

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**UNIVERSITE MENTOURI DE CONSTANTINE
FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE**

**N° d'ordre : 129 /TS / 2011.
Série : 20 /elect / 2011.**

THESE

Présentée pour obtenir le diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : ELECTRONIQUE

Option : TRAITEMENT DU SIGNAL

Par :

Benmalek Messaoud

THEME

**CONTRIBUTION A L'ANALYSE DE L'ELECTROCARDIOGRAMME (ECG) EN
UTILISANT LES CONCEPTS DES OPERATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE**

Soutenu le : 21/11/2011

Devant le Jury :

Président	M. Khamadja	Professeur, Université de Constantine
Rapporteur	A. Charef	Professeur, Université de Constantine
Examineurs	A. Bennia	Professeur, Université de Constantine
	A. Goutas	Maître de Conférence "A", Université de Skikda
	R. Mansouri	Maître de Conférence "A", Université de Tizi-Ouzou

Année : 2011

Dédicaces

A ma glorieuse Nation,

A mes parents,

A mes frères, mes sœurs, mes belles-sœurs, mes

beaux-frères,

A mes nièces et mes neveux,

A tous mes amis,

A tous ceux qui travaillent pour que cette Nation

Soit meilleure.

Remerciements

Cette thèse est l'occasion pour moi de remercier toutes les personnes qui ont contribué à ce travail ainsi que celles que j'ai pu rencontrer durant ces années d'études.

Tout d'abord, je tiens à exprimer toute ma profonde reconnaissance au Professeur Abdelfatah Charef pour m'avoir proposé ce sujet de thèse passionnant qui m'a permis de me former dans le domaine de la recherche biomédicale. Je le remercie, aussi, de m'avoir proposé de nouvelles idées de qualité pour mon travail. Je le remercie, également, de m'avoir témoigné de sa confiance et de son aide scientifique. Sans lui, la thèse n'aurait jamais vu le jour.

Je tiens à exprimer ma gratitude aux personnes qui ont accepté de juger ce travail :
Je remercie Monsieur le Professeur Mohamed Khamadja, de l'université de Constantine, qui m'a fait l'honneur d'accepter de présider le jury ;
Monsieur le Professeur Abdelhak Bennia, de l'université de Constantine, d'avoir accepté de me consacrer son temps en jugeant cette thèse. J'en suis honoré et je l'en remercie sincèrement ;

Je remercie également le Maître de Conférences "A" Ahcène Goutas, de l'université de Skikda, qui a accepté de juger ce travail de thèse ;
Je remercie le Maître de Conférences "A" Rachid Mansouri, de l'université de Tizi-Ouzou, qui a accepté d'être membre du jury et de juger cette thèse ;

Je tiens également à exprimer ma plus vive reconnaissance à mon ami le Docteur Fayçal Abdelliche.

Je remercie aussi toute l'équipe du laboratoire de traitement du signal, équipe système, pour leurs aides, serviabilités et leurs encouragements.

Mes remerciements du fond du cœur vont à ma famille qui a su me donner, sans cesse, son soutien, son amour et l'envie d'apprendre encore plus.

Enfin, merci à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant ces années de recherche et d'études, un grand merci à tous mes amis.

Université de Constantine

Table des matières

Laboratoire du traitement de signal

Table des matières

Remerciements	i
Liste des figures	vi
Liste des tableaux	x
Introduction Générale	2
Chapitre I Electrocardiographie	
I.1. Le Cœur.....	6
I.1.1. Anatomie cardiaque normale.....	6
I.1.2. Système de conduction électrique.....	7
I.2. L'électrocardiographie.....	8
I.2.1. Principe de l'électrocardiogramme	9
I.2.2. Electrophysiologie des cellules cardiaque.....	9
I.2.3. ECG normal.....	10
I.2.3.1. Ondes enregistrées.....	10
I.2.3.2. Intervalles temporels.....	12
I.2.4. Système de dérivations standard.....	13
I.2.4.1. Loi d'Einthoven	13
I.2.4.2. Dérivations bipolaires	14
I.2.4.3. Dérivations unipolaires	14
I.3. Enregistrement de l'électrocardiogramme.....	16
I.4. Artefacts visibles sur l'électrocardiogramme.....	20
I.5. l'ECG au Holter.....	23
Chapitre II Opérateurs d'ordre fractionnaire	
II.1 Introduction	26
II.2 Historique et applications du calcul fractionnaire.....	26
II.3 Définitions populaires des operateurs d'ordre fractionnaire	27
II.4 Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire.....	29
II.5 Approximations rationnelles d'opérateurs d'ordre fractionnaire.....	29
II.5.1 Approximation rationnelle de l'intégrateur d'ordre fractionnaire	30

II.5.2	Approximation rationnelle du dérivateur d'ordre fractionnaire	32
Chapitre III	Conception de Filtres Numériques Pour le Traitement de l'ECG	
III.1	Introduction.....	37
III.2	Filtrage des artefacts de l'ECG.....	38
III.3	Filtres Numérique pour le Traitement de l'ECG.....	39
III. 3.1	Filtre triangulaire.....	39
III.3.2	Intégrateur et différentiateur d'ordre fractionnaire numérique	40
III.3.3	Filtre numérique dérivé du système fractal de His-Purking.....	45
III.4	Conception de filtres numériques passe-bande pour le traitement de l'ECG.....	46
III.4.1	Utilisation des opérateurs d'ordre fractionnaire numériques.....	46
III.4.2	Utilisation du système fractal de His-Purkinje.....	56
III.4.2.1	Filtre numérique passe-bande pour la détection.....	56
III.4.2.2	Filtre numérique passe-bande pour la classification	61
III.5	Conclusion	64
Chapitre IV	Détection du complexe QRS	
IV.1	Introduction	66
IV.2	Quelques détecteurs de l'onde R du complexe QRS	68
IV.2.1	Algorithmes basés sur la transformée en ondelettes.....	68
IV.2.2	Algorithmes basés sur les réseaux de neurones	69
IV.2.3	Algorithme basé sur le filtrage numérique	69
IV.2.3.1	Algorithme de Pan.....	69
IV.2.3.2	Algorithme de Ferdi basé sur le dérivé fractionnaire	73
IV.2.3.3	Algorithme de Benitez	74
IV.2.3.4	Algorithme de DF2	75
IV.2.4	Autres algorithmes.....	75
IV.2.4.1	Algorithme de MOBD	75
IV.2.4.2	Algorithme d'AF2	75
IV.2.4.3	Algorithme de Kadambe	75
IV.2.4.4	Algorithme de Gritzali	76
IV.3	Applications de l'algorithme de détection.....	76

IV.3.1 Données d'ECG.....	76
IV.3.2 Prétraitement.....	77
IV.3.2.1 Prétraitement d'ECG basé sur les operateurs fractionnaires.....	79
IV.3.2.2 Prétraitement d'ECG basé sur le système de His-Purkinje.....	87
IV.3.3. Procédure de la détection de l'onde R.....	90
IV.3.3.1 Méthodologie.....	90
IV.3.3.2 Résultats.....	91
IV.3.4 Evaluation et discussion les résultats.....	103
IV.4. Conclusion.....	107
Conclusion Générale	108
Références	112

Université de Constantine

Liste des figures

Laboratoire du traitement de signal

Liste des figures

I.1. Anatomie du cœur.....	6
I.2. Illustration schématique du système de conduction électrique du cœur.....	7
I.3. Schéma des voies de conduction intracardiaques.....	8
I.4. Courbe du potentiel d'action : Dépolarisation d (rapide) et Repolarisation r (lente)....	10
I.5. ECG normal (intervalles temporels et différentes ondes).....	13
I.6. Dérivations standard DI, DII, et III.....	14
I.7. Système de Wilson.....	15
I.8. Connexion des électrodes pour les dérivations unipolaires.....	16
I.9. Dérivations précordiales.....	16
I.10. Système d'enregistrement de l'ECG.....	17
I.11. Schéma bloc d'un enregistreur d'ECG actuel.....	19
I.12. Signal électrocardiographique perturbé par le secteur.....	20
I.13. Bruit dû aux mouvements des électrodes.....	21
I.14. Mouvements de la ligne de base.....	22
I.15. Bruit musculaire.....	22
I.16. Enregistreur Syneflash de la société Ela Medical.....	24
III.1. Schéma d'un détecteur de l'onde R.....	37
III.2. Densité spectrale de puissance de l'ECG et de ses composantes.....	38
III.3. Le tracé de Bode de l'intégrateur $s^{-0,3}$ et son implémentation numérique.....	44
III.4 : le tracé de Bode de différentiateur $s^{0,7}$ et son implémentation numérique.....	44
III.5. Schéma fonctionnel du filtre passe bande proposé.....	46
III.6. SNR du signal Enregistrement (104) pour différentes valeurs de m.....	48
III.7. SNR du signal Enregistrement (105) pour différentes valeurs de m.....	48
III.8. SNR du signal Enregistrement (107) pour différentes valeurs de m.....	49
III.9. SNR du signal Enregistrement (108) pour différentes valeurs de m.....	49
III.10. SNR du signal Enregistrement (114) pour différentes valeurs de m.....	50
III.11. SNR du signal Enregistrement (116) pour différentes valeurs de m.....	50
III.12. Module des réponses fréquentielle du filtre passe-bande numérique pour $m=0.68$ et différentes valeurs de L.....	51
III.13. Les réponses impulsionnelles du filtre passe-bande numérique pour $m=0.68$ et différentes valeurs de L.....	51

III.14 .A: ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105.....	53
III.15 .B: ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105.....	54
III.16 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 108.....	54
III.17 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 203.....	55
III.18 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 117.....	55
III.19 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 111.....	56
III.20 : Schéma fonctionnel du second filtre passe bande proposé.....	57
III.21: Amplitude de la réponse fréquentielle du filtre passe-bande numérique proposée basé sur filtre numérique RIF du système fractal de His-Purkinje.....	57
III.22 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105.....	58
III.23 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 108.....	58
III.24 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 203.....	59
III.25 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 117.....	59
III.26 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 111.....	60
III.27: Schéma fonctionnel du second filtre passe bande proposé pour la classification.....	61
III.28 : Amplitude de la réponse fréquentielle du filtre passe-bande numérique proposée basé sur filtre numérique RIF du système fractal de His-Purkinje pour la classification....	61
III.29 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 117.....	62
III.30 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 111.....	62
III.31 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105.....	63
III.32 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 203.....	63
IV.1 Schéma bloc d'un détecteur de QRS.....	68
IV.2 Diagramme des étapes de l'algorithme de Pan et Tompkins.....	69
IV.3: Décomposition des six étapes de l'algorithme de Pan et Tompkins.....	70
IV.4 : A partir des 5 QRS précédents, l'algorithme calcule un seuil. Un maximum est validé comme complexe QRS s'il est supérieur au seuil.....	71
IV.5 : Si aucun QRS n'est détecté avant un certain temps - 166% de l'intervalle RR moyen des 5 derniers complexes validés -, l'algorithme recommence la recherche de maximum avec un seuil abaissé à 10% de la moyenne des amplitudes des 5 derniers maxima validés.....	72
IV.6. La relation d'un complexe de QRS à l'intégration mobile forme d'onde. (a) Signal d'ECG. (b) Rendement d'intégrateur de moving-fenêtre. QS: Largeur de QRS. W: largeur de la fenêtre d'intégrateur.....	73
IV.7. Diagramme des étapes de l'algorithme de Benitez	74

IV.8. Prétraitement du signal ECG.....	78
IV.9. Prétraitement d'un ECG avec déviation graduelle de la ligne de base (enregistrement 105).....	81
IV.10. Prétraitement d'un ECG avec onde R avec pics multiples (enregistrement 111)	82
IV.11. Prétraitement d'un ECG avec ondes P de grandes amplitudes (enregistrement 108)...83	
IV.12. Prétraitement d'un ECG avec bruit haute fréquence et PVC (enregistrement 203).....	84
IV.13. Prétraitement d'un ECG fortement bruité (enregistrement 105).....	85
IV.14. Prétraitement d'un ECG avec ondes T de grandes amplitudes (enregistrement 117)...86	
IV.15 (a) ECG bruité, (b) le signal à seuiller du prétraitement proposé par Pan & Tompkins et (c) le signal à seuiller du Prétraitement proposé.....	89
IV.16. Le schéma fonctionnel du détecteur d'onde R.....	90
IV.17. ECG avec une qualité acceptable (100).....	92
IV.18 ECG contenant des ondes R des pics multiples (111).....	92
IV.19 ECG avec déviation graduelle de la ligne de base (105).....	93
IV.20 ECG a bruit de hautes fréquences et PVC (203).....	94
IV.21 ECG fortement bruité (105).....	95
IV.22 ECG a des ondes P des grandes amplitudes (108)	95
IV.23 ECG a des ondes T des grandes amplitudes (117).....	96
IV.24. Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 105). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.....	97
IV.25. Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 105). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.....	98
IV.26. Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 222). a) Pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.....	99
IV.27. Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 117). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.....	100
IV.28. Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 108). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.....	101
IV.29. Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 203). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.....	102

Université de Constantine

Liste des Tableaux

Laboratoire du traitement de signal

Liste des tableaux

Tableau (III.1) : Les fréquences centrales et la largeur de bande à -3dB pour $m=0.68$ et différentes valeurs de L	52
Tableau (IV.1): l'évaluation des performances du détecteur proposée de l'onde R à l'aide du premier canal de la base de données de MIT/BIH avec $(m, L, \alpha) = (0,68, 20, 0,76)$	105
Tableau (IV.2): Comparaison des détecteurs du complexe QRS.....	106

Université de Constantine

Introduction Générale

Laboratoire du traitement de signal

Introduction Générale

L'électrocardiogramme (ECG) fournit des informations importantes de l'état du cœur d'un patient. Les détecteurs des ondes R sont des outils extrêmement utiles dans n'importe quel système automatique d'analyse du signal ECG pour trouver les points fiduciels, pour calculer la série chronologique des intervalles RR dans la variabilité de fréquence cardiaque, pour examiner le segment ST, pour comprimer l'ECG et pour classifier l'ECG. La morphologie variable de l'ECG, la variabilité physiologique des complexes QRS avec la contamination à partir de diverses sources de bruit, y compris l'interférence du secteur, la contraction musculaire, le mauvais contact électrode-peau, oscillation de la ligne de base due à la respiration et la saturation des amplificateurs, augmentent la difficulté de la tâche de détection de l'onde R du complexe QRS [1]. Les ondes P et T avec de grandes amplitudes peuvent également être confondues avec les complexes QRS [1]. Bien qu'un grand nombre de méthodes de détection des complexes de QRS aient été jusqu'ici référées dans [2-8], l'algorithme parfait qui est suffisamment fiable dans un sens strictement pratique n'a pas encore été développé donc des travaux de recherche devront encore être effectués dans divers aspects en vue de l'amélioration et du perfectionnement de la détection de l'onde R du complexe QRS.

Dans les dernières décennies une attention considérable sur les dérivées fractionnaires a été simulée par leurs applications dans différents domaines de la physique et de l'ingénierie [9-13]. C'est seulement dans les dernières années qu'on peut trouver quelques applications dans la théorie du traitement de signal [3], [14-16]. L'intérêt pour l'introduction de ces concepts dans des applications du traitement de signal a été motivé par leurs bonnes performances et robustesse obtenues dans la théorie de la commande. En plus, en raison de la généralisation des ordres entiers aux ordres fractionnaires dans les dérivés et les intégrales donne plus de flexibilité dans la conception des algorithmes et des systèmes du traitement de signal [17-18].

Dans cette thèse nous présentons, en premier lieu, une nouvelle méthode dans l'algorithme de détection de l'onde R du complexe QRS qui utilise l'intégration et la différenciation numérique d'ordre fractionnaire. La méthode proposée est divisée en deux majeures parties. La première partie est le prétraitement de l'ECG qui est basé sur un filtre passe-bande numérique dont l'ordre fractionnaire est obtenu en maximisant le rapport signal sur bruit de l'ECG, suivi d'un différentiateur d'ordre fractionnaire 1,5 de cinq points

puis par l'élévation au carré et par le lissage pour produire des pics correspondants aux parties de l'ECG aux pentes élevées. La seconde partie est l'étape de détection qui est également basée sur les différentiateurs numériques d'ordre fractionnaire. La localisation de l'onde R est exécutée par une nouvelle et simple stratégie qui est établie en utilisant deux différentiateurs numériques d'ordre fractionnaire α et 2α tel que $0,5 < \alpha < 1$. La base de données d'arythmie MIT/BIH a été employée pour examiner l'efficacité de la méthode proposée. Les résultats obtenus sont présentés, discutés et comparés aux algorithmes de détection de l'onde R les plus récents et les plus efficaces. La technique proposée offre des performances comparables aux meilleures méthodes existantes dans la littérature [2-8].

Goldberger et al [19] ont constaté que le tracé du spectre de puissance d'un grand nombre de QRS complexes normaux dans le plan de Bode se comporte comme $1/f^\beta$, la loi inverse de puissance. Ils ont aussi remarqué que ce comportement fractionnaire du spectre de puissance des QRS complexes est dû à la nature fractale du réseau de conduction de His-Purkinje du cœur. Utilisant les résultats de Goldberger et al, Sun et Charef [20] ont modélisé le système de conduction de His-Purkinje, dans le domaine fréquentiel, par un pôle à puissance fractionnaire qui est un système d'ordre fractionnaire que nous avons appelé, dans ce contexte, système fractal de His-Purkinje. Dans la première technique de prétraitement de l'ECG, l'ordre de dérivation fractionnaire du filtre passe-bande numérique proposé est 0.68 correspondant au maximum du SNR du signal ECG [21]. Le modèle du système fractal de His-Purkinje obtenu de la référence [20] est un système d'ordre fractionnaire d'ordre 0.7 qui est un nombre très proche 0.68. C'est ce chiffre qui nous a donné l'idée d'appliquer le système fractal de His-Purkinje dans le prétraitement d'ECG. Alors, comme seconde étape dans notre travail de recherche nous avons aussi proposé une méthode dans l'algorithme de prétraitement de l'onde R du complexe QRS qui utilise le système fractal de His-Purkinje. Dans cette technique toutes les étapes de prétraitement de l'ECG ont été élaborées en utilisant de nouvelles et simples stratégies de traitement basées sur le système fractal de His-Purkinje. La base de données d'arythmie MIT/BIH a été employée pour examiner l'efficacité de la méthode de prétraitement proposée. Les résultats obtenus sont présentés, discutés et comparés aux techniques les plus efficaces de prétraitement trouvées dans la littérature.

Donc, on croit que l'utilisation des opérateurs d'ordre fractionnaire est une technique très prometteuse pour l'analyse de l'ECG car, contrairement aux opérateurs d'ordre entier, dans lesquels les dérivées dépendent seulement du comportement local de la fonction, les

opérateurs d'ordre fractionnaire accumulent l'information entière de la fonction sous une forme pondérée.

Le travail réalisé dans cette thèse présente des techniques de traitement, d'analyse et de détection du signal ECG que nous avons développé en se basant sur les opérateurs d'ordre fractionnaire. Des expériences de prétraitement et de détection de l'onde R sont présentées en utilisant la base de données MIT/BIH. Les résultats obtenus sont satisfaisants et ils sont comparables à ceux des algorithmes les plus performants testés sur cette base de données.

Les travaux réalisés et les résultats obtenus faisant l'objet de cette thèse sont présentés en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à l'introduction de l'électrophysiologie cardiaque.

Le second chapitre contient les définitions et les propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire ainsi que leurs approximations analogique et numérique.

Le troisième chapitre expose en détail les nouveaux filtres conçus pour le traitement et l'analyse du signal ECG.

Le dernier chapitre contient les applications de prétraitement et de détection présentées en utilisant la base de données MIT/BIH ainsi que les résultats obtenus et les comparaisons faites avec les algorithmes existants dans la littérature.

La conclusion regroupe les contributions et les résultats obtenus et présente des perspectives pour des travaux futures.

Université de Constantine

Chapitre I :
Electrocardiographie

laboratoire du traitement de signal

Electrocardiographie

Nous présentons dans ce chapitre le fonctionnement général du système cardiovasculaire puis, de manière plus détaillée, le principe de l'électrocardiogramme (ECG). Cette présentation se limite au strict nécessaire pour une bonne compréhension de la thèse. Le lecteur intéressé par une approche médicale rigoureuse pourra se reporter aux nombreux ouvrages médicaux disponibles sur ce sujet.

I.1. Le Cœur

Le cœur est l'élément central du système cardiovasculaire. Nous décrivons dans la suite du chapitre l'anatomie et le fonctionnement électrique d'un cœur sain.

I.1.1. Anatomie cardiaque

Le cœur est un organe musclé constitué de quatre chambres. Les deux chambres supérieures sont appelées les oreillettes, tandis que les deux chambres inférieures sont appelées les ventricules. Le cœur est aussi séparé en deux parties : le cœur droit et le cœur gauche. Chacune de ces deux parties comprend donc une oreillette et un ventricule. L'oreillette droite collecte le sang qui a parcouru tout le corps (le sang "bleu") et l'envoie vers le ventricule droit afin qu'il soit éjecté dans les poumons pour y être ré-oxygéné. De la même façon, l'oreillette gauche collecte passivement le sang qui a traversé les poumons et l'achemine au ventricule gauche qui éjecte le sang fraîchement oxygéné (le sang "rouge") dans l'ensemble du corps comme montré sur la figure (I.1).

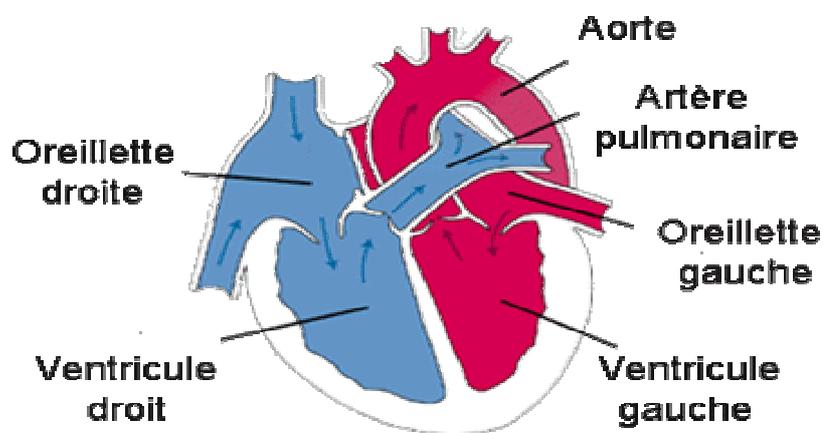


Fig. I.1. Anatomie du cœur

I.1.2. Système de conduction électrique

Le cœur comprend un système de conduction électrique automatique qui assure chacun de ses battements. Le système de "pacemaker" interne est appelé le nœud sinusal (SA) qui se trouve dans la paroi de l'oreillette droite. Cette région produit une impulsion électrique qui gagne une région centrale du cœur appelée nœud auriculo-ventriculaire (AV) qui est stimulé en déclenchant une impulsion électrique qui descend le long du faisceau de His vers les branches droite et gauche et se termine dans les fines fibres de Purkinje comme le montre la figure (I.2) [22]. Cette onde électrique produit la contraction du muscle cardiaque responsable de l'éjection du sang vers les poumons et l'aorte. Le nombre de contractions observées par minute correspond au rythme cardiaque ou "pouls" [22].

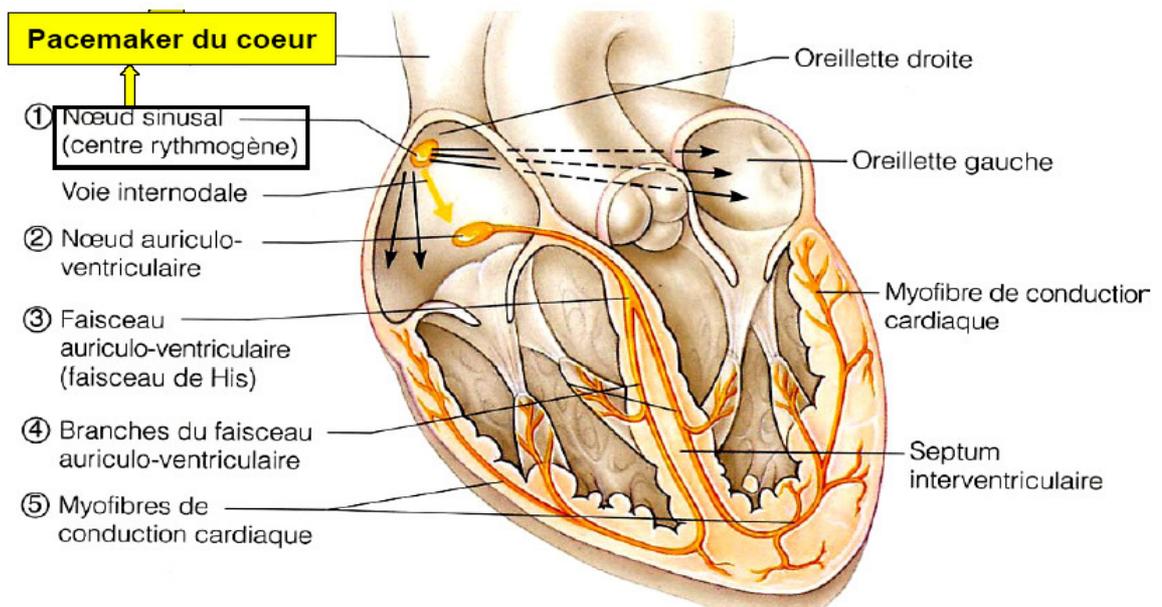


FIG. I.2- Illustration schématique du système de conduction électrique du cœur.

D'autres voies de conduction intracardiaque peuvent court-circuiter le parcours électrique normal. Il s'agit des faisceaux de Kent, des fibres de Mahaim et des fibres de James que l'on peut voir sur le schéma de la figure (1.3) [23]. Leur existence est suspectée d'être due à la présence de certains symptômes pathologiques.

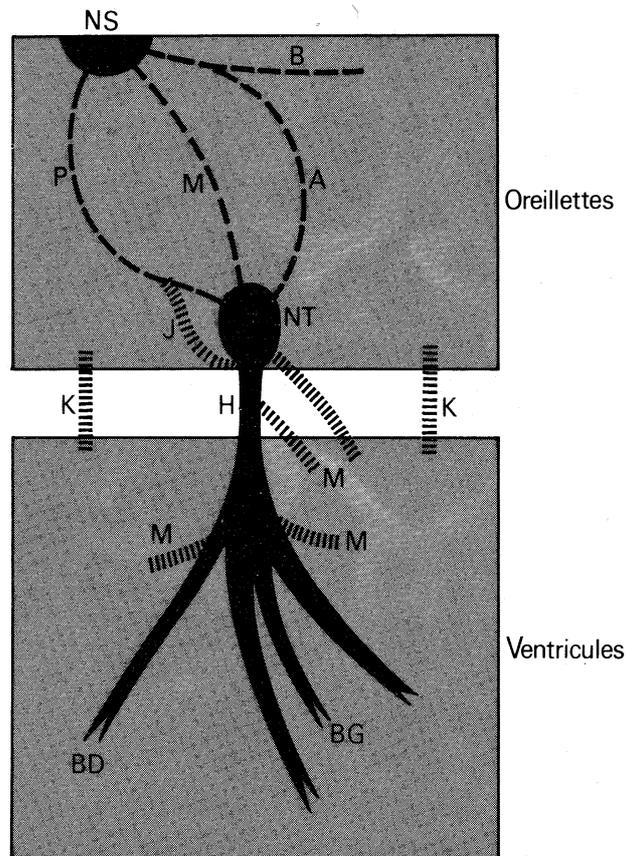


Fig. I.3. Schéma des voies de conduction intracardiaques. Tissus spécifiques : NS nœud sinusal, NT nœud AV, H faisceau de His, BD branche droite, BG branche gauche. Voies Intra-auriculaires : A voie sino-nodale antérieure, M voie moyennent, P voie postérieure, B faisceau de Bachmann. Voies accessoires : K faisceau de Kent, J fibres de James, M fibres de Mahaim.

I.2. L'électrocardiographie

L'électrocardiographie est l'art d'enregistrer l'activité électrique du cœur. Le corps humain étant électriquement conducteur, les potentiels d'actions générés lors de l'activité électrique cardiaque peuvent être recueillis par des électrodes placées sur la peau. L'enregistrement de cette activité électrique du cœur, sur un plan frontal (par les dérivations des membres) et sur un plan horizontal (par les dérivations précordiales), est un électrocardiogramme (ECG).

I.2.1. Principe de l'électrocardiogramme

Vers 1880, Marey et Waller ont montré que l'activité électrique du coeur, découverte quelques années plus tôt, pouvait être suivie à partir de la peau, et vers 1890, Willem Einthoven réalisa le premier enregistrement cardiographique [24]. Le courant mesuré par des électrodes sur le torse du patient mettait en mouvement un mince fil d'argent tendu entre les pôles d'un gros aimant ; ces déflexions étaient enregistrées sur du papier photographique qui se déroulait face à un rayon lumineux. "Maintenant, nous pouvons enregistrer l'activité électrique du cœur anormale et la comparer à l'activité normale" (Einthoven). Ainsi, l'électrocardiogramme est né à l'aube du XX-ième siècle. Le principe de l'enregistrement moderne est, à peu de chose près, celui qui fut proposé par Einthoven : grâce à deux électrodes collées à la surface de la peau, on enregistre la différence de potentiel entre deux points diamétralement opposés par rapport au coeur, ce signal étant directement corrélé au déplacement de l'impulsion électrique dans les fibres du muscle cardiaque. L'activité électrique instantanée peut être définie par un vecteur orienté suivant la différence de potentiel présente dans le cœur, et de module proportionnel à celle-ci. Le couple d'électrodes enregistre, à chaque instant, l'amplitude de la projection de ce vecteur suivant leur axe : ainsi, lorsque le vecteur électrique est orienté de l'électrode - à l'électrode +, on observe sur l'enregistreur une déflexion positive, et lorsque le vecteur est orienté en sens inverse, la déflexion est négative. L'électrocardiogramme (ECG) est l'enregistrement des phénomènes électriques accompagnant la contraction de l'ensemble des fibres musculaires cardiaques pour accomplir les actions d'éjection du sang dans les gros vaisseaux ou bien de remplissage des cavités cardiaques [25]. L'ECG est un outil de diagnostic qui permet de détecter les pathologies cardiaques rythmiques, musculaires, les problèmes extracardiaques métaboliques, médicamenteux, hémodynamiques et autres.

I.2.2. Electrophysiologie des cellules cardiaques

Une cellule au repos est polarisée. Le potentiel de la face interne de la cellule étant négatif par rapport à celui du milieu environnant. Cette différence de potentiel représente le potentiel de la membrane, il est entre 70 et 100 mV. Si on excite la surface de la cellule avec une charge négative telle que le potentiel de la membrane s'abaisse au moins d'un tiers, une décharge (dépolarisation) de celle-ci surviendra alors spontanément. La cellule

cardiaque répond à ce phénomène par une contraction. La polarité à travers la membrane cellulaire est inversée. Le potentiel de la face interne est alors approximativement de 25 mV plus élevé que celui de la surface externe de la cellule. Après la dépolarisation (phénomène initiale et rapide), la cellule se repolarise instinctivement (phénomène terminal et lent) et revient à l'état de repos. La figure (I.4) montre la succession d'événements électriques par une courbe de variations de la différence de potentiel (ddp) entre les faces de la membrane cellulaire au cours d'un cycle. La variation de la ddp de -100 à 25 mV s'appelle potentiel d'action. Lorsqu'un phénomène électrique altère suffisamment le milieu au contact d'un tissu excitable, il se produit un état de déséquilibre qui se propage de proche en proche à toutes les parties du tissu. Cette propagation s'accompagne d'une onde électrique enregistrable avec des appareils adéquats [23-25].

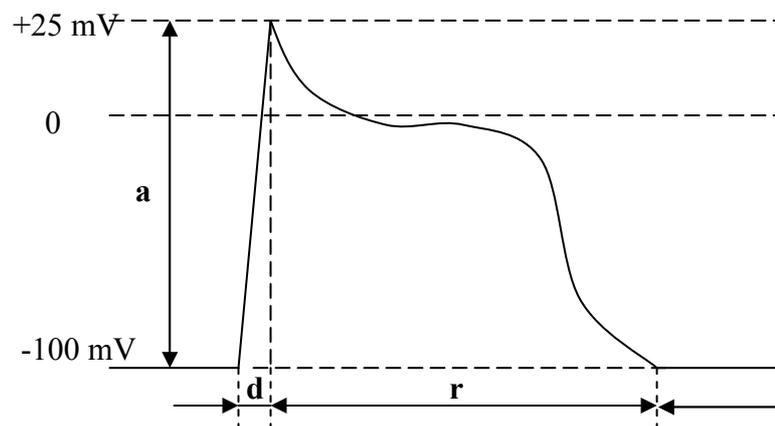


FIG. I.4- Courbe du potentiel d'action : Dépolarisation **d** (rapide) et Repolarisation **r** (lente).

I.2.3. ECG normal

On enregistre, au moyen d'électrodes cutanées, l'évolution temporelle du vecteur champ électrique. Dans l'ECG normal, le rythme est d'origine sinusale fait d'une succession régulière de séquences P-QRS-T-U [23].

I.2.3.1. Ondes enregistrées

Pour chaque battement cardiaque, l'électrocardiogramme enregistre quatre ondes successives (Fig. I.5) [23] :

– **L'onde P** normale, d'origine sinusale, a une forme arrondie. Sa durée est inférieure à 120ms, son amplitude est inférieure à 0.2 mV, le début de l'onde P correspond à la

dépolarisation de l'oreillette droite, la fin de l'onde P correspond à la dépolarisation de l'oreillette gauche. Sa forme ne varie pas tout au long de l'enregistrement ; on l'observe habituellement positive sur les deux premières dérivations Holter (avec les électrodes en position standard). Une onde P de forme variable peut révéler la présence d'un ou de plusieurs foyers ectopiques auriculaires [24]. Les ondes P anormalement larges ou amples traduisent une dilatation d'une des oreillettes, symptôme qui ne nécessite pas en soi un traitement particulier, mais qui est souvent révélateur d'un problème sous-jacent d'hypertension artérielle pulmonaire, d'insuffisance cardiaque ou d'une valvuloplastie (mitrale, tricuspide ou aortique), par exemple [24].

– **Le complexe QRS** de morphologie normale est formé de trois déflexions successives : l'onde Q, petite déflexion négative, suivi de l'onde R, grande déflexion positive et enfin l'onde S, petite déflexion négative. Ce complexe correspond à la dépolarisation de l'ensemble des ventricules ; son amplitude variable est comprise entre 5 et 20 mV. Sa forme est variable selon les dérivations (emplacement des électrodes) ou l'arythmie.

Les analyses précises de l'onde R nécessitent un enregistrement clinique de l'activité cardiaque sur 12 dérivations, dont, en particulier, les dérivations dites «*thoraciques* » qui permettent une mesure locale de l'activité électrique cardiaque. Par exemple, l'identification et la localisation d'un infarctus du myocarde ou d'une hypertrophie ventriculaire s'effectuent à partir de l'ensemble de ces 12 dérivations par comparaison des différents tracés entre eux (et avec des tracés précédents, si possible) [24]. L'enregistrement Holter, sur 3 voies, ne permet pas de mesure locale de l'activité cardiaque, mais la mesure globale selon trois dimensions. Il permet, tout de même, de repérer et parfois même de localiser (grâce à la reconstruction possible du vecteur électrique du cœur) la majeure partie des pathologies, même si certaines ne peuvent pas être précises. En effet, bien que tous deux repérables sur un enregistrement Holter, les *blocs de branche* droit et gauche ne peuvent être distingués l'un de l'autre, tandis qu'une telle distinction est possible sur l'ECG 12 dérivations [24]. On parle de bloc de branche lorsque l'une des branches du faisceau de His ne conduit pas l'impulsion électrique issue du nœud auriculo-ventriculaire avec la même efficacité que l'autre. Dans le ventricule correspondant à la branche bloquée, l'impulsion électrique arrive donc en retard par rapport à l'autre : on observe alors sur le tracé une onde R plus large correspondant à l'activité successive et non simultanée de chacun des ventricules, en revanche le rythme est régulier car il reste contrôlé par le nœud sinusal (Fig. I.5). Un bloc de branche peut-être

qualifié de partiel ou total en fonction du degré d'inefficacité de la transmission le long de la branche en question. Notons aussi que, indépendamment de l'absence de distinction entre les deux blocs de branches gauche et droit lors d'un enregistrement Holter, selon l'algorithme de lecture du signal, il existe un risque de confusion entre une onde R avec bloc de branche et une onde R d'extra-systole ventriculaire (ESV), à cause de l'élargissement de l'onde observée dans les deux cas [24]. Mais, dans le cas général, les algorithmes d'analyse de la forme de l'onde R permettent en général de différencier efficacement les complexes QRS normaux (y compris avec une variante de type « bloc de branche ») des extrasystoles ventriculaires (ESV) [24].

– **L'onde T** correspond à la fin de la repolarisation ventriculaire. Elle est normalement de faible amplitude et ne témoigne d'aucun événement mécanique. C'est un phénomène purement électrique, pendant lequel les ventricules redeviennent stimulables. Elle est habituellement dissymétrique.

– **L'onde U** suit parfois l'onde T. Si elle est présente, elle correspond à la repolarisation tardive de quelques régions du myocarde.

I.2.3.2. Intervalles temporels

Cinq intervalles temporels sont observés sur l'ECG : R-R, P-R, QRS, S-T et Q-T. Ces différents intervalles, montrés sur la figure (I.5) [23], sont définis comme suit :

● **Intervalle R-R** : cet intervalle représente l'espacement entre deux ondes R consécutives et dont la durée détermine la fréquence cardiaque instantanée FC (nombre de battements/min) donnée par la formule suivante :

$$FC = \frac{1}{\text{période}} \times 60 \quad (\text{I.1})$$

● **Intervalle P-R** : c'est le temps séparant le début de l'onde P (début de la dépolarisation auriculaire) du début du QRS (début de la dépolarisation ventriculaire), sa durée reflète la conduction entre le nœud sinusal et le nœud auriculo-ventriculaire qui est normalement comprise entre 120 et 200 ms.

● **Intervalle QRS** : cet intervalle représente le temps total de dépolarisation ventriculaire. Sa durée est de 70 à 100 ms.

● **Intervalle S-T** : c'est le temps qui sépare la fin du QRS du début de l'onde T. Il correspond au "plateau" du potentiel d'action élémentaire. Il est normalement isoélectrique. Sa durée est comprise entre 50 et 150 ms.

• **Intervalle Q-T** : cet intervalle est mesuré depuis le début du complexe QRS jusqu'à la fin de l'onde T. Il représente la durée totale de la dépolarisation et de la repolarisation ventriculaire. Sa valeur dépend de la fréquence cardiaque FC. Il est normalement compris entre 350 et 440 ms.

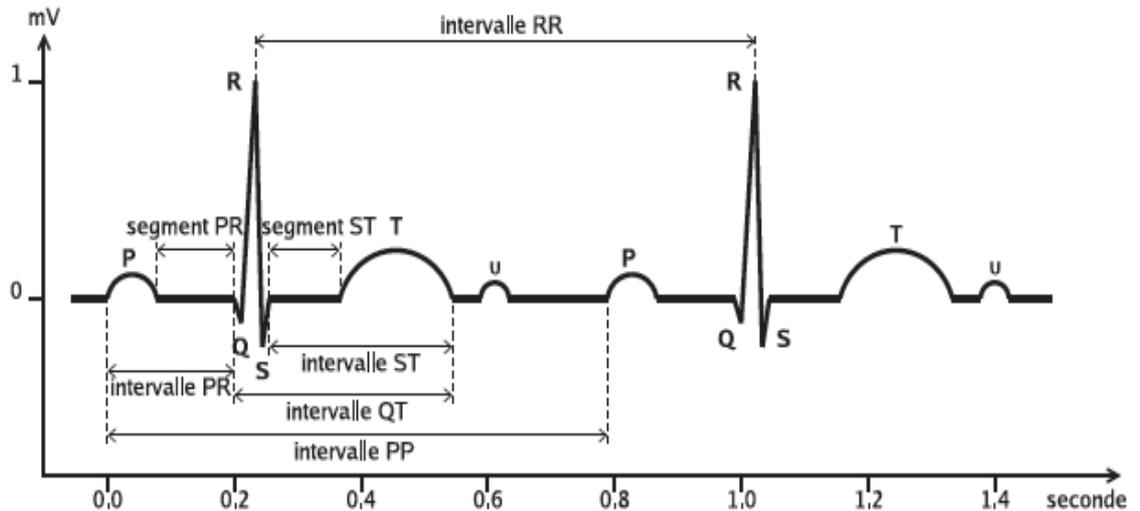


FIG. I.5- ECG normal (intervalles temporels et différentes ondes)

I.2.4 Système de dérivations standard

I.2.4.1. Loi d'Einthoven

Einthoven a imaginé les dérivations périphériques en disposant les électrodes sur le bras droit **R**, le bras gauche **L** et la jambe gauche **F** formant ainsi un triangle équilatéral dont le cœur occupe le centre géométrique comme montré sur la figure (I.6). Les cotés du triangle représentent les d.d.p entre ses sommets :

- D_I (première dérivation) = $V_L - V_R$.
- D_{II} (deuxième dérivation) = $V_F - V_R$.
- D_{III} (troisième dérivation) = $V_F - V_L$.

Théoriquement, on a la relation : $D_I + D_{III} = D_{II}$.

En électrocardiographie il y a deux types de dérivations standards.

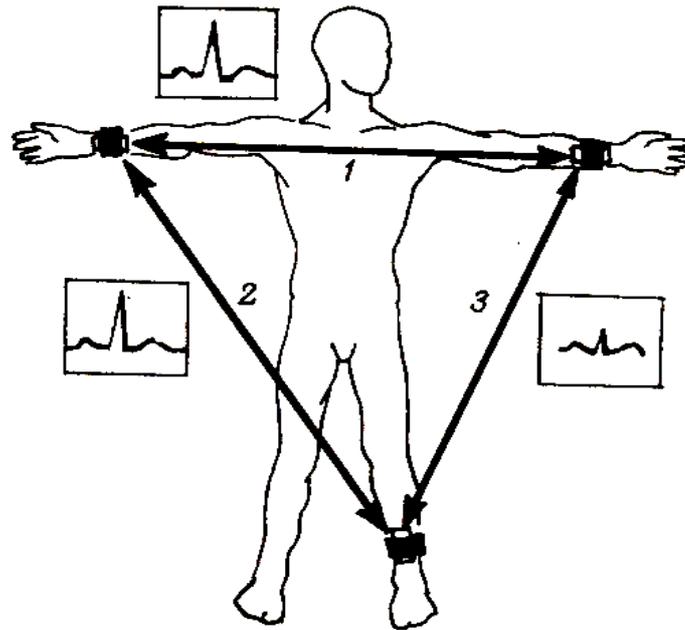


FIG. I.6- Dérivations standard DI, DII, et III.

