : 10.1109/10.661266
- [28] Herbert M. Teager et Shushan M. Teager, "*A Phenomenological Model for Vowel Production in the Vocal Tract*," Speech Science: Recent Advances, pp. 73–109, 1985. citeulike : 4488528
- [29] S. Mahdiani, V. Jeyhani, M. Peltokangas et A. Vehkaoja, "*Is 50 Hz high enough ECG sampling frequency for accurate HRV analysis?*," 2015 37th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), Milan,

- 2015, pp. 5948-5951. DOI : 10.1109/EMBC.2015.7319746
- [30] M. Sokolova et G. Lapalme, "*A systematic analysis of performance measures for classification tasks*," Information and Processing Management, vol. 45, no. 4, pp. 427–437, 2009. DOI : 10.1016/j.ipm.2009.03.002
- [31] A. Vishwa, M. K. Lal, S. Dixit et P. Vardwaj, "*Clasification Of Arrhythmic ECG Data Using Machine Learning Techniques*," International Journal of Interactive Multimedia and Artificial Intelligence, vol. 1, no. 4, pp. 67-70, 2011. DOI : 10.9781/ijimai.2011.1411
- [32] P. Baldi, S. Brunak, Y. Chauvin, C. A. F. Andersen et H. Nielsen, "*Assessing the accuracy of prediction algorithms for classification: an overview*," Bioinformatics, vol. 16, no. 5, pp. 412–424, PubMed, 2000. PMID : 10871264

Chapitre III : Implémentation des transformations non-linéaires dans un circuit-intégré analogique

Table des matières

1	Introduction du chapitre	78
2	Revue des multiplieurs analogiques	79
2.1	Le multiplieur 2 quadrants à transistors bipolaires	80
2.2	Le multiplieur 4 quadrants à transistors bipolaires	85
2.3	Le multiplieur 4 quadrants à amplificateur exponentiel et logarithmique	88
2.4	Conclusion	91
3	Conception d'un multiplieur en technologie CMOS	91
3.1	Etude générale de la cellule de Gilbert en technologie MOS	92
3.2	Cas particulier où la paire [M1, M2] est en régime saturé	98
3.3	Cas particulier où la paire [M1, M2] est en régime triode	100
3.4	Implémentation et performances du multiplieur MOS	103
4	Intégration du multiplieur développé dans les circuits de transformation non-linéaire	108
4.1	Intégration du multiplieur dans l'étage de mise au carré	108
4.2	Intégration du multiplieur dans un détecteur d'énergie non-linéaire TEO	110
4.3	Présentation de la plateforme de test	114
4.4	Performances obtenues avec les transformations non-linéaires conçues	116
5	Conclusion du chapitre	119
6	Bibliographie du chapitre	121

1 Introduction du chapitre

Bien que reconnu dans la littérature comme étant la référence pour l'extraction de la fréquence cardiaque à partir d'un signal ECG, le chapitre précédent montre que l'algorithme de « Pan&Tompkins » présente de moins bonnes performances que les deux solutions proposées quel que soit le rapport signal sur bruit considéré. Or, comme tout algorithme d'extraction de la fréquence cardiaque, les solutions proposées peuvent être divisées en deux parties qui sont un étage de mise en forme du signal suivi par un étage de décision. L'étage de décision pouvant être réalisé à l'aide d'un circuit numérique dédié, il est question dans ce chapitre de l'intégration dans un circuit analogique de l'élément principal de l'étage de mise en forme et qui est, la transformation non-linéaire. Ce chapitre traite donc de l'intégration des deux transformations non-linéaires proposées précédemment : l'étage de mise au carré requis par un détecteur d'énergie classique et l'opérateur d'énergie non-linéaire « TEO ». Le taux de détection obtenu pour ces deux transformations étant très proche en simulation, le but est maintenant de savoir laquelle de ces deux transformations dégrade le moins le taux de détection dans une implémentation réelle. En effet, en plus de la consommation et du coût, il est l'un des facteurs essentiels pouvant montrer l'intérêt d'une telle intégration par rapport à une intégration numérique pour les transformations non-linéaires proposées.

Concernant la consommation et le coût, le choix de la technologie utilisée est déterminant. En effet, depuis l'invention du transistor en 1947, sa taille n'a cessé de diminuer en suivant la loi de Moore prédisant qu'à coût constant le nombre de transistors intégrés doublerait tous les deux ans [1]. Cependant, cette tendance a pris fin avec la déclaration d'Intel en Mars 2016 [2][3] du fait que la miniaturisation des transistors présente deux inconvénients majeurs. D'une part, elle est de moins en moins rentable à la vue des coûts en recherche et développement nécessaires à la mise au point de transistors extrêmement petits ($<14\text{nm}$) et d'autre part, l'augmentation des courants de fuite au fur et à mesure de la miniaturisation est devenue problématique. En effet, il apparaît que les densités des courants de fuite par largeur de grille sont passées en 30 ans de $100\text{fA}/\mu\text{m}$ à plus de $100\text{nA}/\mu\text{m}$ [4][5]. Or, la réduction de la consommation des fonctions électroniques dans les objets intelligents et connectés utilisés au quotidien passe aujourd'hui par l'utilisation de techniques de gestion de l'alimentation où la consommation de veille devient prépondérante [6][7]. Cette consommation de veille dépendant directement des courants de fuite, l'utilisation de

technologies moins récentes présente donc deux intérêts, limiter d'une part les coûts et d'autre part la consommation. Pour ces raisons, les circuits conçus dans le cadre de cette thèse ont été réalisés en technologie CMOS 0,35µm d'AMS avec une tension d'alimentation de 3.3V qui est en plus d'être éprouvée et faible coût, est une technologie suffisamment performante à la vue des fréquences en jeu.

Pour finir, les deux transformations non-linéaires proposées dans le chapitre précédent nécessitant de calculer le résultat de multiplications, ce chapitre traite tout d'abord de la conception d'un multiplieur analogique. Pour cela, une revue des différentes architectures est faite suivie d'une étude démontrant qu'il est possible d'accroître la plage de fonctionnement en multiplieur d'une cellule de Gilbert à transistors MOS selon le régime de fonctionnement des transistors. Sa conception et les performances obtenues en simulation « post-layout » sont alors présentées. A la suite de cela, l'intégration de ce multiplieur dans l'étage de mise au carré d'un détecteur d'énergie simple et dans l'opérateur d'énergie non-linéaire « TEO » est ensuite abordée. Ce dernier étant habituellement implémenté numériquement, sa conception de manière analogique est détaillée. Ainsi, après avoir présenté la plate-forme de test qui a permis de déterminer en mesure le taux de détection pour chacune des transformations non-linéaires conçues, les résultats obtenus sont détaillés et comparés aux résultats obtenus en simulation.

2 Revue des multiplieurs analogiques

La multiplication est l'un des opérateurs mathématiques fondamentaux utilisés dans les chaines de traitement analogique. En effet, elle permet notamment de réaliser les opérations de translation en fréquence dans les émetteurs et les récepteurs radio [8][9]. Il faut cependant faire attention à ne pas confondre ces multiplieurs avec des mélangeurs purs où les transistors fonctionnent généralement en commutation. En effet, autant les non-linéarités sont recherchées quand il s'agit de mélangeurs, autant elles doivent être évitées lorsque c'est le résultat mathématique d'une multiplication qui est attendu.

Un multiplieur analogique peut être défini comme étant un dispositif fournissant en sortie le produit linéaire de ses deux entrées à un gain près. Dans le cas où les entrées et la sortie sont en mode tension, sa tension de sortie V_{OUT} peut s'écrire :

$$V_{OUT} = K \cdot VD1 \cdot VD2 \quad (III.1)$$

où $VD1$ et $VD2$ sont les tensions d'entrées et où K représente le gain du multiplieur. Son symbole est indiqué sur la figure III.1.

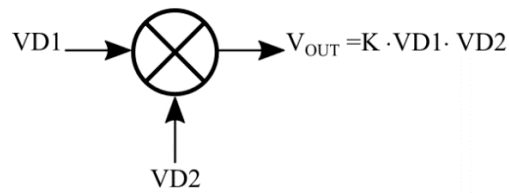


Figure III.1 : Symbole d'un multiplieur analogique.

Les multiplieurs peuvent être classés selon leur nombre de quadrants à savoir :

- 1 quadrant si les entrées et la sortie sont en mode commun,
- 2 quadrants si la sortie ou les entrées sont en mode différentiel,
- 4 quadrants si la sortie et les entrées sont en mode différentiel.

De même, ils peuvent être classés selon le régime de fonctionnement des transistors utilisés à savoir :

- linéaire [10][11],
- saturé [12][13].

L'évaluation des performances d'un multiplieur peut quant à elle se faire en tenant compte de sa consommation, de sa surface et de son gain. Cependant, la comparaison des différentes architectures se focalise ici sur le critère de la linéarité et de la dynamique d'entrée associée, le but étant ici de concevoir un multiplieur avec la plus large dynamique possible.

2.1 Le multiplieur 2 quadrants à transistors bipolaires

Le multiplieur le plus commun en électronique est le multiplieur 2 quadrants à transistors bipolaires NPN qui est indiqué sur la figure III.2. Pour démontrer que ce circuit fonctionne en tant que multiplieur, le symbole d'un transistor bipolaire NPN est tout d'abord rappelé sur la figure III.3. Ce transistor possède ainsi trois accès à savoir, la base (B), l'émetteur (E) et le collecteur (C) et dont les courants sont reliés par la relation suivante :

$$I_E = I_C + I_B = (\alpha + 1) I_B \quad (\text{III.1})$$

où α est le gain en courant du transistor. A l'aide d'une étude de la structure des transistors bipolaires non abordée ici, le courant rentrant dans le collecteur noté I_C peut s'exprimer tel que :

$$I_C = \alpha \cdot I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (\text{III.2})$$

où I_S est le courant de saturation inverse de la jonction PN base-émetteur, V_{BE} la tension base-émetteur et V_T la tension thermique valant approximativement 26mV à une température de 300K et qui est définie par :

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (\text{III.3})$$

avec k la constante de Boltzmann, T la température en Kelvin et q la charge élémentaire. Dans le cas où le transistor est passant, V_{BE} est de l'ordre de 0,7V et donc est grand devant V_T ce qui permet de réécrire (III.2) tel que :

$$I_C = \alpha \cdot I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right). \quad (\text{III.4})$$

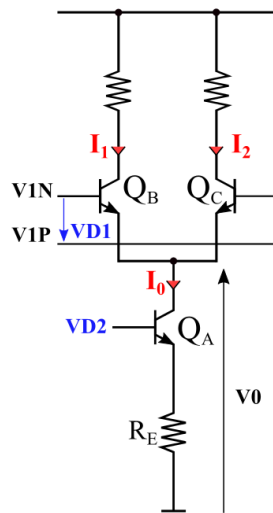


Figure III.2 : Structure d'un multiplieur analogique à deux quadrants à transistors bipolaires NPN.

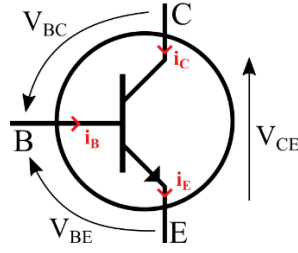


Figure III.3 : Symbole du transistor bipolaire NPN.

Comme indiqué sur la figure III.2, le multiplieur est constitué de trois transistors à savoir Q_A , Q_B et Q_C . En supposant Q_B et Q_C passants et identiques, il est possible d'écrire en négligeant leur courant de base :

$$I_0 = I_1 + I_2. \quad (\text{III.5})$$

avec :

$$I_1 = \alpha \cdot I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{1N} - V_0}{V_T}\right) \quad (\text{III.6})$$

et :

$$I_2 = \alpha \cdot I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{1P} - V_0}{V_T}\right). \quad (\text{III.7})$$

En utilisant maintenant l'équation (III.5), il est possible d'exprimer I_1 et I_2 en fonction de I_0 ce qui donne :

$$I_1 = \frac{I_0}{1 + \frac{I_2}{I_1}} \quad (\text{III.8})$$

$$I_2 = \frac{I_0}{1 + \frac{I_1}{I_2}}. \quad (\text{III.9})$$

Il est alors possible d'exprimer I_1 et I_2 en fonction de la tension d'entrée V_{D1} égale à $V_{1P} - V_{1N}$ en injectant (III.6) et (III.7) dans (III.8) et (III.9) ce qui donne :

$$I_1 = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{VD1}{V_T}\right)} \quad (\text{III.10})$$

$$I_2 = \frac{I_0}{1 + \exp\left(-\frac{VD1}{V_T}\right)}. \quad (\text{III.11})$$

Le courant différentiel de sortie $I_2 - I_1$ peut alors s'écrire :

$$I_2 - I_1 = \frac{I_0}{1 + \exp\left(-\frac{VD1}{V_T}\right)} - \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{VD1}{V_T}\right)}, \quad (\text{III.12})$$

ce qui en factorisant judicieusement donne :

$$I_2 - I_1 = \frac{1}{\exp\left(-\frac{VD1}{2V_T}\right)} \times \frac{I_0}{\exp\left(\frac{VD1}{2V_T}\right) + \exp\left(-\frac{VD1}{2V_T}\right)} - \frac{1}{\exp\left(\frac{VD1}{2V_T}\right)} \times \frac{I_0}{\exp\left(-\frac{VD1}{2V_T}\right) + \exp\left(\frac{VD1}{2V_T}\right)}. \quad (\text{III.13})$$

Après avoir remis l'ensemble sur le même dénominateur, il est ensuite possible d'écrire :

$$I_2 - I_1 = I_0 \times \frac{\exp\left(\frac{VD1}{2V_T}\right) - \exp\left(-\frac{VD1}{2V_T}\right)}{\exp\left(\frac{VD1}{2V_T}\right) + \exp\left(-\frac{VD1}{2V_T}\right)}, \quad (\text{III.14})$$

ce qui permet de faire apparaître la fonction tangente hyperbolique tel que:

$$I_1 - I_2 = I_0 \tanh\left(\frac{VD1}{2V_T}\right). \quad (\text{III.15})$$

En supposant maintenant $VD1$ petit devant $2V_T$, l'équation (III.15) devient :

$$I_1 - I_2 = I_0 \times \frac{VD1}{2V_T}. \quad (III.16)$$

Pour finir, le courant I_0 peut quant à lui s'exprimer en fonction de la tension d'entrée $VD2$ tel que :

$$I_0 = \frac{VD2 - V_{BE}}{R_E}. \quad (III.17)$$

Le courant différentiel peut alors s'exprimer en fonction de $VD1$ et $VD2$ en injectant l'équation (III.17) dans (III.16) ce qui donne :

$$I_1 - I_2 = K1 \cdot VD2 \cdot VD1 + K2 \cdot VD1 \quad (III.18)$$

avec :

$$K1 = \frac{1}{2 \cdot R_E \cdot V_T} \quad (III.19)$$

$$K2 = \frac{-V_{BE}}{2 \cdot R_E \cdot V_T} \quad (III.20)$$

En supposant maintenant $VD2$ grand devant V_{BE} , l'équation (III.18) devient :

$$I_1 - I_2 = K1 \cdot VD2 \cdot VD1. \quad (III.21)$$

et peut être identifiée à l'équation (III.1). Il apparait alors que le courant de sortie est donc bien proportionnel au produit des deux signaux $VD1$ et $VD2$ mais à la condition que $VD1$ soit petit devant 52mV et que $VD2$ soit grand devant V_{BE} qui est de l'ordre de 0,7V. Du fait de ces conditions sur les niveaux d'entrée, ce multiplieur est notamment utilisé pour réaliser la transposition en fréquence dans les récepteurs radio où il faut multiplier le signal reçu qui est très faible, par la porteuse générée localement et qui elle a généralement une dynamique large. Pour ces mêmes raisons, cette structure ne peut pas être utilisée telle quelle pour réaliser par exemple une mise au carré puisque les deux signaux d'entrée ont alors la même amplitude. Une solution pourrait éventuellement consister à atténuer et/ou amplifier le signal selon l'entrée attaquée mais complexifierait d'avantage le circuit.