I.2.4.2. Dérivations bipolaires

Les dérivations bipolaires périphériques d'Einthoven (D_I , D_{II} , D_{III}) sont constituées par deux électrodes identiques ; standardisées parfaitement car elles présentent une résistance propre, appliquées en deux endroits différents, symétriques par rapport au cœur, c'est à dire en pratique équidistantes du cœur. Elles explorent l'activité cardiaque dans le plan frontal [22-23].

I.2.4.3 Dérivations unipolaires

La dérivation unipolaire est constituée par deux électrodes différentes dont [1-2] :

- **L'électrode active** est seule exploratrice, car elle est placée plus ou moins près du cœur, à l'endroit où l'on veut enregistrer les variations de potentiel. Elle est alors seule responsable du graphique final.
- **L'électrode dispersive ou indifférente** est placée à un endroit éloigné du cœur, où les variations de potentiel peuvent être considérées comme nulles ou du moins négligeables. A cet effet, Wilson a imaginé un endroit : **la borne centrale V** est le point de réunion, par l'intermédiaire de résistances de $5\text{ k}\Omega$, des trois électrodes périphériques d'Einthoven comme montré sur la figure (I.7). Il est possible de démontrer par le calcul que le potentiel de $V = 0$ [22-23]. Il existe ainsi deux variétés de dérivations unipolaires :

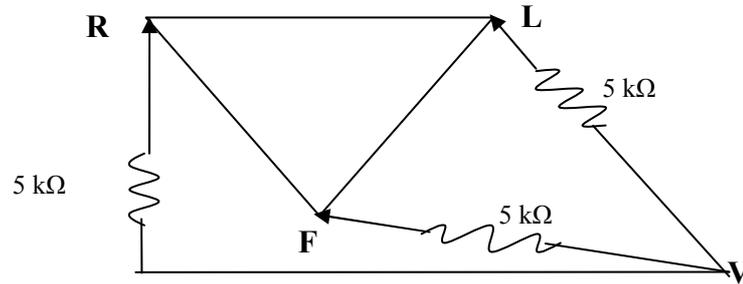


FIG. I.7- Système de Wilson.

- Dérivations unipolaires périphériques : En 1934, Wilson mesure la différence de potentiel entre la borne centrale et chacun des points R, L et F, pour introduire les dérivations périphériques unipolaires, Goldberger propose, en 1942, les dérivations unipolaires augmentées des membres désignées par aVL, aVR et aVF données dans la figure (I.8) et qui permettent d'obtenir des signaux de grande amplitude que ceux fournis par le système de Wilson. Ces dérivations mesurent la différence de potentiel entre chacun des trois points et le potentiel moyen des deux autres [23].

- Dérivations unipolaires précordiales (thoraciques) : En 1944, Wilson et collègues [23] proposent les dérivations unipolaires précordiales V1 à V6 qui explorent l'activité cardiaque dans le plan horizontal. Pour obtenir les six dérivations montrées sur la figure (I.9), l'électrode active est alors placée en un point du précordial dont on veut explorer les potentiels. L'électrode indifférente est connectée à la borne centrale de Wilson. Le système d'électrodes standard utilisant 12 dérivations est finalement constitué de l'ensemble des dérivations: D_I, D_{II}, D_{III}, aVL, aVR, aVF et V1 à V6. En plus des 12 dérivations standard, les cardiologues utilisent aussi, dans certaines situations, des dérivations particulières pour faire apparaître nettement la déformation pathologique du QRS ou l'activité auriculaire inapparente sur le tracé .

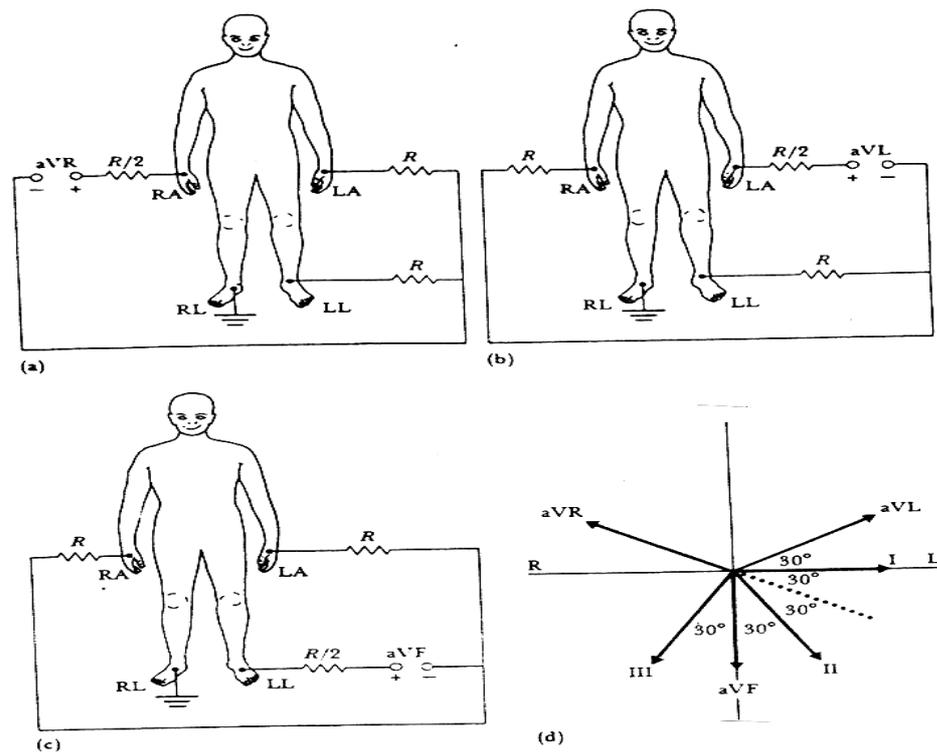


FIG. I.8. Connexion des électrodes pour les dérivations unipolaires. (a) aVR, (b) aVL et (c) aVF ; (d) diagramme vectoriel montrant les directions des dérivations standard et unipolaires dans le plan frontal.

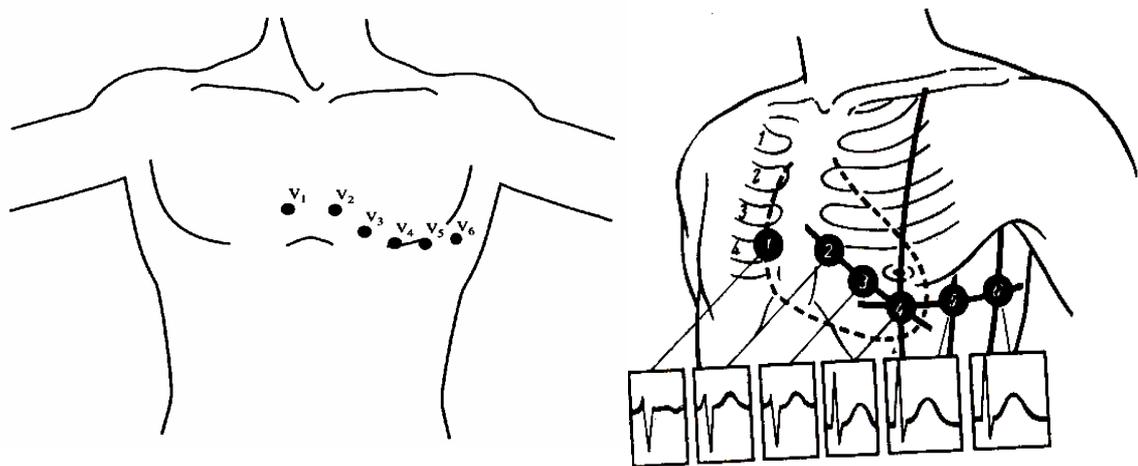


Fig. I.9. Dérivations précordiales.

I.3. Enregistrement de l'électrocardiogramme

La figure (I.10) montre le système d'enregistrement de l'électrocardiogramme qui comporte principalement les éléments suivants [23] :

- des électrodes de surface ;

- un amplificateur ;
- un enregistreur ou un moniteur (oscilloscope).

Le signal représenté sur le papier de l'enregistreur ou visualisé sur l'écran du moniteur est l'électrocardiogramme. L'enregistreur utilise du papier millimétré et divisé en grandes divisions (5 mm × 5 mm) et petite divisions (1 mm × 1 mm). Une déflexion de 2 grandes divisions ou 10 mm correspond à une tension de 1 mV. L'échelle du temps dépend de la vitesse de défilement du papier. Celle-ci est normalement de 25 mm/s, ce qui fait correspondre 0.2 s à une grande division et 0.04 s à une petite division. La vitesse de 50 mm/s est aussi utilisée pour mieux examiner les complexes QRS lorsque la fréquence cardiaque est trop élevée ou des détails particuliers de l'électrocardiogramme sont nécessaires.

Les quatre électrodes des membres permettent d'obtenir les trois dérivations frontales D_I, D_{II} et D_{III}. L'électrode jaune correspond au bras gauche, la rouge au bras droit, la verte à la jambe gauche et la noire à la jambe droite. La plupart des appareils comportent un schéma, et certains ont les initiales anglaises des membres : RA (pour "Right Arm" ou bras droit), LA (pour "Left Arm" ou bras gauche), RL (pour "Right Leg" ou jambe droite), LL (pour "Left Leg" ou jambe gauche).

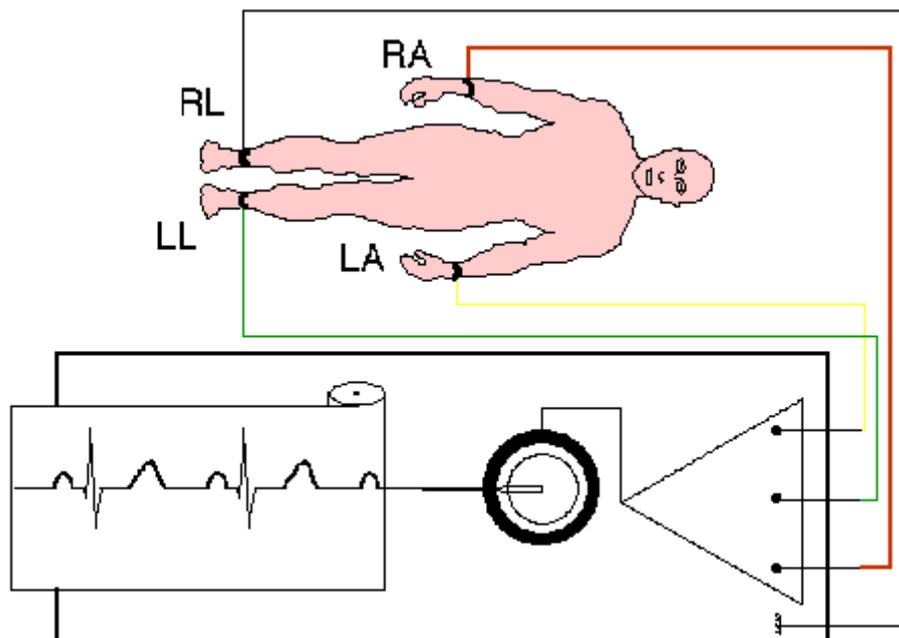


FIG. I.10- Système d'enregistrement de l' ECG

Que l'appareil soit manuel ou automatique, à une ou à trois pistes, les principes restent les mêmes. Il faut :

- régler le défilement sur 25 millimètres par seconde ;
- enregistrer un étalonnage, qui trace un rectangle d'un centimètre de haut ;
- demander au patient de ne pas bouger et de respirer calmement ;
- enregistrer au moins trois complexes par dérivation et un D_{II} assez long pour l'étude du rythme cardiaque ;
- inscrire le nom, le prénom, la date de naissance ou l'âge du patient et la date et l'heure de l' ECG.

La figure (I.11) présente le schéma fonctionnel d'un enregistreur d'électrocardiogramme récent. Dans ce schéma, on distingue [22] :

1. Le circuit de protection qui limite l'amplitude des signaux captés afin de prévenir le système de surtensions nuisibles.
2. Le sélecteur de dérivation qui détermine quelle paire d'électrodes est nécessaire pour un enregistrement donné et connecte cette paire d'électrodes au reste du circuit. Ce bloc est contrôlé soit par l'opérateur, soit par le microprocesseur du système. En mode automatique, chaque dérivation est enregistrée pendant dix secondes.
3. L'auto calibreur qui délivre un signal de 1 mV momentanément introduit dans l'électrocardiogramme pour chaque canal enregistré.
4. Le préamplificateur est le premier étage d'amplification. Cet étage doit avoir une impédance d'entrée très élevée et un fort taux de réjection en mode commun.
5. Le circuit d'isolation qui empêche le passage du courant du secteur.
6. Le circuit de contrôle de la jambe droite donnant un point de référence au patient. Ce point est normalement le potentiel de masse.
7. L'amplificateur qui apporte un gain en puissance suffisant pour que le signal puisse être correctement enregistré et tracé.
8. La mémoire dont dispose la plupart des enregistreurs actuels permet de sauvegarder des séquences du signal ECG avant qu'il ne soit imprimé. Plusieurs informations sur le dossier médical du patient introduites à travers le clavier y sont stockées.
9. Le microprocesseur coordonne l'ensemble des opérations de l'enregistrement. Dans certaines machines, le microprocesseur réalise des analyses préliminaires du signal telles que le calcul du rythme cardiaque et la reconnaissance de certaines arythmies. Un clavier et un afficheur alphanumérique permettent à l'opérateur de communiquer avec ce microprocesseur.

10. L'imprimante donne une copie matérielle de l'ECG. Il imprime aussi l'identification du patient, les informations cliniques introduites par l'opérateur et les résultats de l'analyse automatique du signal.

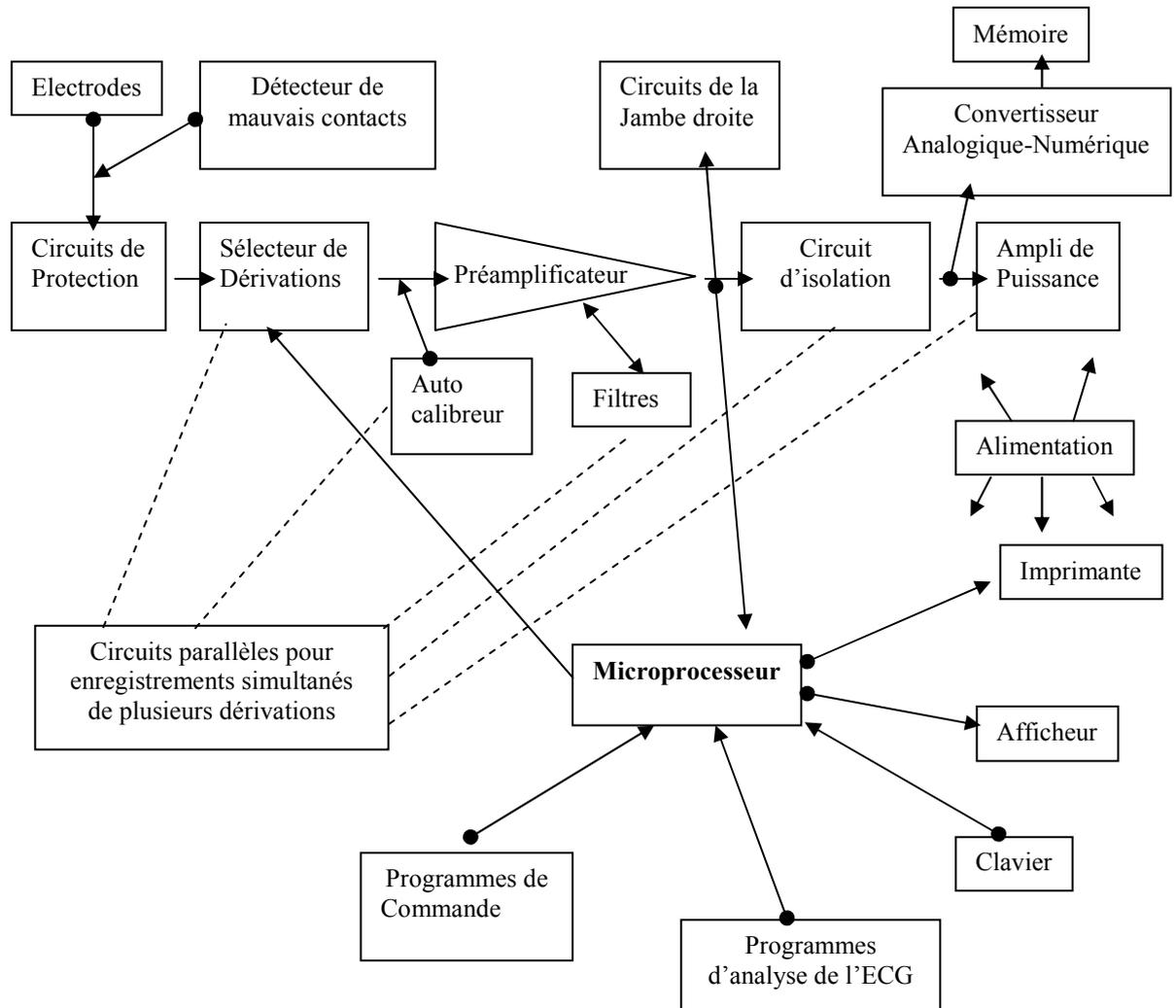


FIG. I.11- Schéma bloc d'un enregistreur d'ECG actuel

I.4. Artefacts visibles sur l'électrocardiogramme

Sur tout enregistrement électrocardiographique, il peut apparaître des événements indésirables pouvant brouiller le tracé et, parfois, induire en erreur le diagnostic final [23]. Ces bruits sont reconnaissables par l'œil expérimenté qui les identifie avant d'effectuer son diagnostic. Ces perturbations ont fait l'objet de plusieurs études et restent, pour certaines,

encore difficiles à traiter de manière automatique. Les effets indésirables peuvent avoir plusieurs sources : techniques, physiques, pathologiques, ou pharmacologiques. Nous allons surtout développer l'aspect technique et physique des bruits et artefacts présents sur les tracés électrocardiographiques notamment sur les tracés Holter. En partant du principe que les bruits fréquents en électrocardiographie sont des bruits additifs, les caractéristiques de ces bruits auxquelles nous allons nous attacher sont l'amplitude, la périodicité et la bande spectrale. Les artefacts prennent une place particulière dans le traitement de l'ECG puisqu'ils induisent des modifications des performances des algorithmes chargés de l'analyse automatique. Parmi ces artefacts, on peut citer les plus importants [23] :

- **Bruits techniques** : le matériel utilisé lors de l'enregistrement doit être manipulé avec précaution car il peut être source de bruits lors de l'enregistrement. Les plus courants sont présentés ci dessous.

Bruit dû au secteur : le réseau de distribution électrique peut parfois brouiller le signal électro-cardiographique avec une onde dont l'harmonique principale est à 50Hz. La figure (I.12) montre ce type de bruit qui apparait sur tout l'enregistrement et peut être assez fort mais il s'élimine facilement avec un filtre sélectif car c'est un bruit haute fréquence à bande étroite.

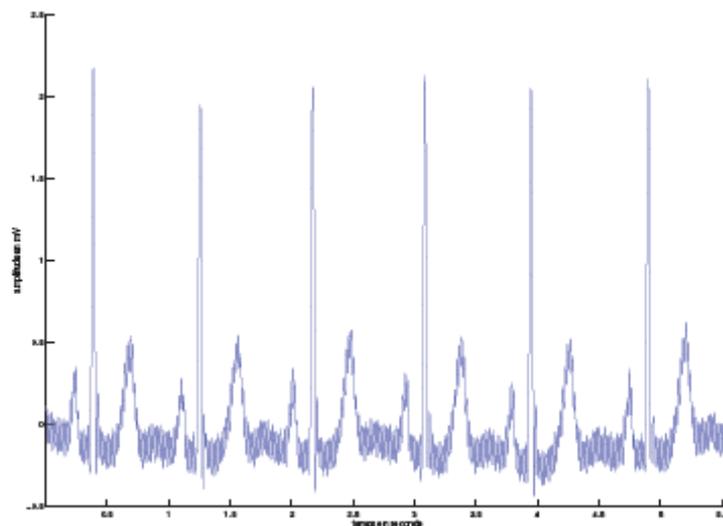


FIG. I.12- Signal électrocardiographique perturbé par le secteur

Bruit dû aux mouvements d'électrodes : lorsque les électrodes sont connectées incorrectement, des sauts brusques de la ligne de base apparaissent. L'effet sur le tracé peut aller de la simple diminution d'amplitude à l'apparition de pics lorsque les électrodes sont

en contact intermittent avec la peau. Ces pics peuvent parfois être confondus avec les ondes du tracé normal comme le montre la figure I.13. Ce type de bruit intermittent à bande spectrale large s'élimine difficilement car son énergie se trouve dans la même gamme de fréquence que le complexe QRS.

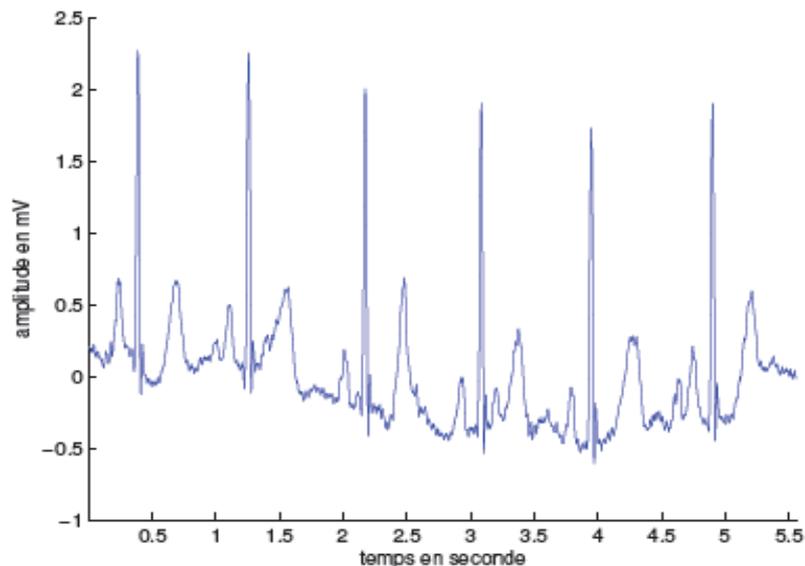


FIG. I.13- Bruit dû aux mouvements des électrodes

Autres bruits courants : parmi les bruits courants on peut citer les artefacts dus aux mouvements des câbles électriques, la saturation des instruments de mesure, les mauvais câblages, les artefacts dus au port de vêtements synthétiques, etc.

- **Artefacts physiques :** les artefacts physiques sont dus aux activités électriques du corps humain telles que les commandes de contraction des muscles ou la respiration.

Mouvements de la ligne de base : lors de l'enregistrement de l'électrocardiogramme, l'activité respiratoire peut faire osciller la ligne de base de l'ECG à un rythme régulier (voir figure. I.14). D'autres perturbations peuvent avoir pour effet de déplacer temporairement la ligne de base comme, par exemple, les mauvais contacts entre la peau et les électrodes. Ces perturbations sont généralement peu gênantes pour l'analyse de l'ECG et peuvent être en grande partie filtrées car leur énergie se situe dans une bande de fréquence basse, qui empiète peu sur celle de l'ECG normal.

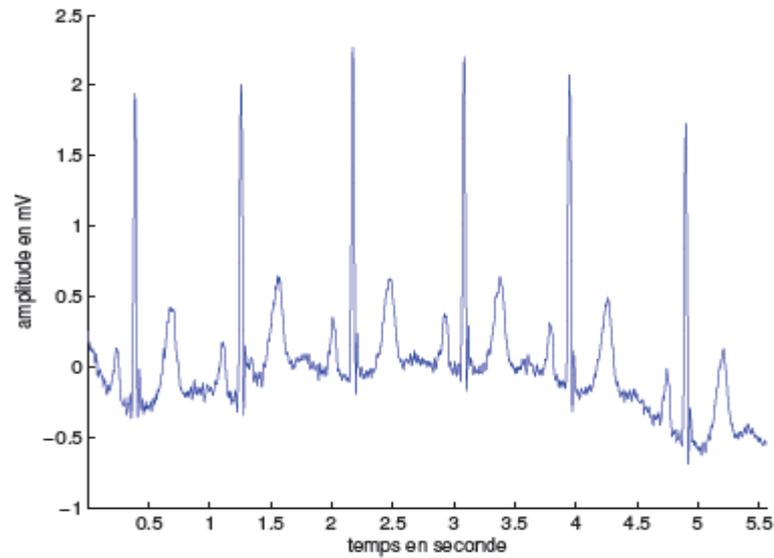


FIG. I.14- Mouvements de la ligne de base

Bruit myoélectrique ou tremblement somatique : La contraction d'un muscle est commandée par une dépolarisation des cellules musculaires et bien que les électrocardiographes soient construits pour être surtout sensibles aux fréquences du myocarde, l'ECG enregistre les contractions des muscles squelettiques. Comme on peut le voir sur la figure (I.15), l'aspect le plus courant est une oscillation à haute fréquence liée à la tension musculaire d'un sujet qui n'est pas convenablement d'étendu.

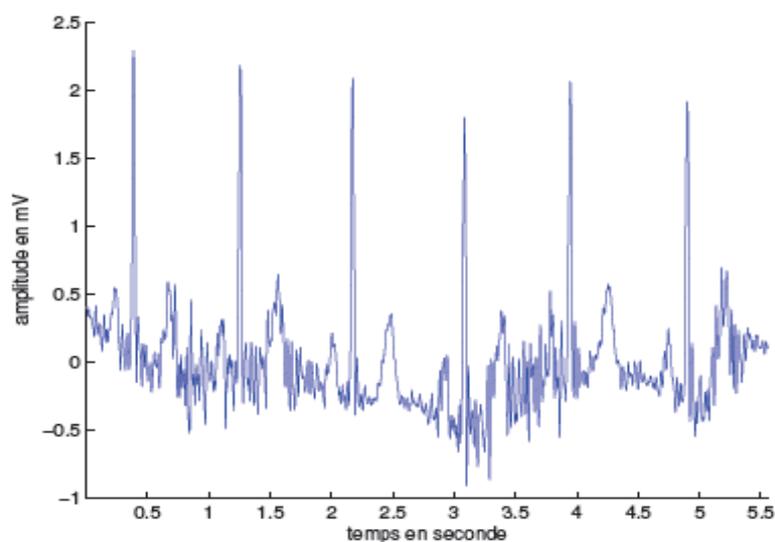


FIG. I.15- Bruit musculaire

Ces perturbations sont assez gênantes lorsque le patient bouge beaucoup ou lorsqu'il frissonne, elles peuvent noyer les ondes P et T et empêcher un diagnostic fiable. L'apparition de ces perturbations dépend de l'état du patient, s'il est très tendu ou atteint de maladie de Parkinson, l'enregistrement peut être de mauvaise qualité sur toutes les voies de l'ECG.

Autres artefacts alternants l'ECG : certaines maladies généralisées peuvent affecter le tracé électro-cardiographique. L'hyperthyroïdie, l'ischémie, l'hypokaliémie (prolongement de l'intervalle QT, onde T aplatie), modifient l'électrocardiogramme. L'usage de médicament, notamment la digoxine pour bloquer la conduction AV et ralentir la fréquence cardiaque, a aussi son effet sur le tracé. La digitaline provoque un abaissement du segment ST avec inversion des ondes T et tend à raccourcir l'intervalle QT.

I.5. l'ECG au Holter

En cardiologie, l'examen le plus couramment pratiqué est l'ECG 12 dérivations, où le signal électro-cardiographique est visualisé selon 12 axes privilégiés : 6 axes dans le plan frontal, et 6 axes dans le plan transversal. Sa durée peut varier de quelques secondes à une ou deux minutes ; il permet le diagnostic et la localisation précise de certaines pathologies qui laissent des traces permanentes comme, par exemple, des zones du myocarde déficientes à la suite d'un infarctus. En revanche, la courte durée de cet examen est un obstacle à la détection systématique de pathologies qui apparaissent de manière sporadique, comme certains troubles du rythme par exemple.

C'est pourquoi, Norman Holter proposa, au début des années 60, un appareil portable permettant d'enregistrer l'activité cardiaque pendant plusieurs heures ; cet enregistrement constitue ce que l'on appelle l'examen Holter. L'enregistreur Holter d'aujourd'hui se présente sous la forme d'un petit boîtier (Figure I.16) auquel sont reliées sept électrodes permettant ainsi l'enregistrement sur 2 ou 3 dérivations (2 frontales et 1 transversale) [24]. Le patient se fait poser l'appareil chez un cardiologue et retourne ensuite à ses occupations habituelles. 24 heures plus tard, il revient chez le cardiologue pour se faire enlever l'appareil qui a en mémoire 24 heures d'enregistrements ECG effectués tandis que le patient a vécu une journée normale. Les résultats issus de l'analyse des quelques 100000 battements que compte l'enregistrement permettent ainsi de diagnostiquer une plus grande gamme de pathologies que l'ECG hospitalier. En outre, la longueur de l'enregistrement autorise par exemple le suivi du rythme cardiaque durant les phases diurne et nocturne.

L'examen Holter, examen non invasif complémentaire de l'ECG 12 dérivations, est de plus en plus prescrit ; depuis quelques temps, la communauté des cardiologues commence à envisager des enregistrements Holter de très longues durées : 1 mois par exemple, ce qui correspond à plus de 2 millions de battements enregistrés. On comprend que l'analyse d'un tel examen n'est envisageable que parce qu'une lecture automatique des données enregistrées est aujourd'hui possible.



FIG. I.16- Enregistreur Syneflash de la société Ela Medical. Le signal cardiaque enregistré pendant 24 heures est stocké sous forme numérique à 200Hz sur une carte à puce du type SanDisk. Cette carte est ensuite directement lisible sur un ordinateur PC et l'enregistrement peut être analysé avec le logiciel Synetec produit par la même société.

Université de Constantine

Chapitre II: Opérateurs d'ordre fractionnaire

Laboratoire du traitement de signal

Opérateurs d'ordre fractionnaire

II.1 Introduction

Dans les dernières décennies, le calcul fractionnaire a gagné une importance et une popularité considérable dû principalement à ses nombreuses applications dans divers domaines des sciences appliquées et de l'ingénierie où il a été trouvé que le comportement de plusieurs systèmes physiques peut être décrit en utilisant les dérivées et les intégrales d'ordre fractionnaire qui sont d'excellents outils pour la description des différentes propriétés des matériaux et processus [14,26-32]. C'est seulement dans les dernières années qu'on peut trouver quelques applications dans la théorie du traitement du signal [15-18, 33]. L'intérêt de l'introduction du concept du calcul fractionnaire dans les applications du traitement du signal a été motivé par ses bonnes performances obtenues dans le domaine de la commande. La généralisation des ordres entiers aux ordres fractionnaires des dérivées et des intégrales offre plus de flexibilité dans la conception des algorithmes de traitement du signal.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les bases théoriques des opérateurs et systèmes d'ordre fractionnaire nécessaires pour le développement des chapitres suivants, tout en rappelant leurs définitions et leurs principales propriétés.

II.2 Historique et applications du calcul fractionnaire

Le calcul fractionnaire est un domaine des mathématiques appliquées qui utilise les dérivées et les intégrales d'ordre arbitraires et leurs applications en science, ingénierie, technologie, économie et autres domaines. Bien que le concept de la dérivation d'ordre fractionnaire ne soit pas nouveau, il remonte aux travaux de Leibniz, il y'a 300 années, son intérêt n'est reconnu que durant les deux dernières décennies du 20^{ème} siècle où de nombreuses applications ont été développées utilisant ce concept. Un exposé historique détaillé est donné en introduction de [34]; de plus, cet ouvrage est sans doute l'un des premiers à rassembler des résultats épars. Le calcul fractionnaire a été intensivement développé depuis la première conférence de ce domaine en 1974 [35]. Depuis, il a gagné une popularité et une considération importante dû principalement aux nombreuses applications dans divers domaines des sciences appliquées et de

l'ingénierie où il a été trouvé que le comportement de plusieurs systèmes physiques peut être décrit en utilisant la dérivée d'ordre fractionnaire qui fournit un excellent instrument pour la description de plusieurs propriétés de matériaux et processus [14,26-32]. Donc, il est très important d'établir une théorie claire et nette pour l'étude et l'analyse des opérateurs et systèmes d'ordre fractionnaire.

En premier lieu, plusieurs mathématiciens, tels que N. H. Abel, M. Caputo, L. Euler, J. Fourier, A. K. Grunwald, J. Hadamard, G. H. Hardy, O. Heaviside, H. J. Holmgren, P. S. Laplace, G. W. Leibniz, A. V. Letnikov, J. Liouville, B. Riemann M. Riesz, and H. Weyl, ont contribué au développement du calcul fractionnaire. Ces développements mathématiques obtenus ont été très différents du calcul ordinaire. A cette époque, Il n'y avait presque pas d'applications du calcul fractionnaire. Pendant longtemps, il a été considéré par certains comme un domaine abstrait contenant uniquement des manipulations mathématiques avec peu ou pas d'utilité.

Il y a presque 30 ans, ce paradigme a commencé à se déplacer des mathématiques pures aux applications dans différents domaines. Les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire ont été appliqués à presque tous les domaines de la science. Les quelques domaines où le calcul fractionnaire a fait un impact profond comprend la viscoélasticité et la rhéologie, le génie électrique, l'électrochimie, la biologie, la biophysique et le génie biologique, le traitement de signal et d'image, la mécanique, la mécatroniques, la physique, et la théorie de la commande.

Bien que certaines questions mathématiques restent non résolues, beaucoup de difficultés ont été surmontées, et la plupart des problèmes mathématiques clés documentés dans le domaine ont été résolus à un point où plusieurs outils mathématique sont les mêmes pour les deux calculs, régulier et fractionnaire. Les livres déjà cités précédemment ont été très utiles dans l'introduction du calcul fractionnaire aux chercheurs des différentes communautés scientifiques. En plus, on peut compter plusieurs travaux fondamentaux [28], [36-44] qui fournissent une bonne compréhension des opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire tels que les techniques d'approximation analogique et numérique et d'implémentation.

II.3 Définitions populaires d'opérateur d'ordre fractionnaire [27]

Il existe dans la littérature plusieurs définitions mathématiques de l'intégration et la dérivation d'ordre fractionnaire. Les trois définitions les plus populaires sont:

- **Définition de Riemann-Liouville**

L'expression mathématique de l'intégrale fractionnaire de Riemann-Liouville est donnée par:

$${}_{\text{RL}} I_{t_0}^{\alpha} f(t) \equiv \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (\text{II.1})$$

La dérivée d'ordre fractionnaire est aussi définie par :

$${}_{\text{RL}} D_{t_0}^{\alpha} f(t) \equiv \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \left\{ \int_{t_0}^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f(\tau) d\tau \right\} \quad (\text{II.2})$$

Où $(n-1) \leq \alpha < n$, avec n un nombre entier et $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma d'Euler.

- **Grunwald-Letnikov :**

La dérivée d'ordre fractionnaire proposée par Grunwald-Letnikov est donnée par:

$${}_{\text{GL}} D_{t_0}^{\alpha} y(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^{\alpha}} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \binom{\alpha}{k} y(t-kh) \quad (\text{II.3})$$

La définition de Grunwald-Letnikov de l'intégrale d'ordre fractionnaire est formulée comme suit :

$${}_{\text{GL}} I_{t_0}^{\alpha} y(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{\alpha} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \binom{-\alpha}{k} y(t-kh) \quad (\text{II.4})$$

Où α est un nombre réel positif, h est le pas de calcul, et

$$\binom{\alpha}{0} = 1, \quad \binom{\alpha}{k} = \frac{\alpha(\alpha-1)\dots(\alpha-k+1)}{k!}, \quad \binom{-\alpha}{0} = 1 \quad \text{et} \quad \binom{-\alpha}{k} = \frac{(-\alpha)(-\alpha-1)\dots(-\alpha-k+1)}{k!}$$

- **Caputo**

Caputo a introduit une autre définition de la dérivation d'ordre fractionnaire, l'expression mathématique de cette définition est :

$${}_c D_{t_0}^{\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f^{(n)}(\tau) d\tau \quad (\text{II.5})$$

Où $(n-1) \leq \alpha < n$, avec n un nombre entier, $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma d'Euler et $f^{(n)}(\tau)$ est la dérivée d'ordre entier n de la fonction $f(\tau)$.

II.4 Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire [37]

Les principales propriétés des dérivées et intégrales d'ordre fractionnaire sont les suivantes:

1. Si $f(z)$ est une fonction analytique de z , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire $D^\alpha f(z)$ est une fonction analytique de z et α .
2. Pour $\alpha = n$, où n est un entier, l'opération $D^\alpha f(z)$ donne le même résultat que la différentiation classique d'ordre entier n .
3. Pour $\alpha = 0$ l'opération $D^\alpha f(z)$ est l'opérateur identité : $D^0 f(z) = f(z)$.
4. La différentiation et l'intégration d'ordre fractionnaire sont des opérations linéaires:
 $D^\alpha \{ af(z) + bg(z) \} = aD^\alpha f(z) + bD^\alpha g(z)$ et $I^\alpha \{ af(z) + bg(z) \} = aI^\alpha f(z) + bI^\alpha g(z)$
5. La loi additive (propriété du semi-groupe) $D^\alpha D^\beta f(z) = D^\beta D^\alpha f(z) = D^{\alpha+\beta} f(z)$
6. La transformée de Laplace F , fonction de l'opérateur de Laplace s , d'une fonction f , dépendant du temps t , est définie par la relation :

$$F(s) = L\{f(t); t\} = \int_0^{\infty} f(t).e^{-s.t}.dt$$

7. La transformation de Laplace d'une dérivée d'ordre α de la fonction f , avec les conditions initiales sont nulles, est donnée par la relation :

$$L\{D^\alpha [f(t)]\} = s^\alpha .L\{f(t)\}$$

II.5 Approximations rationnelles d'opérateur d'ordre fractionnaire

L'implémentation analogique et numérique des opérateurs d'ordre fractionnaire est très importante parce que ces opérateurs sont représentés par des fonctions de transfert irrationnelles. Comme ils ne peuvent pas être exactement implémentés, seulement une implémentation limitée dans une bande fréquentielle peut être obtenue utilisant des techniques d'approximation. Dans [28], on peut trouver un bon résumé des méthodes existantes pour l'implémentation analogique par des fonctions rationnelles des opérateurs d'ordre fractionnaire. Dans [44-46], on peut aussi trouver quelques techniques pour leur implémentation numérique en utilisant les filtres à réponse impulsionnelle infinie et finie.

En général, on préfère l'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire par des fonctions rationnelles parce qu'il est bien connu que, pour le but d'interpolation ou d'évaluation, les fonctions rationnelles sont parfois supérieures aux polynômes. Et à cause de leur capacité de modéliser des fonctions par des zéros et des pôles, les fonctions rationnelles convergent fréquemment plus rapidement que l'expansion en série de puissance. Les méthodes d'approximation rationnelle les plus utilisées dans la littérature sont [28] :

- Méthode d' Oustaloup
- Méthode de Charef
- Méthode CFE (continued fraction expansion)

Dans cette section, la méthode d'approximation de Charef [39] des opérateurs d'ordre fractionnaire va être exposée en détail parce qu'elle a été utilisée dans tous nos travaux réalisés dans cette thèse.

II.5.1 Approximation rationnelle de l'intégrateur d'ordre fractionnaire

La fonction de transfert de l'intégrateur d'ordre fractionnaire est représentée dans le domaine fréquentiel par la fonction irrationnelle suivante:

$$G_I(s) = \frac{1}{s^\alpha} \quad (\text{II.6})$$

Où $s = j\omega$ est la fréquence complexe et α est un nombre réel tel que $0 < \alpha < 1$. Dans une bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée $[\omega_L, \omega_H]$, cet opérateur d'ordre fractionnaire peut être modéliser par un pôle à puissance fractionnaire (PPF) dont la fonction de transfert est donnée comme suit:

$$G(s) = \frac{K_I}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha} \quad (\text{II.7})$$

Si on suppose que pour $\omega \in [\omega_L, \omega_H]$, nous avons $\omega \gg \omega_c$, alors on peut écrire:

$$G(s) = \frac{K_I}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha} = \frac{K_I \omega_c^\alpha}{s^\alpha} = \frac{1}{s^\alpha} = G_I(s) \quad (\text{II.8})$$

Avec $K_I = (1/\omega_c^\alpha)$ et ω_c est la fréquence de coupure à -3m dB du PPF qui est choisie tellequ'elle soit très grande par rapport à la fréquence ω_L de la bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée, c'est-à-dire $\omega_c \gg \omega_L$. Pour représenter le PPF de l'équation (II.7), et par conséquent l'intégrateur d'ordre fractionnaire, par un modèle linéaire et invariant dans le temps, il est nécessaire d'approximer sa fonction de transfert irrationnelle par une fonction rationnelle.

La méthode d'approximation utilisée est celle de Charef qui consiste à approximer la ligne de pente -20m dB/dec, dans le plan de Bode, du PPF par un nombre de lignes en zig-zag avec des pentes alternées de -20dB/de et 0 dB/dec correspondant à une alternance de pôles et zéros sur l'axe réel négatif du plan s.

$$G(s) = \frac{K_I}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha} \cong K_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right)} \quad (\text{II.9})$$

Les pôles et les zéros de cette approximation sont calculés en utilisant une méthode graphique [38]. Cette méthode graphique commence par une erreur d'approximation spécifiée y en dB et une fréquence d'approximation ω_{\max} qui est choisie très grande par rapport à la fréquence ω_H de la bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée. Une fois y et ω_{\max} choisies, les paramètres d'approximation a, b, p_0 , z_0 et N sont déterminés comme suit [38]:

$$a = 10^{\left[\frac{y}{10(1-\alpha)}\right]} \quad \text{et} \quad b = 10^{\left[\frac{y}{10\alpha}\right]},$$

$$p_0 = \omega_c 10^{\left[\frac{y}{20\alpha}\right]} \quad \text{et} \quad z_0 = ap_0$$

$$N = \text{Integer} \left[\frac{\log \left(\frac{\omega_{\max}}{p_0} \right)}{\log(ab)} \right] + 1$$

Alors les pôles p_i et les zéros z_i de l'équation (II.9) peuvent être facilement tirés de ces paramètres comme suit:

$$p_i = p_0(ab)^i, \quad \text{for } i = 0, 1, \dots, N$$

$$z_i = z_0(ab)^i, \quad \text{for } i = 0, 1, \dots, N-1$$

Donc, l'intégrateur d'ordre fractionnaire peut être approximé par une fonction rationnelle dans une bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée $[\omega_L, \omega_H]$ par:

$$G_I(s) = \frac{1}{s^\alpha} = \frac{K_I}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha} \approx K_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_0(ab)^i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_0(ab)^i}\right)} \quad (\text{II.10})$$

Par décomposition en éléments simples de la fonction rationnelle de l'équation (II.10) il est possible de représenter l'intégrateur d'ordre fractionnaire par une combinaison linéaire de fonctions d'un seul pôle comme:

$$G_I(s) = \sum_{i=0}^N \frac{k_i}{\left(1 + \frac{s}{(ab)^i p_0}\right)} \quad (\text{II.11})$$

Où k_i , pour $i = 0, 1, \dots, N$, sont les résidus des pôles qui sont facilement obtenus par [38]:

$$k_i = K_I \frac{\prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{N-1} \left[1 - \frac{(ab)^{(i-j)}}{a}\right]}{\prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^N \left[1 - (ab)^{(i-j)}\right]} \quad (\text{II.12})$$

II.5.2 Approximation rationnelle du dérivateur d'ordre fractionnaire

La fonction de transfert du dérivateur d'ordre fractionnaire est représentée dans le domaine fréquentielle par la fonction irrationnelle suivante:

$$G_D(s) = s^\alpha \quad (\text{II.13})$$

où $s = j\omega$ est la fréquence complexe et α est un nombre réel tel que $0 < \alpha < 1$. Dans une bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée $[\omega_L, \omega_H]$, cet opérateur d'ordre fractionnaire peut être modélisé par un zéro à puissance fractionnaire (ZPF) dont la fonction de transfert est donnée comme suit:

$$G(s) = K_D \left(1 + \frac{s}{\omega_c} \right)^\alpha \quad (\text{II.14})$$

Si on suppose que pour $\omega \in [\omega_L, \omega_H]$, nous avons $\omega \gg \omega_c$, alors on peut écrire:

$$G(s) = K_D \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^m = \frac{K_D}{\omega_c^m} s^m = s^m = G_D(s) \quad (\text{II.15})$$

Avec $K_D = \omega_c^\alpha$ et ω_c est la fréquence de coupure à 3m dB du ZPF qui est choisie telle qu'elle soit très grande par rapport à la fréquence ω_L de la bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée, c'est-à-dire $\omega_c \gg \omega_L$. Pour représenter le ZPF de l'équation (II.14), et par conséquent le dérivateur d'ordre fractionnaire, par un modèle d'un système linéaire et invariant dans le temps, il est nécessaire d'approximer sa fonction de transfert irrationnelle par une fonction rationnelle. La méthode d'approximation utilisée est celle de Charef qui consiste à approximer la ligne de pente 20m dB/dec, dans le plan de Bode, du ZPF par un nombre de lignes en zig-zag avec des pentes alternées de 20dB/dec et 0 dB/dec correspondant à une alternance de zéros et pôles sur l'axe réel négatif du plan s .

$$G(s) = K_D \left(1 + \frac{s}{\omega_c} \right) \cong K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{z_i} \right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i} \right)} \quad (\text{II.16})$$

Les zéros et les pôles de cette approximation sont calculés en utilisant une méthode graphique [39]. Cette méthode graphique commence par une erreur d'approximation spécifiée y en dB et une fréquence d'approximation ω_{\max} qui est choisit très supérieure à la fréquence ω_H de la bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée. Une fois y et ω_{\max} choisies, les paramètres d'approximation a , b , z_0 , p_0 et N sont déterminés comme suit [39]:

$$a = 10^{\left\lceil \frac{y}{10(1-\alpha)} \right\rceil} \quad \text{et} \quad b = 10^{\left\lceil \frac{y}{10\alpha} \right\rceil},$$

$$z_0 = \omega_c 10^{\left\lceil \frac{y}{20\alpha} \right\rceil} \quad \text{et} \quad p_0 = az_0$$

$$N = \text{Integer} \left[\frac{\log\left(\frac{\omega_{\max}}{z_0}\right)}{\log(ab)} \right] + 1$$

Alors les zéros z_i et les pôles p_i de l'équation (II.16) peuvent être facilement tirés de ces paramètres comme suit:

$$z_i = z_0(ab)^i, \quad \text{for } i=0,1,\dots, N$$

$$p_i = p_0(ab)^i, \quad \text{for } i=0,1,\dots, N$$

Donc, le dérivateur d'ordre fractionnaire peut être approximé par une fonction rationnelle dans une bande fréquentielle d'intérêt pratique donnée $[\omega_L, \omega_H]$ par:

$$G_D(s) = s^\alpha = K_D \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha \approx K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{z_0(ab)^i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_0(ab)^i}\right)} \quad (\text{II.17})$$

Par décomposition en éléments simples de la fonction rationnelle de l'équation (II.17) il est possible de représenter le dérivateur d'ordre fractionnaire par une combinaison linéaire de fonctions d'un seul pôle comme:

$$G_D(s) = K_D + \sum_{i=0}^N \frac{h_i s}{\left(1 + \frac{s}{(ab)^i p_0}\right)} \quad (\text{II.18})$$

Où h_i , pour $i = 0, 1, \dots, N$, sont les résidus des pôles qui sont facilement obtenus par [39].

$$h_i = -K_D \frac{\prod_{j=0}^{N-1} [1 - a(ab)^{(i-j)}]}{az_0 (ab)^i \prod_{\substack{j=0 \\ i \neq j}}^N [1 - (ab)^{(i-j)}]} \quad (\text{II.19})$$

Université de Constantine

Chapitre III : Conception de Filtres Numériques pour le Traitement de l'ECG

Laboratoire du traitement de signal

Conception de Filtres Numériques pour le Traitement de l'ECG

III.1 Introduction

L'électrocardiogramme (ECG) fournit des informations très importantes sur l'état du cœur d'un malade. Dans le but d'exploiter au mieux les données ECG en grande quantité dont l'analyse manuelle est difficile, les systèmes de traitement, d'analyse et de diagnostic automatique sont apparus. Le détecteur de l'onde R est un outil extrêmement utile dans un système de traitement automatique de l'ECG. Malgré que, il y a plusieurs techniques de détection de l'onde R ou du complexe QRS dans la littérature [2-8], une technique suffisamment fiable, dans un sens strictement pratique, n'a pas encore été développée; alors des travaux de recherche sont toujours en cours dans différentes directions en vue de l'amélioration des algorithmes de détection de l'onde R. En général, un détecteur d'ondes R est constitué de deux étapes. Une étape de prétraitement et une étape de décision comme montrée sur la Fig. (III.1). Le prétraitement a pour but d'accroître les amplitudes des complexes QRS et réduire celles des ondes P et T ainsi que le bruit résiduel.

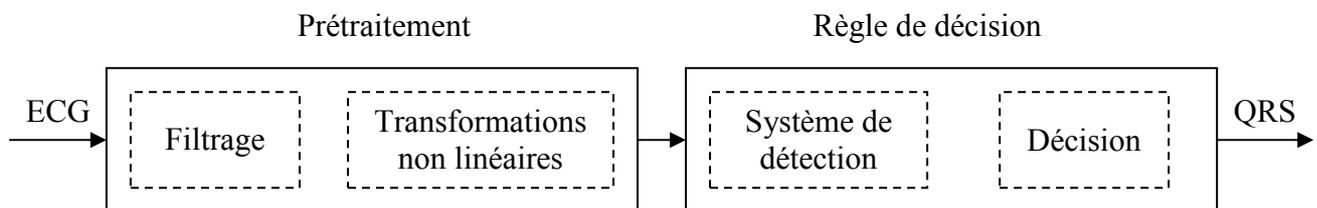


Fig. III.1 Schéma d'un détecteur de l'onde R.

Le filtrage est généralement la première et la plus importante opération dans l'étape de prétraitement du signal ECG vu les variations de sa morphologie, sa variabilité physiologique ainsi que les différents bruits qui le contaminent [1]. Il existe plusieurs méthodes de filtrage associées à différents algorithmes de détection comprenant le filtrage linéaire, le filtrage non linéaire, les réseaux de neurones et la transformation en ondelettes. Une des techniques du filtrage linéaire est le filtrage numérique. Les filtres numériques sont de plus en plus utilisés à cause de leur bonne précision, grande flexibilité ainsi que leur utilisation en temps réel et différé dans le traitement du signal. Ils peuvent tout simplement être implémentés sur un ordinateur à usage général, ou sur un microprocesseur soigneusement programmé. Ils peuvent aussi être construits spécifiquement pour un algorithme de filtrage désiré. Alors, dans ce chapitre, on va exposer des techniques de conceptions de filtre numériques basées sur les

opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire pour l'opération de filtrage dans l'étape de prétraitement du signal ECG.

III.2 Filtrage de l'ECG

Même si l'étape d'acquisition du signal ECG, les circuits d'enregistrement soient bien ajustés pour réaliser un rapport signal sur bruit presque optimal, le signal ECG est entaché de bruits indésirables. Dans l'étape de prétraitement de l'ECG, l'opération de filtrage a pour but de séparer les signaux utiles de ces bruits indésirables. En électrocardiographie, ces bruits sont bien identifiés; leurs principales causes sont soit techniques, soit physiologiques, mais certains ont la particularité de recouvrir la bande spectrale de l'ECG, ce qui les rend difficile à filtrer. La Figure (III.2) montre la densité spectrale de puissance de l'ECG et de ses différentes composantes. Sur cette figure, on peut voir que l'énergie de l'ECG est répartie dans la bande fréquentielle (2-40) Hz qui recouvre aussi celle des bruits physiologiques typiques tels que le bruit musculaire, bruit de mouvement, etc.

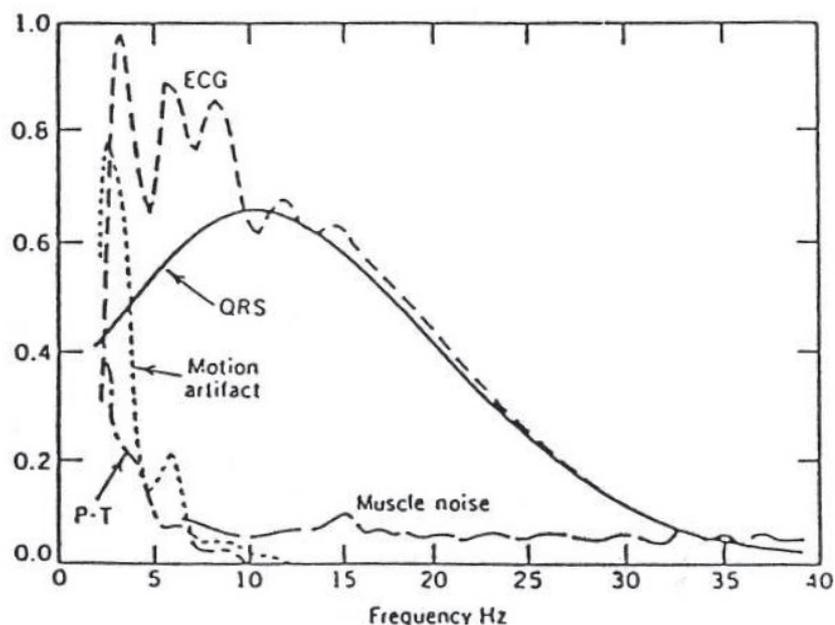


Fig. III.2 Densité spectrale de puissance de l'ECG et de ses composantes [65]

D'après les données physiologiques, les complexes QRS ont une énergie maximale dans la bande fréquentielle [5-15] Hz. Il est donc naturel de tenter un filtrage du signal dans cette bande. Afin d'atténuer les composantes de basses et de hautes fréquences non désirables, un filtre passe-bande dont les fréquences centrales se situent dans l'intervalle 10 Hz à 25 Hz peut être utilisés.

III.3 Filtres Numérique pour le Traitement de l'ECG

Dans cette section, notre travail consiste à utiliser une nouvelle approche basée sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire pour concevoir des filtres de type RIF et RII pour les différentes étapes de prétraitement des signaux ECG pour la détection de l'onde R.

III.3.1 Filtre triangulaire

Pour obtenir un filtre triangulaire de type RIF on peut mettre en cascade deux filtres à moyenne variable de durée $N/2$ [46]. Ce filtre moyennneur est caractérisé par l'équation suivante:

$$y(k) = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} x(k-i). \quad (\text{III.1})$$

Où $x(k)$ est le signal d'entrée, $y(k)$ est le signal de sortie et $N/2$ est l'ordre du filtre moyennneur. La réponse impulsionnelle $h_R(k)$ de ce filtre est donnée par:

$$h_R(k) = \begin{cases} \frac{2}{N}, & 0 \leq k \leq (N/2)-1 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

La réponse impulsionnelle du filtre triangulaire est :

$$g_T(k) = \begin{cases} \frac{4(k+1)}{N^2}, & 0 \leq k \leq \frac{N}{2}-2 \\ \frac{4}{N} - \frac{4(k+1)}{N^2}, & \frac{N}{2}-1 \leq k \leq (N-2) \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Sa réponse fréquentielle est :

$$G_T(f) = \left(\frac{2}{N} \cdot \frac{\sin \pi \cdot f \cdot N/2}{\sin \pi \cdot f} \right)^2 \cdot \exp(-j2 \cdot \pi \cdot f \cdot (N/2-1)) \quad (\text{III.4})$$

la caractéristique d'atténuation est donné par :

$$|G_T(f)| = \left(\frac{2}{N} \cdot \frac{\sin \pi \cdot f \cdot N/2}{\sin \pi \cdot f} \right)^2 \quad (\text{III.5})$$

Le filtre triangulaire a amélioré l'atténuation autour des zéros de $G_T(f)$ qui se produisent à des fréquences multiples de $2/N$ par rapport au filtre moyenné. Une telle atténuation est suffisante pour éliminer les artefacts et les variations de la ligne de base du signal ECG [46].

La réalisation non récursive du filtre moyenné par le produit de convolution de l'équation (III.1) nécessite $N/2$ additions et une multiplication pour chaque échantillon de la sortie. Comme la réponse impulsionnelle du filtre moyenné $h_R(n)$ est constante, l'équation (III.1) peut alors être écrite comme suit [46]:

$$y(n) = y(n-1) + [x(n) - x(n - N/2)] / (N/2) \quad (III.6)$$

Cette implémentation récursive de l'équation (III.6) nécessite deux additions et une multiplication par l'échantillon de la sortie quelque soit la valeur de N . Comme un filtre triangulaire peut être considéré comme deux filtres à moyenne mobile de durée $N/2$ en série, deux passages avec l'équation (III.6) réalise le filtre triangulaire [46].

III.3.2 Intégrateur et Dérivateur d'ordre fractionnaire numérique [21]

Cette section traite de la modélisation numérique de l'intégrateur d'ordre fractionnaire s^{-m} et du différentiateur d'ordre fractionnaire s^m pour $0 < m < 1$. L'approche proposée est basée sur la méthode d'approximation analogique de Charef de ces opérateurs. Cette méthode est exposée en détail au chapitre II. L'intégrateur et le différentiateur d'ordre fractionnaire exprimés sous forme de fonctions de transfert discrètes et rationnelles sont obtenus par la discrétisation de leurs fonctions de transfert analogiques rationnelles respectives en utilisant la fonction de transformation d'Euler $s = (1 - z^{-1})/T$ [47]. Les coefficients de ces fonctions de transfert discrètes sont donnés sous formes analytiques en termes de la période d'échantillonnage T et des paramètres d'approximation analogiques.

L'intégrateur et le différentiateur analogique d'ordre fractionnaire sont représentés par les fonctions de transferts irrationnelles suivantes, respectivement:

$$G_I(s) = \frac{1}{s^m}, \quad 0 < m < 1 \quad (III.7)$$

$$G_D(s) = s^m, \quad 0 < m < 1 \quad (III.8)$$

Dans une bande de fréquence donnée d'intérêt pratique $[\omega_L, \omega_H]$, les équations (III.7) et (III.8) peuvent être approximées par des fonctions de transfert rationnelles comme suit [39]:

$$G_I(s) = \frac{1}{s^m} \cong K_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_{li}}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_{li}}\right)} = \sum_{i=0}^N \frac{k_{li}}{(1 + s/p_{li})} \quad (III.9)$$

$$G_D(s) = s^m \cong K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{z_{Di}}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_{Di}}\right)} = K_D + \sum_{i=0}^N \frac{k_{Di}}{\left(1 + s/p_{Di}\right)} \quad (\text{III.10})$$

les paramètres d'approximations a , b , p_{I0} , p_{D0} , z_{I0} , z_{D0} , K_I , K_D , N , les pôles p_{li} et p_{Di} , les zéros z_{li} et z_{Di} , les résidus k_{li} et k_{Di} sont tous donnés dans le chapitre II.

Les fonctions de transfert de l'intégrateur et du différentiateur numérique à réponse impulsionnelle infinie (RII) d'ordre fractionnaire sont obtenues par discrétisation, en utilisant la transformation d'Euler $s = (1 - z^{-1})/T$ (T est la période d'échantillonnage), des fonctions de transfert analogiques rationnelles des équations (III.9) et (III.10) respectivement comme suit:

$$G_I(z) = K_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{(1 - z^{-1})/T}{z_{li}}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{(1 - z^{-1})/T}{p_{li}}\right)} = \sum_{i=0}^N \frac{k_{li}}{\left(1 + \frac{(1 - z^{-1})/T}{p_{li}}\right)} \quad (\text{III.11})$$

$$G_D(z) = K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{(1 - z^{-1})/T}{z_{Di}}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{(1 - z^{-1})/T}{p_{Di}}\right)} = K_D + \sum_{i=0}^N \frac{k_{Di}}{\left(1 + \frac{(1 - z^{-1})/T}{p_{Di}}\right)} \quad (\text{III.12})$$

En plus, nous savons que la transformation d'Euler produit un filtre discret stable à partir d'un filtre continu stable [47], par conséquent ces fonctions de transfert de l'intégrateur et du différentiateur numérique à réponse impulsionnelle infinie (RII) d'ordre fractionnaire sont stables parce qu'elles sont dérivées à partir de fonctions de transfert analogiques stables.

Des formes simplifiées des équations (III.11) et (III.12) peuvent être données comme suit:

$$G_I(z) = \bar{K}_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(z - \bar{z}_{li}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(z - \bar{p}_{li}\right)} = \sum_{i=0}^N \frac{\bar{k}_{li} z}{\left(z - \bar{p}_{li}\right)} \quad (\text{III.13})$$

$$G_D(z) = \bar{K}_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(z - \bar{z}_{Di}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(z - \bar{p}_{Di}\right)} = \bar{K}_D + \sum_{i=0}^N \frac{\bar{k}_{Di} z}{\left(z - \bar{p}_{Di}\right)} \quad (\text{III.14})$$

où les pôles \bar{p}_{li} et \bar{p}_{Di} , les zéros \bar{z}_{li} et \bar{z}_{Di} , les gains \bar{K}_I et \bar{K}_D , les résidus \bar{k}_{li} et \bar{k}_{Di} sont données comme suit (pour $i = 0, 1, \dots, N$):

$$\bar{p}_{li} = \frac{1}{(1 + p_{li}T)}, \quad \bar{p}_{Di} = \frac{1}{(1 + p_{Di}T)}, \quad \bar{z}_{li} = \frac{1}{(1 + z_{li}T)}, \quad \bar{z}_{Di} = \frac{1}{(1 + z_{Di}T)}, \quad \bar{k}_{li} = Tk_{li}p_{li}\bar{p}_{li},$$

$$\bar{k}_{Di} = Tk_{Di}p_{Di}\bar{p}_{Di}, \quad \bar{K}_I = K_I T \frac{\prod_{i=0}^N \left(p_{li} \bar{p}_{li} \right)}{\prod_{i=0}^{N-1} \left(z_{li} \bar{z}_{li} \right)}, \quad \bar{K}_D = K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(p_{Di} \bar{p}_{Di} \right)}{\prod_{i=0}^N \left(z_{Di} \bar{z}_{Di} \right)}$$

Les parties de gauche des équations (III.13) et (III.14) peuvent être réécrites comme:

$$G_I(z) = \bar{K}_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(z - \bar{z}_{li} \right)}{\prod_{i=0}^N \left(z - \bar{p}_{li} \right)} = \frac{\sum_{i=0}^N \beta_{li} z^{i-(N+1)}}{1 + \sum_{i=0}^N \alpha_{li} z^{i-(N+1)}} \quad (III.15)$$

$$G_D(z) = \bar{K}_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(z - \bar{z}_{Di} \right)}{\prod_{i=0}^N \left(z - \bar{p}_{Di} \right)} = \frac{\sum_{i=0}^{N+1} \beta_{Di} z^{i-(N+1)}}{1 + \sum_{i=0}^N \alpha_{Di} z^{i-(N+1)}} \quad (III.16)$$

où les coefficients α_{li} , β_{li} , α_{Di} , et β_{Di} peuvent être facilement obtenus à partir des pôles \bar{p}_{li} et \bar{p}_{Di} , des zéros \bar{z}_{li} et \bar{z}_{Di} , des gains \bar{K}_I et \bar{K}_D . Alors, les équations aux différences représentant l'intégrateur et le différentiateur numériques d'ordre fractionnaire sont données respectivement par:

$$y_I(k) = \sum_{i=0}^N \beta_{li} x[k - (N + 1 - i)] - \sum_{i=0}^N \alpha_{li} y_I[k - (N + 1 - i)] \quad (III.17)$$

$$y_D(k) = \sum_{i=0}^{N+1} \beta_{Di} x[k - (N + 1 - i)] - \sum_{i=0}^N \alpha_{Di} y_D[k - (N + 1 - i)] \quad (III.18)$$

Avec $x(k)$ est l'entrée, $y_I(k)$ et $y_D(k)$ sont les sorties de l'intégrateur et du différentiateur numérique d'ordre fractionnaire respectivement. Les réponses impulsionnelles de l'intégrateur et du différentiateur numériques à réponse impulsionnelle infinie (RII) d'ordre fractionnaire peuvent également être obtenues en utilisant la transformé en Z inverse des parties de droite des équations (III.13) et (III.14), respectivement, comme:

$$g_I(k) = \sum_{i=0}^N \bar{k}_{li} (\bar{p}_{li})^k, \quad \text{for } k=0, 1, \dots, +\infty \quad (III.19)$$

$$g_D(k) = \bar{K}_D \delta(k) + \sum_{i=0}^N \bar{k}_{Di} (\bar{p}_{Di})^k, \quad \text{for } k=0, 1, \dots, +\infty \quad (III.20)$$

Par troncation des séquences $g_I(k)$ et $g_D(k)$ pour $0 < k < (L-1)$, nous obtiendrons les réponses impulsionnelles de l'intégrateur et du différentiateur numériques à réponse impulsionnelle finie (RIF) d'ordre fractionnaire de longueur L comme:

$$g_{IRIF}(k) = \begin{cases} \frac{1}{M_I} g_I(k) & , \quad 0 \leq k \leq (L-1) \\ 0 & , \quad \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

$$g_{DRIF}(k) = \begin{cases} \frac{1}{M_D} g_D(k) & , \quad 0 \leq k \leq (L-1) \\ 0 & , \quad \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Avec $M_I = \sum_{k=0}^{L-1} g_I(k)$ et $M_D = \sum_{k=0}^{L-1} g_D(k)$ sont des paramètres de normalisation.

Comme exemple, on prend l'intégrateur d'ordre fractionnaire $s^{-0.3}$ et du différentiateur d'ordre fractionnaire $s^{0.7}$. Comme nous allons utiliser ces intégrateur et différentiateur numériques d'ordre fractionnaire pour le traitement du signal ECG de la base de données MIT/BIH, la période d'échantillonnage est donc prise $T=1/360$ s et la bande fréquentielle d'intérêt pratique pour l'approximation est $[\omega_L, \omega_H] = [2\pi \text{ rad/s}, 100\pi \text{ rad/s}]$ parce que la majeure partie de l'énergie du complexe QRS se trouve entre 2 hertz et 40 hertz [54]. Les diagrammes de Bode de l'intégrateur d'ordre fractionnaire $s^{-0.3}$ et du différentiateur d'ordre fractionnaire $s^{0.7}$ ainsi que leurs implémentations numériques sont montrés dans les figures (III.3) et (III.4), respectivement.

La fonction de transfert d'un différentiateur d'ordre fractionnaire d'ordre $1 < m < 2$ peut être écrite comme: $H_D(s) = s^m = sG_D(s)$, où $G_D(s) = s^{(m-1)}$ tel que $0 < (m-1) < 1$. Le différentiateur numérique RII d'ordre fractionnaire équivalent au différentiateur analogique d'ordre fractionnaire $H_D(s) = s^m$ est donné par:

$$H_D(z) = \frac{(1-z^{-1})}{T} G_D(z) \quad (\text{III.23})$$

Dans le domaine temporel, on aurait:

$$h_D(k) = \frac{1}{T} \{g_D(k) - g_D(k-1)\} \quad (\text{III.24})$$

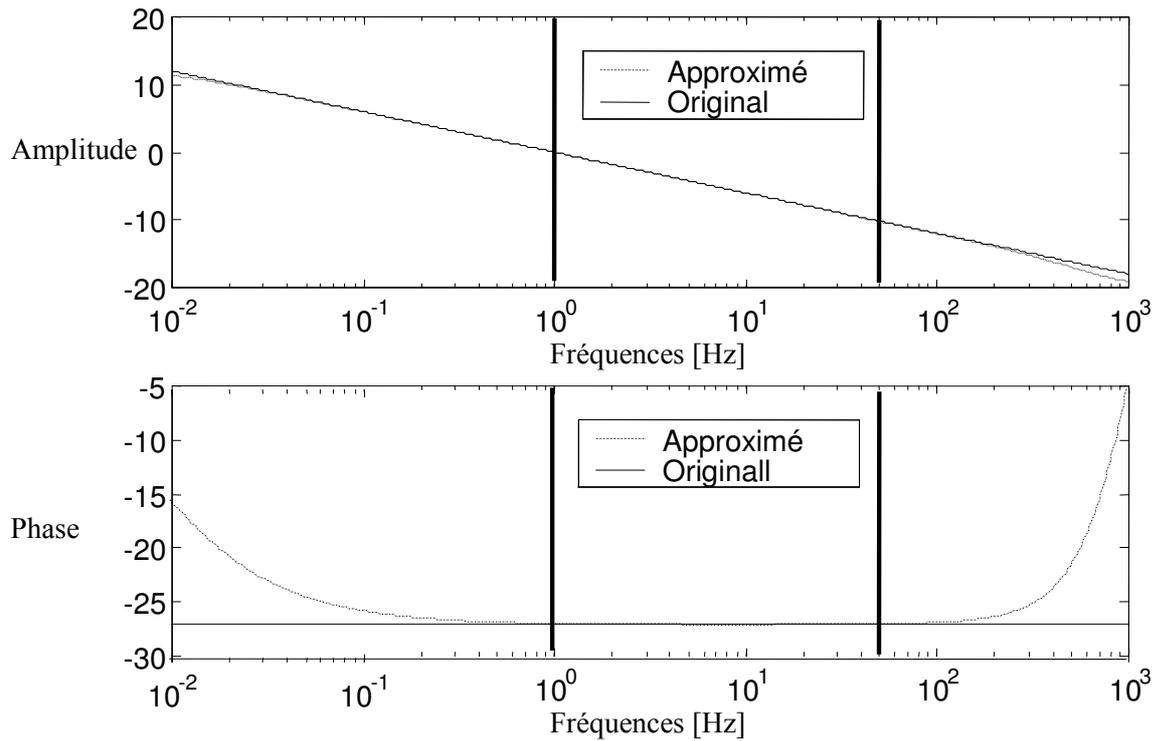


Fig. III.3 : le tracé de Bode de l'intégrateur $s^{-0,3}$ et son implémentation numérique

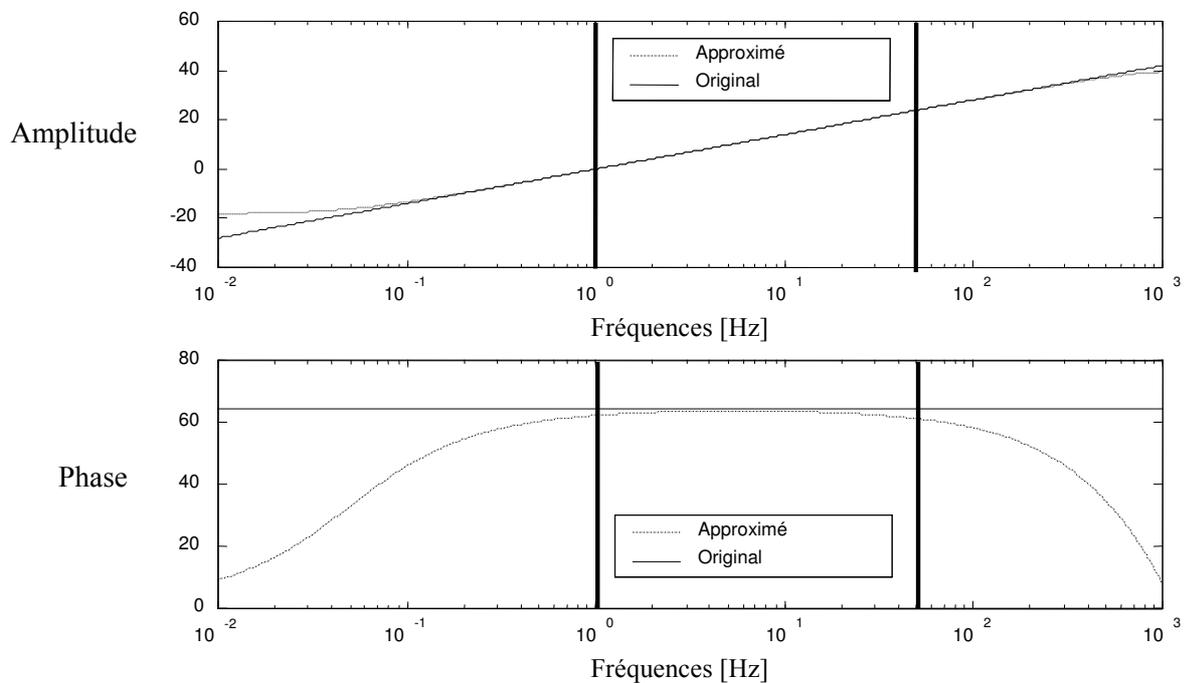


Fig. III.4 : le tracé de Bode de différentiateur $s^{0,7}$ et son implémentation numérique.

III.3.3 Filtre basé sur le système fractal de His-Purkinje [54]

La dépolarisation des ventricules dans le cas du rythme sinusal normal se produit par l'intermédiaire du faisceau de conduction de His-Purkinje. Le spectre de puissance de cette dépolarisation suit une loi de puissance inverse comme il a été démontré par Goldberger et al [19]. Cette loi de puissance inverse ou le comportement fractal du spectre de puissance du complexe QRS a été modélisé dans le domaine fréquentiel par un pôle à puissance fractionnaire que nous avons appelé, dans ce contexte, le système fractal de His-Purkinje. La fonction de transfert du système fractal de His-Purkinje est donnée par [20]:

$$H_{\beta}(s) = \frac{1}{(s + p)^{\beta}} \quad (\text{III.25})$$

La réponse impulsionnelle $h_{\beta}(t)$ de ce type de système est obtenue par la transformée de Laplace inverse de la fonction de transfert $H_{\beta}(s)$ de l'équation (III.25), elle est donnée par:

$$h_{\beta}(t) = \frac{1}{\Gamma(\beta)} t^{(\beta-1)} \exp(-pt) \quad (\text{III.26})$$

où $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma. Le filtre numérique RII obtenu par échantillonnage, avec une période d'échantillonnage T , à partir du système fractal de His-Purkinje a pour réponse impulsionnelle:

$$h_{\beta}(k) = \frac{1}{\Gamma(\beta)} (kT)^{(\beta-1)} \exp(-kpT) , \text{ pour } k=0, 1, \dots, +\infty \quad (\text{III.27})$$

Par la troncation de cette séquence pour $0 < k < (L-1)$, on obtient la réponse impulsionnelle du filtre RIF du système fractal de His-Purkinje :

$$h_{\beta FIR}(k) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{1}{M_{\beta}} h_{\beta}(k) & , \quad 0 \leq k \leq (L-1) \\ 0 & , \quad \text{ailleurs} \end{array} \right\} \quad (\text{III.28})$$

Où $M_{\beta} = \sum_{k=0}^{L-1} h_{\beta}(k)$ est un paramètre de normalisation. Les paramètres p et β de la fonction

de transfert du système fractal de His-Purkinje de l'équation (III.25) comme obtenus dans [20] sont: $p = 8\pi$ rad/sec, $\beta=2.1$. Alors, à partir de l'équation (III.27), le filtre numérique RII du system fractal de His-Purkinje est donné comme suit:

$$h_{2,1}(k) = 0.9556(kT)^{(1.1)} \exp(-k8\pi T) , \text{ pour } k=0, 1, \dots, +\infty \quad (\text{III.29})$$

Comme nous allons employer $h_{2,1}(k)$ pour le traitement des signaux d'ECG de la base de données de MIT/BIH, la période d'échantillonnage est ainsi prise $T=1/360$ s, par conséquent $h_{2,1}(k)$ sera:

$$h_{2,1}(k) = 0.9556 \left(\frac{k}{360} \right)^{(1.1)} \exp\left(-\frac{k8\pi}{360}\right), \text{ pour } k=0, 1, \dots, +\infty \quad (\text{III.30})$$

Donc, le filtre numérique RIF du système fractal de His-Purkinje de longueur L est donné par:

$$h_{2,1\text{FIR}}(k) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{M_{2,1}} \left[0.9556 \left(\frac{k}{360} \right)^{(1.1)} \exp\left(-\frac{k8\pi}{360}\right) \right], \quad 0 \leq k \leq (L-1) \\ 0, \quad \text{ailleurs} \end{array} \right\} \quad (\text{III.31})$$

Où le paramètre de normalisation est donné par:

$$M_{2,1} = \sum_{k=0}^{L-1} \left[0.9556 \left(\frac{k}{360} \right)^{(1.1)} \exp\left(-\frac{k8\pi}{360}\right) \right].$$

III.4 Conception de filtres numériques passe-bande pour le traitement de l'ECG

Le prétraitement de l'ECG sert à réduire les composants non utiles comme la variation de la ligne de base, les ondes T et P représentant les basses fréquences, et les bruits d'origine mécanique (mouvement d'électrode et/ou du patient) et d'origine électrique (interférences). Ceci est effectué par un filtre passe-bande numérique de fréquence centrale variant de 10 à 25 Hz et a une bande passante de 5 à 10 Hz.

III.4.1 Utilisation des opérateurs d'ordre fractionnaire numériques [21]

Dans cette section on va présenter un nouveau filtre passe bande numérique RIF basé sur les opérateurs d'ordre fractionnaire et le filtre triangulaire [46]. Comme montré sur la figure (III.5), le filtre passe bande numérique RIF proposé résulte de la mise en cascade de deux filtres. Le premier est un filtre passe-bas numérique composé d'un filtre triangulaire en cascade avec un intégrateur d'ordre fractionnaire d'ordre m tel que $0 < m < 1$. Le second est un filtre passe-haut numérique résultant de la différence de deux branches en parallèle; une de ces branches est l'unité et l'autre branche se compose d'un filtre triangulaire en série avec un dérivateur d'ordre fractionnaire du même ordre m que l'intégrateur d'ordre fractionnaire.

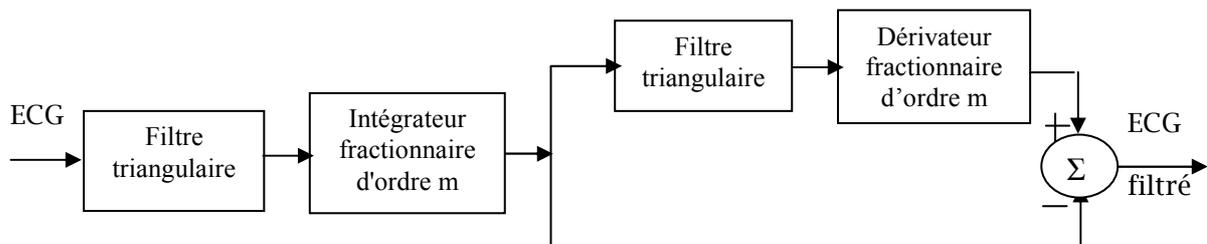


Fig.III.5. Schéma fonctionnel du filtre passe bande proposé

La réponse impulsionnelle $g_T(k)$ du filtre triangulaire formé par deux filtre à moyenne mobile de durée $L/2$ avec L un nombre entier pair est donnée par (III.3) :

$$g_T(k) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{4(k+1)}{L^2}, & 0 \leq k \leq \frac{L}{2} - 2 \\ \frac{4}{L} - \frac{4(k+1)}{L^2}, & \frac{L}{2} - 1 \leq k \leq (L-2) \\ 0, & \text{ailleurs} \end{array} \right\} \quad (III.32)$$

Les sorties de l'intégrateur et du différentiateur numériques RIF d'ordre fractionnaire sont respectivement données par:

$$y_I(k) = \sum_{i=0}^{L-1} g_{IRIF}(i) x(k-i) \quad (III.33)$$

$$y_D(k) = \sum_{i=0}^{L-1} g_{DRIF}(i) x(k-i) \quad (III.34)$$

Où $g_{IRIF}(k)$ et $g_{DRIF}(k)$ sont respectivement les réponses impulsionnelles de l'intégrateur et le différentiateur numériques RIF d'ordre fractionnaire comme donné par les équations (III.21) et (III.22) et $x(k)$ est l'entrée. La fréquence centrale et la largeur de bande à -3dB du filtre numérique proposé sont affectées par les valeurs de l'ordre fractionnaire m et le paramètre L . Donc, les valeurs de m et L du filtre seront choisis telles que le rapport du signal sur bruit du signal ECG est maximisé en utilisant la relation suivante [49]:

$$SNR_L(m) = \frac{E(x(k)^2)}{E((y_f(k) - x(k))^2)}, \quad k=0,1,\dots,M \quad (III.35)$$

où $x(k)$ est le signal d'ECG bruité, $y_f(k)$ est la sortie du filtre passe-bande, $[y_f(k) - x(k)]$ est considéré comme le bruit et $M+1$ est le nombre d'échantillons.

Les figures (III.6) à (III.11) montrent le $SNR_L(m)$ de l'équation (III.35) en fonction de la longueur L avec l'ordre fractionnaire m comme paramètre pour quelques signaux de la base de données MIT/BIH. La fréquence d'échantillonnage de l'ECG de la base de données MIT/BIH est 360 Hz, le paramètre L varie entre de 2 et 30 avec un pas de 2 et le paramètre m est varié entre de 0,1 et 0,9 avec un pas de 0,01. De ces résultats, le maximum de ce $SNR_L(m)$ se produit pour tous les signaux ECG utilisés au même ordre fractionnaire $m=0.68$ mais pour différentes valeurs du paramètre L . Cette variation du paramètre L pour différents signaux d'ECG peut être due aux variations de la morphologie et la largeur du QRS.