2.2 Le multiplieur 4 quadrants à transistors bipolaires

Le résultat obtenu dans la partie précédente a également été démontré dans [14] à l'aide d'une approche petit signal où la paire différentielle constituée par Q_B et Q_C est alors remplacée par une transconductance G_{m1} comme indiqué sur la partie (a) de la figure III.4. Cependant, [14] démontre également avec cette approche que deux topologies utilisant plusieurs paires différentielles permettent de compenser la non-linéarité introduite par $K2$ dans (III.18). Ces topologies sont indiquées sur les parties (b) et (c) de la figure III.4 et n'utilisent rien d'autre que la cellule de Gilbert à respectivement 2 et 4 quadrants. Dans la suite, seule la cellule de Gilbert à 4 quadrants, dont la structure est indiquée sur la figure III.5, est considérée.

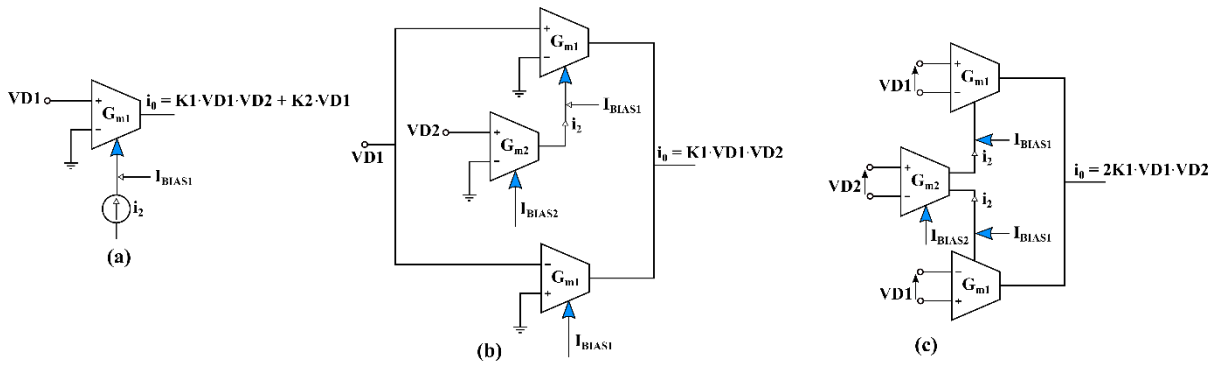


Figure III.4 : Multiplieurs à base de transconductances [14].

La cellule de Gilbert telle qu'utilisée ici a initialement été développée par Howard Jones en 1963 et exploite la loi exponentielle qui régit l'équation courant-tension du transistor bipolaire. Elle est aujourd'hui l'un des circuits les plus utilisés dans les systèmes électroniques de communications pour sa facilité d'intégration mais aussi ses performances qui permettent la réalisation de mélangeurs fonctionnant à plusieurs GHz.

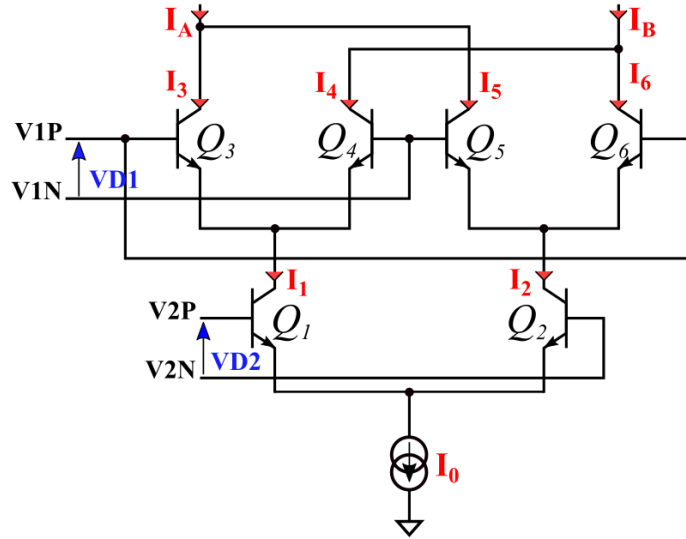


Figure III.5 : Structure d'un multiplieur à quatre quadrants basé sur la cellule de Gilbert à transistors bipolaires NPN.

Comme indiqué sur la figure III.5, elle est pour sa version à 4 quadrants composée de deux paires différentielles attaquées par $VD1$ et polarisées par un courant contrôlé à l'aide d'une troisième paire différentielle attaquée par $VD2$. En négligeant les courants de base des différents transistors, il est possible d'écrire à l'aide de la loi des nœuds :

$$I_0 = I_1 + I_2 \quad (\text{III.22})$$

$$I_1 = I_3 + I_4 \quad (\text{III.23})$$

$$I_2 = I_5 + I_6 \quad (\text{III.24})$$

ainsi que :

$$I_A = I_3 + I_5 \quad (\text{III.25})$$

$$I_B = I_4 + I_6. \quad (\text{III.26})$$

Le courant différentiel de sortie s'exprime alors de la façon suivante :

$$I_A - I_B = (I_3 + I_5) - (I_4 + I_6), \quad (\text{III.25})$$

ce qui peut s'écrire également :

$$I_A - I_B = (I_3 - I_4) - (I_6 - I_5). \quad (\text{III.26})$$

En faisant l'analogie avec le multiplieur à 2 quadrants présenté précédemment, il est possible d'écrire à l'aide de l'équation (III.15):

$$I_3 - I_4 = I_1 \tanh\left(\frac{VD1}{2V_T}\right) \quad (\text{III.27})$$

$$I_6 - I_5 = I_2 \tanh\left(\frac{VD1}{2V_T}\right), \quad (\text{III.28})$$

ce qui en injectant dans (III.26) donne :

$$I_A - I_B = (I_1 - I_2) \tanh\left(\frac{VD1}{2V_T}\right). \quad (\text{III.29})$$

En faisant encore l'analogie avec le multiplieur à deux quadrants et donc en utilisant à nouveau l'équation (III.15) pour exprimer $I_1 - I_2$, il est possible d'écrire :

$$I_A - I_B = I_0 \tanh\left(\frac{VD2}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{VD1}{2V_T}\right). \quad (\text{III.30})$$

En supposant maintenant $VD1$ et $VD2$ petit devant $2V_T$, l'équation (III.30) devient :

$$I_A - I_B = K1 \cdot VD2 \cdot VD1 \quad (\text{III.31})$$

avec :

$$K1 = \frac{I_0}{4V_T^2} \quad (\text{III.32})$$

Ainsi, la cellule de Gilbert à 4 quadrants peut donc être utilisée pour réaliser une multiplication mais en respectant la condition que $VD1$ et $VD2$ soient petits devant 52mV. Les conditions sur $VD1$ et $VD2$ étant identiques, cette structure de Gilbert peut donc être plus facilement utilisée que le multiplieur à deux quadrants présenté précédemment pour réaliser

par exemple la mise au carré d'un signal. En effet, le même signal peut directement être utilisé pour attaquer les deux entrées. Cependant, cela n'est possible que sur une gamme de tension très limitée.

2.3 Le multiplieur 4 quadrants à amplificateur exponentiel et logarithmique

Il vient d'être établi que la structure de Gilbert à 4 quadrants bipolaire peut être utilisée en tant que multiplieur mais sur une gamme de tension limitée. Pour pallier ceci, une solution consiste à utiliser des amplificateurs exponentiel et logarithmique. En effet, il est possible de réécrire la relation (III.1) définissant un multiplieur de la façon suivante :

$$V_{OUT} = K \cdot \exp[\ln(VD2 \cdot VD1)], \quad (III.33)$$

ce qui permet également d'écrire :

$$V_{OUT} = K \cdot \exp[\ln(VD2) + \ln(VD1)]. \quad (III.34)$$

Cette relation ne fait ainsi plus intervenir le produit des tensions $VD1$ et $VD2$ mais la somme de l'image de ces deux tensions ce qui est plus simple à faire analogiquement. Pour réaliser l'implémentation pratique de l'équation (III.34), il est possible d'utiliser les amplificateurs logarithmiques et exponentiels basés sur l'utilisation d'un amplificateur opérationnel et dont les structures sont indiquées sur la figure III.6.

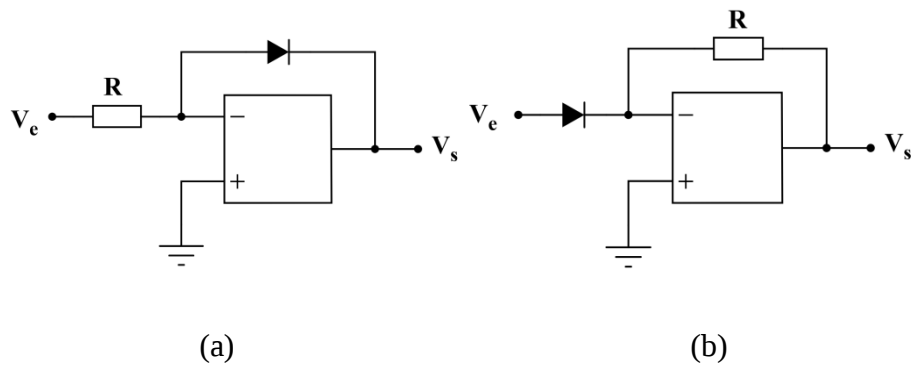


Figure III.6 : Montage à amplificateur opérationnel réalisant un amplificateur logarithmique (a) et exponentiel (b).

Pour démontrer le caractère exponentiel et logarithmique de ces amplificateurs, il est tout d'abord nécessaire de rappeler la relation issue de la physique des semi-conducteurs reliant le courant I_D traversant une diode et la différence de potentiel entre son anode et sa cathode notée V_D et qui s'écrit :

$$I_D = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{V_D}{n \cdot V_T}\right) - 1 \right]. \quad (\text{III.35})$$

où I_S est le courant de saturation inverse de la jonction PN que forme la diode et où n est le facteur d'idéalité de la diode variant entre 1 et 2 selon les matériaux utilisés. Lorsque la diode est passante, V_D est de l'ordre de 0.6V et est donc grand devant $2V_T$ ce qui permet d'écrire :

$$I_D = I_S \cdot \exp\left(\frac{V_D}{n \cdot V_T}\right). \quad (\text{III.36})$$

Maintenant, en supposant que la diode présente dans chacun des montages est passante et que les amplificateurs opérationnels sont idéaux (impédance d'entrée infinie et impédance de sortie nulle) et en régime linéaire (tension différentielle d'entrée nulle), il est possible d'écrire pour l'amplificateur exponentiel :

$$V_S = -R \cdot I_S \cdot \exp\left(\frac{V_E}{n \cdot V_T}\right) \quad (\text{III.37})$$

et pour l'amplificateur logarithmique :

$$V_S = -n \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{V_E}{R \cdot I_S}\right). \quad (\text{III.38})$$

Pour réaliser la multiplication telle qu'indiqué dans l'équation III.34, des montages à amplificateur opérationnel permettant de réaliser un additionneur inverseur et un amplificateur inverseur sont également nécessaires et sont indiqués sur la figure III.7. En utilisant les mêmes hypothèses que précédemment pour les amplificateurs opérationnels, il est possible d'écrire pour l'additionneur inverseur à deux entrées dans le cas où toutes les résistances identiques :

$$V_S = -(V_1 + V_2) \quad (\text{III.39})$$

et pour l'amplificateur inverseur :

$$V_S = -\frac{R_2}{R_1} V_E. \quad (\text{III.40})$$

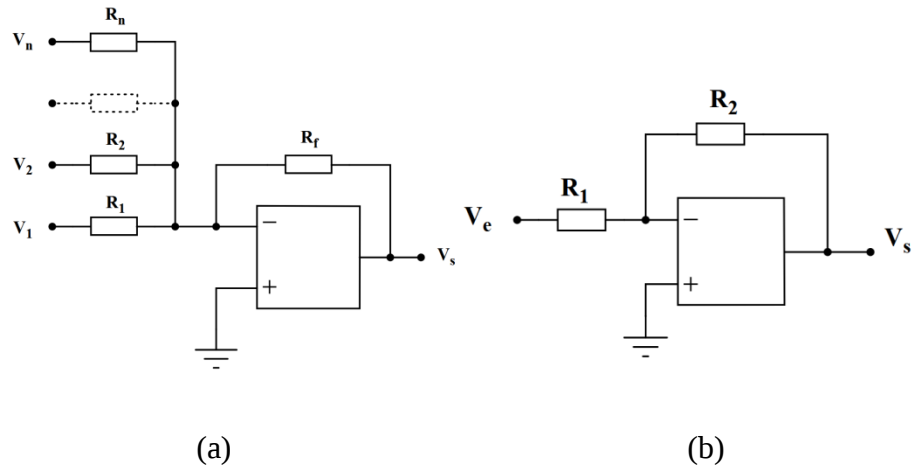


Figure III.7 : Montage à amplificateur opérationnel réalisant un additionneur inverseur (a) et un amplificateur inverseur (b).