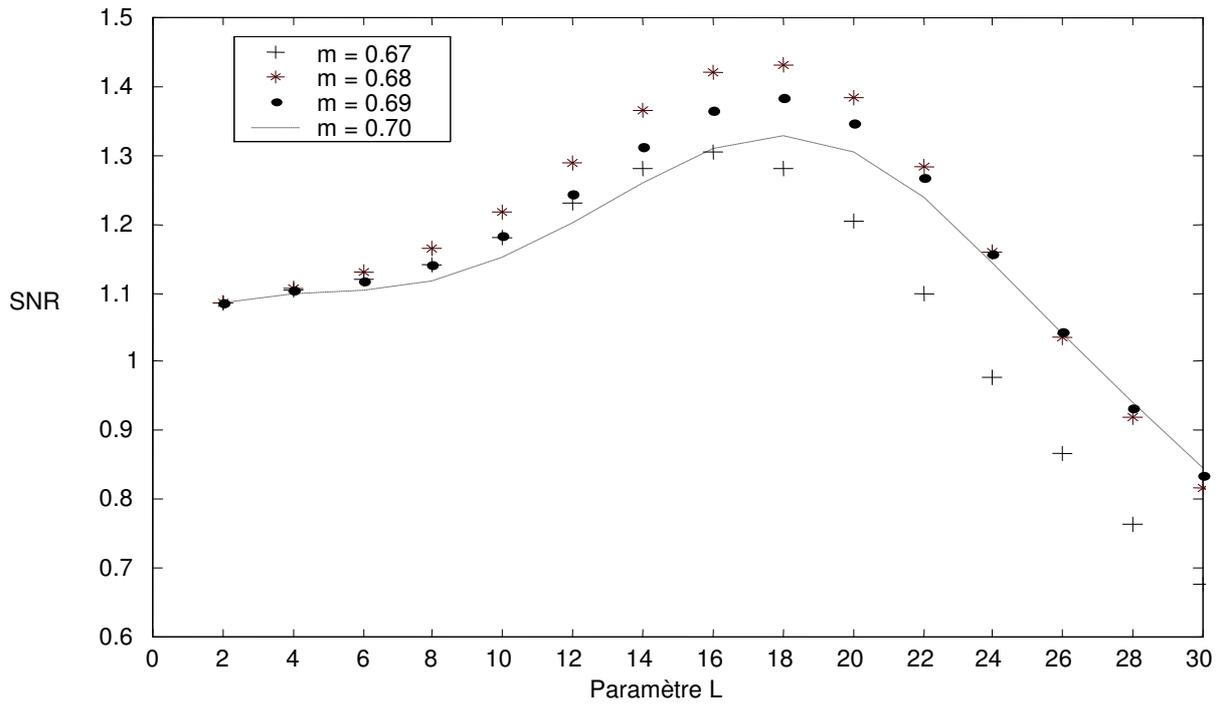


Fig.III.6. : SNR du signal Enregistrement (104) pour différentes valeurs de m

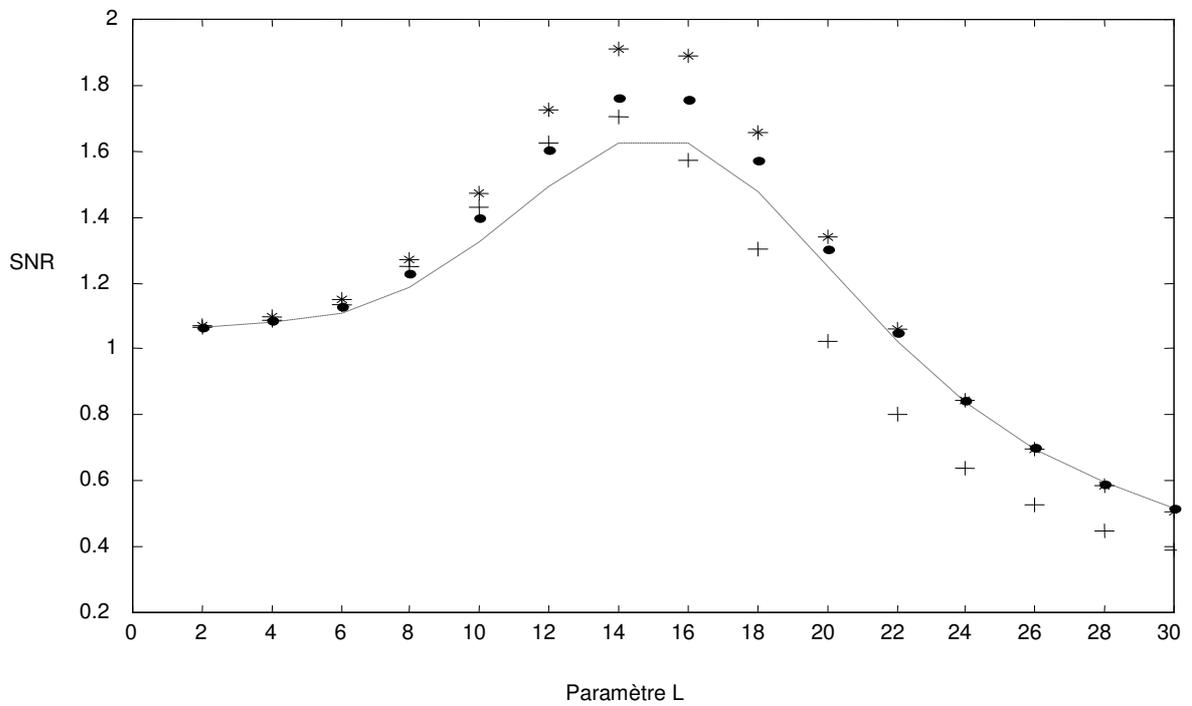


Fig. III.5. : SNR du signal Enregistrement (105) pour différentes valeurs de m

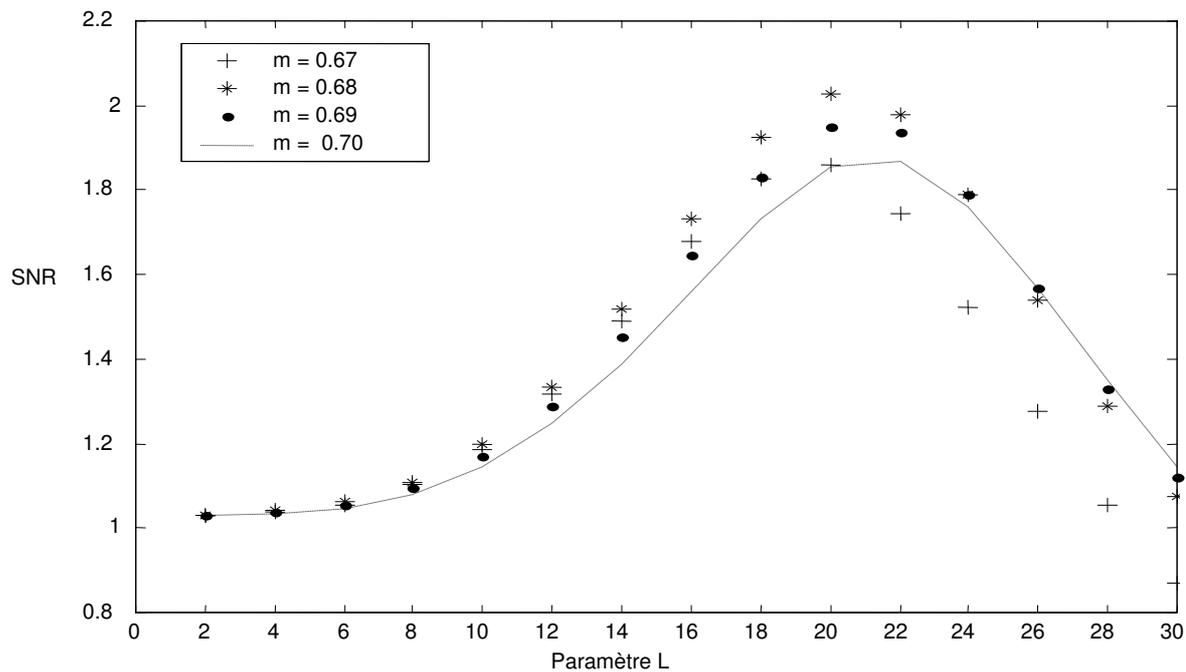


Fig.III.6. : SNR du signal Enregistrement (107) pour différentes valeurs de m

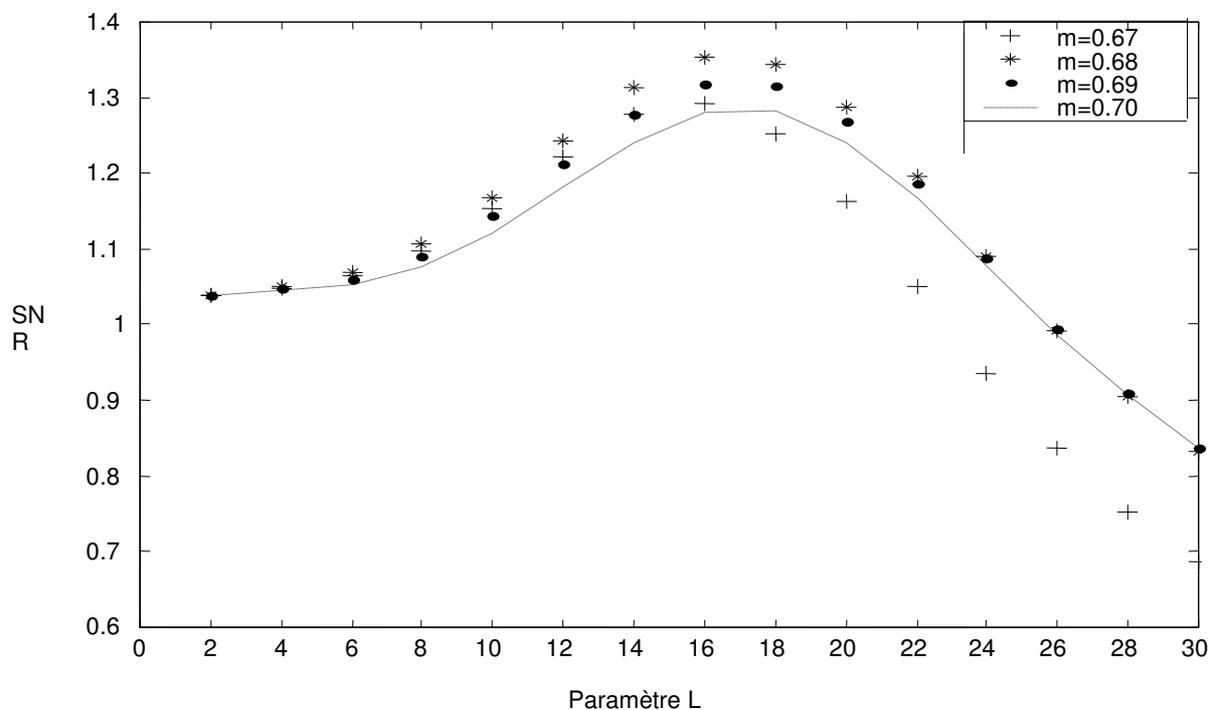


Figure .III.7. : SNR du signal Enregistrement (108) pour différents valeurs de m

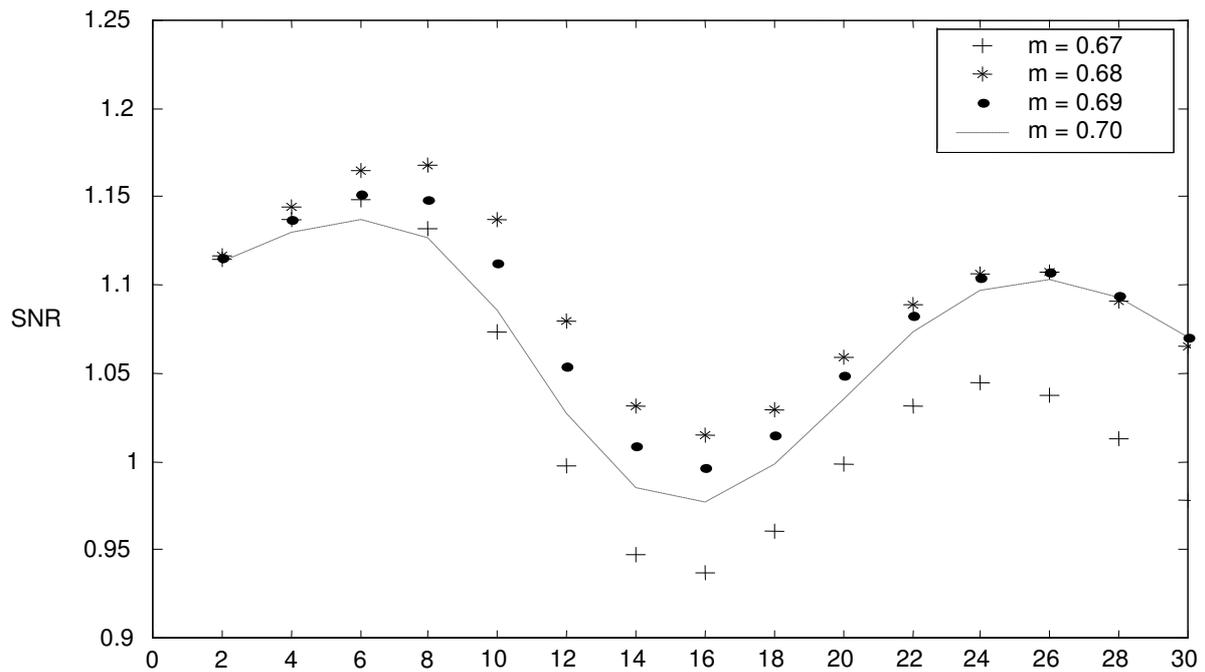


Fig.III.8. : SNR du signal Enregistrement (114) pour différentes valeurs de m

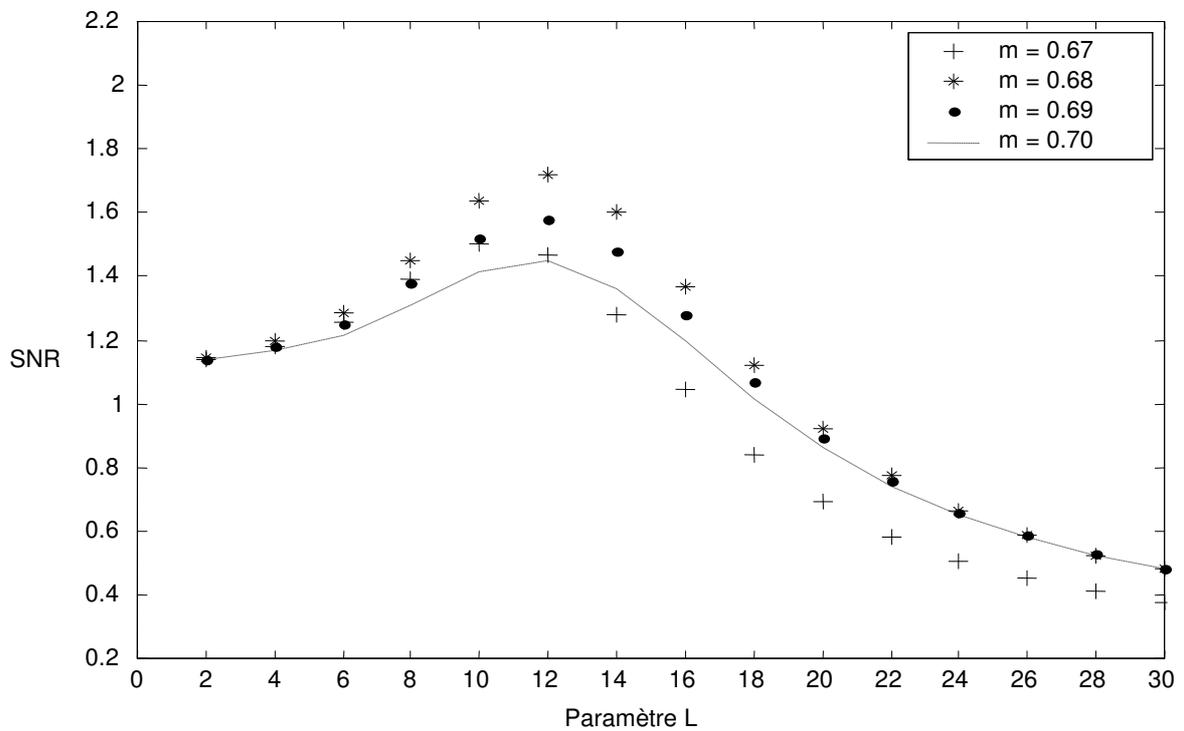


Fig. III.9. SNR du signal Enregistrement (116) pour différentes valeurs de m

En utilisant l'ordre fractionnaire $m = 0,68$, le module de la réponse fréquentielle et la réponse impulsionnelle du filtre passe-bande numérique proposé sont données dans les figures (III.12) et (III.13), respectivement, avec la longueur L comme paramètre.

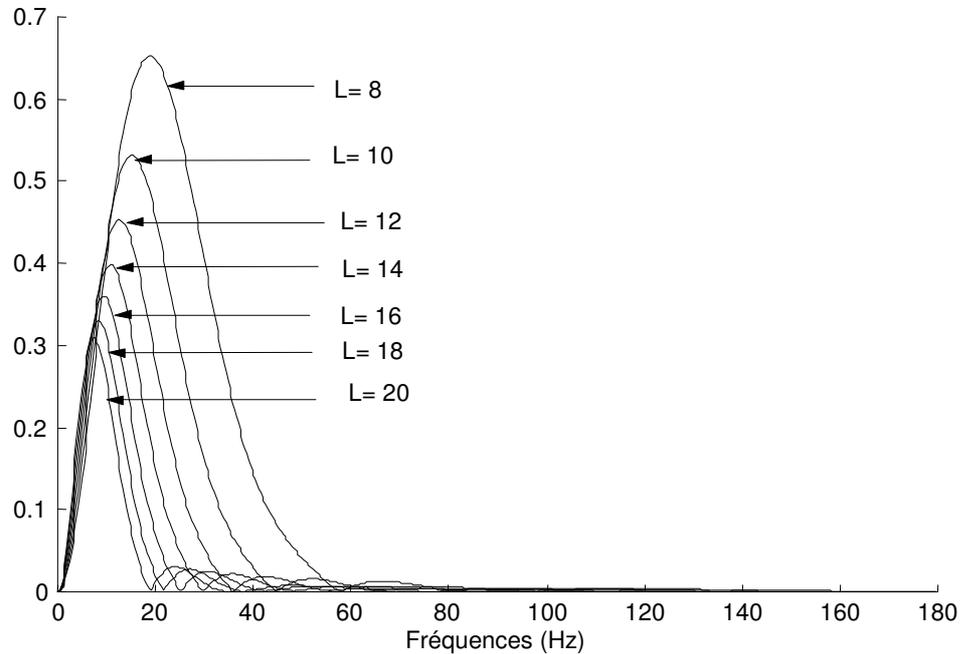


Fig.III.12: Module des réponses fréquentielle du filtre passe-bande numérique pour $m=0,68$ et différentes valeurs de L

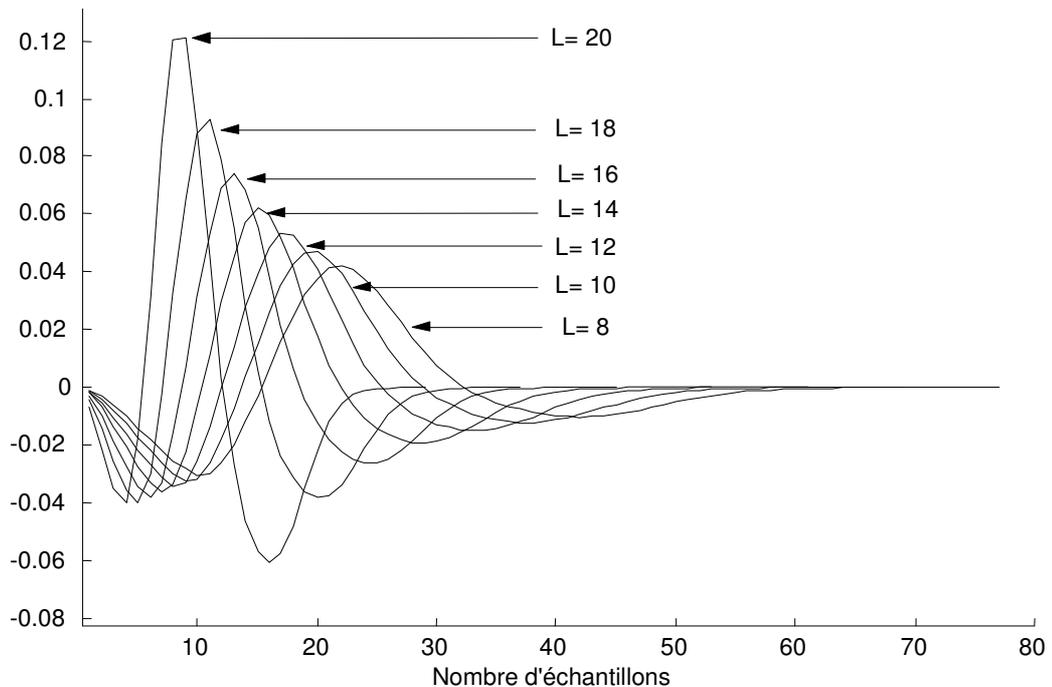


Fig. III.13 : Réponses impulsionnelles du filtre passe-bande numérique pour $m=0,68$ et différentes valeurs de L

Les fréquences centrales et les largeurs de bande à 3 dB, du filtre passe-bande proposé, en fonction du paramètre L obtenues à partir de la figure (III.12) sont données dans le tableau (III.1).

Tableau (III.1) : Fréquences Centrales et la largeur de bande à -3dB
Pour $m=0.68$ et différentes valeurs de L

Paramètre L	fréquence Centrale (Hz)	Largeur de Bande à 3dB (Hz)
08	18.00	17.27
10	14.40	13.78
12	12.60	11.31
14	10.80	09.66
16	09.00	08.32
18	09.00	07.40
20	07.20	06.44

Dans les références [6] et [51], les auteurs ont déclaré que presque toutes les techniques de détection de l'onde R basées sur les filtres numériques utilisent des filtres passe-bande avec une fréquence centrale entre 10 et 25 Hz et une largeur de bande à 3 dB entre 5 et 10 Hz. Beaucoup de chercheurs utilisant des techniques basées sur les ondelettes pour la détection de l'onde R, ont aussi constaté que les meilleurs résultats de détection ont été obtenus quand la forme de l'ondelette de lissage utilisée ressemble à la morphologie du QRS complexe normale et que cette ondelette a une valeur moyenne nulle. Dans notre travail, en plus du paramètre $m = 0,68$ qui est obtenu pour le maximum du SNR, nous avons remarqué que toutes les formes des réponses impulsionnelles du filtre passe-bande numérique proposé pour $m=0,68$ et différentes valeurs de la longueur L ressemblent à la morphologie du complexe QRS normal. Nous avons également constaté que chaque réponse impulsionnelle a presque une valeur moyenne nulle. Du tableau (III.1), nous avons constaté que la fréquence centrale pour différentes valeurs de L est entre 7 et 18 Hz et la largeur de bande à 3dB est entre 6 et 17 Hz. Alors, la longueur L qui est utilisée dans cette partie de notre travail est $L=20$. Le choix de cette valeur de L correspond à la plus étroite largeur de la bande passante à 3 dB du filtre passe bande proposé. Les figures (III.14) à (III.19) montrent le filtrage de l'ECG de quelques signaux de la base de données MIT/BIH en utilisant le filtre passe bande proposé pour le couple de paramètres $(m, L)=(0.68, 20)$. La figure (III.14) contient le signal ECG brut et filtré de l'enregistrement 105 qui est un signal avec déviation graduelle de la ligne de base. Du signal ECG filtré, les déviations de la ligne de base sont éliminées et que les complexes QRS

de faibles amplitudes sont accentués. La figure (III.15) contient aussi une autre partie du signal ECG brut et filtré de l'enregistrement 105 qui est fortement bruité et contenant des événements qui peuvent être considérés comme des complexes QRS. On constate de cette figure qu'après filtrage le bruit a été totalement réduit et les événements indésirables ont complètement disparue. Dans la figure (III.16) le signal ECG brut de l'enregistrement 108 a des ondes P de grandes amplitudes. On remarque de cette figure que dans le signal ECG filtré les complexes QRS sont accentués et les ondes P de grandes amplitudes sont réduites. Le signal ECG de l'enregistrement 203 filtré et brut avec du bruit haute fréquence, déviation de la ligne de base et contenant des contractions ventriculaires prématurées (PVC) sont donnés dans la figure (III.17). De cette figure on peut facilement voir que le bruit de haute fréquence est complètement éliminé et la ligne de base a été corrigée sans perte d'information malgré qu'il comporte des complexes de morphologie PVC. La figure (III.18) contient le signal ECG filtré et brut de l'enregistrement 117 qui a des ondes T de grandes amplitudes. Du signal filtré de cette figure, on remarque que ces ondes T sont fortement atténuées sans déformation ni atténuation des complexes QRS. Le signal ECG brut de l'enregistrement 111 de la figure (III.19) est un signal contenant des ondes R avec des pics multiples. De cette même figure on peut voir que le signal ECG filtré a un seul pic alors le filtrage a éliminé tous les pics qui ne sont pas l'onde R réelle.

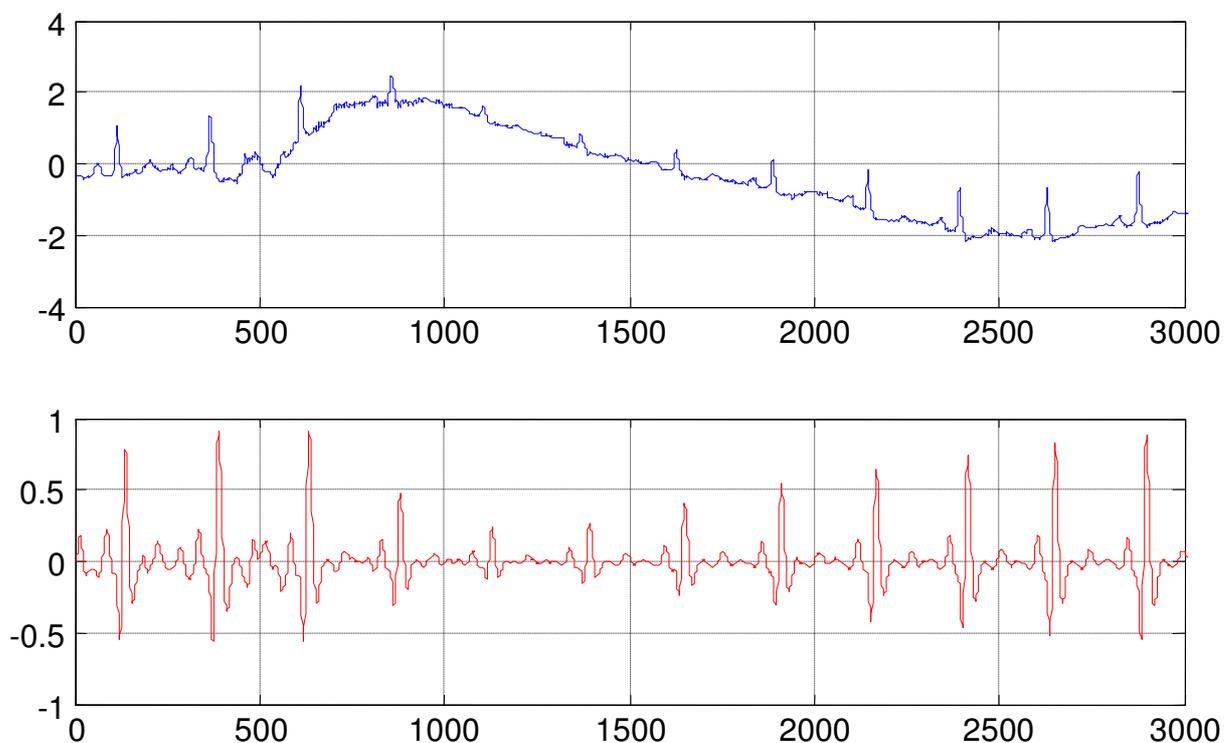


Fig.III.14 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105

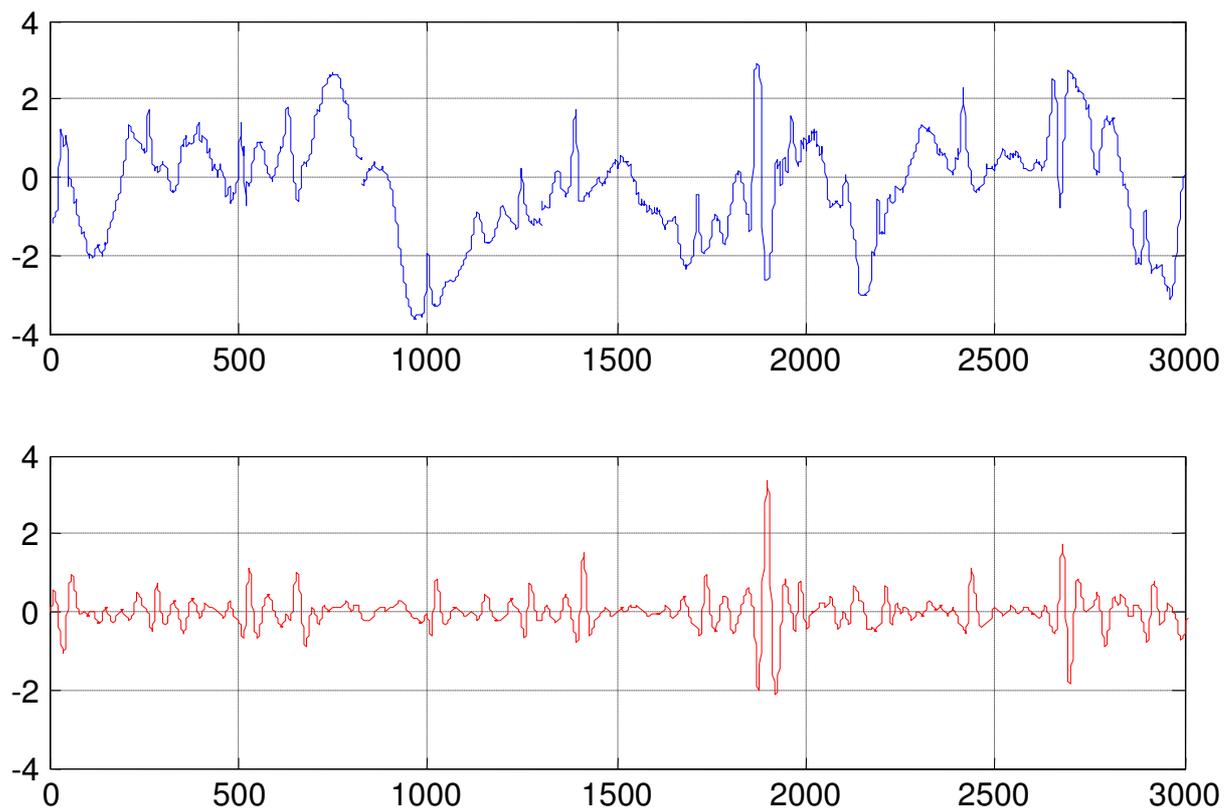


Fig.III.15 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105

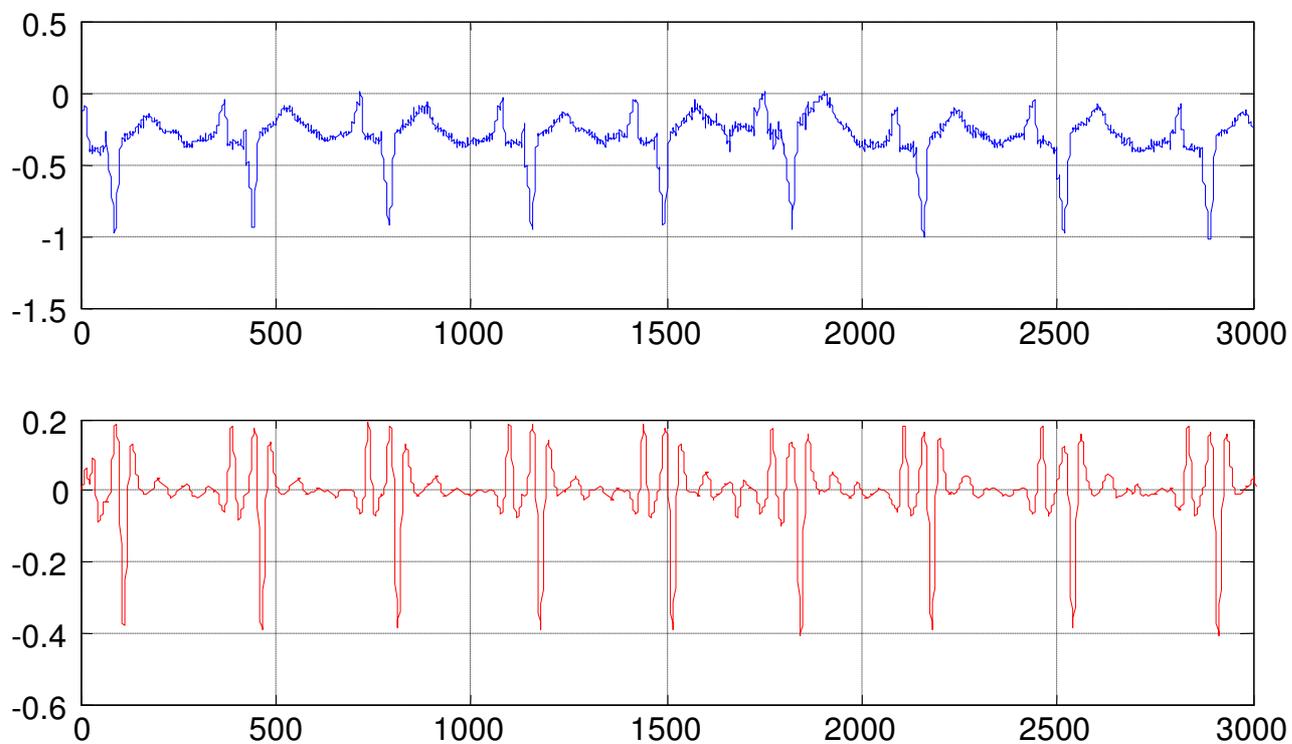


Fig.III.16 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 108

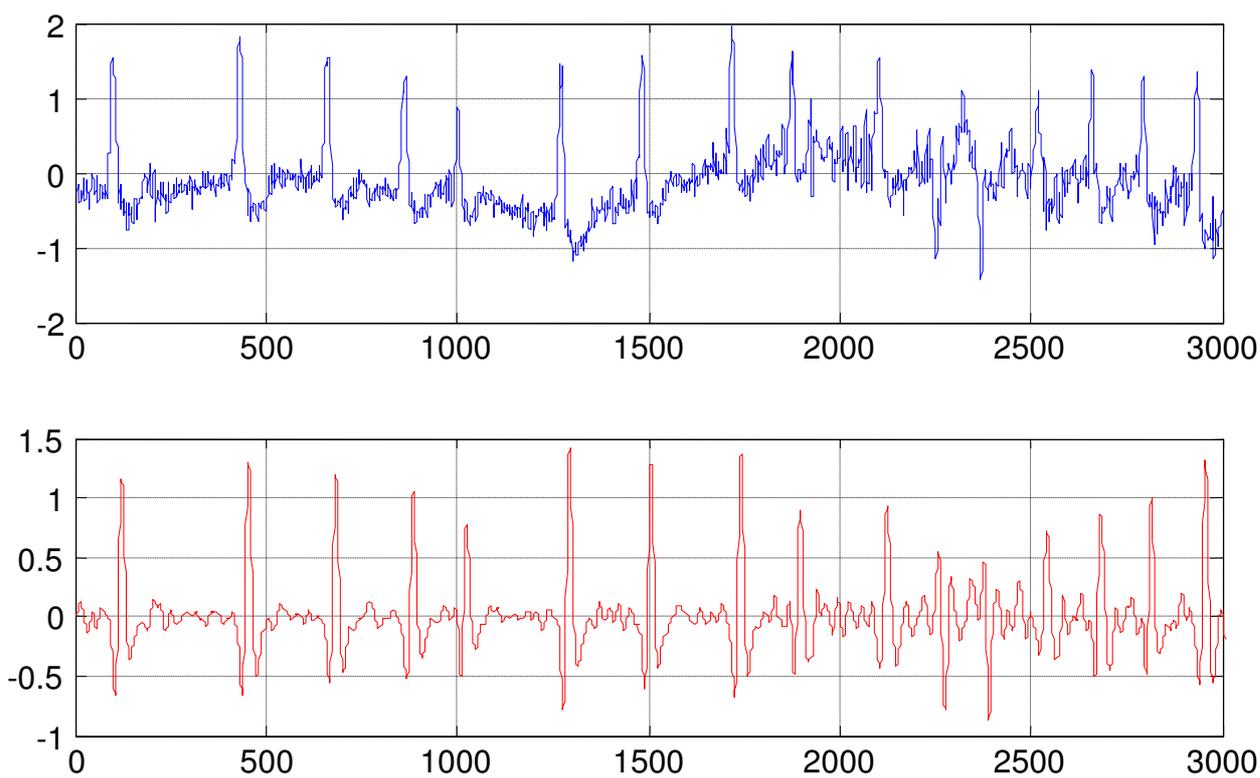


Fig.III.17 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 203

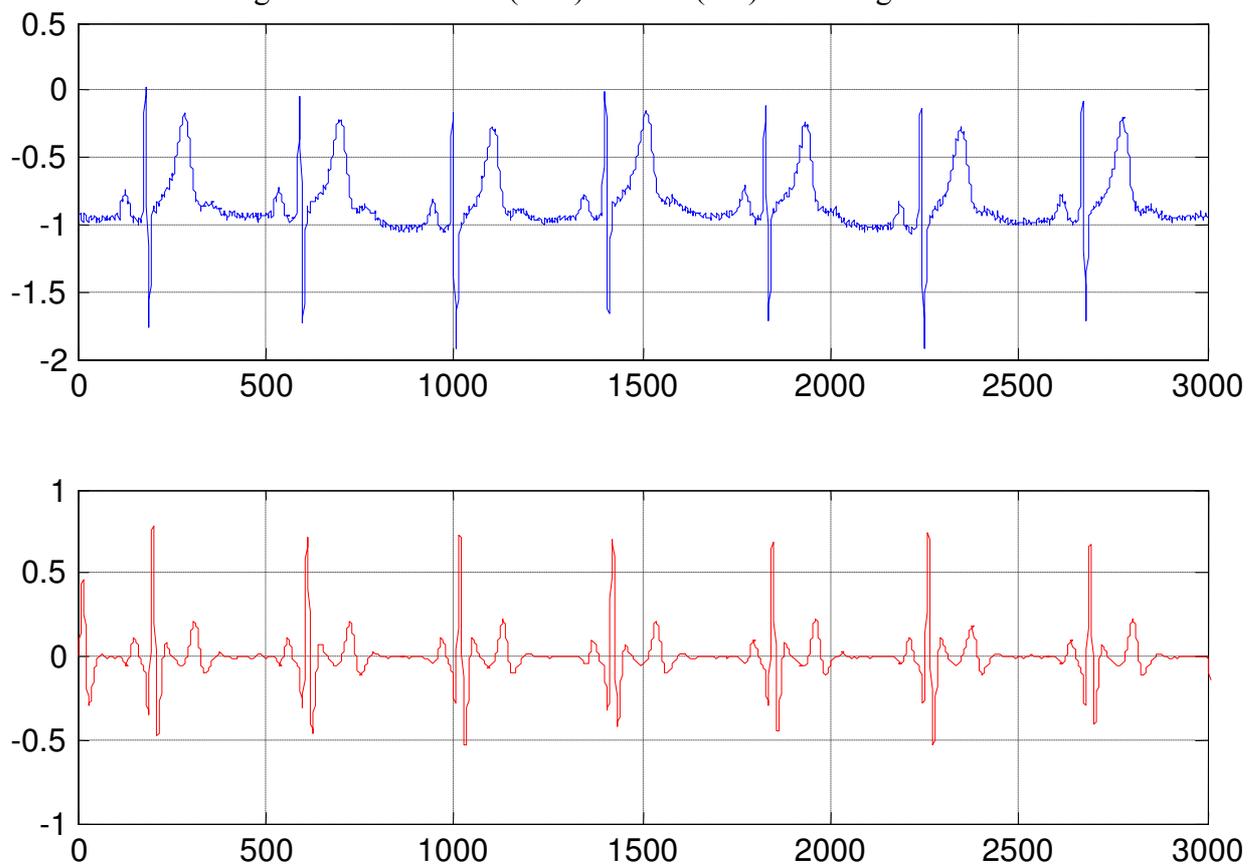


Fig.III.18 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 117

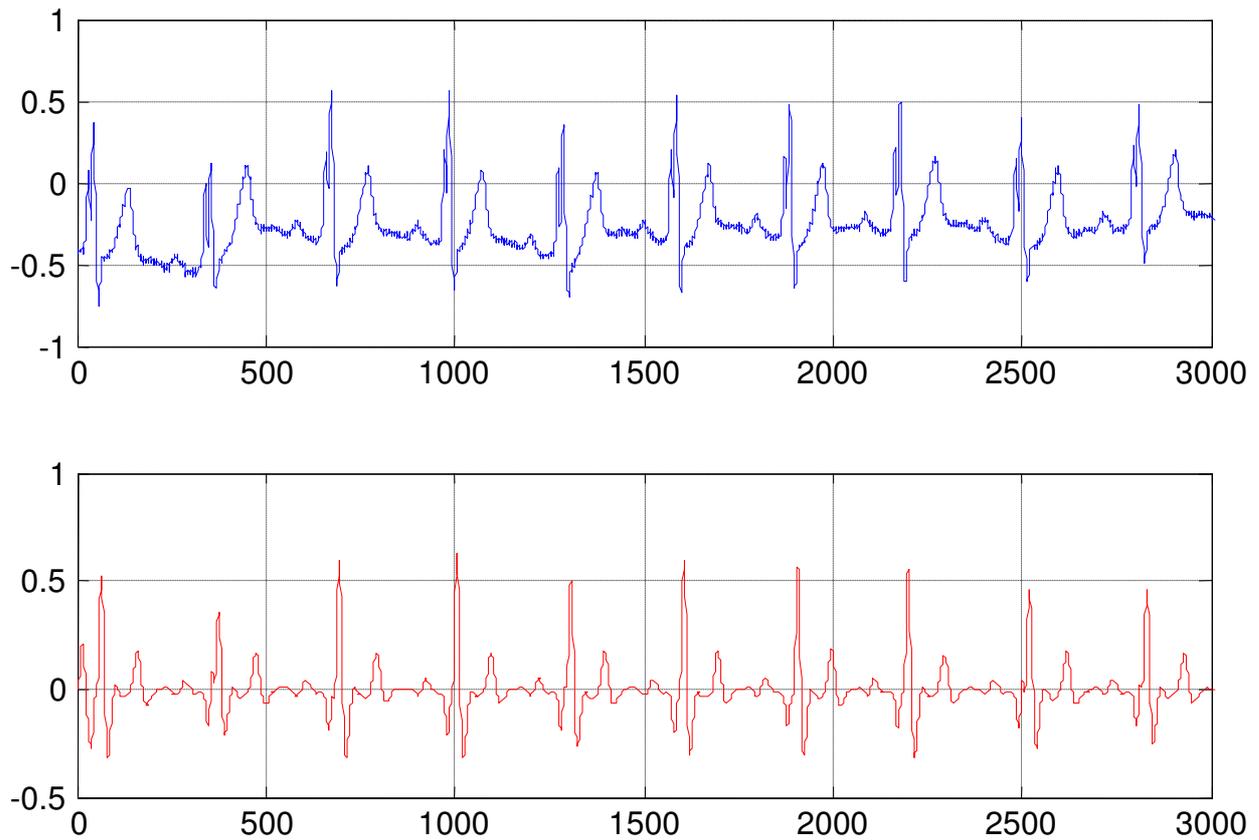


Fig.III.19 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 111

III.4.2 Utilisation du filtre numérique dérivé du système fractal de His-Purkinje

III.4.2.1 Filtre numérique passe-bande pour la détection [53]

Dans cette section on va aussi présenter un second nouveau filtre passe-bande numérique RIF basé sur le filtre numérique dérivé du système fractal de His-Purkinje. Comme le montre la figure (III.20), le filtre passe-bande numérique RIF proposé résulte de la différence de deux branches en parallèle contenant chacune un filtre numérique RIF passe-bas. Les deux filtres passe-bas numériques des deux branches sont composés chacun d'un filtre numérique RIF du système fractal de His-Purkinje de longueur $L_1=12$ pour la première branche et de longueur $L_2=24$ pour la seconde branche.

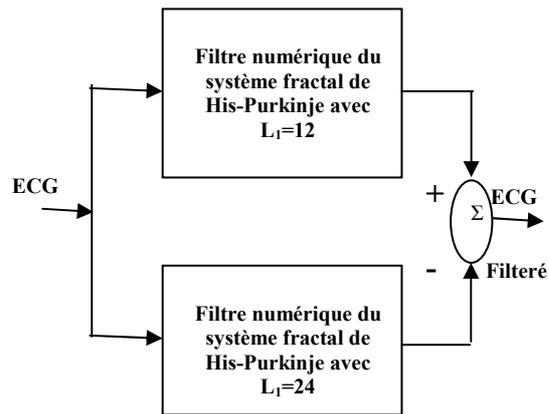


Fig.III.20 : Schéma fonctionnel du second filtre passe bande proposé

Le choix des longueurs $L_1=12$ et $L_2=24$ des deux filtres du système fractal de His-Purkinje a été fait afin de réaliser un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est entre 10 et 25 Hz et dont la largeur de bande à 3 dB est entre 5 et 10 Hz comme il a été mentionné dans la littérature [6] et [26]. L'amplitude de la réponse fréquentielle de ce filtre passe-bande numérique proposé est donnée dans la figure (III.21).