En disposant les différents montages à amplificateur opérationnel tel qu'indiqué sur la figure III.8 et en prenant toutes les résistances égales à R sauf celles de l'amplificateur inverseur, il est possible d'écrire :

$$V_{OUT} = K \cdot VD2 \cdot VD1 \quad (III.41)$$

avec :

$$K = \frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{R \cdot I_s} . \quad (III.42)$$

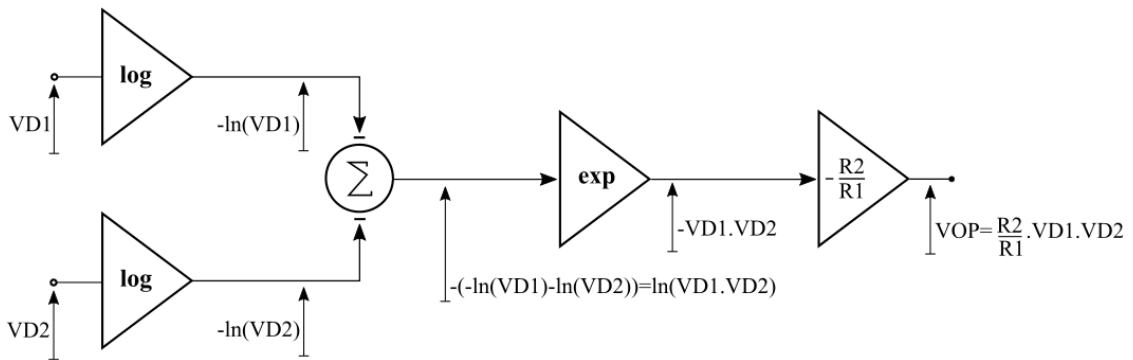


Figure III.8 : Structure d'un multiplieur à amplificateur opérationnel.

Ce montage, en plus de permettre de réaliser une division si l'additionneur inverseur est remplacé par un soustracteur, présente aussi l'avantage de pouvoir fonctionner quels que soit

les niveaux de tensions en entrée à condition bien sûr qu'aucun des amplificateurs opérationnels ne sature, ce qui laisse une plus grande plage de fonctionnement que les montages précédents. Cependant, cette structure a pour inconvénient de nécessiter beaucoup de transistors et donc d'avoir un certain coût que ce soit en termes de surface ou de consommation. Cette solution n'a donc pas été retenue pour la suite.

2.4 Conclusion

Dans cette partie, les différentes topologies à base de transistors bipolaires ou de diodes associées à des amplificateurs opérationnels et permettant de réaliser un multiplicateur analogique ont été passées en revue. Il en ressort que la cellule de Gilbert est la plus adaptée lorsqu'il s'agit comme ici de mettre le signal au carré. En effet, d'une part elle ne nécessite qu'un nombre limité de transistors et d'autre part, les conditions de niveaux sur ses entrées soient identiques. Toutefois, ces niveaux sont faibles et la présence de transistors bipolaires ne permet pas d'avoir des entrées haute-impédance ne perturbant pas les étages en amont. En vue d'améliorer ces points, la suite de ce chapitre aborde la conception d'un multiplieur basé sur une cellule de Gilbert à transistors MOS et s'attarde notamment sur l'influence qu'a la polarisation des transistors sur sa plage de fonctionnement en multiplieur.

3 Conception d'un multiplieur en technologie CMOS

Afin de répondre aux différentes contraintes, le choix de la cellule de Gilbert à transistors MOS a été retenu, car elle utilise un nombre limité de transistors et présente dans ce cas une impédance élevée aux étages en amont. Toutefois, elle doit permettre d'avoir un fonctionnement en multiplieur sur une plage raisonnable de $VD1$ et de $VD2$ ce qui est possible si une polarisation particulière des transistors est respectée comme cela est démontré dans la suite. Son schéma au niveau transistor est indiqué sur la figure III.9 et il est à noter que pour des raisons de symétrie, les transistors $M1$ et $M2$ ont les mêmes dimensions, de même que les transistors MA et MB et que les transistors $M3$ à $M6$.

où R_{OUT} est l'impédance de sortie basse fréquence du circuit qui est alors purement résistive puisque toutes les capacités parasites peuvent être négligées. I_D représente quant à lui le courant différentiel circulant dans les charges actives défini tel que :

$$I_D = I_A - I_B . \quad (\text{III.45})$$

Par ailleurs, I_A et I_B peuvent être reliés à I_0 à l'aide de la loi des nœuds tel que :

$$I_0 = I_A + I_B . \quad (\text{III.46})$$

Pour montrer que ce circuit réalise une multiplication entre ses tensions différentielles d'entrées définies telles que :

$$VD1 = V1P - V1N \quad (\text{III.47})$$

$$VD2 = V2P - V2N , \quad (\text{III.48})$$

il est nécessaire comme pour la cellule de Gilbert bipolaire d'exprimer I_D en fonction de $VD1$ et $VD2$. Or, il est possible d'écrire d'après la figure III.9 :

$$I_A = I_3 + I_5 \quad (\text{III.49})$$

$$I_B = I_4 + I_6 , \quad (\text{III.50})$$

ce qui en injectant dans l'équation (III.45) devient :

$$I_D = I_{D1} - I_{D2} \quad (\text{III.51})$$

avec :

$$I_{D1} = I_3 - I_4 \quad (\text{III.52})$$

$$I_{D2} = I_6 - I_5 \quad (\text{III.53})$$

où I_{D1} est donc le courant différentiel de la paire $[M3, M4]$ et I_{D2} , le courant différentiel de la paire $[M5, M6]$.

Pour établir l'expression des courants I_{D1} et I_{D2} , il est maintenant nécessaire d'étudier les paires [M3, M4] et [M5, M6]. Pour cela, le symbole du transistor NMOS est représenté sur la figure III.10. Il possède trois accès à savoir le drain (D), la source (S) et la grille (G) et peut notamment fonctionner dans deux régimes à savoir, le régime saturé si $V_{DS} \geq V_{DS-SAT}$ et le régime triode si $V_{DS} < V_{DS-SAT}$ avec :

$$V_{DS-SAT} = V_{GS} - V_{TH} \quad (III.54)$$

et où V_{TH} est la tension de seuil du transistor, V_{GS} la tension grille-source et V_{DS} la tension drain-source. En utilisant le modèle compact de Shockley, le courant drain-source I_{DS} du transistor NMOS s'exprime en régime saturé par :

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (III.55)$$

et en régime triode par :

$$I_{DS} = \beta \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad (III.56)$$

avec :

$$\beta = \mu \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \quad (III.57)$$

où W est la largeur de grille, L la longueur de grille, μ la mobilité des électrons et C_{OX} la capacité d'oxyde de grille. Enfin, le produit $\mu \cdot C_{OX}$ et V_{TH} peuvent être déterminés à l'aide de simulations et sont respectivement égaux à $100\mu A/V^2$ et $0,55V$ pour la technologie utilisée.

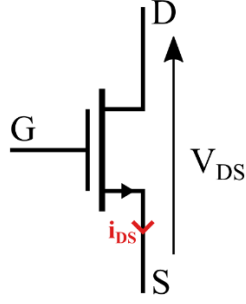


Figure III.10 : Symbole du transistor NMOS.

Etude de la paire [M3, M4]

La paire [M3, M4] est indiquée sur la figure III.11. A l'aide de la loi des nœuds, il est possible d'exprimer I_1 en fonction de I_3 et I_4 tel que :

$$I_1 = I_3 + I_4. \quad (\text{III.58})$$

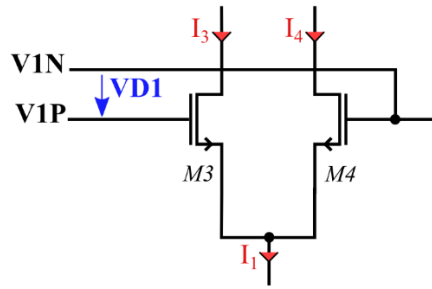


Figure III.11 : Schéma de la paire différentielle [M3, M4].

Pour respecter (III.43), M3 et M4 ne peuvent être d'après (III.54) qu'en régime saturé, il est alors possible d'écrire à l'aide de l'équation (III.55) :

$$I_3 = \frac{\beta_1}{2} (V_{GS3} - V_{TH})^2 \quad (\text{III.59})$$

$$I_4 = \frac{\beta_1}{2} (V_{GS4} - V_{TH})^2 \quad (\text{III.60})$$

avec :

$$\beta_1 = \mu C_{OX} \frac{W_1}{L_1} \quad (\text{III.61})$$

où W_1 et L_1 sont respectivement la largeur et la longueur de grille des transistors $M3$, $M4$, $M5$ et $M6$. En injectant maintenant (III.59) et (III.60) dans le système d'équations formé par (III.52) et (III.58), il est possible d'écrire :

$$I_1 + I_{D1} = \beta_1 (V_{GS3} - V_{TH})^2 \quad (\text{III.62})$$

$$I_1 - I_{D1} = \beta_1 (V_{GS4} - V_{TH})^2 \quad (\text{III.63})$$

ce qui permet d'exprimer V_{GS3} et V_{GS4} tel que :

$$V_{GS3} = \sqrt{\frac{I_1 + I_{D1}}{\beta_1}} + V_{TH} \quad (\text{III.64})$$

$$V_{GS4} = \sqrt{\frac{I_1 - I_{D1}}{\beta_1}} + V_{TH} . \quad (\text{III.65})$$

Or, comme la tension $VD1$ peut s'exprimer en fonction de V_{GS3} et V_{GS4} tel que :

$$VD1 = V_{GS3} - V_{GS4} , \quad (\text{III.66})$$

il est possible d'écrire :

$$VD1 = \sqrt{\frac{I_1 + I_{D1}}{\beta_1}} - \sqrt{\frac{I_1 - I_{D1}}{\beta_1}} . \quad (\text{III.67})$$

En supposant I_{D1} petit devant I_1 , ce qui est vrai d'après (III.62) et (III.63) si $VD1$ est petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS1} + V_{DS0})$ du fait que V_{GS3} et V_{GS4} peuvent s'écrire $(VDD \pm VD1) / 2 - V_{DS1} - V_{DS0}$, l'équation (III.67) devient :

$$VD1 = \frac{I_{D1}}{\sqrt{\beta_1 I_1}} \quad (\text{III.68})$$

et le courant différentiel dans la paire $[M3, M4]$ s'écrit alors :

$$I_{D1} = VD1 \sqrt{\beta_1 I_1}. \quad (\text{III.69})$$

Etude de la paire [M5, M6]

La paire [M5, M6] est indiquée sur la figure III.12. De la même façon que pour la paire [M3, M4], il est possible à l'aide de la loi des nœuds d'exprimer I_2 en fonction de I_5 et I_6 tel que :

$$I_2 = I_5 + I_6. \quad (\text{III.70})$$

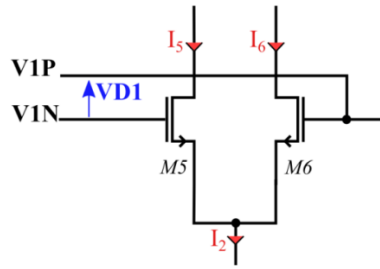


Figure III.12 : Schéma de la paire différentielle [M5, M6].

Pour respecter (III.43), M5 et M6 ne peuvent être encore une fois d'après (III.54) qu'en régime saturé, il est alors possible d'écrire à l'aide de l'équation (III.55) :

$$I_5 = \frac{\beta_1}{2} (V_{GS5} - V_{TH})^2 \quad (\text{III.71})$$

$$I_6 = \frac{\beta_1}{2} (V_{GS6} - V_{TH})^2. \quad (\text{III.72})$$

En injectant maintenant (III.71) et (III.72) dans le système d'équations formé par (III.53) et (III.70), puis en appliquant le même raisonnement que pour la paire [M3, M4], la tension $VD1$ s'exprime maintenant :

$$VD1 = \sqrt{\frac{I_2 + I_{D2}}{\beta_1}} - \sqrt{\frac{I_2 - I_{D2}}{\beta_1}} \quad (\text{III.73})$$

En supposant I_{D2} petit devant I_2 , ce qui est vrai d'après (III.71) et (III.72) si $VD1$ est petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS2} + V_{DS0})$ du fait que V_{GS5} et V_{GS6} peuvent s'écrire $(VDD \pm VD1) / 2 - V_{DS2} - V_{DS0}$, l'équation (III.73) devient :

$$I_{D2} = VD1\sqrt{\beta_1 I_2}. \quad (\text{III.74})$$

Bilan

Les courants différentiels des paires $[M3, M4]$ et $[M5, M6]$ ayant été obtenue, il est possible d'écrire une expression provisoire du courant I_D en injectant (III.69) et (III.74) dans (III.51) ce qui donne :

$$I_D = VD1(\sqrt{\beta_1 I_1} - \sqrt{\beta_1 I_2}). \quad (\text{III.74})$$

Cette relation montre ainsi que si $VD1$ est petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS1} + V_{DS0})$ et devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS2} + V_{DS0})$, le courant différentiel de sortie est proportionnel à la tension $VD1$. Il reste maintenant à étudier la paire $[M1, M2]$ dont le schéma est indiqué sur la figure III.13. Pour cela, deux régimes de fonctionnement sont considérés dans la suite pour $M1$ et $M2$, le régime saturé comme cela est usuellement fait dans la littérature et le régime triode. Cependant, il est déjà possible de voir grâce à (III.54) donnant la tension V_{DS} séparant les deux régimes, que la plage de linéarité de I_D vis-à-vis de $VD1$ est optimale que si $M0$, $M1$ et $M2$ sont en régime triode et avec les plus faibles V_{DS} possible. Or, $M1$ et $M2$ ne sont à notre connaissance jamais considérés comme tel dans la littérature lors de l'étude de ce montage.

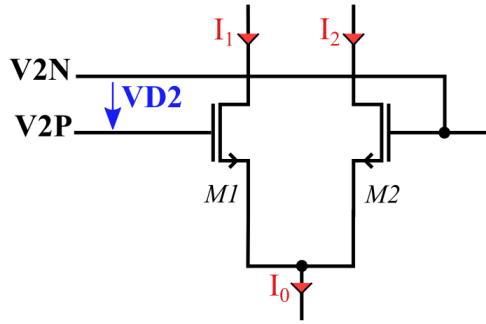


Figure III.13 : Schéma de la paire différentielle $[M1, M2]$.

3.2 Cas particulier où la paire $[M1, M2]$ est en régime saturé

En supposant donc que $M1$ et $M2$ sont en régime saturé comme cela est fait habituellement dans la littérature, il est possible d'écrire à l'aide de l'équation (III.55) :

$$I_1 = \frac{\beta_2}{2} (V_{GS1} - V_{TH})^2 \quad (\text{III.75})$$

$$I_2 = \frac{\beta_2}{2} (V_{GS2} - V_{TH})^2 \quad (\text{III.76})$$

avec :

$$\beta_2 = \mu C_{ox} \frac{W_2}{L_2} \quad (\text{III.77})$$

où W_2 et L_2 sont respectivement la largeur et la longueur de grille des transistors $M1$ et $M2$. En substituant directement (III.75) et (III.76) dans (III.74), il est possible d'écrire :

$$I_D = VD1 \sqrt{\frac{\beta_1 \beta_2}{2}} (V_{GS1} - V_{GS2}) \quad (\text{III.78})$$

Or, comme la tension $VD2$ peut s'exprimer en fonction de V_{GS1} et V_{GS2} tel que :

$$VD2 = V_{GS1} - V_{GS2}, \quad (\text{III.79})$$

il est possible d'écrire :

$$I_D = K1 \cdot VD1 \cdot VD2 \quad (\text{III.80})$$

avec :

$$K1 = \sqrt{\frac{\beta_1 \beta_2}{2}} \quad (\text{III.81})$$

Le courant I_D est donc bien dans ce cas proportionnelle à $VD1$ et à $VD2$ mais à la condition que les transistors $M1$ à $M6$ soient en régime saturé et que $VD1$ soit petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS1} + V_{DS0})$ et devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS2} + V_{DS0})$.

Cependant, il est difficile en pratique de polariser $M1$ et $M2$ en régime saturé du fait de l'empilement des transistors et du fait que les tensions d'entrées différentielles soient centrées ici sur $VDD/2$. De plus, si les tensions V_{DS1} et V_{DS2} sont prises égales aux tensions drain-source de saturation définies par (III.54) avec V_{GS1} et V_{GS2} valant $(VDD \pm VD2) / 2 - V_{DS0}$, la condition sur $VD1$ devient que la dynamique de $VD1$ doit être petit devant celle de $VD2$. $M1$

et $M2$ ne doivent donc pas être polarisés en régime saturé lorsqu'il s'agit de réaliser par exemple une mise au carré puisque les deux signaux d'entrée ont alors la même amplitude.

Ainsi, de la même façon que le multiplieur à deux quadrants bipolaire, cette configuration peut être utilisée pour réaliser la transposition en fréquence dans les récepteurs radio où il faut multiplier le signal reçu qui est très faible, par la porteuse générée localement qui a généralement une dynamique large. Or, le but étant ici de maximiser la dynamique d'entrée du multiplieur, ce manuscrit propose maintenant d'étudier le fonctionnement de ce multiplieur MOS lorsque les transistors $M1$ et $M2$ sont en régime triode, étude qui ne semble pas avoir été faite dans la littérature.

3.3 Cas particulier où la paire $[M1, M2]$ est en régime triode

En supposant que $M1$ et $M2$ sont en régime triode, il est possible d'écrire à l'aide de l'équation (III.56) :

$$I_1 = \beta_2 (V_{GS1} - V_{TH} - \frac{V_{DS1}}{2}) V_{DS1} \quad (\text{III.82})$$

$$I_2 = \beta_2 (V_{GS2} - V_{TH} - \frac{V_{DS2}}{2}) V_{DS2} \quad (\text{III.83})$$

ce qui en supposant :

$$\frac{V_{DS1}}{2} = V_{GS1} - V_{TH} \quad (\text{III.84})$$

$$\frac{V_{DS2}}{2} = V_{GS2} - V_{TH} \quad (\text{III.85})$$

devient :

$$I_1 = \beta_2 (V_{GS1} - V_{TH}) V_{DS1} \quad (\text{III.86})$$

$$I_2 = \beta_2 (V_{GS2} - V_{TH}) V_{DS2}. \quad (\text{III.87})$$

A l'aide de la figure III.13 et de la loi des nœuds, il est possible d'exprimer I_0 en fonction de I_1 et I_2 tel que :

$$I_0 = I_1 + I_2 \quad (\text{III.88})$$

de même que le courant différentiel I_{D0} de la paire $[M1, M2]$ tel que :

$$I_{D0} = I_1 - I_2. \quad (\text{III.89})$$

En réécrivant le système d'équations formé par (III.88) et (III.89), il est possible d'écrire :

$$I_1 = \frac{I_0}{2} + \frac{I_{D0}}{2} \quad (\text{III.90})$$

$$I_2 = \frac{I_0}{2} - \frac{I_{D0}}{2}, \quad (\text{III.91})$$

ce qui en injectant dans l'expression provisoire de I_D donnée dans (III.74) permet d'obtenir :

$$I_D = VD1 \cdot \sqrt{\beta_1} \left(\sqrt{\frac{I_0 + I_{D0}}{2}} - \sqrt{\frac{I_0 - I_{D0}}{2}} \right). \quad (\text{III.92})$$

En considérant maintenant I_{D0} petit devant I_0 , ce qui est vrai d'après (III.86) et (III.87) si $VD2$ est petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS0})$ du fait que V_{GS1} et V_{GS2} peuvent s'écrire $(VDD \pm VD2) / 2 - V_{DS0}$, I_D devient :

$$I_D = VD1 \cdot \sqrt{\frac{\beta_1}{2I_0}} I_{D0} \quad (\text{III.93})$$

De par les hypothèses faites sur V_{DS1} et V_{DS2} indiquées dans les équations (III.84) et (III.85), il est également possible de supposer que V_{DS1} et V_{DS2} ont de faibles variations par rapport à leur moyenne et donc que :

$$V_{DS1} ; V_{DS2} ; \frac{V_{DS1} + V_{DS2}}{2}. \quad (\text{III.94})$$

En injectant maintenant (III.86) et (III.87) dans (III.89) en tenant compte de (III.94) et de (III.79), cela donne :

$$I_{D0} = \beta_2 \frac{V_{DS1} + V_{DS2}}{2} VD2. \quad (\text{III.95})$$

ce qui en remplaçant I_{D0} dans l'équation (III.93) donne :

$$I_D = K1 \cdot VD1 \cdot VD2 \quad (\text{III.96})$$

avec :

$$K1 = \sqrt{\frac{\beta_1}{2I_0}} \times \beta_2 \frac{V_{DS1} + V_{DS2}}{2}. \quad (\text{III.97})$$

Cela démontre bien le fonctionnement en multiplieur de la structure lorsque $M1$ et $M2$ sont en régime triode à condition que $VD1$ soit petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS1} + V_{DS0})$ et que $VD2$ soit petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS0})$. Ainsi, les transistors $M0$, $M1$ et $M2$ doivent être en régime triode et avoir les plus faibles V_{DS} possibles pour optimiser la plage de fonctionnement en multiplieur de ce circuit.

Toutefois, il est encore possible d'aller plus loin en exprimant K qu'avec les paramètres du modèle de la technologie et V_{DS0} . Pour cela, en injectant maintenant (III.86) et (III.87) dans (III.88) et en tenant compte de (III.94) et de (III.79), I_0 s'écrit :

$$I_0 = \beta_2 \frac{V_{DS1} + V_{DS2}}{2} (V_{GS1} + V_{GS2} - 2 \cdot V_{TH}). \quad (\text{III.98})$$

Or, du fait de l'équation (III.79) et que les tensions différentielles d'entrée sont centrées sur $VDD/2$, il est possible d'écrire :

$$V_{GS1} = \frac{VDD}{2} + \frac{VD2}{2} - V_{DS0} \quad (\text{III.99})$$

$$V_{GS2} = \frac{VDD}{2} - \frac{VD2}{2} - V_{DS0} \quad (\text{III.100})$$

ce qui en injectant dans (III.98) donne :

$$I_0 = \beta_2 \frac{V_{DS1} + V_{DS2}}{2} (VDD - 2 \cdot [V_{DS0} + V_{TH}]) \quad (\text{III.101})$$

et permet ainsi d'écrire :

$$\frac{V_{DS1} + V_{DS2}}{2} = \frac{I_0}{\beta_2 (VDD - 2 \cdot [V_{DS0} + V_{TH}])} \quad (III.102)$$

Le gain $K1$ exprimé dans (III.97) devient alors :

$$K1 = \sqrt{\frac{\beta_1 \beta_2}{2}} \times \sqrt{\frac{I_0}{\beta_2}} \frac{1}{VDD - 2 \cdot [V_{DS0} + V_{TH}]} \quad (III.103)$$

et se simplifie en :

$$K1 = \sqrt{\frac{\beta_1 I_0}{2}} \times \frac{1}{VDD - 2 \cdot [V_{DS0} + V_{TH}]} \quad (III.104)$$

Pour finir, il est ainsi remarquable de voir que le gain est dans ce cas dépendant de la polarisation du transistor $M0$. L'optimisation du gain passe ainsi par un courant I_0 et donc I_{DS0} élevé ainsi qu'une tension V_{DS0} faible, ce qui confirme une polarisation de $M0$ en régime triode.

3.4 Implémentation et performances du multiplieur MOS

L'étude théorique de la cellule de Gilbert à transistors MOS a montré comment élargir les plages de $VD1$ et de $VD2$ permettant d'obtenir un fonctionnement en multiplieur. Il en ressort ainsi que les transistors $M0$ à $M2$ doivent être polarisés en régime triode et que les transistors $M3$ à $M6$ doivent être polarisés en régime saturé. Le circuit indiqué sur la figure III.9 a ainsi été implémenté en respectant ces régimes de polarisation et en utilisant la technologie CMOS $0,35\mu\text{m}$ d'AMS avec une tension d'alimentation de $3,3\text{V}$. Le dimensionnement des transistors a quant à lui été réalisé à l'aide du logiciel « Cadence » et du simulateur « ELDO ». Le dessin des masques du circuit conçu est indiqué sur la figure III.14 et mesure $31\mu\text{m}$ par $20\mu\text{m}$ soit une surface de $620\mu\text{m}^2$ ou encore $0,00062\text{mm}^2$.

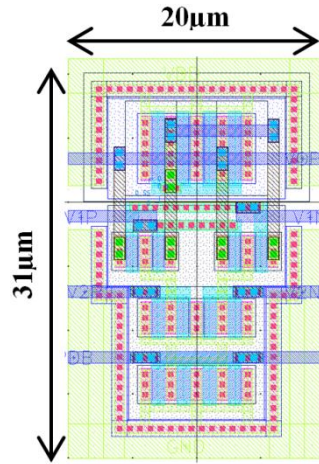


Figure III. 14 : Dessin des masques du multiplieur conçu.

Les tailles retenues pour chacun des transistors du multiplieur sont indiquées sur la figure III.15. Cette figure précise également pour chaque transistor le courant de polarisation, la tension grille-source et la tension drain-source lorsque V_{1P} , V_{1N} , V_{2P} et V_{2N} sont égaux à $V_{DD}/2$ soit 1,65V et lorsque PDB est égal à V_{DD} soit 3.3V. De même, la tension drain-source de saturation calculée par le simulateur et le régime de fonctionnement obtenu sont donnés. Enfin, le multiplieur affiche une tension de sortie V_{OP} de 1,75V lorsque V_{1P} , V_{1N} , V_{2P} et V_{2N} sont égaux à $V_{DD}/2$ au lieu des 1.65V désirés initialement. Cela ne pose cependant pas de problème du fait que cela peut être compensé par les circuits en aval. Enfin, cette tension particulière de V_{OP} est dans la suite appelée V_{OP_OFFSET} .

MOS	W (μm)	L (μm)	$ I_{DS} $ (μA)	$ V_{GS} $ (V)	$ V_{DS} $ (V)	$ V_{DS-SAT} $ (V)	Régime
M0	10	1	275	3,3	0,1	1,77	Triode
M1, M2	5	1	137,5	1,55	0,25	0,66	Triode
M3, M4, M5, M6	2,5	1	68,75	1,3	1,4	0,49	Saturé
MA, MB	10	1	137,5	1,55	1,55	0,73	Saturé

Figure III.15 : Dimension et polarisation des transistors du multiplieur.