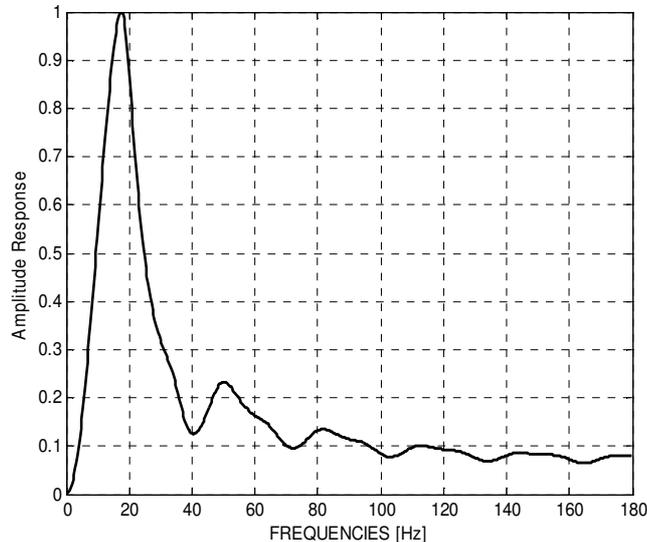


Fig.III.21: Amplitude de la réponse fréquentielle du filtre passe-bande numérique basé sur un filtre numérique RIF du système fractal de His-Purkinje

Des tronçons du signal ECG de quelques enregistrements de la base de données MIT/BIH ont été filtrés par le filtre numérique dérivé du système fractal de His-Purkinje. Les résultats obtenus sont montrés dans les figures (III.22) à (III.26).

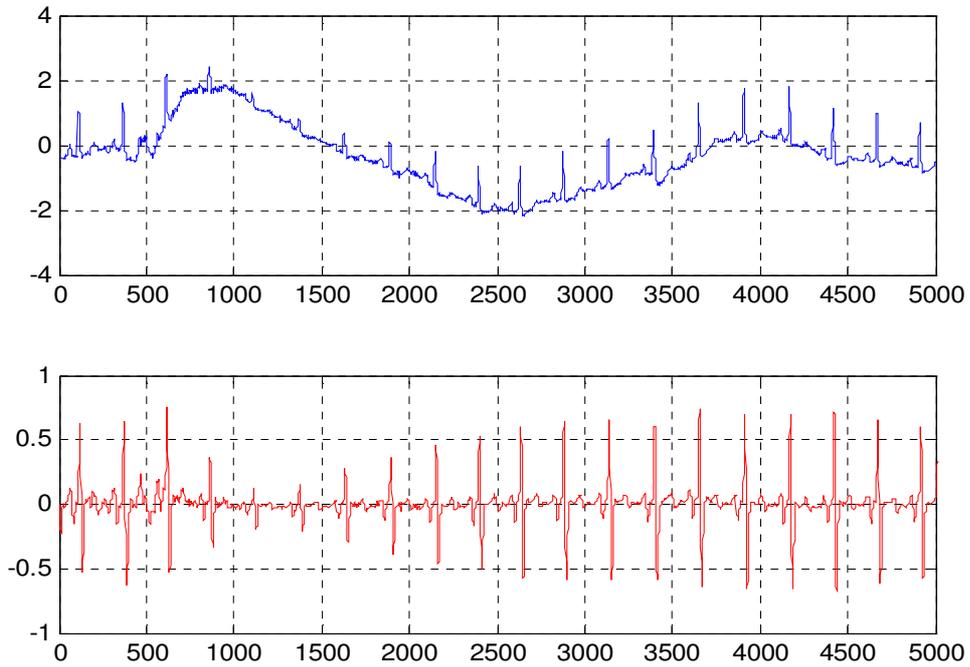


Fig.III.22 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105

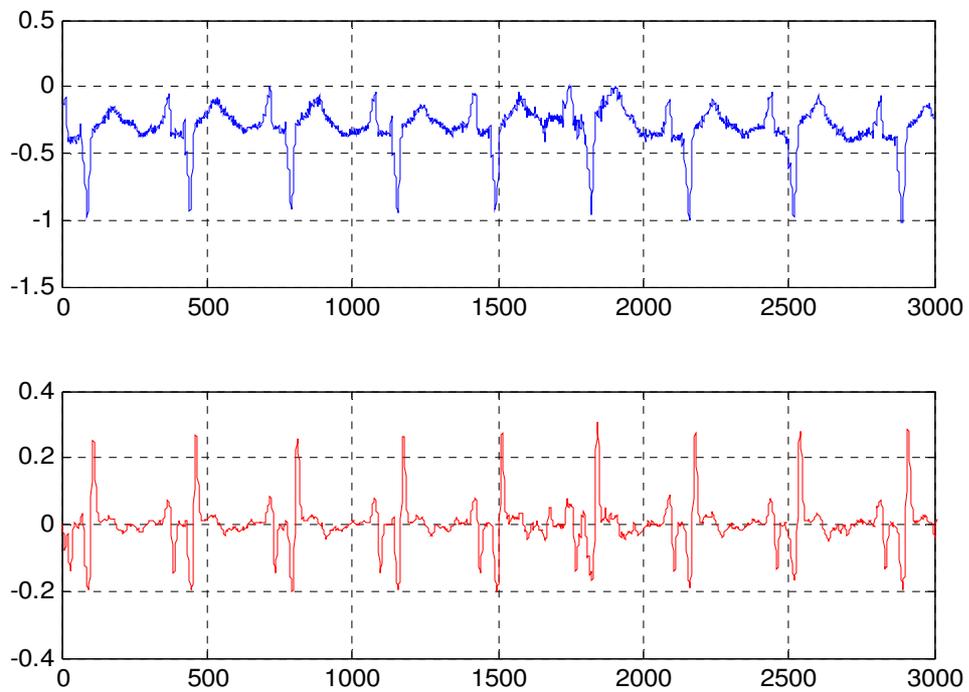


Fig.III.23 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 108

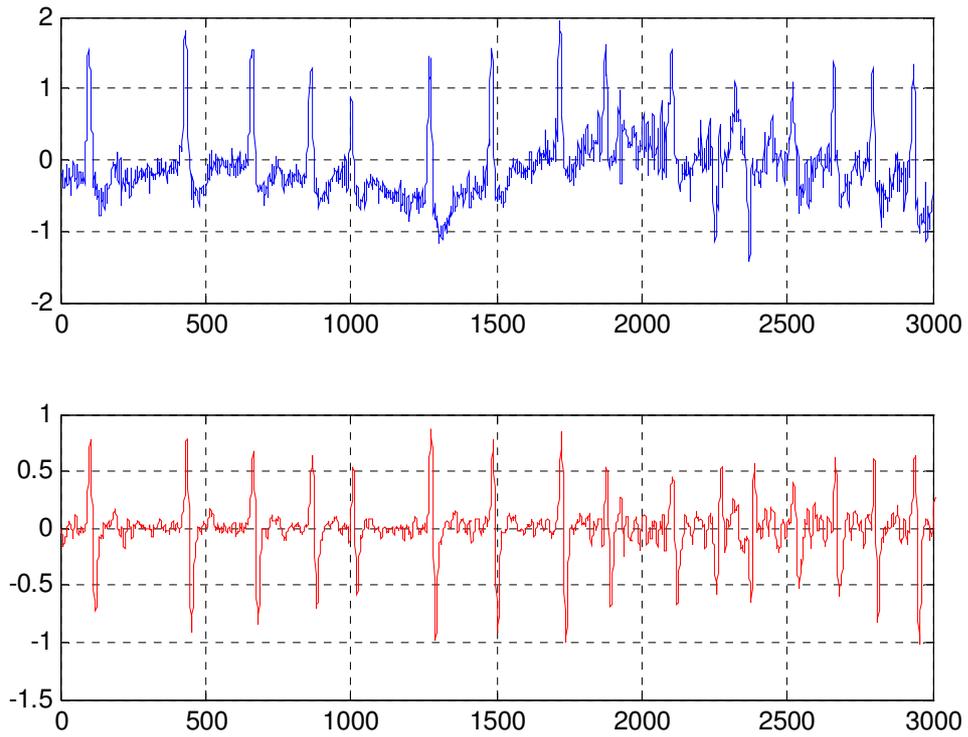


Fig.III.24 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 203

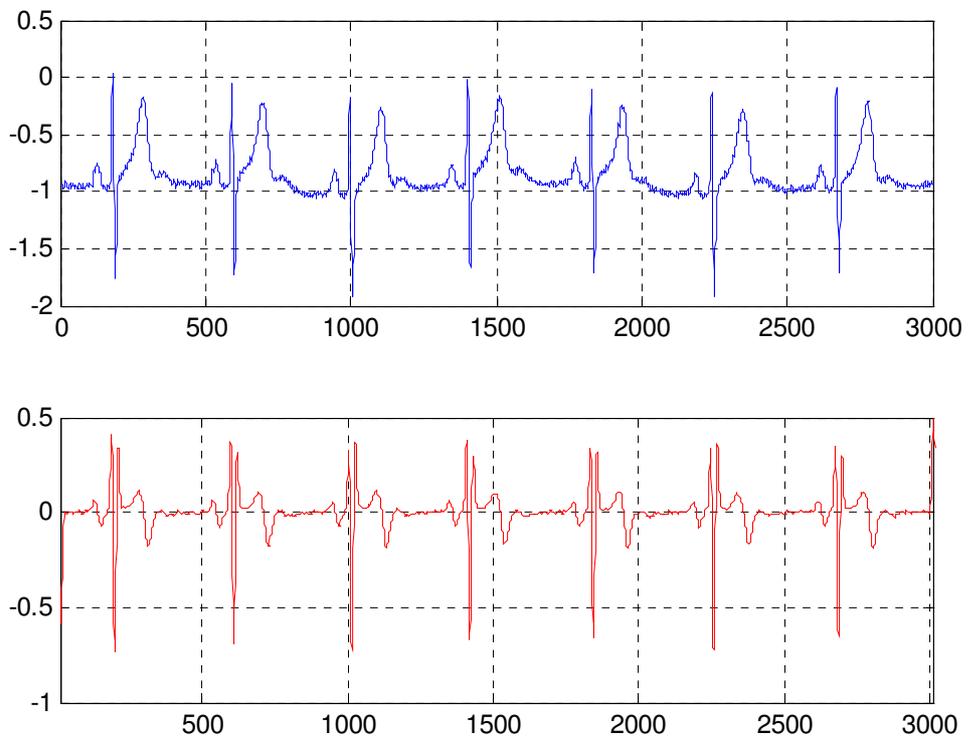


Fig.III.25 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 117

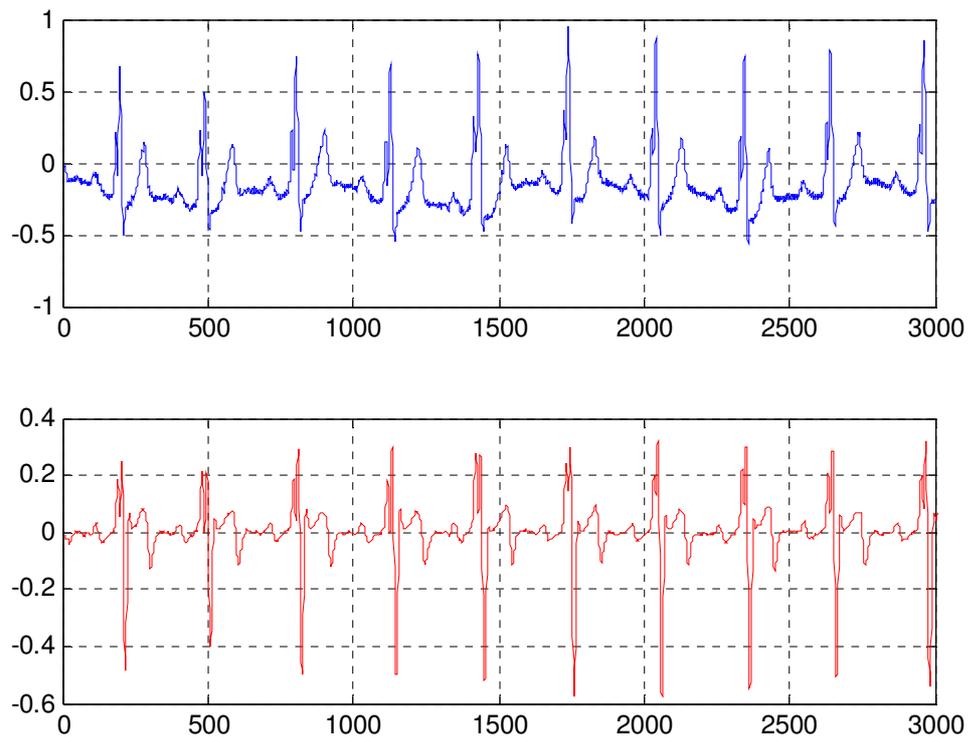


Fig.III.26 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 111

La figure (III.22) contient le signal ECG brut et filtré de l'enregistrement 105 qui est un signal avec déviation graduelle de la ligne de base. On constate de cette figure qu'après filtrage que les déviations de la ligne de base ont disparu le bruit a été totalement réduit et les événements indésirables ont complètement disparue et la netteté des complexes QRS est accentuée. La figure (III.23) contient le signal ECG brut de l'enregistrement 108 qui a des ondes P de grandes amplitudes. Après filtrage, on constate que les complexes QRS sont accentués et les ondes P de grandes amplitudes sont réduites. Dans la figure (III.24) le tronçon brut du signal ECG de l'enregistrement 203 est bruité avec déviation graduelle de la ligne de base ainsi que des complexes QRS de morphologie PVC. Malgré tous ces artefacts, on peut facilement voir que le bruit a été éliminé et la ligne de base a été corrigée dans le signal ECG filtré. Le signal ECG brut de la figure (III.25) provient de l'enregistrement 117 qui a ondes T de grandes amplitudes. On remarque que dans le signal filtré les ondes T sont fortement atténuées sans déformation ni atténuation des complexes QRS. La figure (III.26) contient le signal ECG brut et filtré de l'enregistrement 111 qui est un signal avec des ondes R avec des pics multiples. Après filtrage on a constaté que les ondes R contiennent un seul pic.

III.4.2.2 Filtre numérique passe-bande pour la classification [54]

En général, le signal ECG est filtré différemment pour la classification contrairement à la détection. Le filtrage doit être bien adapté au problème de classification, puisqu' il permet de conserver les informations utiles contenues dans le complexe QRS. Alors dans cette section, un filtre passe-bande numérique RIF basé sur le filtre numérique dérivé du système fractal de His-Purkinje utilisé dans la classification des arythmies va être présenté.

Comme il est montré sur la figure (III.27), le filtre passe bande numérique RIF proposé résulte de la différence de deux filtres numériques passe bas en parallèle composés chacun de deux filtres numérique RIF du système fractal de His-Purkinje pour $\beta = 1.05$ et de longueur $L_1=4$ pour la première branche et de longueur $L_2=70$ pour la seconde branche.

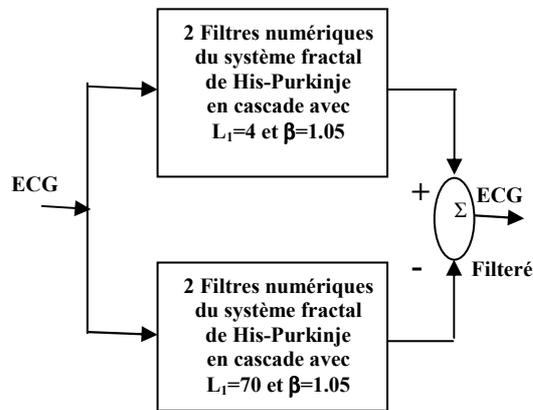


Fig.III.27 : Schéma fonctionnel du second filtre passe bande
Proposé pour la classification

Le choix des longueurs $L_1=4$ et $L_2=70$ des deux filtres du système fractal de His-Purkinje ont été faites afin de réaliser un filtre passe-bande bien adapté au problème de classification. L'amplitude de la réponse fréquentielle de ce filtre passe-bande numérique proposé est donnée dans la figure (III.28).

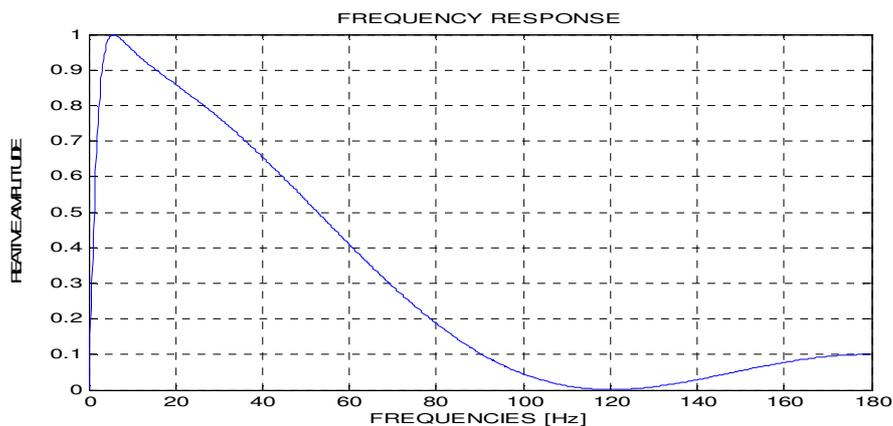


Fig.III.28: Amplitude de la réponse fréquentielle du filtre Passe-bande numérique proposée basé sur filtre numérique RIF du système fractal de His-Purkinje pour la classification

Les résultats de filtrage des segments du signal ECG des enregistrements 111, 105, 203 et 117 de la base de données MIT/BIH en utilisant le filtre passe bande numérique dérivé du système fractal de His-Purkinje proposé pour la classification sont donnés sur les figures (III.29) à (III.32). Comparés aux résultats obtenus dans la section (III.4.2.1) pour le cas de la détection, on peut remarquer que les ondes T et P de l'ECG ne sont pas éliminées.

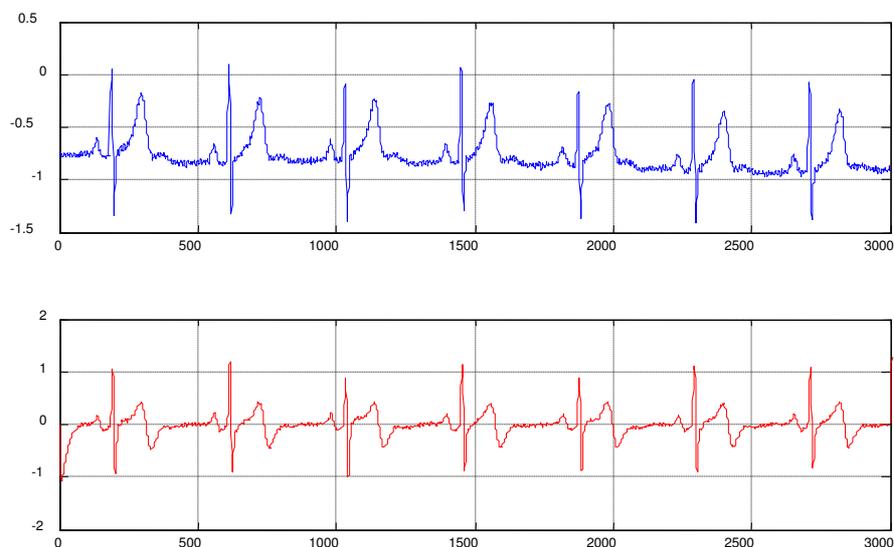


Fig.III.29 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 117

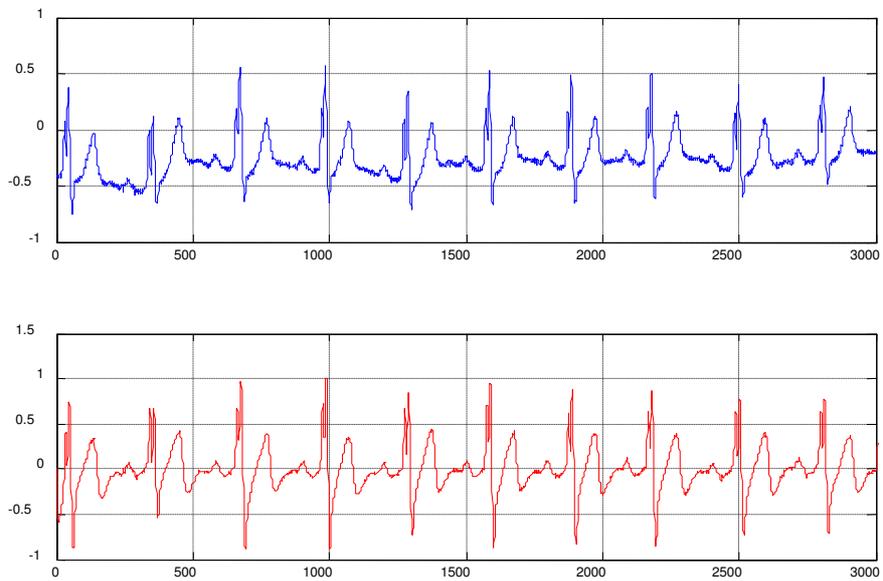


Fig.III.30 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 111

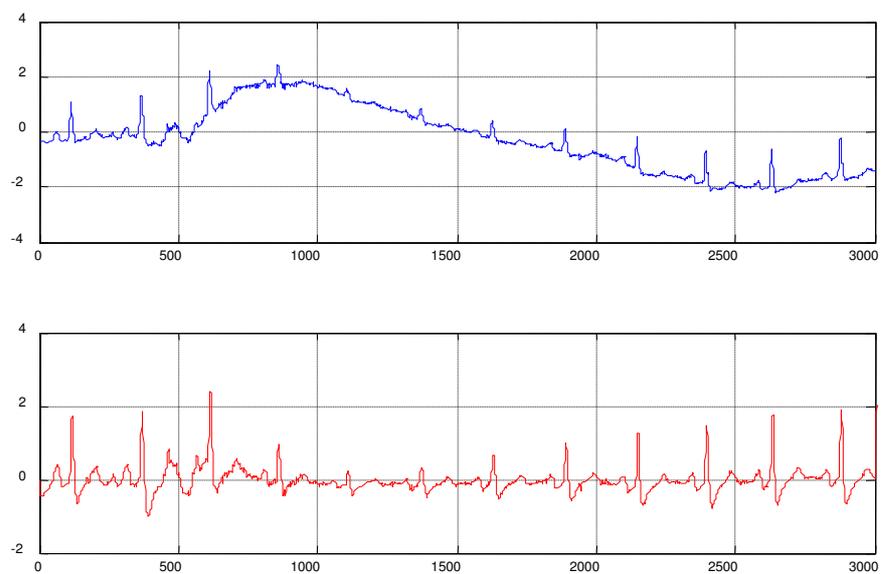


Fig.III.31 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 105

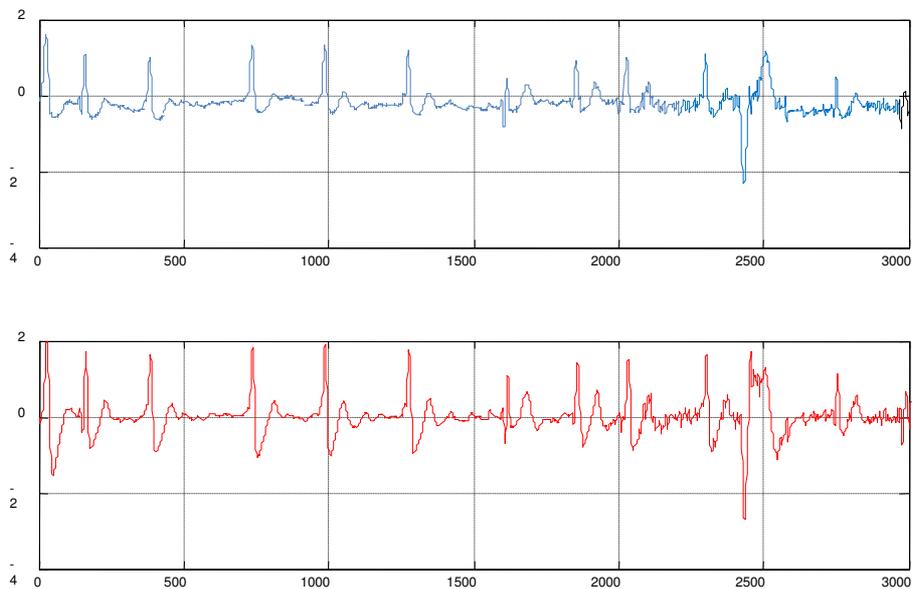


Fig.III.32 : ECG brut (haut) et filtré (bas) de l'enregistrement 203

III.5 Conclusion

Il est maintenant bien connu que beaucoup de phénomènes physiques sont modélisés exactement et efficacement en utilisant les dérivés d'ordre fractionnaire, tandis que les modèles basés sur les dérivées classiques d'ordre entier capturent ces phénomènes approximativement seulement. En outre, les dérivés d'ordre entier dépendent seulement du comportement local d'une fonction, alors que les dérivés d'ordre fractionnaires dépendent de toute l'histoire de la fonction. Dans dernières décennies, un intérêt considérable pour le calcul fractionnaire a été simulé par les applications de ce concept dans différents domaines de la physique et de la technologie. Ainsi, dans ce chapitre nous avons présenté des techniques de conception de filtres numériques pour la détection des ondes R des complexes QRS de l'électrocardiogramme (ECG) basés sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire. Deux expériences de prétraitement sont présentées en utilisant la base de données MIT/BIH. Les résultats obtenus étaient très satisfaisants et elles sont comparables à celles des algorithmes les plus performants testés sur cette base de données.

Université Mentouri de Constantine

Chapitre IV :

Détection de l'onde R du complexe QRS

Laboratoire du traitement signal

Détection de l'onde R du complexe QRS

IV.1 Introduction

Un détecteur automatique de l'onde R du complexe QRS est une partie intégrée dans tout système moniteur de l'ECG. Il est en fait une étape essentielle pour aborder une analyse correcte de l'ECG. Il est utilisé pour : mesurer les intervalles RR qui sont indispensables pour l'analyse de la variabilité du rythme cardiaque, segmenter le signal ECG en vue de sa compression ou son analyse battement par battement, analyser la déviation du segment ST en vue de déceler une ischémie du myocarde où le segment ST est la partie de l'ECG qui suit immédiatement le complexe QRS [55].

Un QRS normal est caractérisé par de grandes pentes (variation impulsive) et en général sa durée varie de 0.07 à 0.1 secondes. Ainsi la détection de l'onde R de ces QRS est difficile non seulement à cause de sa durée non fixe ou sa morphologie qui peut varier d'un battement à un autre mais aussi à cause des bruits parasites très variés présents dans l'ECG; ces bruits sont généralement dus aux muscles (EMG), au mauvais contact entre les électrodes et la peau, à l'interférence avec le secteur, au bruit respiratoire, à la saturation des amplificateurs, les artéfacts...etc. Toutes ces perturbations peuvent affecter la performance de la détection [55]. Les ondes P et T de grandes amplitudes peuvent être aussi confondues avec les complexes QRS. En effet, une fois les ondes R des complexes QRS identifiées, la fréquence cardiaque peut être calculée, différents temps et amplitudes sur le cycle cardiaque peuvent être mesurés et les anomalies morphologiques peuvent être décelées.

La plupart des algorithmes de détection fonctionnent en deux étapes: une première étape au cours de laquelle le signal passe par un filtre passe bande qui élimine le bruit et les ondes P et T; le signal subit après une transformation non linéaire, par exemple la dérivation pour identifier les fortes pentes autour de l'onde R, et l'élévation au carré pour quantifier l'énergie des QRS. La deuxième étape consiste en une prise de décision selon des critères de seuillage.

Dans la littérature, on trouve un grand nombre d'algorithmes de détection de l'onde R du complexe QRS, on peut citer les algorithmes de seuillage [6,56] et les algorithmes de corrélation statistique [57]. Les algorithmes de seuillage présentent l'avantage d'être simples et faciles à implémenter; mais si les seuils considérés sont mal choisis ou mal calculés, les résultats obtenus se dégradent très facilement. Les performances des

algorithmes de corrélation dépendent des connaissances a priori des modèles et sont donc un compromis entre la capacité de mémoire et du temps de calcul d'une part et de la sûreté d'autre part. Dans des travaux plus récents, on trouve des approches nouvelles telles que la transformée en ondelettes [2], l'analyse statistique [57], les réseaux de neurones [5] et la dérivation non entière [3,55]. Ce type de traitement à deux étapes fournit des suites d'événements qui seront classés comme ondes R des complexes QRS ou du bruit suivant des règles de décision. Une analyse quantitative des règles de décision dans les algorithmes de détection du complexe QRS a été faite dans [7]. Les performances des détecteurs sont évaluées essentiellement en termes de fausses alarmes et de non détections [2], [6]. Un des algorithmes les plus populaires à base de ce principe de traitement a été mis au point dans [6]. Néanmoins, leurs bonnes performances, les techniques énumérées ci-dessus souffrent de deux problèmes majeurs : le premier est que la bande passante du complexe QRS diffère d'un individu à un autre, et même chez le même sujet d'un cycle à l'autre. La deuxième difficulté est le choix du seuil de décision. Le seuil est généralement fixé empiriquement, des conditions additionnelles doivent être prises en compte avant la décision finale. Pour compenser la variabilité temporelle et morphologique des complexes QRS, une méthode de détection utilisant le filtrage numérique adaptatif est proposée dans [7]. Le filtrage adaptatif s'auto ajuste afin de compenser les variations de formes et les conditions de perturbations accentuées. Par exemple, dans [5] le modèle de filtrage adaptatif proposé a été à base des réseaux de neurones, généralement utilisé en reconnaissance des formes. D'autres algorithmes plus récents de détection des ondes R du complexe QRS exploitent la théorie des ondelettes, [4], [59], [60] et [61]. Ces algorithmes reposent sur les travaux de S. MALLAT, [62], [63] et [64] où il est démontré que lorsqu'une ondelette mère utilisée pour la décomposition d'un signal est assez régulière, les passages par zéro obtenus sur les détails correspondent aux extrema locaux du signal original.

Notre travail consiste alors à présenter un algorithme de prétraitement et de détection des ondes R du complexe QRS basé sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire. Premièrement, une description détaillée de l'algorithme proposé est présentée. Puis ses performances sont obtenus par son application aux signaux ECG de la base de données 'MIT/BIH Arrhythmia Database'. Enfin, les résultats obtenus seront discutés et comparés avec les algorithmes les plus récents utilisant aussi la même base de données.

IV.2 Quelques détecteurs de l'onde R du complexe QRS

Le choix du détecteur de l'onde R du complexe QRS est très important pour réaliser un bon système d'analyse de l'ECG. Un détecteur est généralement composé de quatre modules représentés sur la Figure (IV.1) [65].

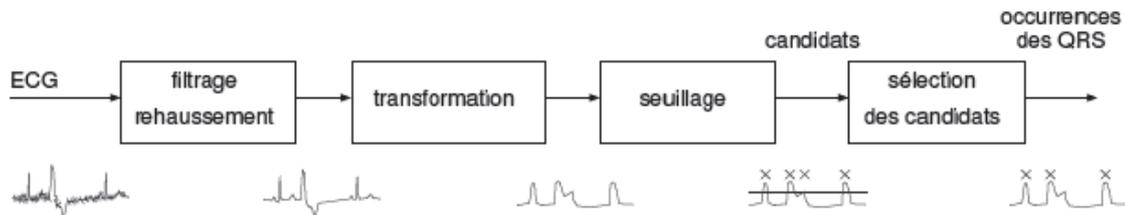


Fig. IV.1 : Schéma bloc d'un détecteur de l'onde R du complexe QRS

Le signal ECG est d'abord filtré puis transformé pour mettre en exergue les informations qui concernent le QRS. Ensuite, la transformée est seuillée puis un étage de décision sélectionne les occurrences des ondes R des complexes QRS parmi les candidats. La détection de l'onde R du complexe QRS a fait l'objet de nombreux travaux depuis une trentaine d'années et continue d'être un champ de recherche très actif. Un grand nombre d'algorithmes de détection de complexes QRS existent dans la littérature, et il serait difficile d'en faire une liste exhaustive ou encore de les tester toutes. Dans le reste de cette section, on va exposer quelques détecteurs en essayant de couvrir les différentes techniques utilisées dans leur conception.

IV.2.1 Algorithmes basés sur la transformée en ondelettes

La première tentative de détection des QRS par la transformée en ondelettes (WT) a été l'œuvre de Li et Zheng [59]. Les auteurs utilisent une ondelette mère spline quadratique à support compact. Leur algorithme repose sur une théorie élaborée par S. Mallat qui établit une relation entre la décomposition en ondelettes et les singularités d'un signal [62]. En effet, lorsque le niveau de détail est assez faible et que l'ondelette mère est la dérivée première d'une fonction régulière, les maxima de détails indiquent les portions de variations brusques du signal. Lorsque cette théorie est appliquée à l'ECG, les positions des ondes R du signal se traduisent par les passages à zéro entre un maximum et un minimum lors de la décomposition [4], [59].

La décomposition en ondelettes d'un signal ECG réel montre la présence des bruits hautes fréquences pour $j = 1, 2$. Les détails aux niveaux de décomposition $j = 4, 5$ caractérisent les ondes T et P (bruits basses fréquences). L'information du complexe QRS se manifeste

intensément au niveau de décomposition $j=3$ [60]. Pour que l'algorithme soit robuste, on doit aussi prendre en considération des règles édictées dans [7].

IV.2.2 Algorithmes basés sur les réseaux de neurones

Un réseau de neurones est une somme pondérée de fonctions non-linéaires paramétrées, appelées "neurones cachés", des variables de la fonction à modéliser. Chaque neurone caché est généralement la tangente hyperbolique d'une somme pondérée des variables du modèle. Xue et al. [5] ont développé un algorithme de détection du complexe QRS qui utilise un filtre adaptatif basé sur les réseaux de neurones, généralement utilisé en reconnaissance de forme, pour éliminer la corrélation dans les composantes basses fréquences de l'ECG et du bruit qui l'affecte. Ils ont appliqué un filtre adapté pour la détection du complexe QRS dans le signal issu de ce prétraitement.

IV.2.3 Algorithme basé sur le filtrage numérique

IV.2.3.1 Algorithme de Pan

Ce premier algorithme de détection, développé par Pan et Tompkins [6], comprend six étapes de la détection comme le montre la figure IV.2. Il se décompose de la manière suivante (Figure IV.3) :

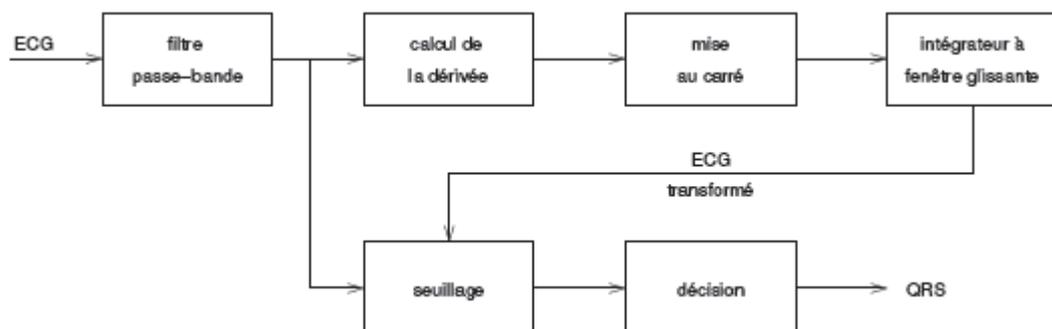


Fig. IV.2 Diagramme des étapes de l'algorithme de Pan et Tompkins [23].

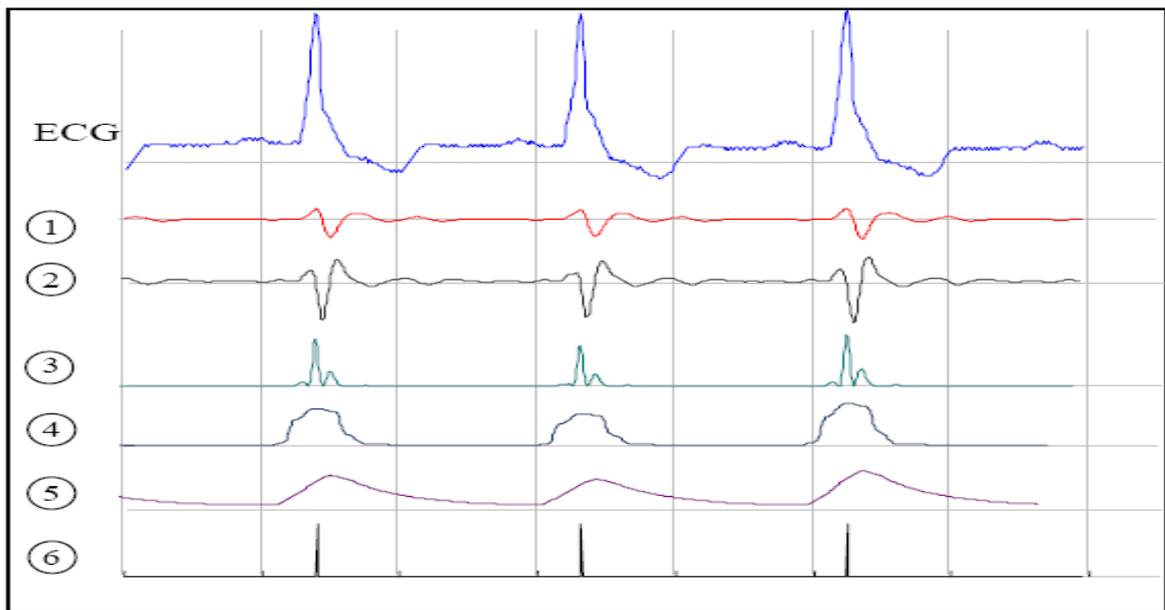


Fig. IV.3 Décomposition des six étapes de l'algorithme : 1- filtrage passe-bande, 2-dérivation, 3- transformation non-linéaire, 4- intégration, 5- filtrage passe-bas, 6- détection du maximum

Dans la suite, nous décrivons en détail les six étapes de l'algorithme de la Figure (IV.3). Les valeurs numériques des expressions littérales proposées ici correspondent à un signal échantillonné à 200Hz, mais l'algorithme s'adapte à toutes les fréquences d'échantillonnage.

Filtrage passe-bande : D'après les données physiologiques, les ondes R ont une énergie maximale dans la bande 5-15 Hz [66]. Il est donc naturel de commencer par un filtrage du signal dans cette bande. Le filtre utilisé est un filtre numérique récursif de bande passante 5-15 Hz, d'ordre 4.

Dérivation : Le complexe QRS étant bref (entre 0.02 et 0.2 seconde), et de forte amplitude, le dérivé du signal à ce niveau présente des valeurs maximales élevées. On continue donc le traitement du signal par l'application d'un filtre dérivateur numérique.

Transformation non linéaire : Afin d'accentuer le contraste mis en évidence par la dérivation, on élève au carré le signal obtenu, ce qui permet, en outre, d'éliminer le signe et d'assurer la symétrie de détection entre les ondes R et les ondes QS.

Intégration : L'intégration du signal suivi du filtrage passe bas permet d'obtenir un maximum unique pour chaque complexe. La taille de la fenêtre d'intégration doit être adaptée à la largeur moyenne d'un complexe QRS. Si elle est trop grande, le maximum est

décalé en temps par rapport à la position du R (influence de l'onde T) ; si, au contraire, elle est trop petite, on obtient plusieurs pics pour une même onde R. La taille, choisie ici de manière empirique, est de 0.15 seconde [6] ce qui correspond au double de la largeur moyenne d'un complexe QRS.

Filtrage passe bas : Le signal obtenu est filtré passe-bas afin d'enlever le bruit haute fréquence résiduel, et d'obtenir un maximum unique pour chaque complexe. Le filtre est un filtre récursif d'ordre 1 de fréquence de coupure 1 Hz.

Seuillage adaptatif : À l'issue du traitement précédent, le signal disponible possède un maximum absolu pour chaque complexe QRS ; il possède en outre d'autres maxima locaux, de plus faible amplitude en général, qui correspondent soit à du bruit, soit aux ondes T. Cette étape consiste donc en une recherche de maxima capable de ne pas prendre en considération les maxima trop faibles qui peuvent correspondre au bruit en effectuant un seuillage en amplitude et ceux trop proches qui risquent d'être introduits par les ondes T en effectuant un seuillage temporel ; ces deux types de seuillage sont décrits aux paragraphes suivants. En outre, l'amplitude des battements pouvant varier fortement au cours d'un même enregistrement et d'un enregistrement à l'autre, les seuils utilisés ne peuvent pas être fixés a priori : ils sont donc calculés tout au long de l'analyse.

A - Seuil adaptatif en amplitude : Le seuillage en amplitude permet de distinguer les maxima correspondant aux ondes R de ceux correspondant aux ondes T qui sont en général beaucoup plus faibles. L'algorithme calcule un seuil qui vaut 30 % de l'amplitude moyenne des 5 dernières ondes R détectées, et recherche le prochain maximum. Si ce maximum est d'amplitude supérieure au seuil, il est considéré comme correspondant à un complexe QRS et est ainsi validé ; sinon, l'algorithme continue jusqu'au maximum suivant (Figure IV. 4).

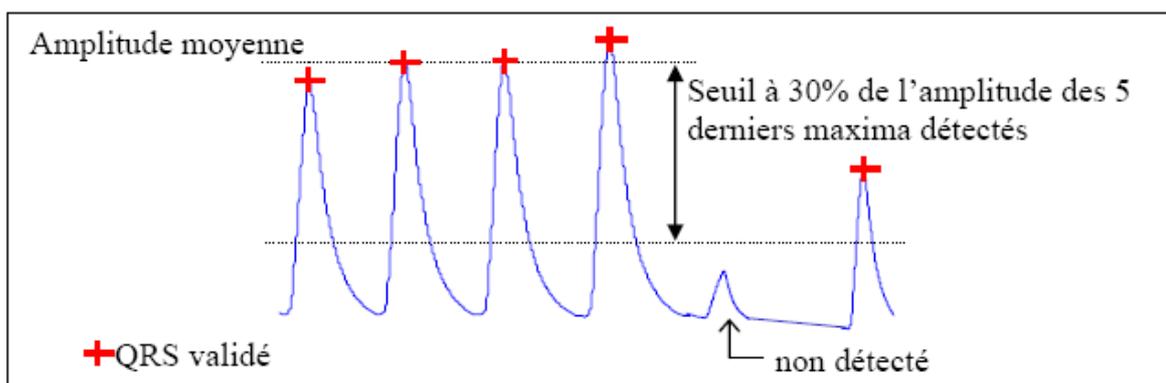


Fig.IV.4 : À partir des 5 QRS précédents, l'algorithme calcule un seuil. Un maximum est validé comme complexe QRS s'il est supérieur au seuil

Autrement dit, on recherche ici les maxima du signal qui sont supérieurs à un seuil ajusté tout au long de l'algorithme. Mais cette simple adaptation du seuil en amplitude ne suffit pas : dans plusieurs cas (changement de position, extrasystole ventriculaire, ...) on peut observer une baisse soudaine de l'amplitude des ondes R donc de l'amplitude des maxima associés ; dans ce cas, l'algorithme est mis en défaut car les maxima sont tous en dessous du seuil.