Comme indiqué précédemment, la tension de mode commun en entrée qui est égale à $(V_{xP} + V_{xN})/2$ est fixée à $V_{DD}/2 = 1.65V$ et les tensions différentielles d'entrées qui sont égales à $V_{xP} - V_{xN}$ sont appelées $VD1$ et $VD2$. A l'aide des équations (III.44) et (III.96), il est alors possible d'écrire :

$$VOP = K \cdot VD1 \cdot VD2 + VOP_{OFFSET} \quad (III.105)$$

où K représente le gain du multiplieur et où VOP_{OFFSET} est la tension de sortie du multiplieur lorsque $V1P$, $V1N$, $V2P$ et $V2N$ sont égaux à $VDD/2$. Suivant ces notations, la dispersion du gain K a été étudiée pour des plages de $VD1$ et de $VD2$ données. Les métriques utilisées sont ici la valeur moyenne de K notée $\langle K \rangle$, l'écart-type de K noté σ_K et l'erreur associée en pourcent notée ε_K et définie par la relation :

$$\varepsilon_K = \frac{\sigma_K}{\langle K \rangle} \times 100. \quad (III.106)$$

Pour estimer la dispersion de K , le circuit a tout d'abord été simulé en tenant compte des éléments parasites (simulations « post-layout ») lorsqu'il fonctionne en multiplieur, c'est-à-dire lorsque $VD1$ est indépendant de $VD2$. Le réseau de caractéristique obtenue pour une plage de $VD1$ et de $VD2$ définie sur l'intervalle $[-400\text{mV} ; 400\text{mV}]$ est indiqué sur la figure III.16. A partir de ces courbes, il a été possible de déduire la dispersion de K pour différentes plages de $VD1$ et de $VD2$ à savoir $[-100\text{mV} ; 100\text{mV}]$, $[-200\text{mV} ; 200\text{mV}]$ et $[-400\text{mV} ; 400\text{mV}]$. Les résultats sont indiqués sur la figure III.17 et il en ressort que le gain moyen est relativement stable selon les intervalles car compris entre 4,51 et 4,60, mais surtout que l'écart-type de K et donc l'erreur, diminue au fur et à mesure que les plages de $VD1$ et de $VD2$ sont réduites. Cela était prévisible puisque plus les plages de $VD1$ et $VD2$ sont réduites, plus les conditions vues lors de l'étude théorique portant sur la valeur de ces tensions sont vraies. Par ailleurs, pour une plage de $[-400\text{mV} ; 400\text{mV}]$ qui est donc le pire cas, l'erreur moyenne de calcul du multiplieur est de 5,72% ce qui est relativement acceptable. Ainsi, les conditions théoriques sur les plages de tension permettant un fonctionnement en multiplieur de ce circuit sont vérifiées et sont pour rappel : $VD1$ petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS1} + V_{DS0})$ et $VD2$ petit devant $VDD - 2 \cdot (V_{TH} + V_{DS0})$, soit respectivement 1,5V et 2V pour la technologie et le dimensionnement utilisés.

Suite à cela, la dispersion du gain K a ensuite été étudiée lorsque le circuit fonctionne en étage de mise au carré, c'est-à-dire lorsque $VD1$ est égale à $VD2$. La caractéristique obtenue est indiquée sur la figure III.18 pour une plage de $VD1$ et de $VD2$ égale à l'intervalle $[-400\text{mV} ; 400\text{mV}]$. La courbe d'un étage de mise au carré idéal ayant le même gain est également superposée aux résultats obtenus en simulations « post-layout ». Il apparait que les courbes sont très proches l'une de l'autre comme le confirme l'analyse de la dispersion de K

indiquée sur la figure III.19. En effet, il apparait que pour l'intervalle $[-400\text{mV} ; 400\text{mV}]$, le gain moyen est de 4,50 et l'erreur de calcul n'est que de 1,02%, ce qui est encore plus faible que lorsque le circuit fonctionne en multiplieur sur ce même intervalle.

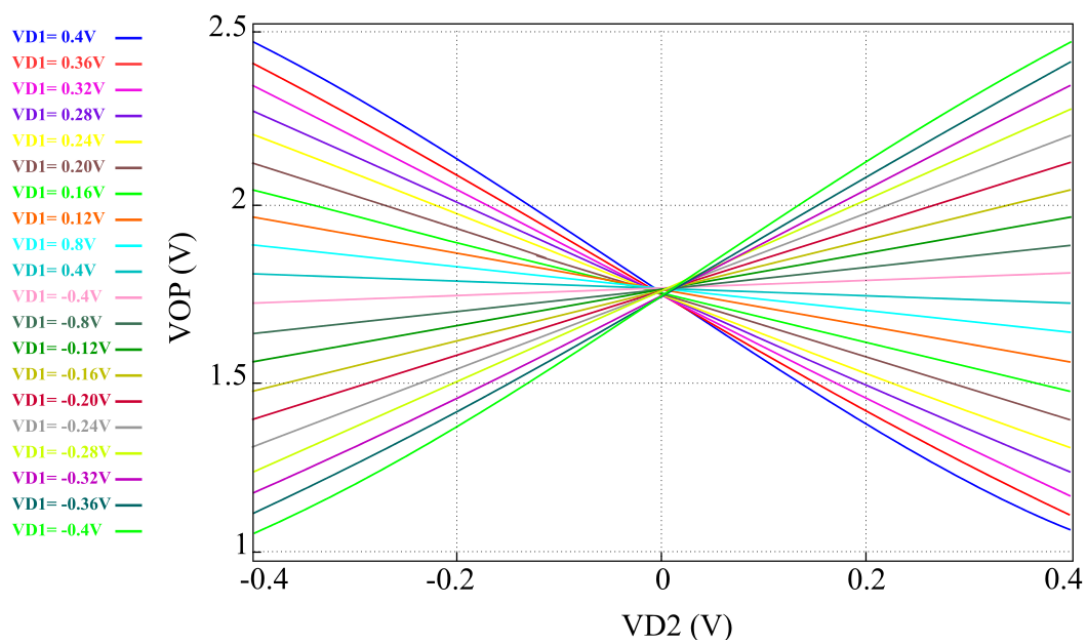


Figure III. 16 : Réseau de caractéristiques du circuit conçu lorsqu'il fonctionne en multiplieur (simulations « post-layout »).

Plage de VD1 et de VD2	$\langle K \rangle$	σ_K	ε_K (%)
(-100mV ; 100mV)	4.51	0,12	2,59
(-200mV ; 200mV)	4.54	0,18	3,86
(-400mV ; 400mV)	4.60	0,26	5,72

Figure III.17 : Dispersion du gain K du circuit conçu lorsqu'il fonctionne en multiplieur (simulations « post-layout »).

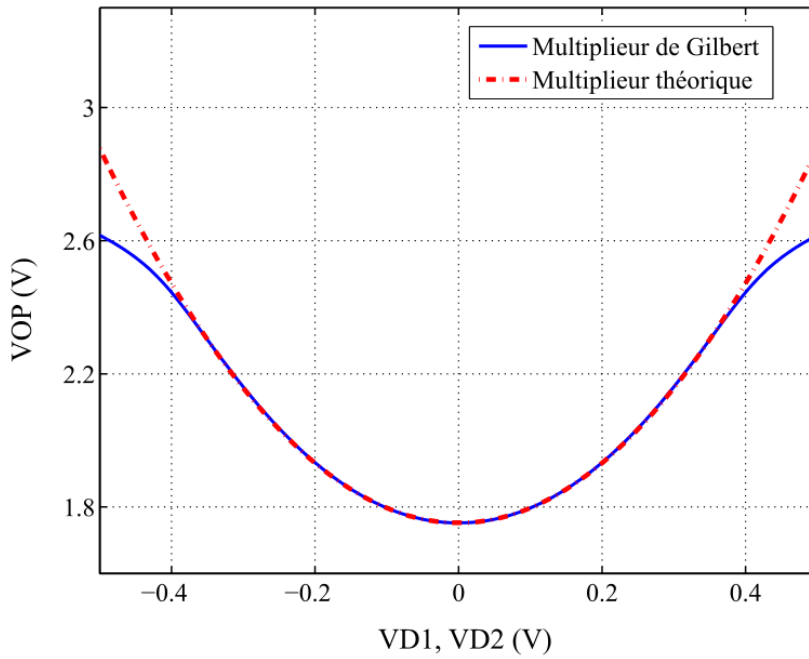


Figure III. 18 : Caractéristique du circuit conçu lorsqu'il fonctionne en étage de mise au carré (simulations « post-layout »).

Plage de VD1 et de VD2	$\langle K \rangle$	σ_K	ε_K (%)
(-100mV ; 100mV)	4.49	5,95m	0,13
(-200mV ; 200mV)	4.50	18,2m	0,41
(-400mV ; 400mV)	4.50	45,8m	1,02

Figure III.19 : Dispersion du gain K du circuit conçu lorsqu'il fonctionne en étage de mise au carré (simulations « post-layout »).

Pour finir, la sortie du multiplieur a quant à elle une vitesse de variation de $0,56\text{V}/\mu\text{s}$ sur une charge capacitive de 10pF et pour un échelon simultané de $VD1$ et de $VD2$ allant de 0V à $0,4\text{V}$. L'impédance de sortie basse fréquence R_{OUT} du multiplieur est quant à elle d'environ $100\text{k}\Omega$. Concernant la consommation, il est à noter que le courant consommé par le multiplieur est de $275\mu\text{A}$ (soit une puissance de $0,91\text{mW}$) lorsqu'il est allumé ($P_{\text{DB}} = V_{\text{DD}}$), mais il n'est que de 5pA (soit une puissance de $16,5\text{pW}$) lorsqu'il est éteint ($P_{\text{DB}}=0\text{V}$). De par la vitesse de variation de la tension de sortie du multiplieur et de par sa consommation très faible lorsqu'il est éteint, il est donc envisageable d'utiliser des techniques de gestion de l'alimentation qui consiste à éteindre les circuits dès qu'ils ont réalisées leur tâche. Ainsi, en admettant qu'il est possible de réaliser l'opération de multiplication et de mémoriser le résultat en moins de $10\mu\text{s}$, le multiplieur serait allumé avec un rapport cyclique de 250/100

000, 250Hz étant la fréquence d'échantillonnage standard d'un ECG, la consommation moyenne du multiplieur serait alors de 2,275μW.

4 Intégration du multiplieur développé dans les circuits de transformation non-linéaire

Le multiplieur étant conçu, il reste maintenant à l'intégrer dans les deux circuits réalisant les transformations non-linéaires qui ont été retenues dans le chapitre précédent, à savoir l'étage de mise au carré d'un détecteur d'énergie simple et le détecteur d'énergie non-linéaire « TEO ». Cette partie traite ainsi de la conception de ces deux solutions qui vont réaliser la transformation non-linéaire requis par les algorithmes de détection de la fréquence cardiaque et ce de manière analogique, ceci étant fait dans le but de déterminer laquelle de ces solutions permet de limiter l'impact qu'à une intégration analogique sur les taux de détection obtenus.

4.1 Intégration du multiplieur dans l'étage de mise au carré

Pour rappel, le multiplieur conçu possède une sortie unipolaire mais deux entrées différentielles. Or, du fait de la plate-forme utilisée dans la suite, seul un signal de test unipolaire peut être généré. L'étage de mise au carré ne peut donc pas être constitué du multiplieur seul. Ainsi, il est nécessaire d'implémenter une solution permettant de transformer le signal unipolaire de la plate-forme de test, en un signal différentiel symétrique par rapport à $VDD/2$. Par ailleurs, les entrées $V1P$ et $V2P$ de même que $V1N$ et $V2N$ sont connectées entre elles pour avoir $VD1$ égale à $VD2$ et ainsi obtenir en sortie une tension proportionnelle à la tension d'entrée au carré.

La solution retenue est indiquée sur la figure III.20, elle est basée sur l'utilisation de deux soustracteurs à amplificateurs opérationnels. Le premier va permettre de générer $ECGP$ qui est égal à $VOFFSET + ECG$ et le second de générer $ECGN$ qui est égal $VOFFSET - ECG$. En prenant ensuite $VOFFSET = VDD/2$, les signaux en entrée du multiplieur sont donc bien symétriques par rapport à $VDD/2$ comme cela a été prévu lors de sa conception. Enfin, un montage suiveur à amplificateur opérationnel a également été intégré dans le but de ne pas perturber le générateur arbitraire générant les signaux de test.

Concernant le choix de la résistance nécessaire aux soustracteurs, elle a été fixée à 100kΩ afin de réaliser un compromis entre la consommation électrique du circuit et la surface du silicium. De plus, l'impédance d'entrée basse-fréquence des soustracteurs étant égale à R, cela permet de fournir une impédance élevée au montage suiveur utilisé et donc de relâcher les

contraintes sur son dimensionnement. Enfin, le but étant ici uniquement de tester le cœur analogique du détecteur d'énergie à savoir l'étage de mise au carré, les amplificateurs ont directement été pris dans les bibliothèques fournies par AMS. Le dessin des masques du circuit obtenu est indiqué sur la figure III.21 et mesure 900µm par 1000µm soit une surface de 0,9mm². Enfin, comme indiqué sur la figure III.22, son fonctionnement a été validé en mesure où un signal ECG non-bruité lui a été injecté à l'aide d'un générateur arbitraire.

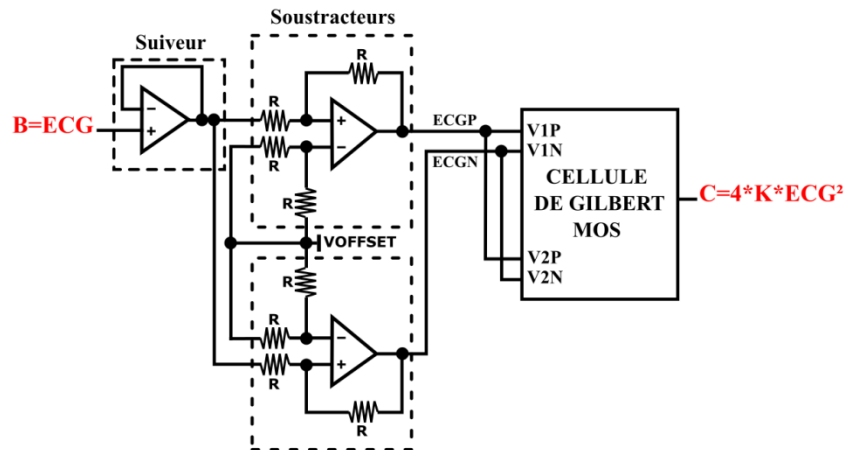


Figure III. 20 : Intégration du multiplieur dans l'étage de mise au carré testé.