B- Seuil adaptatif en temps : Pour surmonter cette difficulté, on tient compte de la forte probabilité d'observer un QRS dans un certain intervalle de temps : si aucun nouveau complexe n'est détecté dans un intervalle de 166% de la moyenne des sept derniers intervalles RR validés, l'algorithme recommence la recherche de maximum avec un seuil abaissé à 10% de la moyenne des 5 derniers maxima, au lieu des 30% précédents (Figure IV.5).

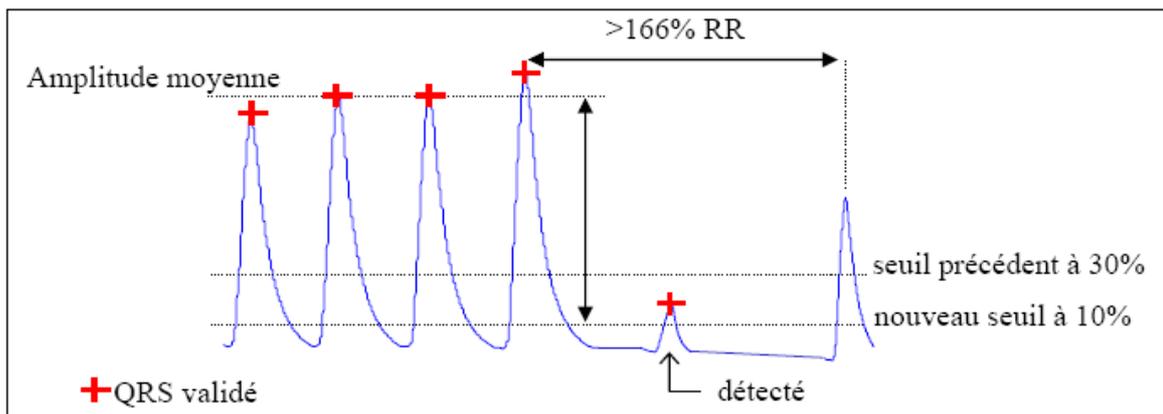


Fig. IV.5 : Si aucun QRS n'est détecté avant un certain temps - 166% de l'intervalle RR moyen des 5 derniers complexes validés -, l'algorithme recommence la recherche de maximum avec un seuil abaissé à 10% de la moyenne des amplitudes des 5 derniers maxima validés.

Décision : Le signal filtré et le signal transformé sont ensuite utilisés par un étage de décision pour détecter les candidats. Les règles mises en jeu dans cet étage sont assez complexes. Elles sont basées sur l'estimation du niveau de bruit et du dernier intervalle RR pour mettre à jour des seuils adaptatifs. Cet algorithme est le plus largement utilisé dans la littérature.

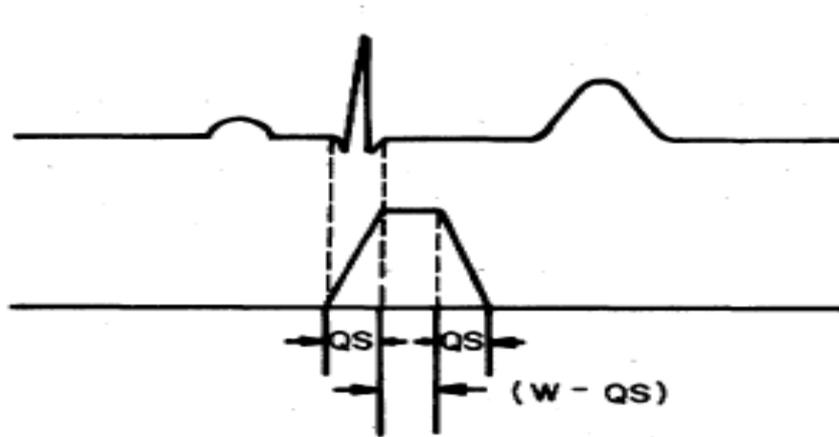


Fig. (IV.6). La relation d'un complexe de QRS à l'intégration mobile forme d'onde. (a) Signal d'ECG. (b) Rendement d'intégrateur de fenêtre glissante.
 QS: Largeur de QRS. W: largeur de la fenêtre d'intégrateur

La figure (IV.6) montre le rapport entre la forme d'onde d'intégration de fenêtre glissante et le complexe QRS. Le nombre d'échantillons N dans la fenêtre mobile est important. D'une façon générale, la largeur de la fenêtre devrait être approximativement identique au complexe QRS le plus large possible. Si la fenêtre est trop large, la forme d'onde d'intégration fusionnera - de complexes QRS et T ensemble. Si elle est trop étroite, les complexes d'un certain QRS produiront plusieurs crêtes dans la forme d'onde d'intégration. Ceux-ci peuvent occasionner des difficultés dans des procédés suivants de détection de QRS. La largeur de la fenêtre est déterminée empiriquement.

IV.2.3.2 Algorithme de Ferdi basé sur le dérivé fractionnaire

Le signal ECG dans la base de donnée MIT/BIH est un signal brut, il est noyé dans différents type de bruit (artefacts) ; ce signal nécessite un pré traitement pour éliminer les composantes inutiles; d'où la nécessiter du filtrage. Le filtre utilisé dans le pré traitement est un filtre passe bande de type RIF, dont la synthèse est basé sur le concept de dérivation non entière et l'utilisation d'un modèle fractal pour la densité spectrale de puissance du complexe QRS [3]. L'algorithme de ce filtre a été proposé par A. Oustaloup dans ces travaux sur la détection de contour, et il a été adapté par Y. Ferdi [3], pour la détection des complexes QRS.

Les valeurs des paramètres du filtre sont choisies de façon à maximiser la valeur du signal sur bruit SNR_M calculé par la formule suivante :

$$SNR_M(n) = \frac{\int_0^{f_{max}} S_{QRS}(f) |H_M(f)|^2 df}{N_0 \int_0^{1/2T_e} |H_M(f)|^2 df}$$

Comme fonction de l'ordre de dérivation non entière avec le nombre M comme paramètre, f_{max} représente la largeur de bande du complexe QRS et N_0 la densité spectrale de puissance d'EMG (le bruit musculaire).

IV.2.3.3 Algorithme de Benitez:

Cet algorithme récent est présenté dans [66]. Il utilise la dérivée et la transformée de Hilbert pour rehausser les QRS de l'ECG. La figure (IV.7) montre les différentes étapes de ce détecteur. Le filtre passe-bande est formé par un filtre à réponse impulsionnelle finie avec une fenêtre de Kaiser-Bessel. La dérivée est ensuite calculée puis les passages à zéro sont rehaussés par la transformée de Hilbert. Après le seuillage, une recherche de QRS concurrents dans une fenêtre est effectuée. Les QRS sont ensuite choisis en fonction de l'amplitude des points dans l'ECG original et en fonction de l'intervalle RR précédent. Le seuil est calculé à partir de l'échantillon d'amplitude maximum et de la valeur efficace du signal qui représentent respectivement l'amplitude des QRS et l'amplitude du bruit. Après le seuillage, une recherche de QRS concurrents dans une fenêtre est effectuée. Les QRS concurrents sont départagés en fonction de l'amplitude des échantillons dans l'ECG original et en fonction de l'intervalle RR précédent.

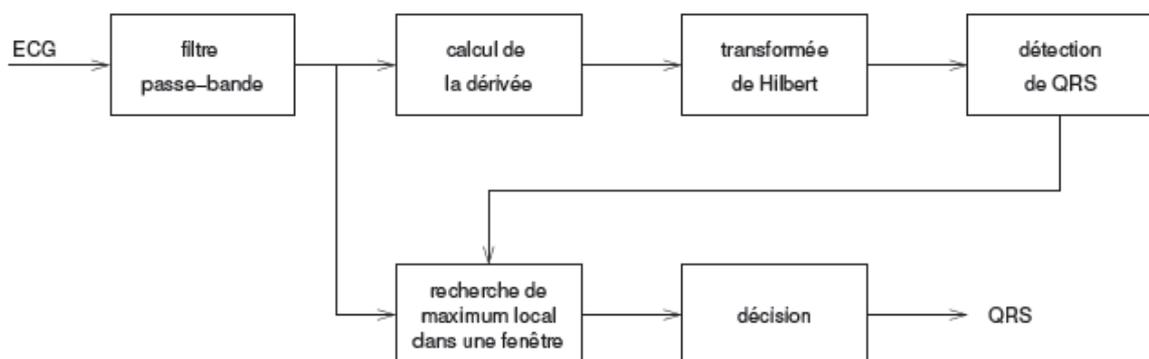


Fig. (IV.7). Diagramme des étapes de l'algorithme de Benitez.

IV.2.3.4 Algorithme de DF2 [23]:

L'algorithme est tiré de l'article de Friesen [1]. La dernière partie de l'algorithme représente un étage de décision réduit qui utilise une vérification de signe du signal ECG filtre pour éliminer des candidats. L'étude de Friesen a montré que cet algorithme est très sensible au bruit électromyographique.

IV.2.4 Autres algorithmes**IV.2.4.1 Algorithme de MOBD [23]:**

L'algorithme de détection, développée par Suppappola et Sun est basé sur une transformation non linéaire appelée Mobd (Multiplication of backward différence) [67]. La différence de premier ordre est calculée comme suit : $x(k) = ecg(k) - ecg(k - 1)$ et la transformée MOBD d'ordre N est donnée par : $y(n) = \prod_{k=0}^{N-1} |x(n - k)|$
Une consistance de signe est ensuite assurée par :

Si $signe(x[n - k]) \neq signe(x[n - (k + 1)])$, $\forall k \in \{0, \dots, N - 2\}$ **alors**
 $y[n] = 0$
Fin si

La présence ou l'absence d'un QRS est jugée en employant un seuil adaptatif calculé en fonction d'une estimation du bruit. Cet algorithme possède des performances moyennes mais il a l'avantage d'être très peu couteux en ressources tant que l'ordre N du détecteur reste raisonnable.

IV.2.4.2 Algorithme d'AF2 [23]:

L'algorithme présente une adaptation du détecteur analogique de QRS de Fraden et Neuman, il est tiré de l'article de Friesen [1]. Il travaille sur l'amplitude et la dérivée première du signal ECG. Il n'y a pas d'étage de décision ni de filtrage dans cet algorithme. L'étude a montré que AF2 est très sensible au bruit basse fréquence mais particulièrement résistant au bruit électromyographique.

IV.2.4.3 Algorithme de Kadambe :

L'algorithme de détection, développée par Kadambe [60], s'appuie sur une transformation en ondelettes de type spline. Cette transformation a la particularité de rehausser la bande spectrale du QRS tout en filtrant le signal inutile (bruit, ondes P, ondes T). Le filtrage, la transformation et la détection se font de manière itérative. Le signal ECG est analysé segment par segment. Chaque segment est multiplié par une fenêtre de Hamming puis transformé en ondelettes. La transformation est d'abord faite à l'échelle i puis à l'échelle $i+1$. Un seuillage est ensuite effectué à chaque niveau. Si le nombre de QRS est le même à chaque niveau alors la détection est considéré comme correcte sinon l'ECG est de nouveau analysé à l'échelle suivante. Une fois les QRS trouvés, l'intervalle RR est utilisé pour

éliminer les dates incohérentes. Chaque segment suivant contient 75% de l'ancien segment. Autrement dit, chaque portion de l'ECG est analysée quatre fois. Cette répétition en fait une méthode très coûteuse mais permet de compenser les nombreuses non-détections dues à la contrainte stricte d'égalité du nombre de QRS trouvés à chaque échelle.

IV.2.4.4 Algorithme de Gritzali :

L'algorithme de détection, développée par Gritzali [68] a permis de généraliser la plupart des détecteurs de QRS. Celui-ci est basé sur l'analyse de la longueur d'un signal ECG représenté par un ou plusieurs canaux. En pratique, pour un seul canal, on choisit une fenêtre temporelle de taille q , à l'intérieur de laquelle on somme toutes les longueurs : Sur n canaux, la fusion est obtenue en calculant la norme des longueurs en chaque point. La méthode de seuillage proposée n'est pas valide en pratique car elle est destinée uniquement aux données utilisées dans l'expérience originale.

IV.3 Applications de l'algorithme de détection

Dans ces applications, les expériences de prétraitement et de détection présentées utilisent les concepts des opérateurs et systèmes d'ordre fractionnaire. Les résultats obtenus sont comparés avec les algorithmes existants dans la littérature.

VI.3.1. Données d'ECG [23]

L'algorithme proposé est testé sur des enregistrements ECG réels de la base "MIT-BIH arrhythmia database", une seule voie a été utilisée (MLII). Ces signaux comprennent différents types de pathologies cardiaques (bloc de branche droit et gauche, fibrillation auriculaire, tachycardie ventriculaire, fibrillation ventriculaire, ...).

La base de données d'arythmie de MIT/BIH est un ensemble de plus de 4000 enregistrements à long terme qui ont été obtenus par le laboratoire d'arythmie de Beth Israël entre 1975 et 1979. Approximativement 60% de ces enregistrements ont été obtenus à partir de sujets hospitalisés. La base de données contient 23 enregistrements (numéroté de 100 à 124) choisis au hasard de cet ensemble, et de 25 enregistrements (numéroté de 200 à 234) choisis parmi le même ensemble pour inclure une variété de phénomènes rares mais médicalement importants. La durée de chacun de ces enregistrements est de 30 minutes.

Les ECG sélectionnés proviennent de l'électrode MLII (Modified Lead II) des enregistrements de la base d'arythmies MIT-BIH (Mark et Moody, 1988). Chaque enregistrement a été annoté indépendamment par plusieurs cardiologues (deux au moins).

L'annotation est une date avec un label. La date correspond au moment d'apparition du R du QRS et le label correspond au type du QRS (lbbb, pvc, etc.). Les enregistrements: 100, 101, 103, 106, 107, 109, 111, 113, 115, 119, 122, 123, 124, 201, 205, 231 et 233 ont été choisis pour leur qualité et la présence de nombreuses formes de QRS différentes.

Les signaux de bruit proviennent de la base MIT-BIH Noise Stress Test Database [70]. Les enregistrements de bruits ont été acquis sur des volontaires Physiquement actifs en utilisant des enregistreurs ECG et des électrodes standard. Les électrodes ont été placées sur les membres à des endroits où les ondes ECG ne sont pas visibles.

Dans cette étude nous nous concentrons sur le filtrage et la détection de l'onde R du complexe QRS du signal ECG. Les 48 enregistrements de "MIT/BIH Database" sont utilisées pour le développement et l'évaluation des performances du détecteur. Chaque enregistrement de cette base de données est accompagné par un fichier d'annotation dans lequel chaque battement ECG (cycle cardiaque) a été identifié par des experts (cardiologues). Ces étiquettes (annotations) sont employées pour l'évaluation de ces performances pendant la phase de test. L'avantage est bien sur de construire une base de données incluant différentes formes de chaque arythmie cardiaque.

VI.3.2. Prétraitement

La phase de prétraitement constitue une étape importante dans une chaîne de mesure. Il convient tout d'abord d'évaluer l'importance des signaux interférant avec le signal cardiaque (myogrammes, interférences provenant du secteur, défaut d'électrodes, présence d'un simulateur). Le point le plus important est de veiller à ce que le bruit de fond reste en dessous d'un niveau acceptable de sorte que le rapport signal sur bruit S/B permette une certaine fidélité du système. Le bruit peut en effet contribuer à noyer certaines ondes de faible amplitude ou accroître leur amplitude et leur durée lorsqu'elles sont visibles. Chaque échantillon a une amplitude qui est mesurée par rapport à une ligne de base cette dernière est soumise à des fluctuations imposées par le bruit de fond si ces fluctuations dépassent un certain seuil, les résultats des mesures peuvent être affectés il convient donc de corriger la dérive de la ligne de base et de la stabiliser de sorte que la détection du début et de la fin des ondes ainsi que l'évaluation de leurs amplitudes soient précises et fiables.

Parmi les méthodes conçues pour corriger la dérive de la ligne de base, on peut citer celle décrite par Gritzali et al [68]. Cette méthode considérée comme relativement nouvelle, utilise un polynôme du troisième degré avec les points entre le début de l'onde P à la fin de l'onde T est appelée ligne isoélectrique ou ligne de base, ces points comme de

référence que l'on détermine par l'application de la transformation de longueur. D'autres équipes de chercheurs utilisent, pour l'élimination des bruits et la détection de la ligne isoélectrique, des techniques de filtrage et d'analyse spectrale.

Dans un signal ECG le complexe QRS constitue l'événement le plus prononcé le rapport signal-sur-bruit (S/B) y est le plus élevé relativement aux autres événements (ondes P et T). Le rapport S/B est défini comme étant le rapport de la puissance d'un événement donné à la puissance du reste du signal. De ce fait, la détection du complexe QRS est considérée comme une opération fondamentale et primordiale dans l'analyse des ECG.

La détection des complexes constitue la première étape dans l'analyse automatique de l'ECG. Le développement des méthodes de détection se base essentiellement sur les caractéristiques des complexes QRS. Toutefois les caractéristiques des complexes QRS normaux et anormaux présentent beaucoup de différences morphologiques. En règle générale, le rapport S/B est plus faible pour un complexe anormal, ce qui rend sa détection plus ardue. Pourtant ce sont bien les complexes anormaux qui présentent une diagnostique importante. Par conséquent, l'algorithme de détection doit être conçu de manière à assurer surtout la détection des complexes anormaux. Le système de prétraitement du signal ECG est représenté dans la figure (VI.8).

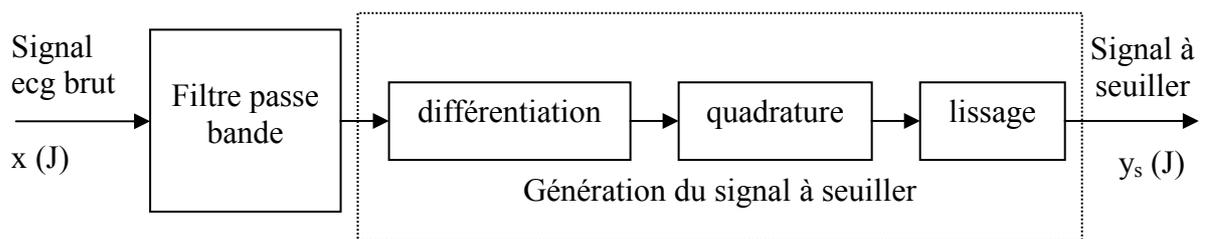


Fig .VI.8 Prétraitement du signal ECG.

IV.3.2.1 Prétraitement d'ECG basé sur les opérateurs fractionnaires

Le filtre passe-bande numérique RIF qu'on propose pour le prétraitement du signal ECG est basé sur les opérateurs d'ordre fractionnaire et le filtre triangulaire [24] comme montré sur la figure (III.5) du chapitre III.

Pour mieux différencier les pics correspondant aux complexes QRS des événements correspondant aux bruits et localiser l'emplacement de l'onde R, on génère le signal à seuiller en utilisant les étapes suivantes :

- 1- Les complexes QRS se trouvent dans la partie HF du spectre de l'ECG, ils peuvent être favorisés par rapport aux autres composantes en passant le signal par le filtre dérivateur d'ordre fractionnaire tronqué de l'équation (III.34), tel que l'ordre fractionnaire $\alpha = 1.5$ et le nombre d'échantillons $K=5$ pour accentuer les complexes QRS.
- 2- Une élévation au carré du signal résultant renforce davantage les valeurs fortes (donc les pics) et réduit les faibles, cette amplification non linéaire donne un signal totalement positif :

$$y(n) = [x(n)]^2 \quad (IV.1)$$

- 3- A la fin du prétraitement de l'ECG, on fait une intégration (ou lissage fort) du signal par une fenêtre glissante de Blackman tronquée à N termes (pour réduire les ondulations dues à la troncature) :

$$w(n) = 0.42 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right) + 0.08 \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right), \text{ pour } 0 < n < N-1 \quad (IV.2)$$

La valeur de N est généralement prise la plus proche de la largeur du QRS. En effet, si le nombre N est très petit, le QRS peut en produire plusieurs pics dans l'onde résultante, ce qui provoque de fausses détections par la suite, si au contraire, il est très large, il émergera le complexe QRS et l'onde T ensemble. Alors, N est fixé à 200 échantillons, c.à.d. une durée de 550 ms compte tenu d'une fréquence d'échantillonnage de 360Hz.

Une application de ce prétraitement proposé a été faite en utilisant des segments d'ECG de 2500 échantillons des enregistrements 105, 111, 108, 203, et 117. Les figures (IV.9) à (IV.14) montrent les différents signaux des différentes étapes du prétraitement. Dans chacune de ces figures, on a de haut en bas le signal ECG brut, ensuite vient le signal filtré, puis le signal à seuiller localisant les complexes QRS qui sont des impulsions indiquant les sommets de l'onde R du complexe QRS. On peut voir de la figure (IV.9), sur

le signal de sortie du filtre, que les déviations de la ligne de base sont éliminées et les complexes QRS sont accentués. De la figure (IV.10), on peut remarquer que les ondes R du signal ECG brut sont des ondes avec multiple pics mais après filtrage ces ondes R deviennent des ondes chacune avec un seul pic correspondant au pic dominant.

L'ECG montré à la figure (IV.12) est bruité probablement par l'activité électrique des muscles (EMG) est comporte des complexes QRS de morphologie PVC (primature ventriculaire contraction), et le signal fortement bruité contient des événements qui peuvent être détectés comme des complexes QRS est présenté dans la figure (IV.13). On note ici la capacité de ce filtre, avec des traitements effectués, à mettre en évidence les complexes QRS. Puisque ces événements présentent des variations moins rapides que celles des complexes QRS. Ce filtrage passe-bande réussit à réduire les ondes P et T de grandes amplitudes des signaux qui sont présentés dans les figures (IV.11) et (IV.14).

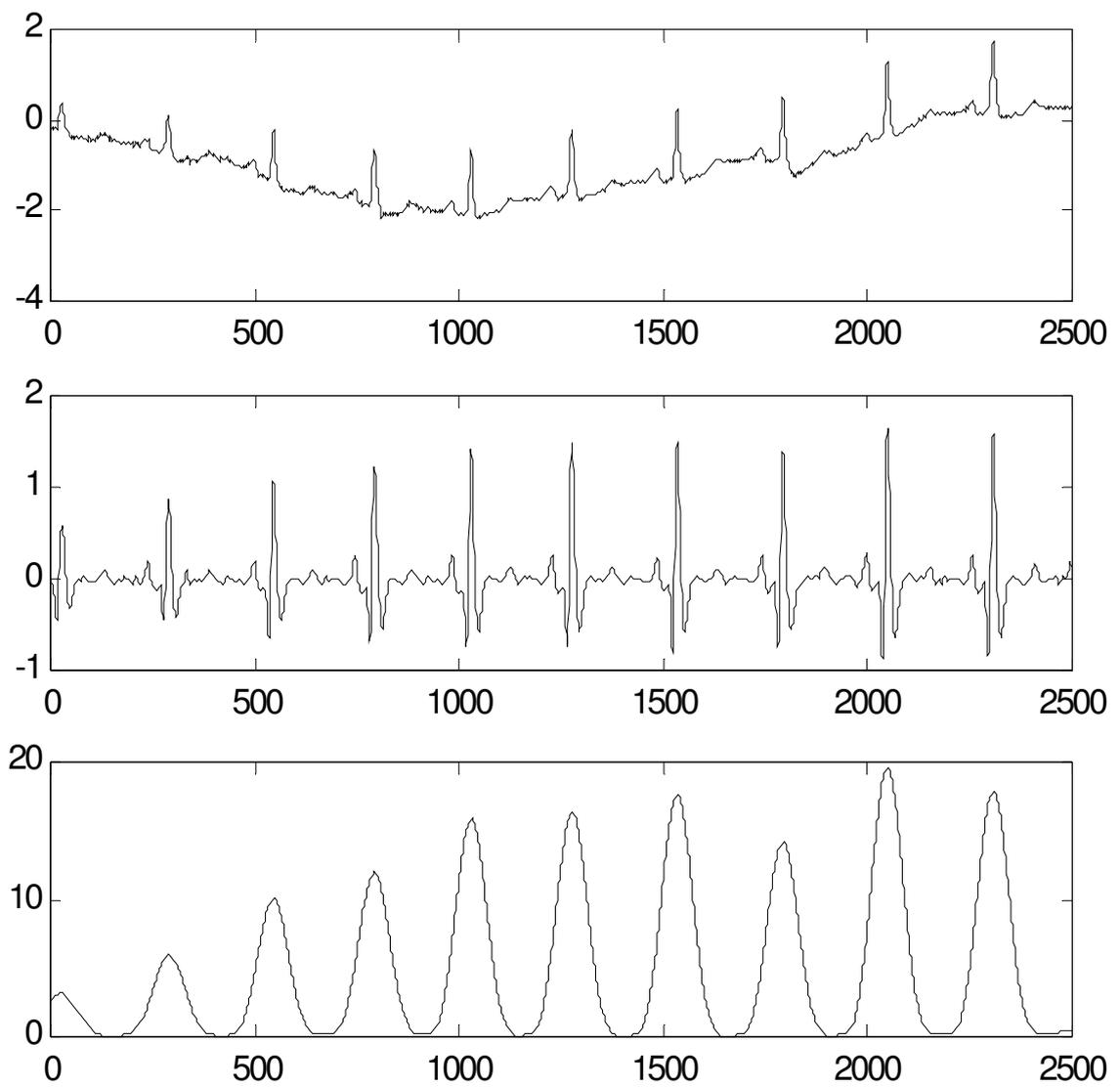


Fig. IV.9. Prétraitement d'un ECG avec déviation graduelle de la ligne de base (enregistrement 105), les signaux de haut en bas sont : ECG original brut, ECG filtré et le signal à seuiller correspondant.

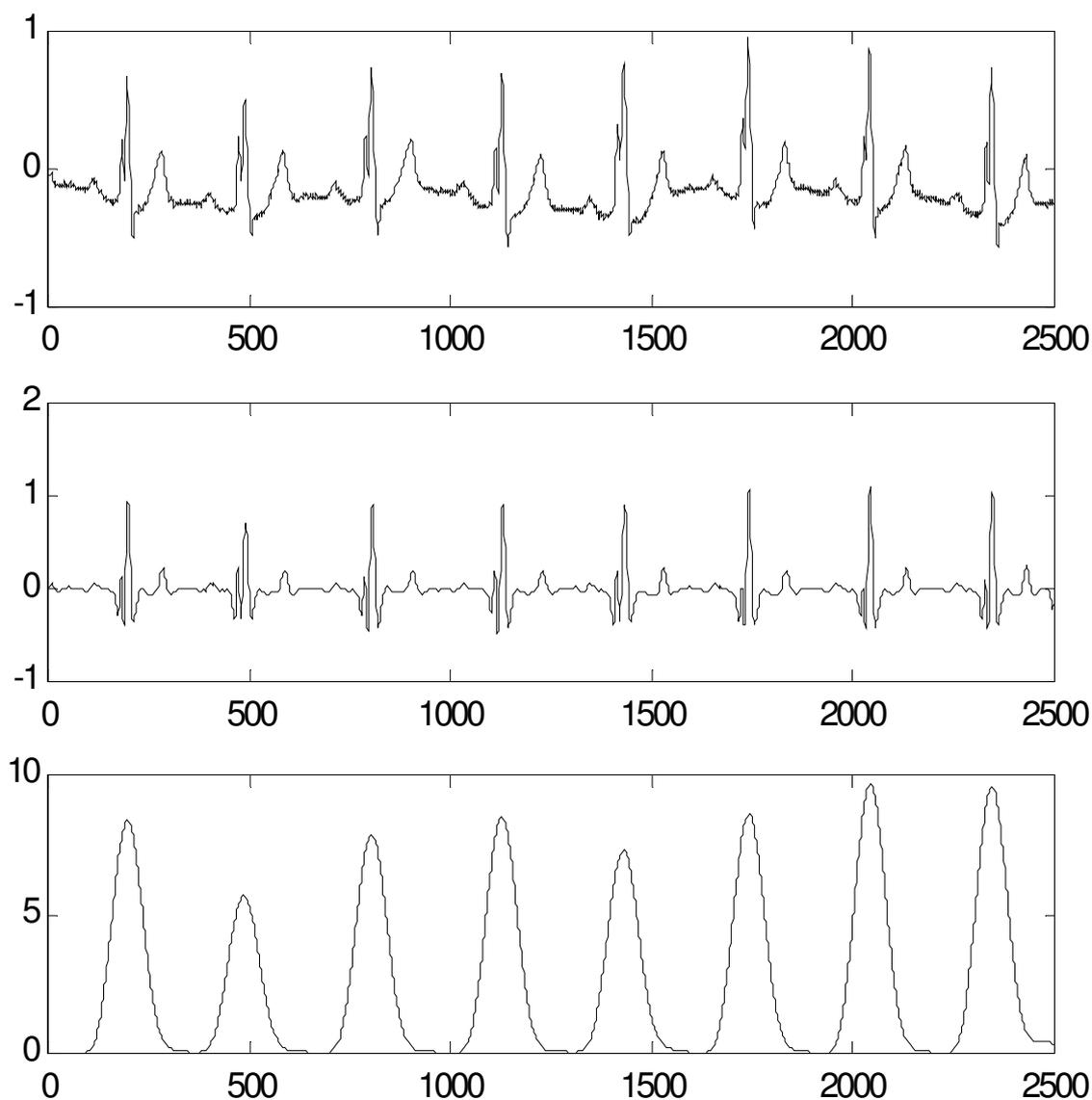


Fig. IV.10. Prétraitement d'un ECG avec onde R avec pics multiples (enregistrement 111), les signaux de haut en bas sont : ECG original brut, ECG filtré et le signal à seuiller correspondant.

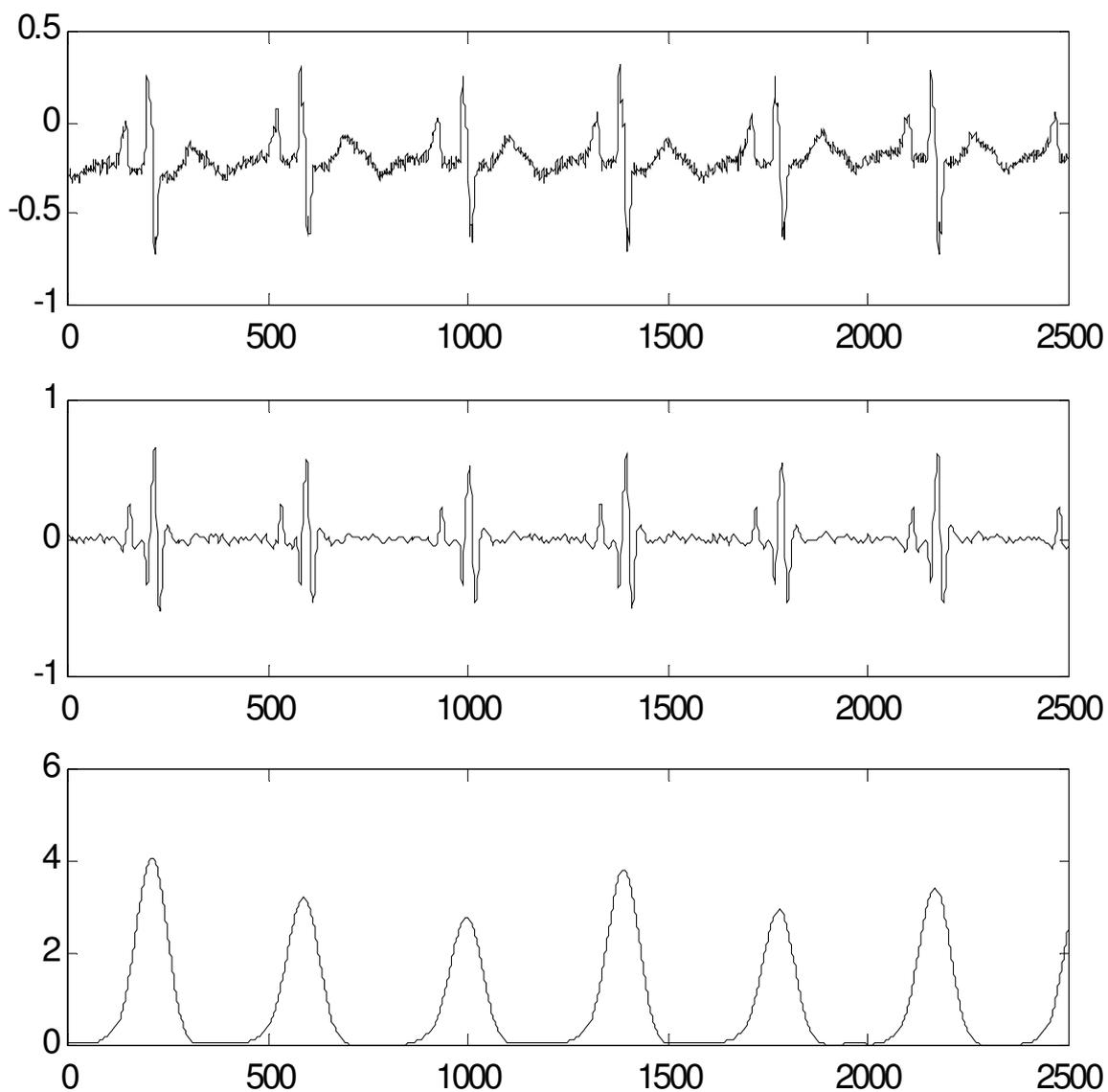


Fig. IV.11 Prétraitement d'un ECG avec ondes P de grandes amplitudes (enregistrement 108), les signaux de haut en bas sont : ECG original brut, ECG filtré et le signal à seuiller correspondant.

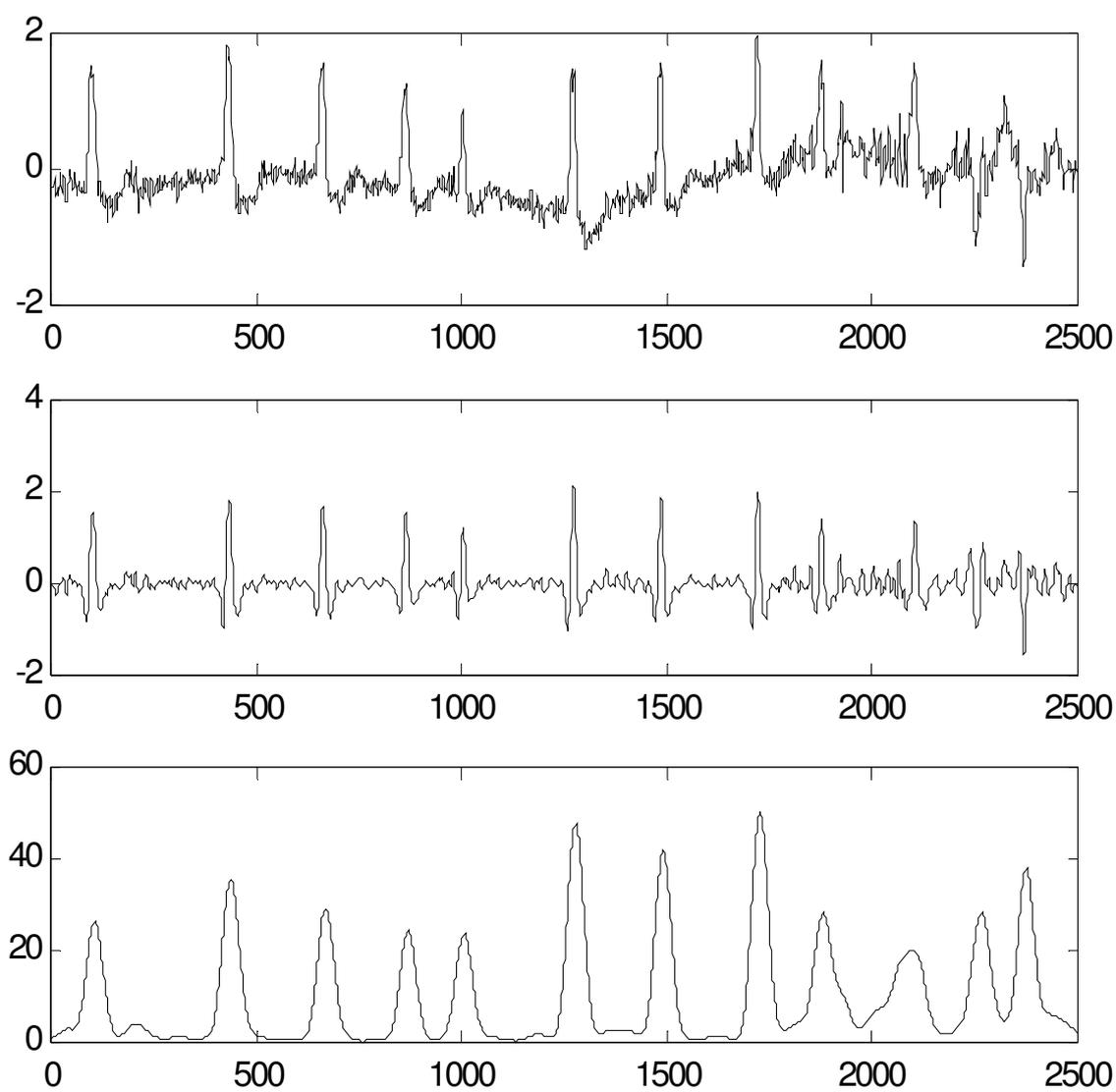


Fig. IV.12 Prétraitement d'un ECG avec bruit haute fréquence et PVC (enregistrement 203), les signaux de haut en bas sont : ECG original brut, ECG filtré et le signal à seuiller correspondant.

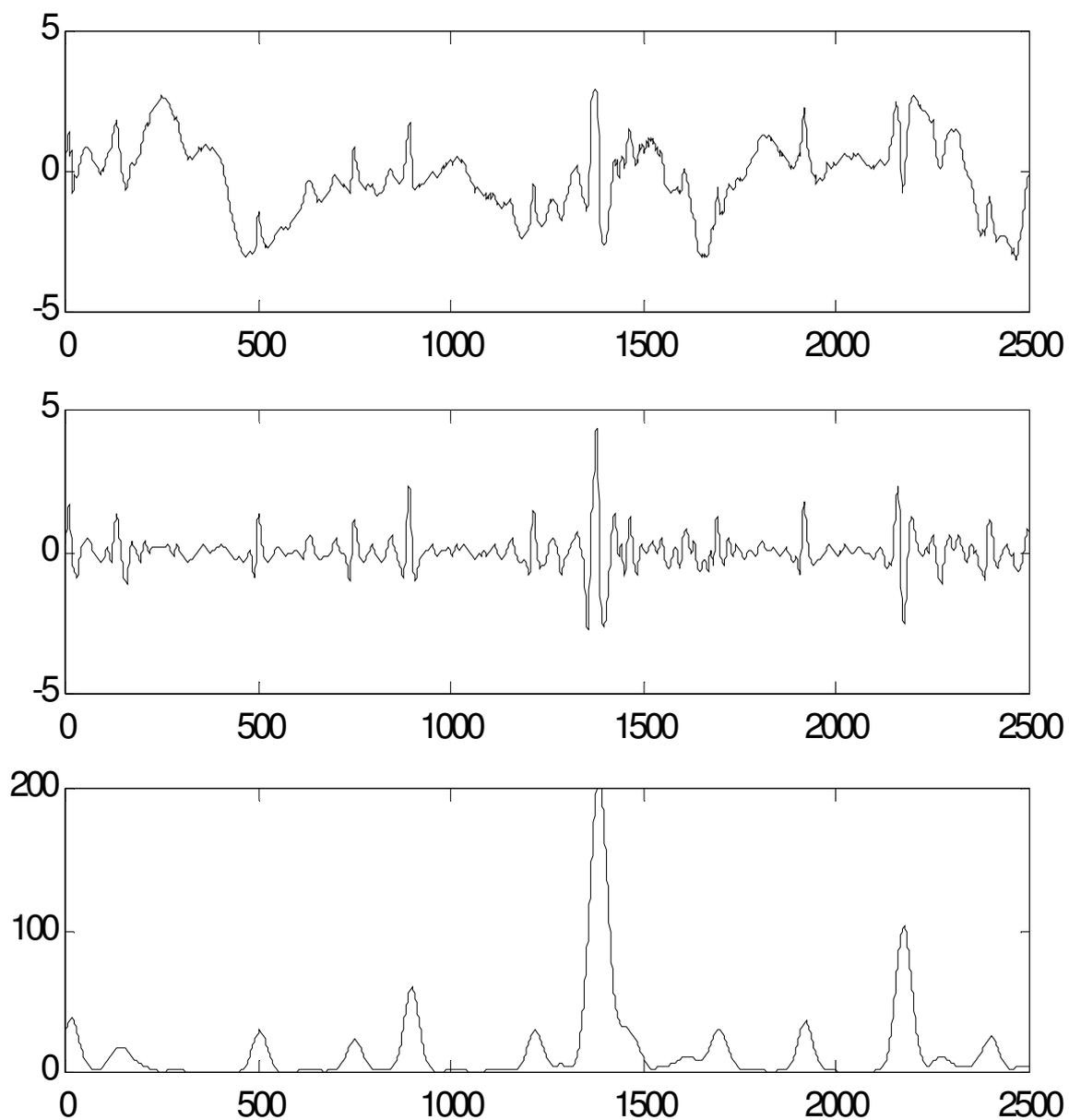


Fig. IV.13. Prétraitement d'un ECG fortement bruité (enregistrement 105), les signaux de haut en bas sont : ECG original brut, ECG filtré et le signal à seuiller correspondant.