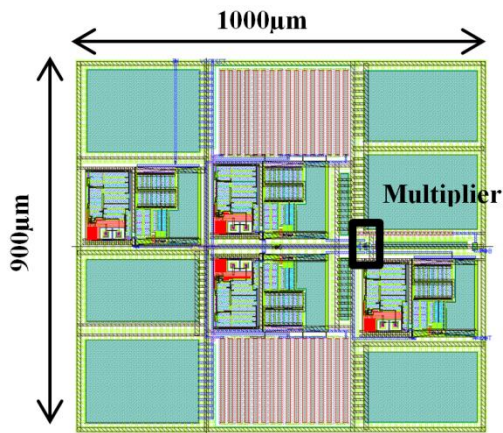


Figure III. 21 : Dessin des masques de l'étage de mise au carré testé.

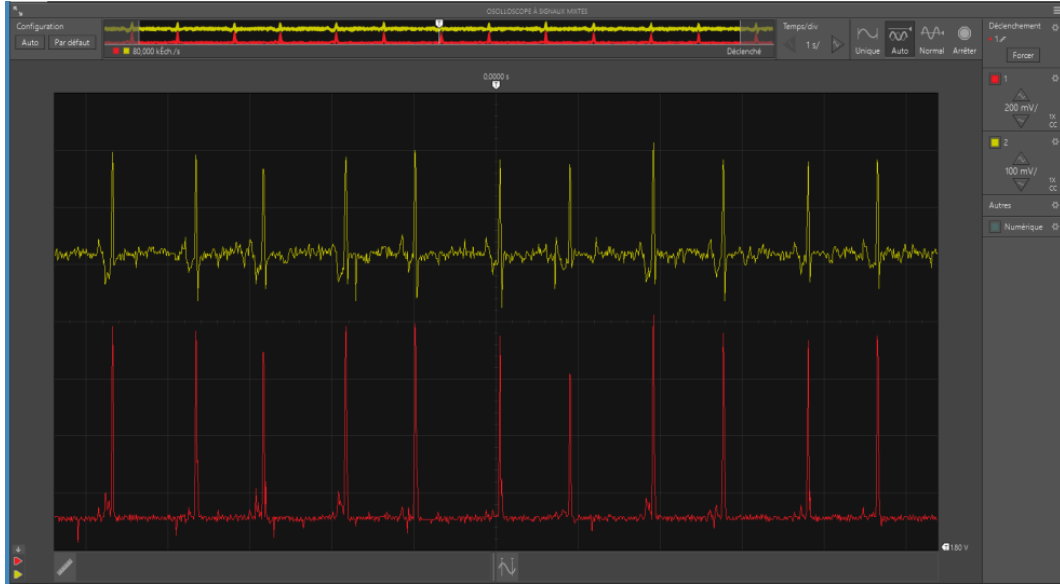


Figure III.22 : Capture d'écran des signaux en entrée et en sortie du circuit réalisant la mise au carré du détecteur d'énergie simple (voie 2 : signal d'entrée, voie 1 : signal de sortie).

4.2 Intégration du multiplieur dans un détecteur d'énergie non-linéaire TEO

Pour rappel, l'équation en temps discret de l'opérateur d'énergie non-linéaire « TEO » est :

$$\Psi[x(n)] = x(n)^2 - x(n-1) \cdot x(n+1) \quad (\text{III.106})$$

et consiste donc à prendre trois échantillons puis de réaliser un calcul entre eux nécessitant deux multiplications et une soustraction. Le circuit permettant d'estimer les performances de l'opérateur « TEO » contient donc tout d'abord un dispositif permettant de générer des échantillons symétriques par rapport à $VDD/2$ à partir du signal de mode commun fourni par la plate-forme de test. Le schéma structurel de cette première fonction est indiqué sur la figure III.23. Il s'agit du même montage que précédemment et est donc également composé d'un suiveur suivi de deux soustracteurs. Les ECGP et ECGN symétriques par rapport à $VDD/2$ étant générés, ils attaquent ensuite chacun une chaîne de trois échantillonneurs-bloqueurs afin d'obtenir les paires symétriques par rapport à $VDD/2$ de chacun des échantillons requis par (III.106). Le schéma de l'échantillonneur-bloqueur utilisé est indiqué sur la figure III.24 et est basé sur une porte de transmission CMOS. Cette porte utilise un transistor NMOS et un transistor PMOS de même dimension pour permettre un compromis entre les temps de charge et de décharge et la vitesse de réaction de la porte. La capacité stockant la tension a été choisie à 10pF afin d'assurer la rétention pendant une durée de $1/250$ soit 4ms, 250Hz étant la

fréquence requise pour l'échantillonnage d'un ECG. Enfin, comme pour le suiveur précédent, l'amplificateur opérationnel utilisé provient des bibliothèques fournies par AMS.

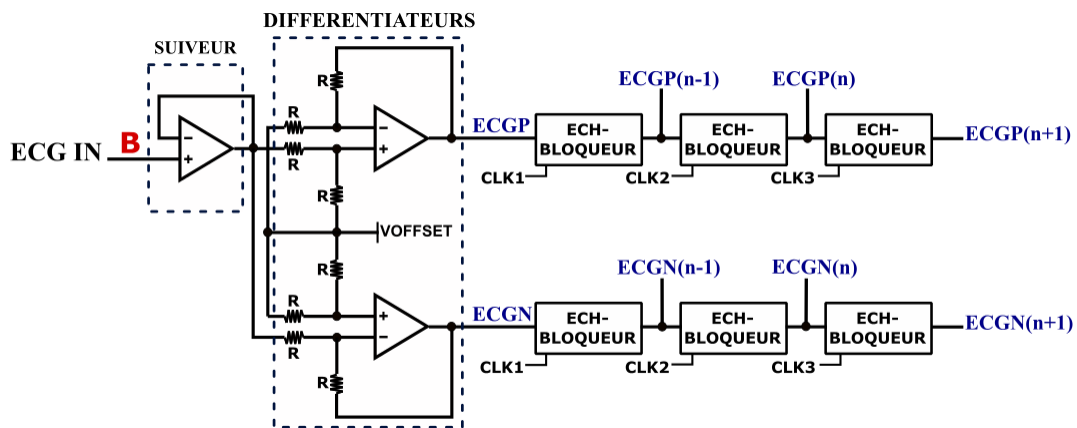


Figure III. 23 : Schéma structurel du triple générateur d'échantillons symétriques par rapport à $V_{DD}/2$.

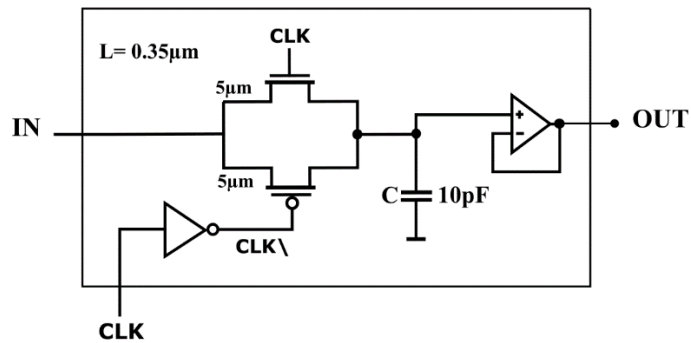


Figure III. 24 : Echantillonneur-Bloqueur à base de MOSFET.

Une fois les paires d'échantillons symétriques générées, il est maintenant possible de réaliser de manière analogique l'opération mathématique requise par l'opérateur « TEO ». Pour cela, le multiplieur conçu précédemment a été instancié deux fois. Chacun des multiplieurs attaque ensuite un montage suiveur puis la différence des deux multiplications est calculée à l'aide du montage soustracteur déjà utilisé. Enfin, un échantillonneur-bloqueur a été ajouté en sortie car il était prévu initialement de couper l'alimentation de tous les circuits entre le calcul de deux valeurs. Cependant, cette fonctionnalité n'a pas pu être implémentée et donc testée. Toutefois, le circuit permettant de générer les horloges requises par les différents échantillonneurs-bloqueurs a bien été conçu et sa structure est indiquée sur la figure III.26. Il s'agit d'un diviseur de fréquence par 8 réalisé à l'aide de trois bascules D dont les sorties sont judicieusement connectées à des portes NAND à trois entrées afin de générer les signaux tel qu'indiqué sur la figure III.27. Les bascules D et les portes NAND utilisées ont comme les amplificateurs opérationnels été prises dans les bibliothèques fournies par AMS.

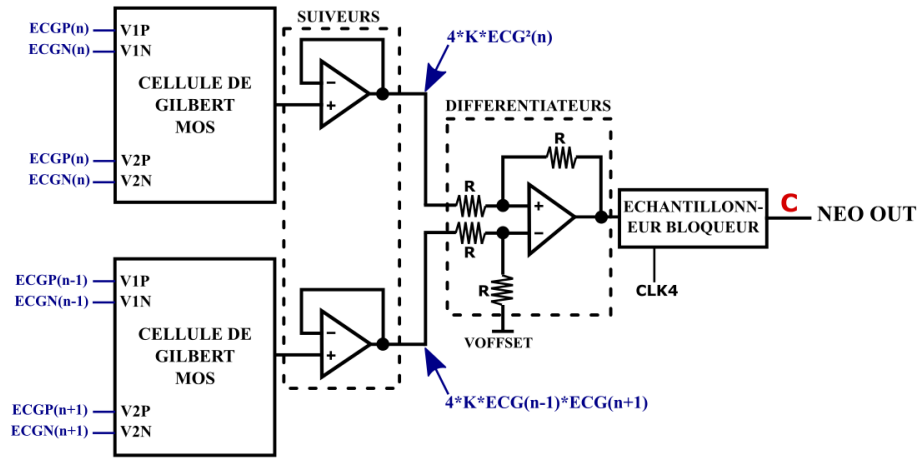


Figure III. 25 : Schéma structurel de l'opérateur d'énergie non linéaire « TEO ».

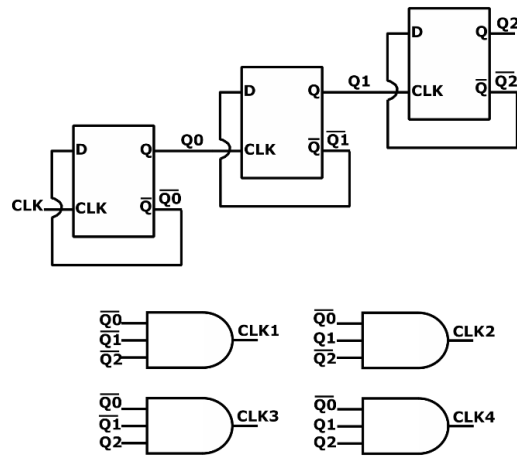


Figure III. 26 : Schéma structurel du générateur d'horloge permettant le contrôle des échantillonneurs-bloqueurs.

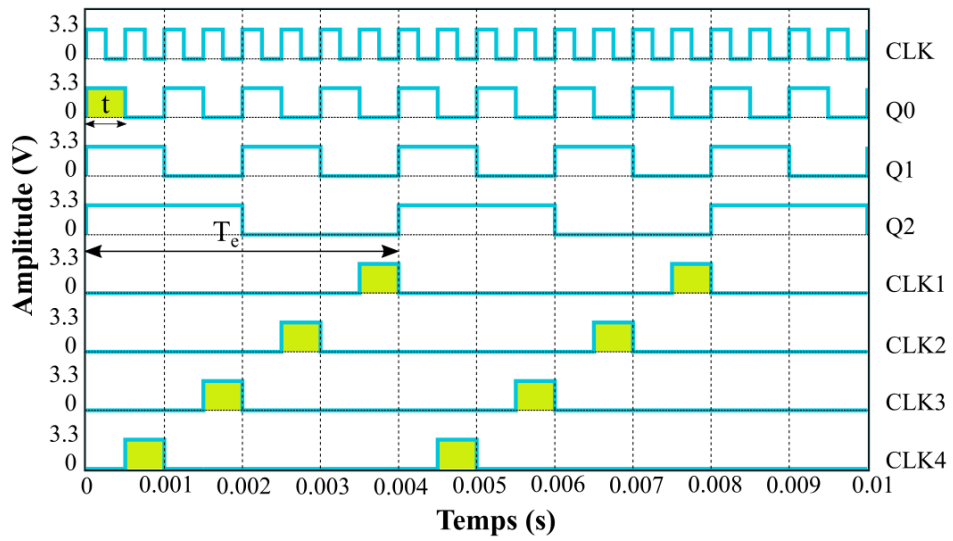


Figure III. 27 : Chronogrammes des horloges générées pour le contrôle des échantillonneurs-bloqueurs.

Pour finir, le dessin des masques du circuit réalisant l'opérateur d'énergie non-linéaire TEO est indiqué sur la figure III.28. Ses dimensions sont 1,99mm par 1,11mm soit une surface de 2,2mm². Enfin, la figure III.29 montre le résultat d'une simulation « post-layout » explicitant notamment le fonctionnement des échantillonneurs-bloqueurs et la figure III.30 valide quant à elle en mesure le fonctionnement du circuit conçu en lui injectant un signal ECG non-bruité à l'aide d'un générateur arbitraire.

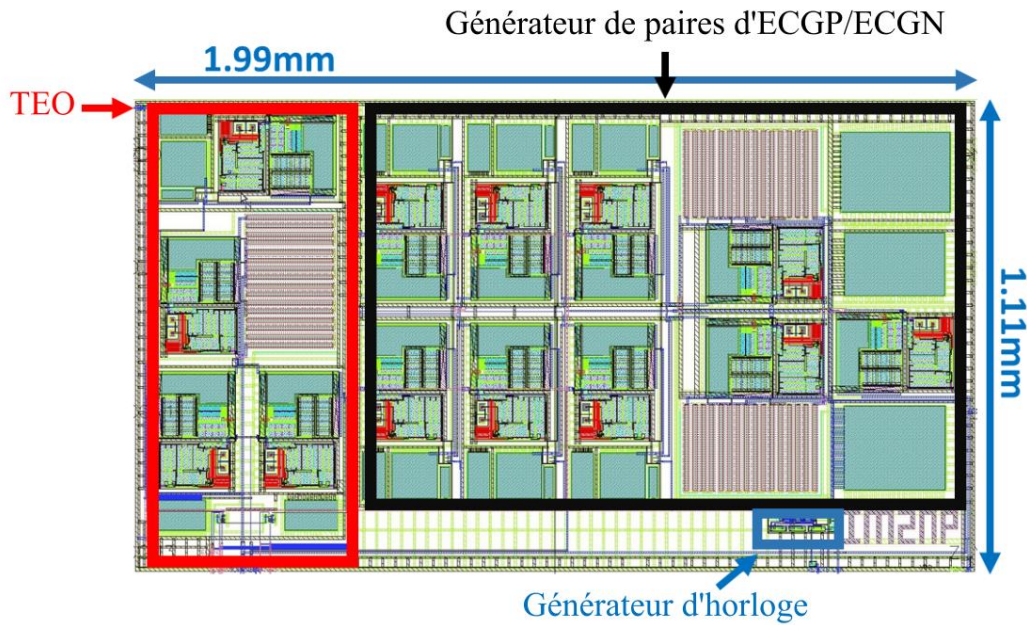


Figure III. 28 : Dessin des masques du détecteur d'énergie non-linéaire « TEO ».

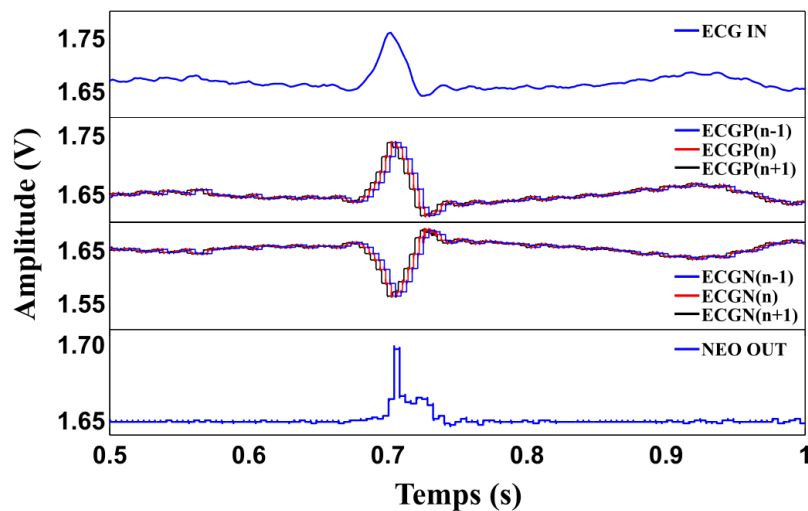


Figure III. 29 : Signaux intermédiaires et de sortie du détecteur d'énergie non-linéaire « TEO » obtenus en simulations « post-layout ».



Figure III.30 : Capture d'écran des signaux en entrée et en sortie détection non-linéaire d'énergie « TEO »
(voie 2 : signal d'entrée, voie 1 : signal de sortie).

4.3 Présentation de la plateforme de test

Pour permettre la mesure du taux de détection en utilisant les deux transformations non-linéaires conçues précédemment de manière analogique, à savoir l'étage de mise au carré d'un détecteur d'énergie simple et l'opérateur d'énergie non-linéaire « TEO », les deux circuits ont été mis en boîtier dans un DIL28. Ce boîtier s'intègre ensuite dans une plateforme de test qui a été conçue spécifiquement dans le cadre de cette thèse pour générer des signaux ECG bruités et récupérer les signaux en sortie des transformations non-linéaires. Elle s'articule autour du logiciel LabVIEW et du module VirtualBench de National Instrument, ce dernier étant utilisé pour générer le signal ECG bruité à l'aide du générateur arbitraire intégré, mais aussi pour faire l'acquisition des signaux en sortie des circuits à l'aide de l'oscilloscope intégré. Son schéma de principe est indiqué sur la figure III.31 et permet d'automatiser tout le processus de test. En effet, pour avoir des données statistiques représentatives de la réalité des choses, il est nécessaire d'effectuer des tests sur de très longues durées se mesurant en jours ou en semaines ce qui justifie l'automatisation des mesures.

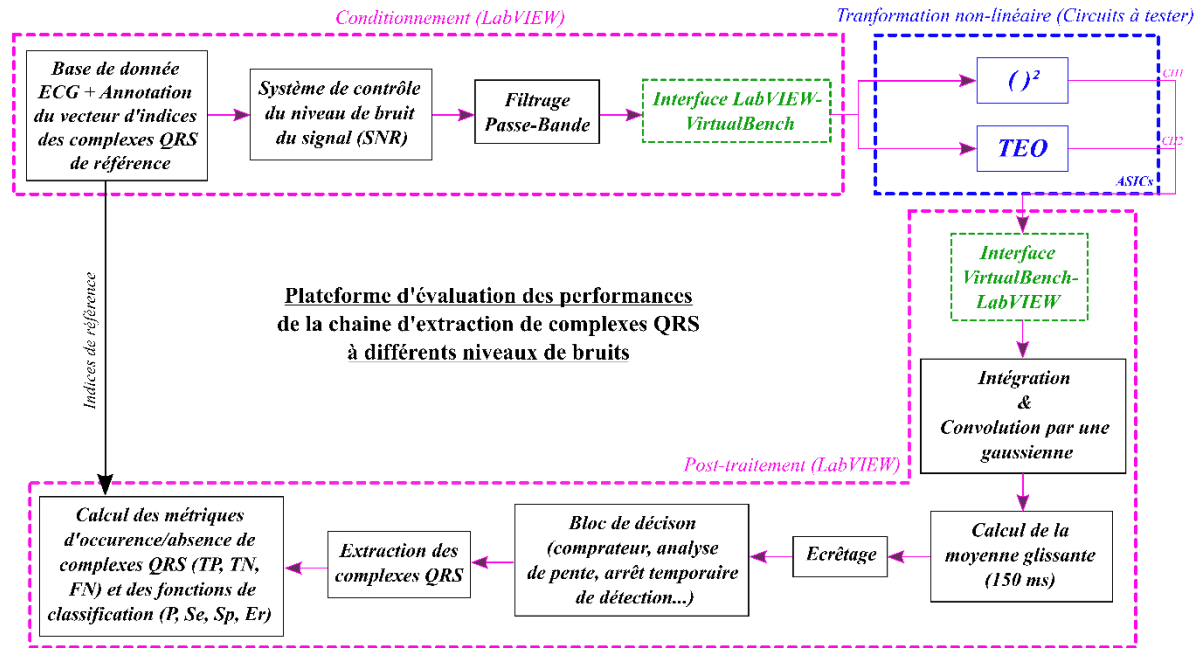


Figure III. 31 : Architecture de la plateforme de test permettant la mesure du taux de détection selon le niveau de bruit du signal ECG.

Pour cela, la plateforme de test possède ainsi une partie « Conditionnement » qui va générer à partir d'un signal ECG propre, un signal ECG présentant le rapport signal sur bruit voulu. Le signal ECG bruité est ensuite envoyé à la transformation non-linéaire réalisée dans le circuit par l'intermédiaire du générateur arbitraire du VirtualBench. Le signal en sortie de la transformation non-linéaire est ensuite numérisé par l'oscilloscope du VirtualBench afin de réaliser les opérations de post-traitement à savoir une intégration glissante suivie de la chaîne de décision proposée. Enfin le signal ECG original et l'emplacement des battements cardiaques présents étant parfaitement connus, les différentes métriques dont notamment le taux de détection, sont estimées en comparant ce qui a été détecté par la chaîne de décision et ce qui aurait dû être détecté. Enfin une photographie de la plateforme de test est indiquée sur la figure III.32.

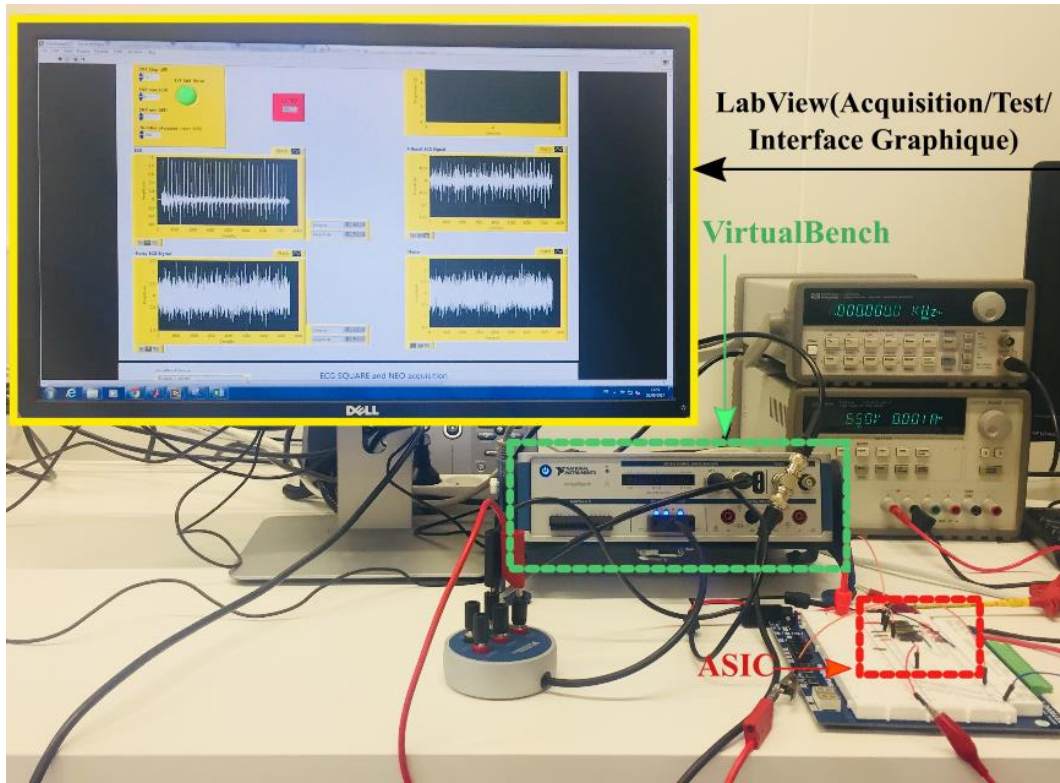


Figure III.32 : Photo de la plateforme de test permettant la mesure du taux de détection selon le niveau de bruit du signal ECG.

4.4 Performances obtenues avec les transformations non-linéaires conçues

Pour mesurer de manière significative le taux de détection obtenu en utilisant les transformations non-linéaires conçues, la plateforme de test a été configurée pour générer des signaux ECG aléatoirement bruités pendant une durée de 24h et ce pour chaque niveau de rapport signal sur bruit désiré. Que ce soit pour l'étage de mise au carré ou le détecteur non-linéaire d'énergie TEO, les rapports signal sur bruit testés sont compris dans l'intervalle $[-2\text{dB} ; 10\text{dB}]$, intervalle qui a été choisi à l'aide des résultats de simulations obtenus précédemment.

Les résultats de cette campagne de test sont indiqués sur la figure III.33 et permettent de comparer les taux de détection obtenus en mesure à ceux obtenus en simulation. Par ailleurs, il permet également la comparaison avec le taux de détection obtenu avec l'algorithme de Pan&Tompkins qui est l'algorithme de référence en matière de détection de la fréquence cardiaque à partir d'un signal ECG, de même que le modèle théorique développé pour le détecteur d'énergie simple.

Comme attendu, les résultats obtenus en mesure avec les deux étages de mise en forme sont dégradés par rapport à ceux qui ont été obtenus en simulation. Cependant, si un rapport de signal sur bruit de 0dB est considéré, la dégradation du taux d'erreur n'est que de 5% pour

l'étage de mise au carré et de 1% pour l'opérateur d'énergie linéaire « TEO ». De plus, les valeurs de la moyenne et de l'écart-type du taux d'erreur temporelle obtenues avec le « TEO » sont nettement inférieures à celles obtenues avec la mise au carré simple (mais également à celles obtenues avec l'algorithme de Pan&Tompkins alors qu'il s'agit pour ce dernier que de simulations). Ainsi, il apparaît que l'implémentation pratique de l'opérateur d'énergie TEO, qui contient beaucoup plus d'éléments que l'étage de mise au carré, est beaucoup moins sensible au bruit généré par les éléments qui le composent. Il semble donc à favoriser pour la détection de la fréquence cardiaque à partir d'un ECG lorsqu'un circuit analogique ad hoc est utilisé. Enfin, il serait intéressant de voir si ce comportement est toujours vrai à des fréquences plus élevées tel que dans les récepteurs radios impulsionnels ultra-large bande où des détecteurs d'énergie sont utilisés mais où les contraintes de bruit sont plus importantes.

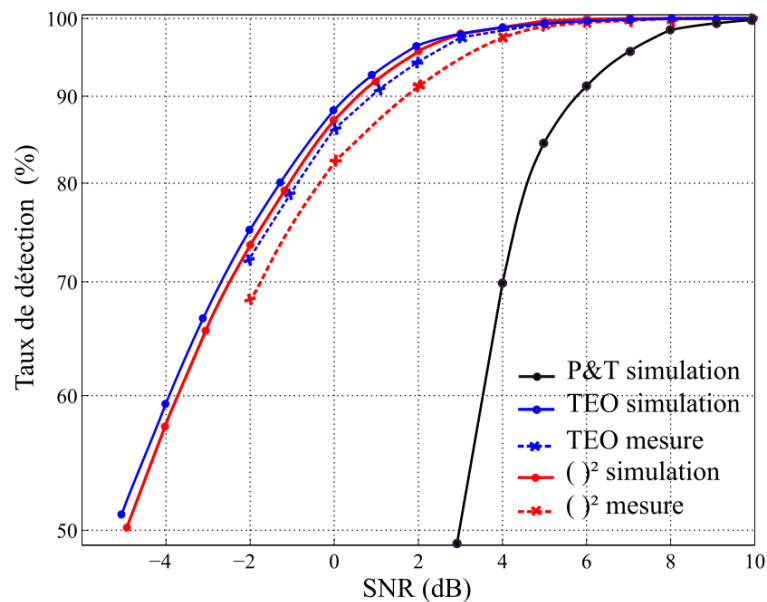


Figure III.33 : Taux de détection en fonction du rapport signal sur bruit.