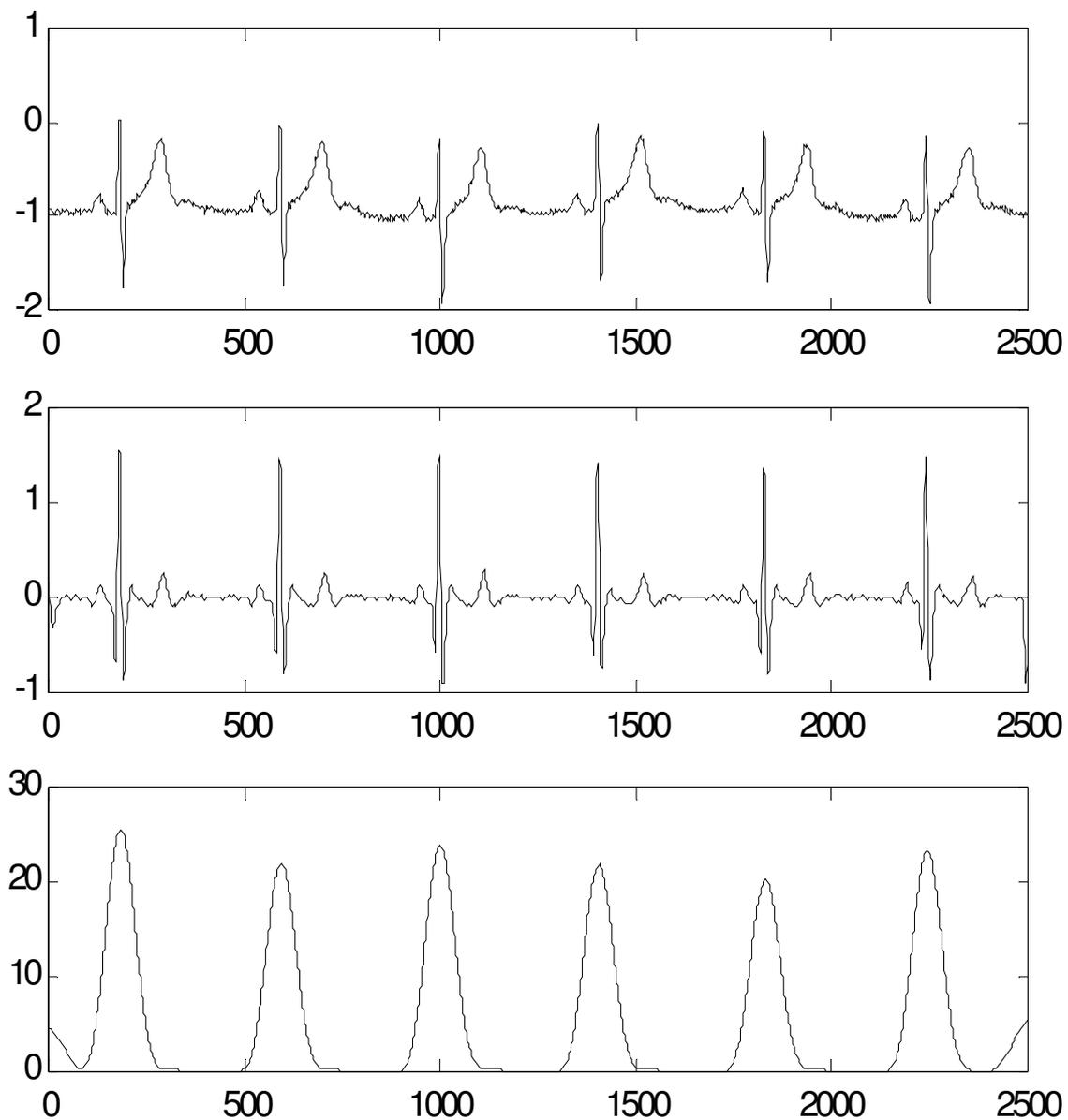


Fig. IV.14 Prétraitement d'un ECG avec ondes T de grandes amplitudes (enregistrement 117), les signaux de haut en bas sont : ECG original brut, ECG filtré et le signal à seuiller correspondant.

IV.3.2.2 Prétraitement d'ECG basé sur le système fractal de His-Purkinje [53]

Comme la montre la figure (III.18) dans le chapitre III (voir la section III.4.2.1), le filtre passe-bande numérique RIF proposé résulte de la différence de deux branches en parallèle contenant chacune un filtre numérique RIF passe-bas. Les deux filtres passe-bas numériques des deux branches sont composés chacun d'un filtre numérique RIF du système fractal de His-Purkinje de longueur $L_1=12$ pour la première branche et de longueur $L_2=24$ pour la seconde branche. Après l'étape de filtrage, le signal filtré $y_f(k)$ doit subir une différentiation fractionnaire numérique d'ordre 1,5. Nous avons employé l'ordre fractionnaire 1,5 parce que les auteurs dans [12] ont déclaré que la différentiation d'ordre fractionnaire β ($1 < \beta < 2$) aide de la détection de point d'inflexion. Pour fournir des informations utiles au sujet de la pente des complexes QRS la différentiation d'ordre fractionnaire devrait être avec 5 à 20 échantillons selon la longueur du QRS lui-même. Puisque nous employons seulement le système fractal de His-Purkinje, le différentiateur d'ordre fractionnaire est fait d'un différentiateur régulier d'ordre 3 en série avec un système fractal de His-Purkinje avec $p = 0,0001$ et $\beta = 1,5$ tel que dans la bande de fréquence du complexe QRS nous obtenons exactement un différentiateur d'ordre fractionnaire 1,5. Le signal de sortie $y_d(k)$ de ce différentiateur d'ordre fractionnaire est donné comme:

$$y_d(k) = \sum_{i=0}^{L_o-1} h_{1,5\text{FIR}}(i) y_{f3}(k-i) \quad (\text{IV.3})$$

Où $5 \leq L_o \leq 20$ est le nombre d'échantillons, $h_{1,5\text{FIR}}(k)$ est la réponse numérique impulsionnelle de type RIF du système fractal de His-Purkinje de l'équation (III.28) avec $p=0,0001$, $\beta= 1,5$ et $T=1/360$ et $y_{f3}(k)$ est le signal de sortie du différentiateur régulier d'ordre 3 et il est donné par:

$$y_{f3}(k) = y_f(k) - 3 y_f(k-1) + 3 y_f(k-2) - y_f(k-3) \quad (\text{IV.4})$$

Le signal obtenu $y_d(k)$ sera élevé au carré pour acquérir un signal partout positif et en même temps les fréquences plus élevées du signal (les complexes QRS) accentuer.

On lisse le signal carré en utilisant la réponse impulsionnelle numérique RIF du système fractal de His-Purkinje de l'équation (III.31) pour produire un signal à seuiller $y_s(k)$, la valeur $L = 43$ échantillons, correspondant au plus large complexe QRS, apparaît être le bon compromis entre l'altération des pics correspondant aux complexes QRS et l'atténuation des ondes P, T et du bruit.

Une application de l'algorithme de prétraitement proposé a été faite en utilisant les signaux d'ECG du canal 1 de la base de données MIT/BIH. Les signaux des différentes étapes de l'algorithme utilisant des segments de différents enregistrements sont montrées sur la figure (IV.15), les signaux (a) représentent le segment d'ECG bruités, (b) le signal à seuiller du prétraitement proposé par Pan & Tompkin dans [6] et les signaux (c) représentent le signal à seuiller du prétraitement proposé.

Malgré les diverses morphologies des complexes QRS et des différents artefacts contenus dans les signaux d'ECG de la base de données de MIT /BIH utilisés dans l'application, les signaux obtenus en utilisant l'algorithme de prétraitement proposé sont très lisses et moins oscillants comparée à ceux de la référence [6]. Finalement, tous les résultats obtenus sont comparés directement à notre prétraitement de l'algorithme de détection récent proposé dans [21] parce que il fournit un très bon taux de détection (environ 99,86 %) par l'utilisation de la base de données MIT /BIH, notre nouvelle méthode est plus simple à appliquer dans la détection de l'onde R, dans le future.

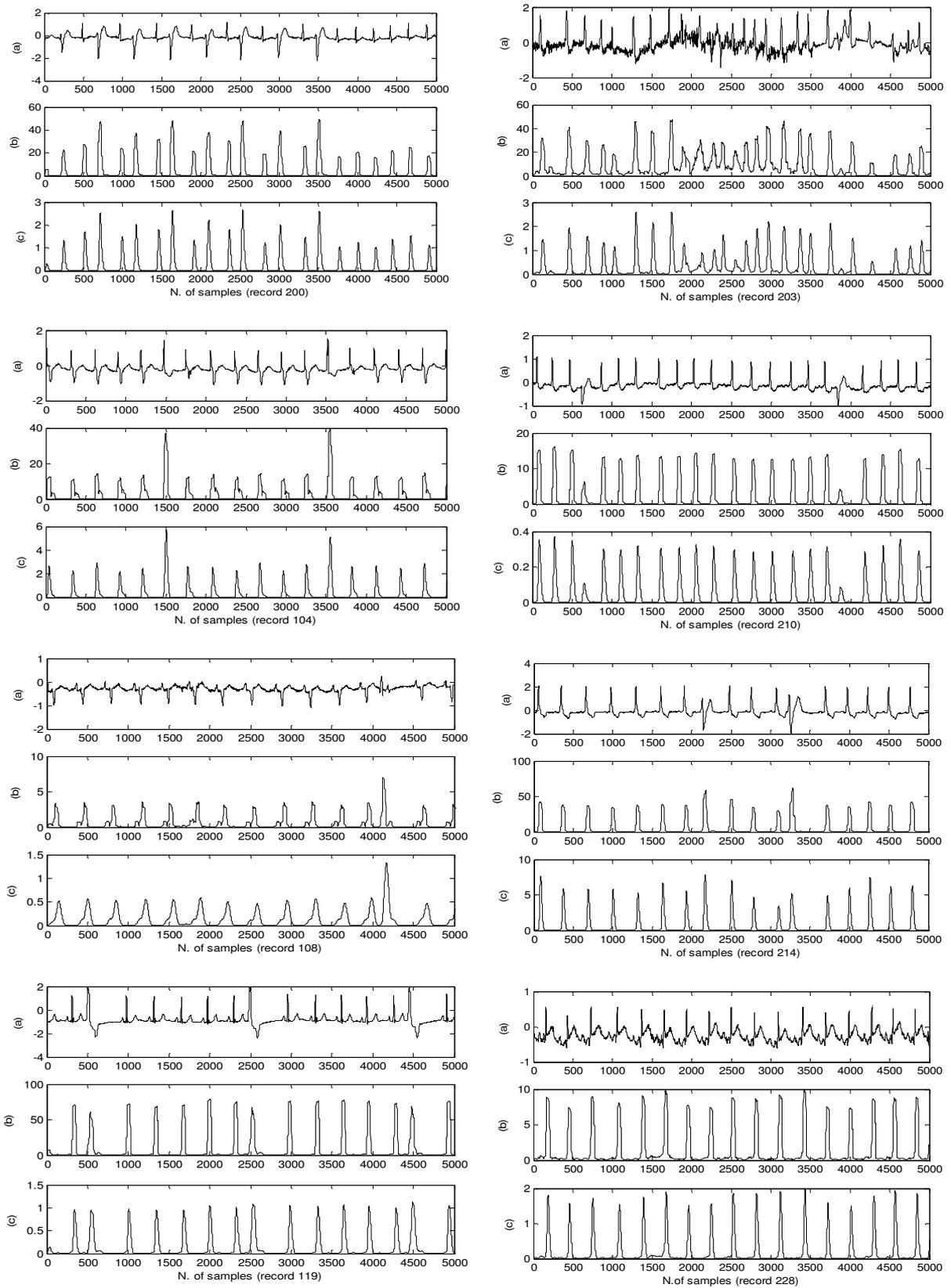


Fig. IV.15 (a) ECG bruité, (b) le signal à seuiller du prétraitement proposé par Pan & Tompkins et (c) le signal à seuiller du Prétraitement proposé.

IV.3.3. Procédure de la détection de l'onde R

IV.3.3.1 Méthodologie

Comme le filtre passe-bande proposé pour le prétraitement du signal ECG brut, le détecteur d'onde R proposé sera également basé sur les opérateurs d'ordre fractionnaire comme le montre le schéma de la figure (IV.16). Après l'étape de prétraitement de signal ECG, afin de détecter l'onde R, le signal traité, note (STC), passe par deux différentiateurs numériques de type RII mis en parallèles. Ces différentiateurs sont d'ordre fractionnaire α et 2α avec $0,5 < \alpha < 1$. Les réponses d'impulsionnelles de ces différentiateurs numériques sont données respectivement dans les équations (III.17) et (III.18). Les signaux de sortie $y_1(k)$ et $y_2(k)$ de ces différentiateurs d'ordre fractionnaire sont alors utilisés pour extraire les crêtes maximum détectées (MPD) ainsi que leurs localisation celles-ci seront classifiées comme ondes R. Ces points de MPD sont obtenus quand le signal $y_1(k) = 0$ et le signal $y_2(k) < 0$.

L'idée d'utiliser les différentiateurs d'ordre fractionnaire α et 2α vient de l'application d'ordre entier des conditions nécessaires et suffisantes pour déterminer les maximums d'une fonction qui utilise la première et du deuxième dérivé. De plus la valeur de α a été choisi entre 0,5 et 1 de sorte que l'ordre 2α soit entre 1 et 2, parce que dans la référence [15] les auteurs ont employé un différentiateur d'ordre fractionnaire dont l'ordre fractionnaire est entre 1 et 2 pour construire un détecteur de bord qui permet d'améliorer la sélectivité de détection et fournit l'immunité ou la robustesse au bruit.

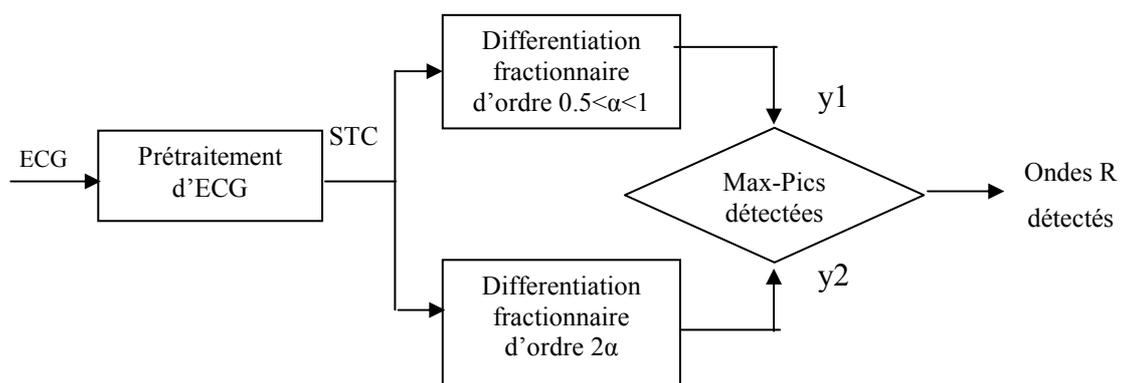


Fig. IV.16 Le schéma fonctionnel du détecteur d'onde R.

IV.3.3.2 Résultats

L'algorithme proposé a été mis en application sur un PC du type Pentium IV de 3,06 GHz en utilisant la version 6,1 de MATLAB, et a été examiné sur les signaux d'ECG fournis par le canal 1 de la base de données d'arythmie de MIT/BIH. L'ordre fractionnaire m de l'intégration et la dérivation, la longueur L du filtre passe-bande numérique et le paramètre α des dérivateurs du détecteur ont les valeurs respectives $(m, L, \alpha) = (0,68, 20, 0,76)$. Le temps moyen requis pour exécuter notre algorithme sur chaque enregistrement d'ECG est environ 7 s qui correspond à environ 0,01 ms pour chaque échantillon.

Les signaux des différentes étapes de l'algorithme utilisant des segments des différents enregistrements sont montrés sur les figures (IV.17) à (IV.23). Dans chacune de ces figures : (a) représente le signal original de l'ECG, (b) le signal de sortie du filtre passe-bande numérique fractionnaire proposé et (c) représente le signal à seuil comparé (STC). Les sorties des deux différentiateurs d'ordre fractionnaire sont représentées par les signaux (d) et (e) respectivement. Les impulsions données en (f) correspondent aux ondes R détectées par l'algorithme proposé. Les exemples choisis incluent des signaux d'ECG avec la qualité acceptable, avec onde R des crêtes multiples, avec la déviation progressive de la ligne de base et les variations d'amplitude des complexes QRS importantes, avec l'activité électrique des muscles et des complexes de QRS avec la morphologie ventriculaire prématurée de la contraction (PVC), avec le bruit élevé, et par rapport à l'amplitude élevée des ondes P et T. Malgré toutes ces diverses morphologies des complexes QRS et les artefacts contenus dans les signaux d'ECG de la base de données, les exemples illustrent les possibilités de notre algorithme pour exécuter un taux élevé de détection.

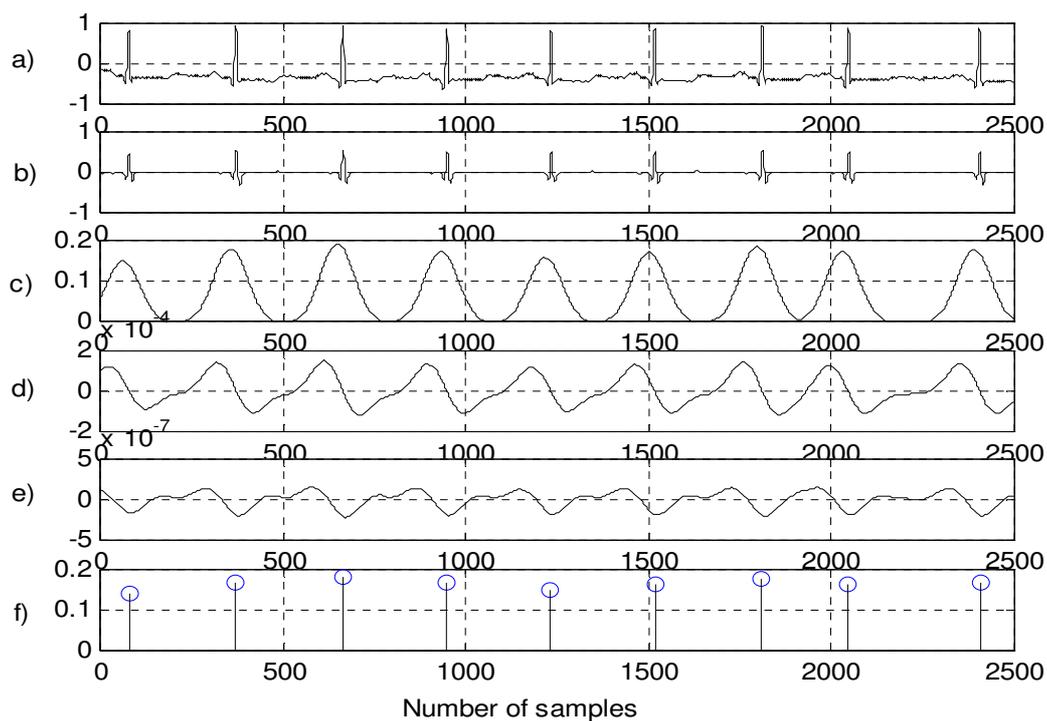


Fig. IV.17 ECG avec une qualité acceptable (100)

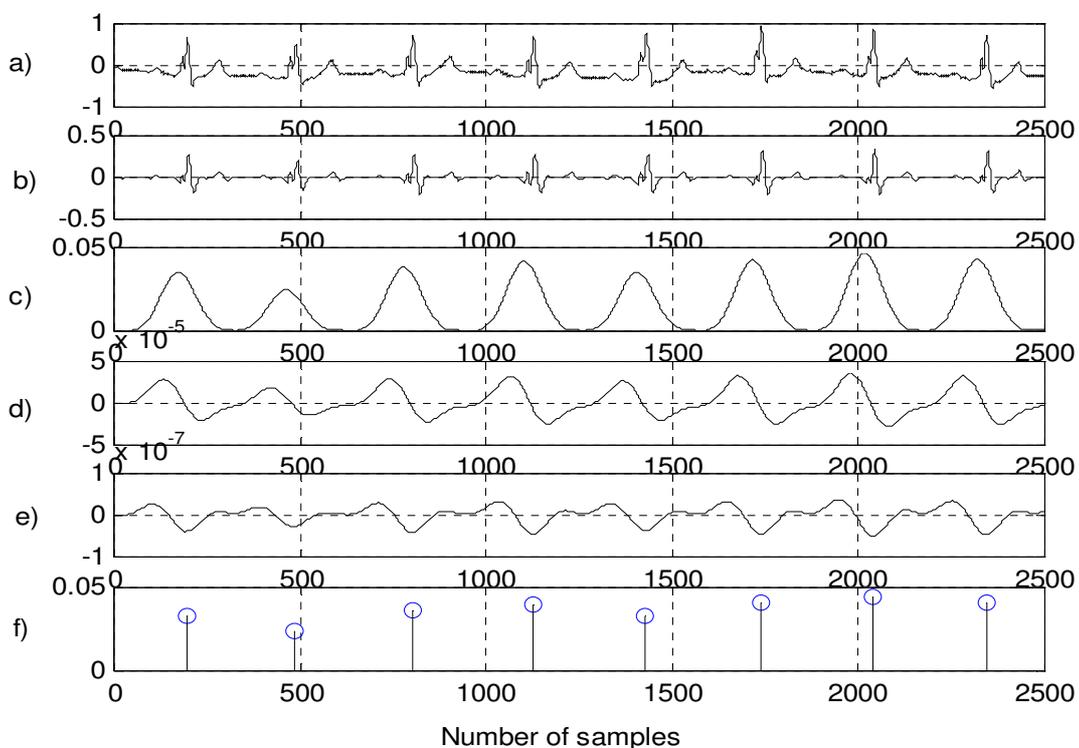


Fig. IV.18 ECG contenant des ondes R des pics multiples
(111)

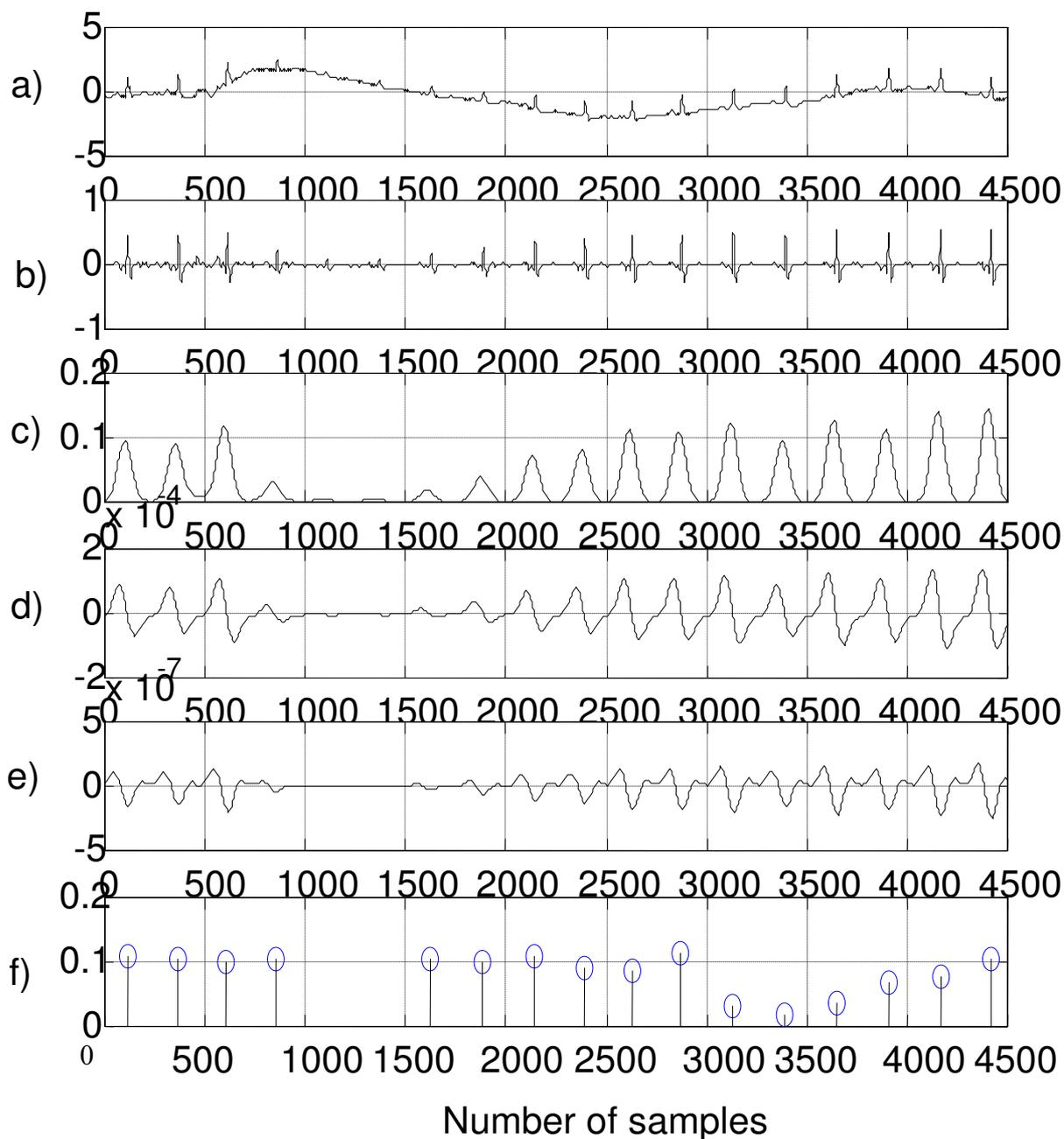


Fig. IV.19 ECG avec déviation graduelle de la ligne de base
(105)

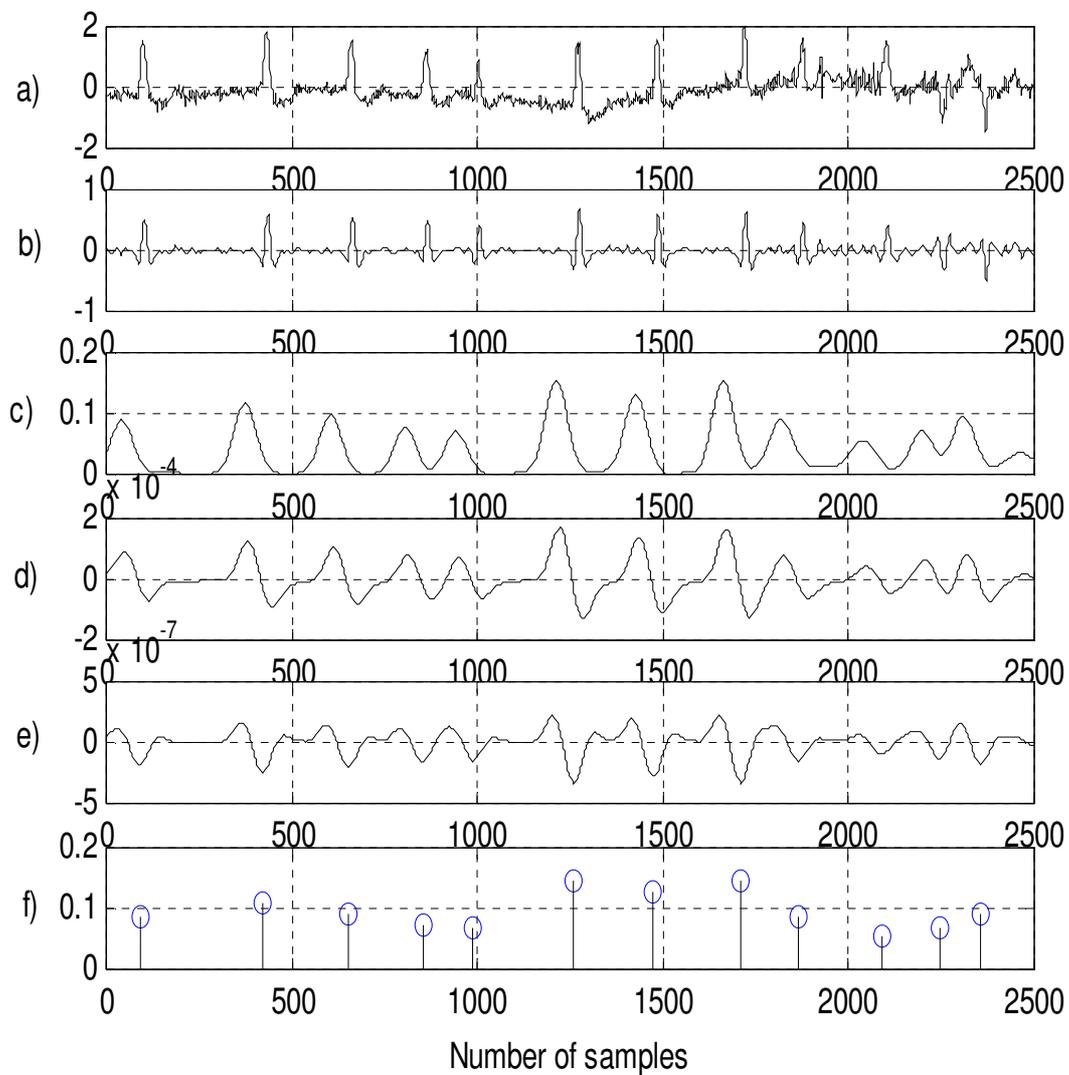
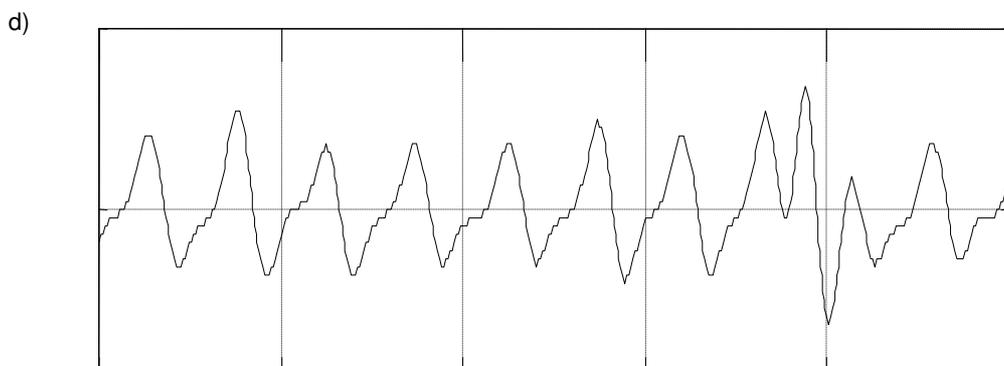
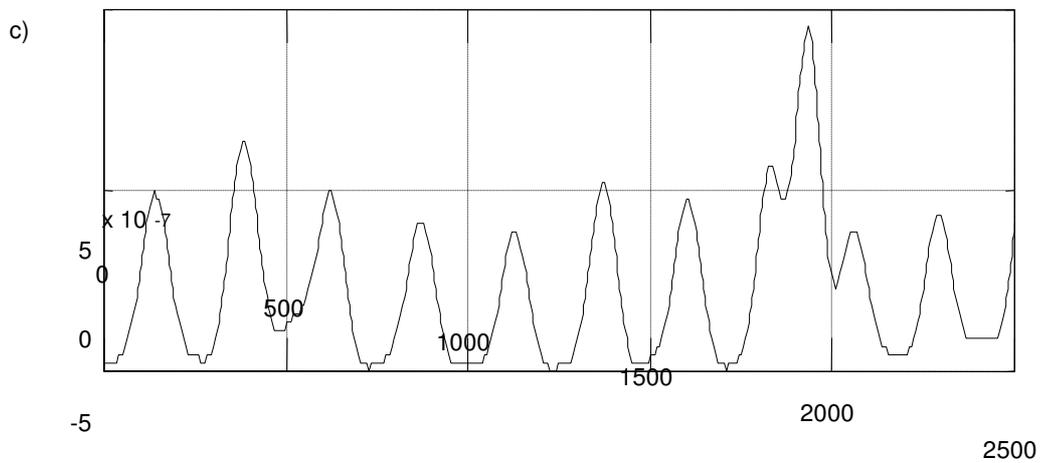
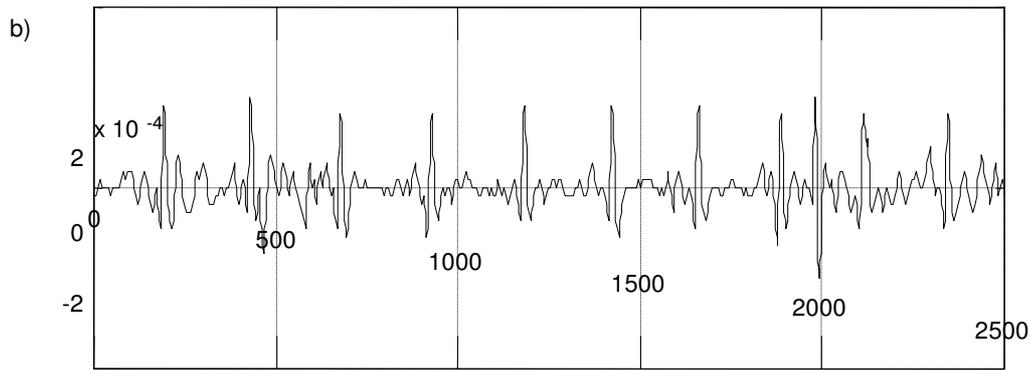
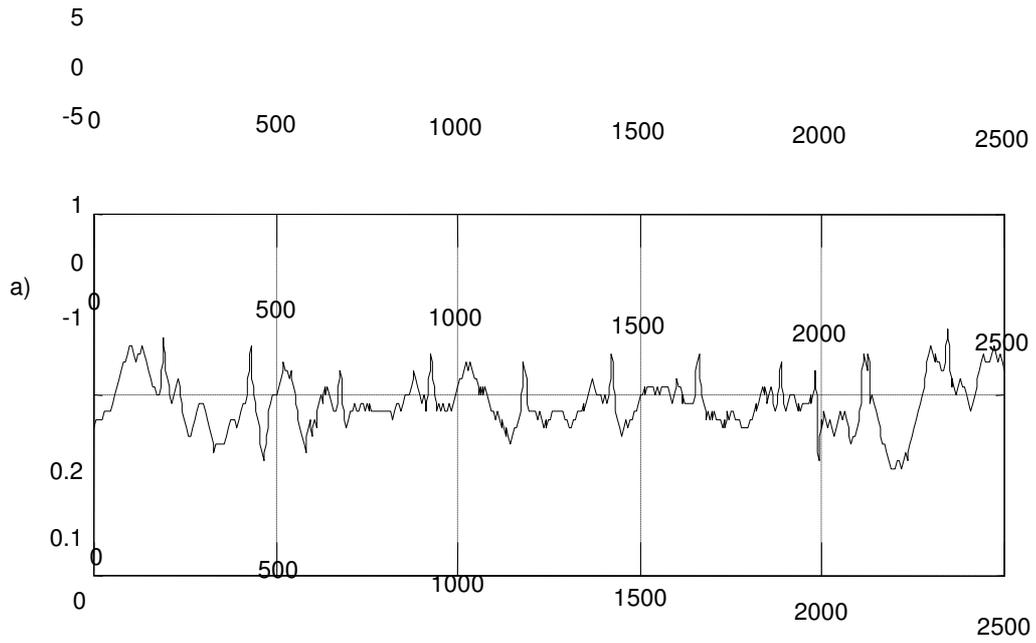


Fig. IV.20 ECG avec bruit de hautes fréquences et PVC (203)



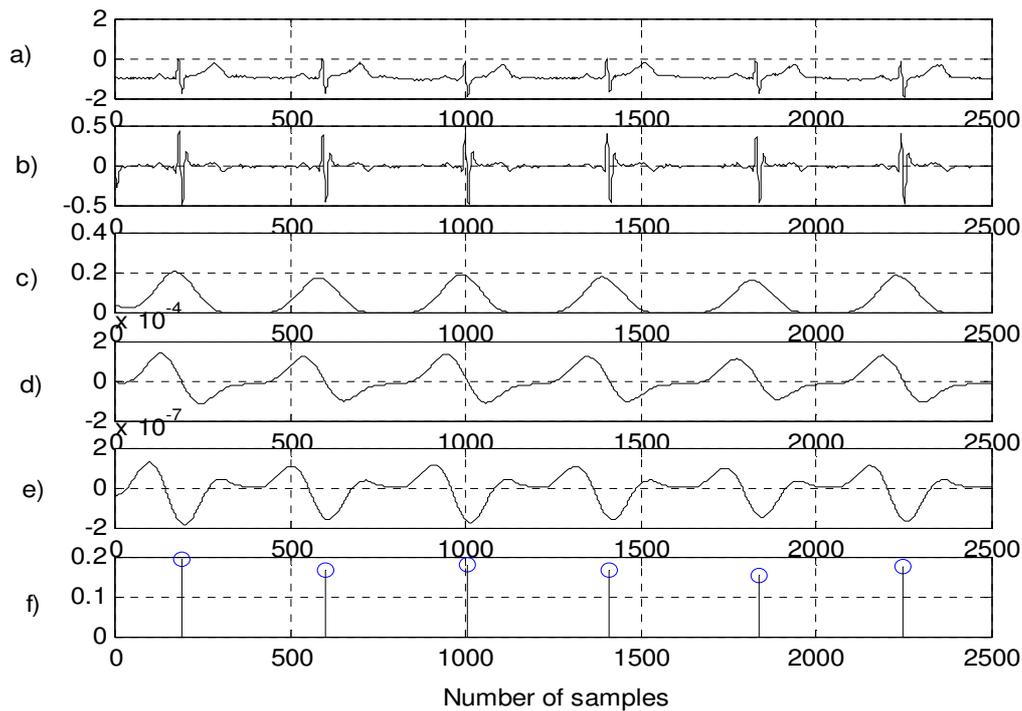
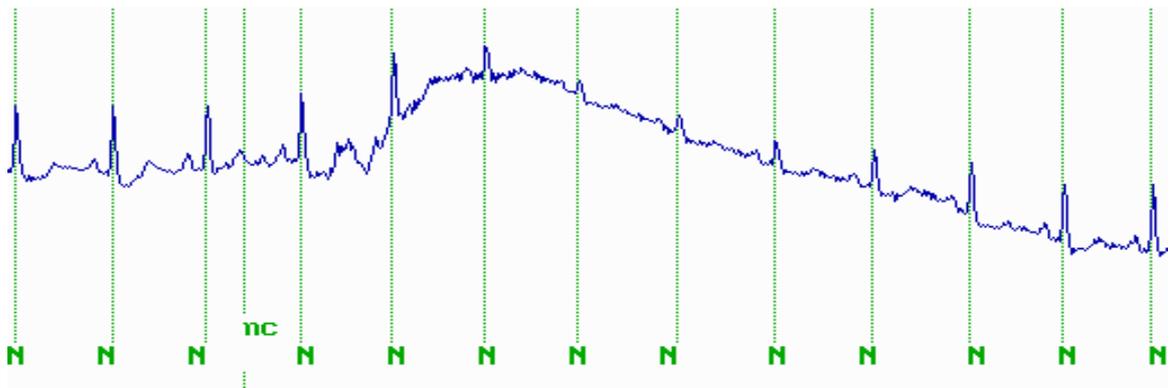


Fig. IV.23 ECG avec des ondes T des grandes amplitudes (117)

Quelques sections des signaux peuvent être vues dans les figures (IV.24) à (IV.29) montrent des ondes R du complexe QRS détectés par l'algorithme que nous avons proposés. Les ondes R localisés par l'algorithme sont représentés par des petits cercles dans les signaux (a). Les signaux (b) sont extraits de la base de données « MIT/BIH arrhythmia database » ; les traits discontinus verticaux sont associés aux étiquettes des battements, aux annotations du rythme et à la qualité du signal. Les étiquettes des battements correspondent le plus souvent aux pics des ondes R. Ces figures illustrent les capacités de l'algorithme proposé à détecter des complexes QRS de morphologies divers présents dans des ECG bruités par différents artefacts ou des ondes P ou T de grandes amplitudes, sauf dans le cas de signal fortement bruité représenté par la figure (VI.25), on remarque qu'il y a une détection d'une onde R là où n'y avait pas (il y a une fausse alarme), et d'un autre côté on remarque qu'il y a une onde R qu'il n'est pas détecté (ce qu'on appelle une non détection)

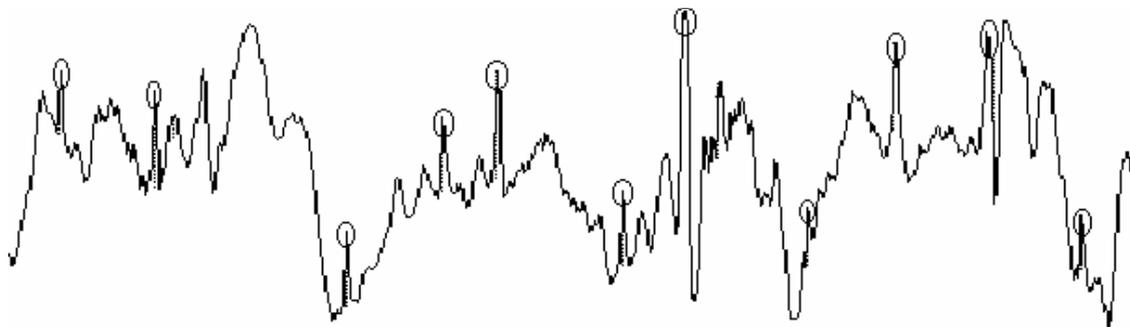


(a)

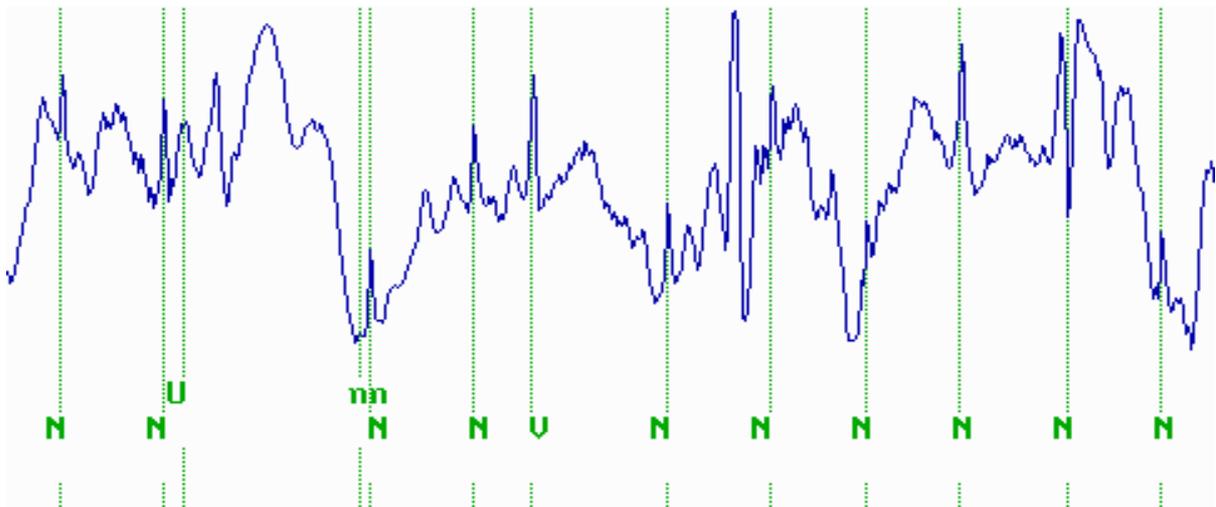


(b)

Fig. IV.24 Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 105). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.