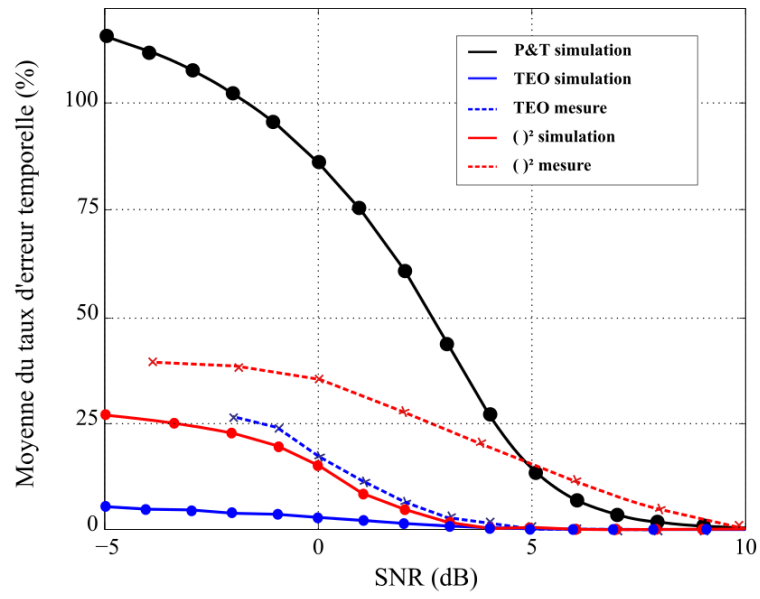


Figure III.34 : Moyenne du taux d'erreur temporelle en fonction du rapport signal sur bruit.

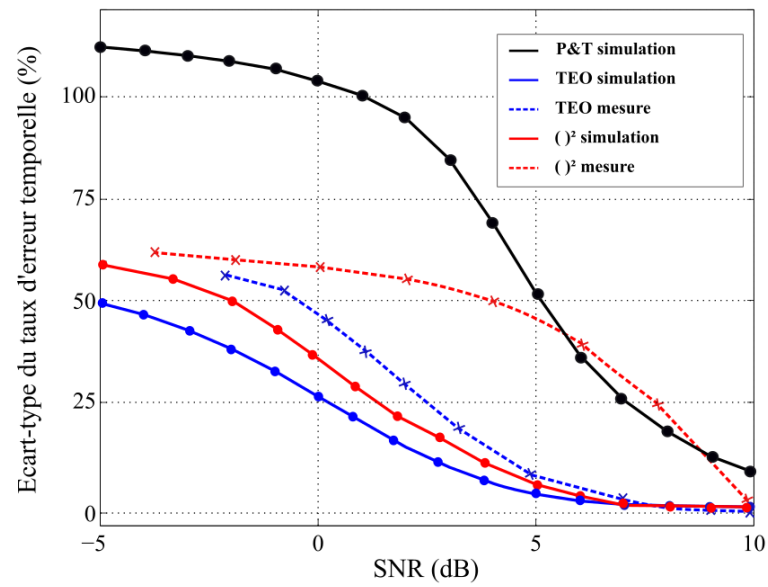


Figure III.35 : Ecart-type du taux d'erreur temporelle en fonction du rapport signal sur bruit.

5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, la conception du multiplieur requis par les transformations non-linéaires proposées précédemment a été abordée. Ainsi, après avoir effectué une revue des multiplieurs existants, il apparaît que l'utilisation de structures bipolaires implique soit des niveaux de tensions très faibles ($<52\text{mV}$) sur chacune de ses entrées ou soit un niveau très faible ($<52\text{mV}$) sur une entrée et un niveau très fort ($>700\text{mV}$) sur l'autre. Une solution permettant de pallier cela, basée sur des amplificateurs logarithme et exponentiel, a donc été présentée. Cependant, celle-ci se révèle non-pertinente en termes de coût et de surface du fait du nombre de composants requis et de sa complexité.

La solution d'une structure CMOS de multiplieur utilisant la même architecture que la cellule de Gilbert a finalement été retenue et il a été démontré que selon les conditions de polarisations des transistors, il est possible de conserver un fonctionnement en multiplieur pour des niveaux de tensions en entrées de plusieurs centaines de millivolt. A la suite de cela, un multiplieur a été conçu en technologie $0,35\mu\text{m}$ d'AMS en utilisant les régimes de polarisation définis plus tôt. Il en ressort que pour une plage d'entrée comprise entre $[-0,4\text{V} ; 0,4\text{V}]$, le circuit conçu est capable d'une part de calculer une multiplication avec une erreur de $5,72\%$ et d'autre part, de calculer une mise au carré avec une erreur de $1,02\%$.

Enfin, le but de ce chapitre étant de voir l'impact d'une implémentation réelle des deux transformations non-linéaires sur le taux de détection obtenu, le multiplieur a été intégré dans deux circuits plus complexes à savoir, l'étage de mise au carré d'un détecteur d'énergie simple et l'opérateur non-linéaire d'énergie « TEO ». La conception de ces deux circuits a donc été abordée de même que la plate-forme permettant de les tester et qui a été spécialement conçue dans le cadre de cette thèse. Il ressort des tests effectués que le taux de détection en fonction du rapport signal sur bruit est relativement peu impacté par les implémentations pratiques. Ceci est d'autant plus vrai pour l'opérateur non-linéaire d'énergie « TEO » qui bien que plus complexe que l'étage de mise au carré, affiche des taux de détection mesurés et simulés se superposant quasiment. Concernant maintenant l'erreur temporelle, l'opérateur « TEO » présente encore une fois de meilleurs résultats que ce soit en simulation ou en mesure, la différence avec la mise au carré simple était nettement plus marquée avec ces critères. Il semble ainsi que l'opérateur « TEO » soit moins sensible aux imperfections des composants qui le constituent et semble donc un bon candidat pour

l'application visée ici. Par ailleurs, son utilisation mériterait d'être investiguée pour des applications plus contraignantes telles que les applications radiofréquences.

6 Bibliographie du chapitre

- [1] G. Moore, "*Thoughts on Moore's Law and Related Topics*," Intel, 2015. Article en ligne : http://download.intel.com/newsroom/kits/ml50/pdfs/GordonMoore_QA.pdf
- [2] M. Mitchell Waldrop, "*The chips are down for Moore's law*," nature, 2016. Article en ligne : <https://www.nature.com/news/the-chips-are-down-for-moore-s-law-1.19338>
- [3] Thomas N. Theis et H.-S. Philip Wong "*The End of Moore's Law: A New Beginning for Information Technology*," Columbia University and Stanford University, 2017. DOI : 10.1109/MCSE.2017.29
- [4] A. Sanyal, A. Rastogi, W. Chen et S. Kundu, "*An Efficient Technique for Leakage Current Estimation in Nanoscaled CMOS Circuits Incorporating Self-Loading Effects*," in IEEE Transactions on Computers, vol. 59, no. 7, pp. 922-932, July 2010. DOI : 10.1109/TC.2010.75
- [5] K. Roy, S. Mukhopadhyay et H. Mahmoodi-Meimand, "*Leakage current mechanisms and leakage reduction techniques in deep-submicrometer CMOS circuits*," in Proceedings of the IEEE, vol. 91, no. 2, pp. 305-327, Feb 2003. DOI : 10.1109/JPROC.2002.808156
- [6] R. Vauche, S. Bourdel, N. Dehaese, J. Gaubert, O. Ramos Sparrow, E. Muhr et H. Barthelemy, "*High efficiency UWB pulse generator for ultra-low-power applications*," International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 8, no. 3, pp. 495–503, 2015. DOI : 10.1017/S1759078715000355
- [7] J. F. Pons, N. Dehaese, S. Bourdel, J. Gaubert et B. Paille, "*RF Power Gating: A Low-Power Technique for Adaptive Radios*," in IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 24, no. 4, pp. 1377-1390, April 2016. DOI : 10.1109/TVLSI.2015.2449243
- [8] M. Wurzer, T. F. Meister, S. Hackl, H. Knapp et L. Treitinger, "*30 GHz active mixer in a Si/SiGe bipolar technology*," 2000 Asia-Pacific Microwave Conference. Proceedings (Cat. No.00TH8522), Sydney, NSW, 2000, pp. 780-782. DOI : 10.1109/APMC.2000.925948
- [9] A. M. Niknejad, "*RF Mixers*," Advanced Communication Integrated Circuits, University of California, Berkeley. Article en ligne : http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee242/pdf/ee242_mixer_fund.pdf

- [10] T. Enomoto et M. A. Yasumoto, "*Integrated MOS four-quadrant analog multiplier using switched capacitor technology for analog signal processor ICs*," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 20, no. 4, pp. 852-859, Aug 1985. DOI : 10.1109/JSSC.1985.1052399
- [11] G. Colli et F. Montecchi, "*Low voltage low power CMOS four-quadrant analog multiplier for neural network applications*," 1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Circuits and Systems Connecting the World. ISCAS 96, Atlanta, GA, 1996, pp. 496-499 vol.1. DOI : 10.1109/ISCAS.1996.539993
- [12] S. C. Qin et R. L. Geiger, "*A ± 5 -V CMOS analog multiplier*," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 22, no. 6, pp. 1143-1146, Dec 1987. DOI : 10.1109/JSSC.1987.1052866
- [13] Z. Wang, "*A four-transistor four-quadrant analog multiplier using MOS transistors operating in the saturation region*," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 42, no. 1, pp. 75-77, Feb 1993. DOI : 10.1109/19.206689
- [14] G. Han et E. Sanchez-Sinencio, "*Corrections to CMOS transconductance multipliers: a tutorial*," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, no. 5, pp. 660-660, May 1999. DOI : 10.1109/TCSII.1999.769820

Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse est de contribuer à l'amélioration des algorithmes de détection des battements cardiaques dans les signaux ECG. Pour cela, le comportement physiologique du cœur et le signal ECG émis par ce dernier ont tout d'abord été étudiés. Puis, différentes pathologies liées aux troubles du rythme cardiaque ont été présentées pour souligner l'importance d'une détection précise et en continu de la fréquence cardiaque instantanée et ce, même lorsque la qualité des signaux est altérée par différents interférents qu'ils proviennent du bruit intrinsèque du signal ou du bruit ajouté par la méthode de mesure.

Dans le deuxième chapitre, les différentes techniques de détection des complexes QRS dans les signaux ECG ont été passées en revue dont notamment la transformée en ondelettes, la transformée d'Hilbert après filtrage dérivateur ou encore la décomposition modale empirique. L'étude des blocs élémentaires requis par ces méthodes, mais également celle de l'algorithme Pan & Tompkins qui est la référence dans ce domaine, ont permis de composer un algorithme basé sur la détection d'énergie. Deux versions de celui-ci ont d'ailleurs été élaborées, l'une utilisant une mise au carré simple et l'autre utilisant l'opérateur non-linéaire d'énergie « TEO ». Elles ont ensuite été implémentées sur Matlab, de même que l'algorithme de Pan & Tompkins, afin de déterminer quelle chaîne est la plus performante. Il en ressort que l'algorithme de Pan & Tompkins présente de moins bonnes caractéristiques quel que soit le rapport signal sur bruit étudié. De plus, la version de l'algorithme proposé utilisant la mise au carré et celle utilisant l'opérateur non-linéaire d'énergie TEO présente des performances semblables. Pour vérifier leur sensibilité à une implémentation réelle, il est proposé ensuite d'intégrer ces deux transformations non-linéaires dans un ASIC avec la technologie CMOS 0,35 μ m d'AMS.

Un multiplieur analogique étant requis aussi bien pour l'implémentation de l'étage de mise au carré que celle de l'opérateur d'énergie non-linéaire « TEO », une revue des multiplieurs existants a été faite au début du dernier chapitre. Il en ressort que la structure de Gilbert en MOS est celle qui permet de conserver un fonctionnement en multiplieur pour des niveaux de tensions en entrées de plusieurs centaines de millivolt selon certaines conditions de polarisation. Les transformations non-linéaires ont ensuite été conçues autour de cette structure. Enfin, l'objectif du dernier chapitre étant d'observer le comportement des deux

transformations non-linéaires en environnement pratique et bruité, la réalisation d'une plateforme de tests spécialement dédiée aux circuits réalisés a permis d'évaluer leurs performances. Il en ressort que l'opérateur non-linéaire d'énergie « TEO » est le moins sensible aux imperfections des composants.

Finalement, il est important de noter que l'essence de cette thèse fut d'améliorer les performances de la chaîne de détection des battements cardiaques dans un signal ECG. Par ailleurs, des pistes d'amélioration de cette chaîne restent intéressantes à exploiter. En perspective de cette thèse, une réduction de la consommation de l'opérateur d'énergie non-linéaire pourrait être envisagée en utilisant des techniques de gestion d'alimentation et qui consisteraient ici à éteindre les circuits entre deux échantillons. Par ailleurs, l'étape de décision peut également être améliorée pour maximiser le taux de détection.

Pour conclure, ces travaux de recherche ont permis d'explorer le comportement d'un détecteur de battements cardiaques en termes de rapport signal-à-bruit. Malgré les nombreuses techniques de détection de complexes QRS, cet axe n'a pas suffisamment été étudié dans la littérature et mérite une investigation plus approfondie. En effet, la détection précise du battement cardiaque en milieux contraints permettrait une avancée considérable dans le domaine de la télésurveillance cardiovasculaire.