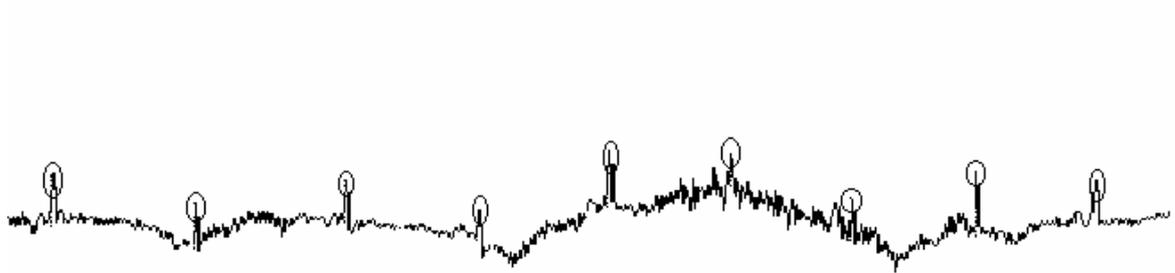


(a)

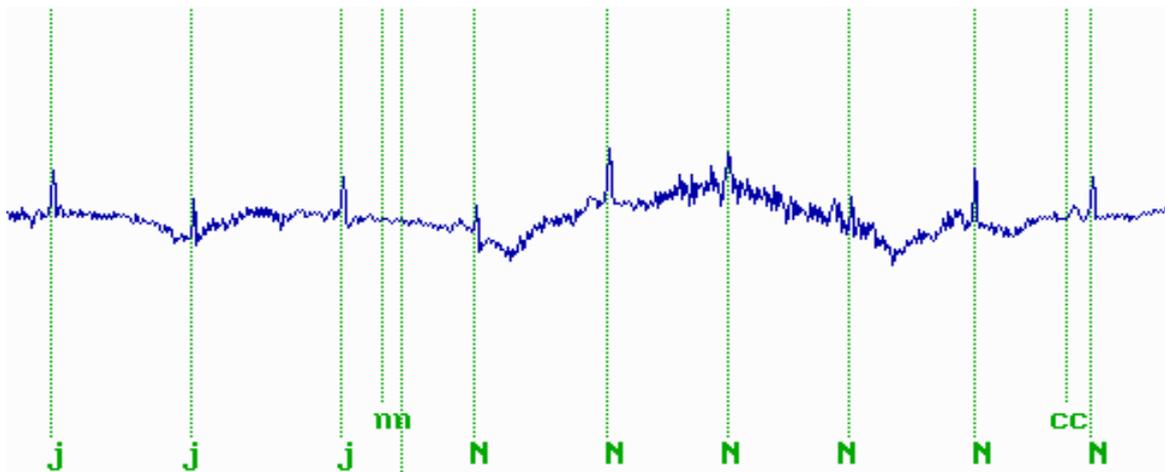


(b)

Fig.IV.25 Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 105). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.



(a)

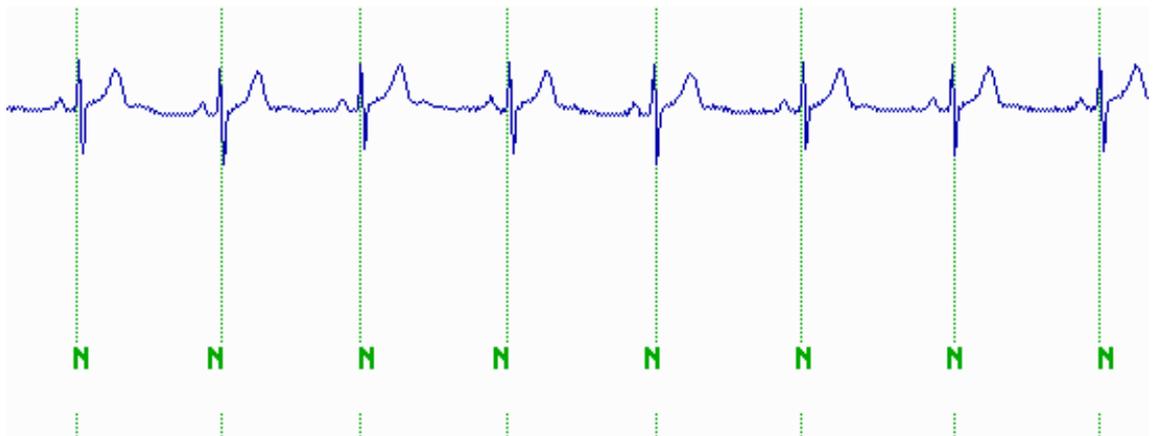


(b)

Fig. IV.26 Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 222). a) Pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.



(a)

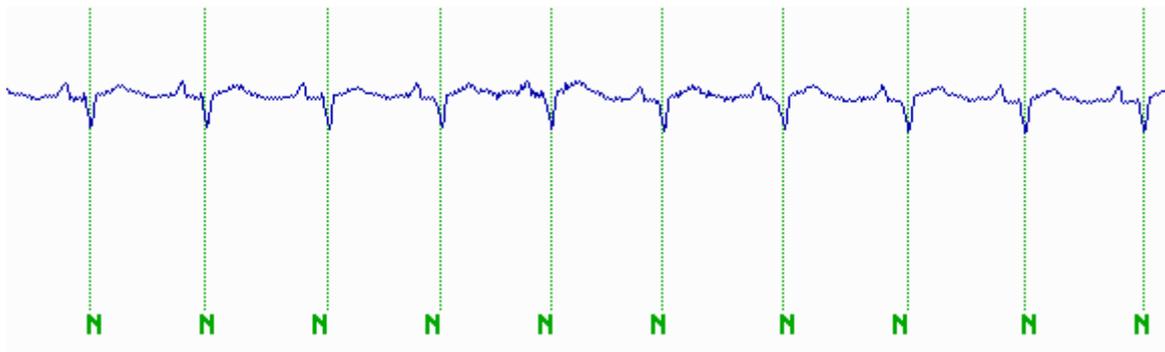


(b)

Fig. IV.27 Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 117). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.



(a)

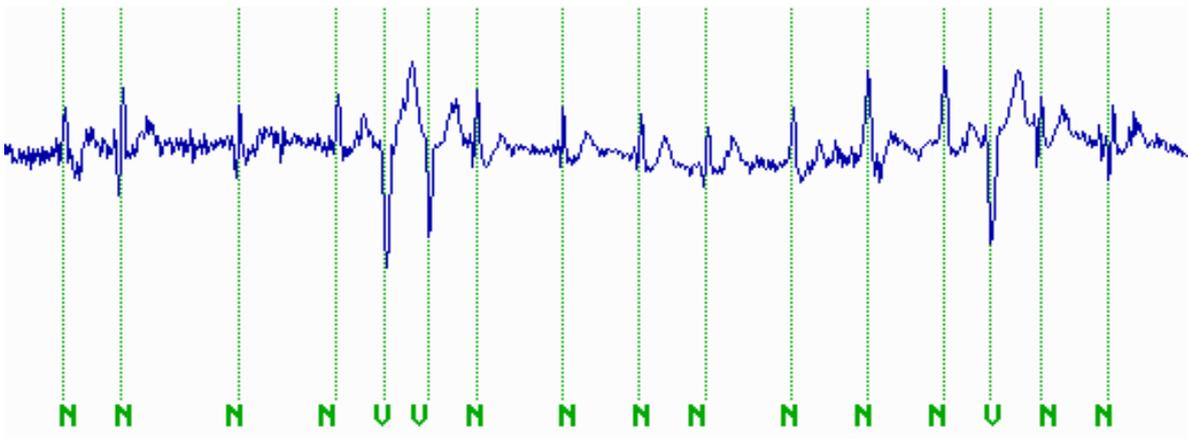


(b)

Fig. IV.28 Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 108). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.



(a)



(b)

Fig. IV.29 Détection de l'onde R du complexe QRS (enregistrement 203). a) pics R détectés par l'algorithme. b) ECG annotée.

IV.3.4 Evaluation et discussion de résultats

Les complexes QRS détectés sont comparés au fichier d'annotation associé à chaque enregistrement de la base de données pour déterminer l'erreur. Les performances de l'algorithme de détection sont évaluées en terme de :

- nombre de QRS correctement détectés TP (True Positive),
- nombre de QRS faussement détectés FP (False Positive) : c'est le nombre d'ondes R qui ont été détectées par l'algorithme alors qu'elles ne font pas partie de cette catégorie. Ces erreurs peuvent correspondre à des emplacements repérés par l'algorithme alors qu'il n'y avait aucune onde caractéristique, ou encore qu'il s'agisse d'une autre onde caractéristique ou du bruit,
- nombre de QRS oubliés FN (False Négative) : c'est le nombre d'ondes étiquetées R que l'algorithme n'a pas détectées.

La procédure généralement utilisée pour le calcul des valeurs de TP, FP et FN est expliquée dans ce qui suit [70]. Notons par t_i l'instant de l'ième complexe QRS manuellement marqué par les cardiologues dans un enregistrement ECG de la base de données, et notons par t_j l'instant du j^{ème} complexe QRS automatiquement détecté par l'algorithme. Un battement t_j est considéré comme étant bien détecté (TP), si on a, pour un seuil choisi θ :

$$|t_j - t_i| \leq \theta \quad (\text{IV.5})$$

Une fausse détection (FP) se produit lorsque t_j se trouve à une distance supérieure à θ de t_i pour tout t_i . Finalement, un battement est considéré absent (FN) si aucune détection ne se produit à une distance plus petite que θ de t_i pour tout t_i . [70].

Pour la valeur du paramètre θ de l'équation (IV.5), nous l'avons choisi égal à 120 ms correspondant à la largeur d'un complexe QRS typique. Ceci est fait car lorsque le cardiologue marque un complexe QRS, il ne le fait pas forcément sur le sommet du pic R, mais quelque part à l'intérieur du complexe QRS. Pour juger de la qualité du détecteur, trois grandeurs sont habituellement mesurées :

- La sensibilité (Sensitivity), appelée aussi Probabilité de Détection, S_e , définie par :

$$S_e(\%) = \frac{TP}{TP + FN} \times 100 \quad (\text{IV.6})$$

- La spécificité ou la prédictibilité positive (Positive Predictivity), P^+ , donnée par :

$$P^+(\%) = \frac{TP}{TP + FP} \times 100 \quad (IV.7)$$

- Le taux d'erreur donné par :

$$TE(\%) = \frac{FN + FP}{NBT} \times 100 \quad (IV.8)$$

Où NBT est le nombre de battements (nombre de QRS total qui est égal à la taille du vecteur d'annotation après lecture de *.atr).

L'exécution globale réalisée par l'algorithme est mesurée en termes de taux de détection de QRS défini comme [8]:

$$\text{Taux de détection de QRS} = \text{minimum (Se, +P)} \quad (IV.9)$$

Les résultats obtenus pour 47 enregistrements de la base de données standard sont récapitulés dans le tableau (IV.1).

L'algorithme proposé a réalisé une exécution très bonne sur la base de données étudiée. Il a produit, au total, 153 FP et 156 FN ayant pour résultat un taux global de détection de 99,86% avec une erreur de 0,28%. Mais les différents taux de détection des enregistrements changent de 98,70 % à 100,00 % selon la qualité du signal d'ECG. En conclusion, nous avons comparé l'exécution de notre algorithme à douze détecteurs du complexe QRS rapportés dans la littérature. Ils ont tous été examinés sur le premier canal de la base de données d'arythmie de MIT/BIH. Les résultats de la comparaison sont donnés dans le tableau (IV.2). Les exécutions de la méthode basée sur la transformée en ondelette (WT1) [2] est la plus efficace mais il est le plus lent parce que le temps moyen requis pour traiter chaque échantillon est environ 0,4 ms. L'algorithme basé sur la différentiation numérique fractionnaire (FDD) [3] est très efficace, mais son filtre passe-bande proposé n'est pas causal. Le détecteur basé sur le tracé des paramètres topologiques (TMP) [4], les deux détecteurs basés sur le filtrage passe-bande classique (BPI) [6] et (BP2) [7] et le détecteur plus récent basé sur la transformé en ondelette (WT2) [8] et les détecteurs restants [23] sont moins efficaces. Comparant ces résultats, l'algorithme proposé est parmi les détecteurs les plus efficaces. Les différentes étapes de transformation proposées ont besoin d'une durée de la transformation moyenne de 0.01ms

pour chaque échantillon d'ECG. Cette vitesse est très bonne comparée aux vitesses des algorithmes de WTI et de WTII respectivement.

Tableau. IV.1: l'évaluation des performances du détecteur proposée à l'aide du premier canal de la base de données de MIT/BIH avec $(m, L, \alpha) = (0,68, 20, 0,76)$

enregistrement (nombre)	TP (battements)	FN (battements)	FP (battements)	Se (%)	+P (%)	Min (Se,+P)
100	2273	0	0	100.00	100.00	100.00
101	1865	2	5	99.89	99.73	99.73
102	2187	0	0	100.00	100.00	100.00
103	2084	0	1	100.00	99.95	99.95
104	2229	1	5	99.96	99.78	99.78
105	2572	15	33	99.42	98.73	98.73
106	2027	0	3	100.00	99.85	99.85
107	2137	3	1	99.86	99.95	99.86
108	1763	6	9	99.66	99.49	99.49
109	2532	0	0	100.00	100.00	100.00
111	2124	1	2	99.95	99.91	99.91
112	2539	0	2	100.00	99.92	99.92
113	1795	0	1	100.00	99.94	99.94
114	1879	0	9	100.00	99.52	99.52
115	1953	0	1	100.00	99.95	99.95
116	2412	19	3	99.22	99.88	99.22
117	1535	0	1	100.00	99.93	99.93
118	2278	0	1	100.00	99.96	99.96
119	1987	0	2	100.00	99.90	99.90
121	1863	1	2	99.95	99.89	99.89
122	2476	0	0	100.00	100.00	100.00
123	1518	0	1	100.00	99.93	99.93
124	1619	0	1	100.00	99.94	99.94
200	2601	3	1	99.88	99.96	99.88
201	1963	11	4	99.44	99.80	99.44
202	2136	3	1	99.86	99.95	99.86
203	2980	39	16	98.71	99.47	98.71
205	2656	2	1	99.92	99.96	99.92
208	2955	16	4	99.46	99.86	99.46
209	3004	0	2	100.00	99.93	99.93
210	2650	22	2	99.18	99.92	99.18
212	2748	0	1	100.00	99.96	99.96
213	3251	1	0	99.97	100.00	99.97
214	2261	1	1	99.96	99.96	99.96
215	3363	0	0	100.00	100.00	100.00
217	2208	2	4	99.91	99.82	99.82
219	2154	0	2	100.00	99.91	99.91
220	2048	0	0	100.00	100.00	100.00
221	2427	3	1	99.88	99.96	99.88
222	2483	3	3	99.88	99.88	99.88
223	2605	0	1	100.00	99.96	99.96
228	2053	0	14	100.00	99.32	99.32
230	2256	0	1	100.00	99.96	99.96
231	1571	0	1	100.00	99.94	99.94
232	1780	0	10	100.00	99.44	99.44
233	3079	1	0	99.97	100.00	99.97
234	2753	1	0	99.96	100.00	99.96
47enregistrements	107632	156	153	99.86	99.86	99.86

Tableau. IV.2 : Comparaison des détecteurs du complexe QRS							
Détection QRS	TP (beats)	FP (beats)	FN (beats)	Error (%)	Se (%)	+P (%)	min (Se,+P)
Travail proposé	107632	153	156	0.28	99.86	99.86	99.86
WTI	116137	065	112	0.15	99.9	99.94	99.90
FDD	109492	146	256	0.37	99.76	99.86	99.76
TMPI	109481	137	335	0.42	99.57	99.87	99.57
WTII	102654	529	459	0.96	99.55	99.49	99.49
BPI	108889	248	340	0.54	99.68	99.77	99.68
BPII	115294	507	277	0.68	99.76	99.56	99.56
Benitez	109494	605	697	1.19	99.45	99.4	99.4
Gritzali	109494	827	2961	3.46	99.25	99.2	99.2
Kadambe	109494	871	2665	3.23	99.21	99.2	99.2
Mobd	109494	5255	5836	10.13	95.42	95.4	95.4
af2	109494	35681	31559	61.41	75.37	75.4	75.37
df2	109494	1848	100	1.78	98.34	98.3	98.3

IV.4. Conclusion

Il est maintenant bien connu que beaucoup de phénomènes physiques soient modélisés exactement et efficacement en utilisant les dérivés fractionnaires, tandis que les modèles basés sur la dérivée classique de nombre entier capturent ces phénomènes strictement approximatifs. En outre, les dérivés d'ordre entier dépendent seulement du comportement local d'une fonction, alors que les dérivés fractionnaires dépendent de l'histoire entière de la fonction, durant ces dernières décennies, un chemin considérable sur le calcul fractionnaire a été simulé par les applications de ce concept dans différents secteurs de la physique et de la technologie. Ainsi, nous avons présenté une méthode pour détecter l'onde R dans le complexe QRS de l'électrocardiogramme (ECG) basé sur la dérivation et l'intégration numérique d'ordre fractionnaire. La technique est développée autour d'un filtre numérique passe-bande de type RIF pour supprimer les ondes P et de T et différents bruits. Alors le signal filtré est passé par une transformation non-linéaire pour augmenter les complexes QRS. En conclusion, on a proposé une méthode de détection maximale de l'onde R basée sur deux dérivateurs numériques fractionnaires d'ordre α et 2α avec $0,5 < \alpha < 1$, sans employer n'importe quel seuil dans les règles de décision pour déterminer les ondes R. La base de données d'arythmie de MIT/BIH est utilisée pour vérifier l'efficacité de la méthode proposée dont l'exécution a été évaluée en termes de taux de détection. Les résultats numériques ont indiqué que la méthode a réalisé environ 99,86% de taux de détection. Les résultats obtenus sont également présentés, discuté et comparé à d'autres algorithmes de détection de l'onde R. Notre méthode est flexible pour le choix de valeur de paramètre aussi bien que la robustesse sur un choix de contamination de bruit en raison de l'utilisation de ces opérateurs d'ordre fractionnaire. En outre, toutes les étapes du traitement de l'algorithme proposé sont digitalement mises en application, ce qui mène à une exécution en temps réel plus facile.

L'analyse spectrale de puissance du complexe QRS montré qu'elle se comporte comme la loi inverse de puissance ou le comportement fractal. Ce comportement fractal a été modélisé dans le domaine fréquentiel par le système fractal de His-Purkinje. Ce chapitre présente un algorithme de prétraitement de signal d'ECG en utilisant de nouvelles simples stratégies de traitement basées sur le système fractal de His-Purkinje dans toutes ses étapes.

Université de Constantine

Conclusion Générale

Laboratoire du Traitement de Signal

1. Conclusion

Dans cette thèse, nous avons abordé le problème de la détection de l'onde R du complexe QRS du signal ECG par une approche basée sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaires dans le but d'améliorer les performances de détection vis-à-vis des algorithmes existants dans la littérature. Toutes les étapes de l'algorithme de détection ont été élaborées en utilisant de nouvelles et simples stratégies de traitement basées sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaires.

Premièrement, quelques notions de base sur l'électrophysiologie cardiaque ayant trait à nos travaux tels que le système de conduction cardiaque, l'électrocardiogramme, les intervalles temporels, les différentes ondes de l'ECG et les artefacts couramment rencontrés dans les enregistrements de l'électrocardiogramme ont été présentées. Les définitions et les propriétés des opérateurs et systèmes d'ordre fractionnaire ainsi que leurs approximations analogiques et numériques nécessaires à ce travail ont aussi été données. L'introduction de ces concepts dans le traitement de l'ECG a été motivée par leurs bonnes performances obtenues dans la théorie de la commande. En plus, la généralisation des ordres entiers aux ordres fractionnaires dans les opérateurs et les systèmes donne plus de flexibilité dans la conception des algorithmes du traitement de signal.

A cause des variations de sa morphologie, sa variabilité physiologique ainsi que les différents bruits qui le contaminent, le filtrage est la première et la plus importante opération dans l'étape de prétraitement du signal ECG. C'est pourquoi, dans la seconde partie de ce travail, nous avons développé de nouvelles et simples stratégies toutes basées sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaires pour concevoir des filtres numériques de type RIF et RII pour le filtrage de l'ECG. Deux filtres sont conçus dans cette partie. Le premier est constitué d'un dérivateur et d'un intégrateur d'ordre fractionnaire combiné avec un filtre triangulaire. Le second filtre est constitué du système fractal de His-Purkinje. Deux expériences de filtrage pour les deux filtres obtenus sont présentées en utilisant la base de données MIT/BIH. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et ils sont comparables à ceux obtenus en utilisant les algorithmes que l'on trouve dans la littérature.

Après l'étape de filtrage, le signal filtré doit subir les trois opérations restantes du prétraitement de l'ECG qui sont la dérivation, la quadrature et le lissage. Dans les parties différentiation et lissage nous avons aussi utilisés des opérateurs et des systèmes d'ordre fractionnaires dans leurs conceptions. Dans la première expérience nous avons combiné un

dérivateur entier d'ordre 3 et le système fractal de His-Purkinje d'ordre 1,5 de telle manière que dans la bande de fréquence de l'ECG nous obtenons exactement un dérivateur d'ordre fractionnaire 1,5. Le filtre de lissage a été aussi obtenu à partir de la réponse impulsionnelle numérique RIF du système fractal de His-Purkinje. Dans la seconde expérience nous avons utilisée directement un dérivateur d'ordre fractionnaire 1,5. Pour le lissage on a utilisé une fenêtre glissante de Blackman tronquée à 200 échantillons. Les deux expériences de prétraitement ont été faites en utilisant aussi la base de données MIT/BIH pour tester l'efficacité des deux techniques proposées. Les résultats obtenus sont très satisfaisants. Les algorithmes de prétraitement proposés sont plus performants que la plus part des algorithmes existants.

La dernière étape de cette thèse est consacrée à la conception d'un détecteur pour compléter l'algorithme global du problème de la détection de l'onde R du complexe QRS de l'ECG. Comme dans les autres étapes, le détecteur proposé est aussi basé sur les opérateurs d'ordre fractionnaire. Ce détecteur est conçu à partir d'une nouvelle et simple stratégie basée sur le dérivateur numérique d'ordre fractionnaire de type RII. Cette stratégie consiste à faire passer le signal ECG prétraité dans deux dérivateurs numérique d'ordre fractionnaire de type RII d'ordre α et 2α avec $0.5 < \alpha < 1$ pour garantir que $1 < 2\alpha < 2$. Les deux sorties de ces deux dérivateurs sont utilisés pour extraire les maximums ainsi que leurs localisations qui sont classifiés comme étant les ondes R du QRS complexe de l'ECG. Ces maximums sont obtenus tout simplement quand, pour un point donné du signal, le signal de sortie du différentiateur numérique d'ordre fractionnaire α est nul et le signal de sortie du dérivateur numérique d'ordre fractionnaire 2α est positif sans aucune autre règle de décision.

Pour $\alpha = 0.76$, l'expérience numérique de l'algorithme de détection globale a été faite en utilisant la base de données d'arythmie MIT/BIH pour examiner l'efficacité de la méthode proposée dont l'exécution a été évaluée en termes de fausses alarmes et de non détections. L'algorithme proposé a donné de très bonnes performances avec un taux de détection de l'ordre de 99,86% de la base de données utilisée. Les résultats obtenus ont été présentés, discutés et comparés aux algorithmes les plus récents et plus efficaces de détection de l'onde R testés sur cette base de données.

Notre méthode indique encore qu'il y a une grande flexibilité pour le choix de valeur de paramètre aussi bien que la robustesse sur un choix de contamination de bruit en raison de l'utilisation des opérateurs d'ordre fractionnaires. L'analyse du spectre de puissance du complexe de QRS a prouvé qu'elle a la loi inverse de puissance ou le comportement

fractal. Ce comportement fractal est modélisé dans le domaine fréquentiel par le système fractal de His-Purkinje. Ce chapitre présente aussi un algorithme de prétraitement du signal d'ECG en utilisant de nouvelles et simples stratégies de traitement basées sur le système fractal de His-Purkinje dans toutes ses étapes. Sans compter que toutes les étapes de transformation de l'algorithme proposé sont tous numériquement mis en application donc l'exécution en temps réel est plus facile.

2. Perspectives et suggestions

On pense que beaucoup de travail de recherche reste à faire dans le domaine du traitement de l'ECG en utilisant les concepts des opérateurs et systèmes d'ordre fractionnaire. Alors, les perspectives et les suggestions de travaux de recherche dans le proche futur s'inscrivent dans :

- Le développement de nouvelles techniques basée sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire pour la localisation des ondes P et T ainsi que la mesure des différents intervalles et durées des ondes caractéristiques de l'ECG.
- La conception de filtres numériques dans les différentes étapes du traitement de l'ECG avec des opérateurs et systèmes d'ordre fractionnaire avec ordre fractionnaire adaptative pour l'amélioration et l'efficacité de l'analyse et la détection.
- La modélisation de l'ECG en se basant sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire en utilisant les équations différentielles d'ordre fractionnaire pour faciliter la compression et le stockage.

Université de Constantine

REFERENCES

Laboratoire du traitement signal

-
- [1] Fresen, G. M., Jannett, T. C., Jadallah, M. A. Yates, S. L. Quint, S. R., and Nagle, H.T. 'A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms', *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 1990, 7, (1), pp. 85-98.
- [2] Zheng, C., Li, C., and Tai, C.: 'Detection of ECG characteristic points using wavelet transforms', *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 1995, 44, (1), pp. 21-28.
- [3] Ferdi, Y., Herbeuval, J. P., Charef, A. and Boucheham, B. 'R wave detection using fractional digital differentiation', *ITBM-RBM* 2003, (24), pp. 273-280.
- [4] Jeongwhan L., Keesam J., Jiyoung Y. and Myoungho L. 'A Simple Real-Time QRS Detection Algorithm' 18th Annual International Conference of IEEE Engineering in Medicine and Biology society, Amsterdam, 1996, (4), pp. 1396-1398.
- [5] Xue, Q., Hu, Y. H. and Tompkins, W. J.: 'Neural-network-based adaptive matched filtering for QRS detection', *IEEE, Trans. Biomed. Eng.* 1992, 39, (4), pp. 317-329.
- [6] Pan, J., Tompkins, W.J.: 'A real-time QRS detection algorithm' *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 1985, 32, (3), pp. 230-236.
- [7] Hamilton, P. S. and Tompkins, W. J. 'Quantitative investigation of QRS detection rules using MIT/BIH Arrhythmia database', *IEEE, Trans. Biomed. Eng.* 1986, 33, (12), pp. 1157-1165.
- [8] Chen, S-W., Chen, H-C., and Chan, H-L. 'A real-time QRS detection method based on moving-averaging incorporating with wavelet denoising'. *Comput. Methods Programs Biomed.* 2006, 82, pp. 187-195.
- [9] Ichise, M., Nagayanagi, and Y., Kojima, T. 'An Analog Simulation of Non-Integer Order Transfer Functions for Analysis of Electrode Processes' *J. Electro anal. Chem.*, 1971, 33.
- [10] Sun, H.H. and Onaral, B.: 'A unified Approach' *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 1983, 30.
- [11] Torvik, P. J. and Bagley, R. L. 'On the appearance of the fractional derivative in the behavior of real materials' *ASME Journal of Applied Mechanics*, 1994, 51, pp. 294-298.
- [12] Oustaloup, A. 'La Dérivation Non Entière': Théorie, Synthèse et Applications. Editions Hermes, 1995.
- [13] Chen, Y. Q. and Moore, K. L. 'Discretization schemes for fractional-order differentiators and integrators' *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, 2002, 49, pp. 363-367.

- [14] Ferdi, Y., Herbeuval, J. P. and Charef, A.: 'Variance reduction of prediction error using fractional digital differentiation: application to ECG signal processing' Proceeding of the 23rd IEEE/EMBS Annual Conference, Istanbul, Turkey, 2001, pp.25-28.
- [15] Mathieu, B., Melchior, P., Oustaloup, A., Ceyral, C. 'Fractional differentiation for edge detection' *Signal Processing*, 2003, (83), pp. 2421 – 2432.
- [16] Goutas, A., Ferdi, Y., Herbeuval, J- P, Boudraa, M. and Boucheham, B. 'Digital fractional order differentiation-based algorithm for P and T-waves detection and delineation' *ITBM-RBM*, 2005, (26), pp.127–132.
- [17] Sierociuk, D. and Dzieliński, A. 'Fractional Kalman filter algorithm for the states, parameters and order of fractional system estimation' *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci*, 2006, 16, (1), pp.129–140.
- [18] Tseng, C-C. 'Design of variable and adaptive fractional order FIR differentiators', *Signal Processing*, 2006, 86, (10), pp. 2554-2566.
- [19] Goldberger, A., Bhargava, L. V., West, B. J and Mandel, A. J., 'On a mechanism of cardiac electrical stability: The fractal hypothesis,' *Biophys J.*, 1985, 48, pp 525-528.
- [20] Sun, H. H. and Charef, A. 'Fractal systems: a time domain approach,' *Annals of Biomed. Eng.*, 1990, 18, pp 597-621.
- [21] Benmalek, M. and Charef, A. 'Digital fractional order operators for R-wave detection in ECG signal', *IET proceedings on Signal Processing*, 2009, 3, issue 5, pp 381-391.
- [22] Tchiotso, D. 'Modélisations polynomiales des signaux ECG. Applications à la compression'. Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Lorraine, université de Nancy, 2007.
- [23] Portet, F. 'Pilotage d'algorithmes pour la reconnaissance en ligne d'arythmies cardiaques'. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1. 2005.
- [24] Dubois, R., Application des nouvelles méthodes d'apprentissage à la détection précoce d'anomalies en électrocardiographie, Thèse de Doctorat, Université Paris VI, 2004.
- [25] Hertault, J. *Comprendre l'ECG*, Paris, Tempo Médical. 1984.
- [26] Mainardi, F. Fractional calculus: Some basic problems in continuum and statistical mechanics, in: A. Carpinteri, F. Mainardi (Eds.), *Fractals and Fractional Calculus in Continuum Mechanics*, Springer-Verlag, Wien, Austria, 1997.
- [27] Hilfer, R. (Ed), *Applications of calculus in physics*, World Scientific, Singapore, 2000.
- [28] Petras, I., Podlubny, I., O'Leary, P., Dorcak, L. and Vinagre, B. M., *Analogue Realization of Fractional Order Controllers*, Fakulta Berg, TU Kosice, 2002.

- [29] Magin, R.L., Fractional calculus in bioengineering, Begell House, Redding, CT, USA, 2006.
- [30] Sabatier, J. et al. (eds.), Advances in Fractional Calculus: Theoretical Development and Applications in Physics and Engineering, Springer, the Netherlands, 2007.
- [31] Das S., Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls, Springer, New York, 2008.
- [32] Monje, C. A., Chen, Y. Q., Vinagre, B. M., Xue, D., Feliu, V., Fractional-Order Systems and Controls Fundamentals and Applications, Springer-Verlag, England, UK, 2010.
- [33] Oldham, K. B. and Spanier, J. The Fractional Calculus. Academic Press, New York and London, 1974.
- [34] Ross, B. Fractional Calculus and Its Applications, Springer-Verlag, Berlin, 1975.
- [35] Samko, S.G., Kilbas, A.A. and Marichev, O.I. Fractional integrals and derivatives: Theory and applications. Gordon and Breach Science Publishers. 1993.
- [36] Matignon, D., 'Stability results for fractional differential equation with application to control processing,' Proceedings of the Symposium on Control, Optimization and Supervision, CESA'96, Lille, France, 1996, pp. 963-968
- [37] I. Podlubny. Fractional differential equations. Academic Press. San Deigo, 1999.
- [38] Charef, A. Sun, H.H. Tsao, Y.Y., and Onaral, B. 'Fractal system as represented by singularity function', Proc. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37, (9), pp. 1465-1470.
- [39] Charef, A. "Analogue Realization of Fractional Order Integrator, Differentiator and Fractional $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Controllers", IEE proceedings on Control Theory & Applications, 2006, 153, (6), pp. 714-720.
- [40] Charef, A., Modeling and Analog Realization of the Fundamental Linear Fractional Order Differential Equation, Nonlinear Dynamics, 2006, (46), pp. 195-210.
- [41] Charef, A. and Nezzari, H., On the Fundamental Linear Fractional Order Differential Equation, to appear in the Nonlinear Dynamics Journal.
- [42] Lorenzo, C.F. and Hartley, T.T. 'Variable order and distributed order fractional operators', Nonlinear Dynamics, 2002, 29, (14), pp. 57-98.
- [43] Tseng, C.C. 'Design of fractional order digital FIR differentiators', IEEE Signal Processing Letters, 2001, 3, (8), pp 77-79.
- [44] Tseng, C-C. 'Design of FIR and IIR fractional order Simpson digital integrators', Signal Processing, 2007, (87), pp 1045-1057.

- [45] Hamdaoui, K. and Charef, A. 'A New Discretization Method for Fractional Order Differentiators via Bilinear Transformation, Proceedings of the 15th International Conference on Digital Signal Processing, July 1-4, Cardiff, UK, 2007, pp 280-283.
- [46] Kunt, M. Rey H. and Ligtenberg, A. 'Preprocessing for electrocardiograms by digital techniques, Signal Processing, 1982, 4, pp 215-222.
- [47] Ogata, K.: 'Discrete-time control systems', Prentice Hall, Englewood, Cliffs, USA, 1987.
- [48] Sahambi, J.S., Tandon, S.N., Bhatt, R.K.P.: 'Using Wavelet Transforms for ECG Characterization', IEEE Engin. in Med. and Biology Magazine, 1997, 16, (1), pp 77-83.
- [49] Jané, R., Laguna, P., Caminal, P. and Rix, H. 'Adaptive Filtering of High-Resolution ECG Signals', IEEE Computer in cardiology proceedings, Chicago, USA, September 23-26, 1990, pp. 23-26.
- [50] Szilágyi L., Benyo, Prof. Dr. Z. S., Szilágyi, M., Szlavecz, A., Nagy, L. : 'On-Line QRS Complex Detection Using Wavelet Filtering'. Proceeding –23rd Annual Conference-IEEE/EMBS Istanbul, Turkey, 2001, pp. 25-28.
- [51] Schuck Jr. A., Wisbeck, J.O.: 'QRS Detector Pre-processing Using the complex Wavelet Transform'. Proceedings of the 25rd Annual international Conference-IEEE/EMBS Cancun, Mexico, September 17-21, 2003.
- [52] Kohler, B.-U., Hennig, C. and Orglmeister, R. 'The principles of software QRS detection', IEEE Eng. Med. Biol. Mag., 2002, pp. 42–57.
- [53] Benmalek, M., Charef, A., Abdelliche, F. 'Preprocessing of the ECG signals using the His-Purkinje fractal system'. Proc of International Multi-Conférences on Systems, Signals & Devices June 27-30, Amman, Jordan, 2010.
- [54] Benmalek, M., Charef, A., Abdelliche, F. 'Digital Filtering Design based on His-Purkinje Fractal System for ECG Preprocessing'. Proc 1ère Conférence Nationale sur les Systèmes d'Ordre Fractionnaire et leurs Applications, SOFA'10, 18-19 Mai, Skikda. Algérie, 2010.
- [55] Ferdi, Y. 'Analyse et compression du signal électrocardiographique (ECG) par des algorithmes basés sur la dérivation non entière', Thèse de doctorat d'état en électronique. Université de Constantine, Algérie, 2001.
- [56] Ligtenberg, A. Kunt, M. 'A robust digital detection algorithm for arrhythmia monitoring', computers and biomedical research, 1983, 16, pp 273-286.

- [57] Dobbs, S.E et al. , QRS detection by template matching using real time correlation on a microcomputer, *Journal of Clinical Engineering*, 1984, 9, (3), pp 197-212.
- [58] Henry, D., Claudon, L. Robert, M. et Lee, C. ‘Détection de complexe QRS : une étude comparative et un nouvel algorithme basé sur le test du Khi2’, *Innov. Tech. Biol. Med.* 1993, 14, (6), pp 672-680.
- [59] Zheng, C. LI, C. ‘QRS Detection by Wavelet Transform, *IEEE Communication*, 1993.
- [60] Kadambe, R. Murray et Boudreaux Bartels, G. F. “Wavelet transform based QRS complex detector”, *IEEE Trans. Biomed. Eng.* July 1999, 48, (7), pp 838-848.
- [61] Bahoura, M. Hassani, M. Hubin, M. “DSP Implementation of Wavelet Transform for Real Time ECG Wave Forms Detection and Heart Rate Analysis”; *Comp. Meth. And Prog. In Biomed.* 1997, (52), pp. 35-44.
- [62] Mallat, S. “Zero – Crossings of a Wavelet Transform”, *IEEE Trans. On Inform. Theory*, July 1991,37, (4), pp. 1019-1033.
- [63] Mallat, S. Hwang, W. L. “Singularity Detection and Processing with Wavelets”, *IEEE Trans. on Inf. Theory*, March 1992, 38, (2), pp.617-643.
- [64] Mallat, S. Zhong, S. “Characterization of Signals from Multiscale Edges”. *IEEE Trans. Patt. Analy. Mach. Int.*, July 1992, 14, (7), pp.710-732.
- [65] Thakor, N.V., Webster J.G and Tompkins, W.J. ‘Estimation of QRS complex power spectra for design of a QRS filter’, *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 1984,31, (11), pp 702-705,
- [66] Benitez, D., Gaydecki, P., Zaidi, A. et Fitzpatrick, A.’ The use of the Hilbert transform in ECG signal analysis’. *Computers in Biology and Medicine*, 2001, 31:399-406.
- [67] Suppappola, S. et Sun, Y. Nonlinear transforms of ECG signals for digital QRS detection: a quantitative analysis. *IEEE Transaction on Biomedical Engineering*, 1994, 41(4):397-400.
- [68] Gritzali, F. Towards a generalized scheme for QRS detection in ECG waveforms. *Signal Processing*, 1988, 15:183-192.
- [69] Moody, G., Muldrow, W. et Mark, R. A noise stress test for arrhythmia detectors. *Computers in Cardiology*, 1984, 11:381-384.
- [70] Manriquez, A. I., ‘Segmentation de l'électrocardiogramme pour la modélisation de la dynamique du QT lors de l'exercice du handgrip’, Thèse de Doctorat, université de Rennes 1, 2008

Résumé

L'électrocardiogramme (ECG) est un signal très corrompu par divers sortes de bruits qui rendent très difficile la localisation correcte des complexes QRS. En plus, l'hétérogénéité des ondes QRS, leur similitude avec les ondes P et T à grande amplitude ainsi que les différentes morphologies des complexes QRS normaux et anormaux compliquent encore la tâche de détection des ondes R. Alors, le signal ECG doit subir un prétraitement crucial avant d'être utilisé pour la détection. Bien qu'un grand nombre de méthodes de prétraitement de l'ECG existent dans la littérature, un algorithme parfait qui est suffisamment fiable d'un point de vue strictement pratique n'a pas encore été développé donc des travaux de recherche devront encore être effectués dans divers aspects en vue de l'amélioration du traitement et de l'analyse du signal ECG.

Dans ce travail de recherche des algorithmes de prétraitement et de détection basés sur les opérateurs et les systèmes d'ordre fractionnaire sont présentés. Les étapes de prétraitement utilisent de simples et nouvelles stratégies de filtrage obtenues à partir du différentiateur, de l'intégrateur et du système fractale de His-Purkinje qui est un système d'ordre fractionnaire. L'étape de détection est aussi une simple et une nouvelle technique qui utilise les opérateurs d'ordre fractionnaire pour la localisation des ondes R. La base de données MIT/BIH a été utilisée pour vérifier l'efficacité de la méthode proposée pour le traitement du signal ECG. L'algorithme proposé a donné de très bonnes performances avec un taux de détection de l'ordre de 99,86% de la base de données utilisée. Les résultats obtenus ont été présentés, discutés et comparés aux algorithmes de détection de l'onde R les plus récents et les plus efficaces.

Abstract

The electrocardiogram (ECG) is a very corrupted signal by various kinds of noises which make very difficult to accurately locate the QRS complexes. In addition, the heterogeneity in the QRS waveforms, the similarity between them and the high-peaked P or T waves and the different morphologies of normal as well as abnormal QRS complexes complicate more the task of the QRS detection. Hence, the ECG signal must undergo a crucial preprocessing procedure before to be used for detection. Although a large number of ECG preprocessing methods used in R wave detection algorithms have so far been reported, perfect algorithm which is sufficiently reliable in a strictly practical sense has not been developed therefore research work is still underway in many aspects towards the enhancement of the ECG processing and analysis.

In this research work ECG signal preprocessing and detection algorithms based on fractional order operators and systems are presented. The preprocessing step uses new and simple filtering strategies based on the fractional order differentiator and integrator and the His-Purkinje fractal system which is a fractional order system. The detection step is a new and simple strategy which is also based on fractional order operators for the localization of the R waves. The MIT/BIH arrhythmia database is used to test the effectiveness of the proposed method. The algorithm has provided a very good performance and has achieved about 99.86 % of the detection rate for the standard database. The results obtained are presented, discussed and compared to the most recent and efficient R-wave detection algorithms.

ملخص

المخطط الكهربائي للقلب (ECG) هي إشارة محملة بمختلف أنواع الضجيج الذي يؤدي إلى صعوبة الكشف عن المحل الصحيح للمركب QRS . إضافة إلى ذلك المركب QRS يتميز بتعدد مظاهره و شكله الذي أحيانا يشبه الموجات P & T ذات السعة العظمى و علما أن مختلف أشكال المركب العادية و الغير العادية تصعب علينا عملية الكشف عن الموجات R إذا الإشارة ECG يجب أن تخضع إلى معالجة مسبقة قبل استعمالها للكشف عن المركب.

في هذا العمل تم البحث عن خوارزميات المعالجة المسبقة و الكشف عن المركب QRS اعتمادا على العمليات و الأنظمة ذات الأس الكسرى. مراحل المعالجة المسبقة تستعمل استراتيجيات بسيطة و جديدة للترشيح المتحصل عن طريق المشتق الكسرى و التكامل الكسرى و نظام HIS-PURKINJE الذي هو نظام ذا الأس الكسير. المرحلة التالية هي الكشف عن الموجة R و هي كذلك بسيطة و ذات تقنية جديدة التي تستعمل العمليات ذات الأس الكسري .

في الأخير خوارزمية الكشف عن الموجة R المطورة للمركب QRS الآتي من الإشارة ECG تم تجربتها على الإشارات الكهربائية للقلب حسب قاعدة المعطيات MIT/BIH و قد أعطى في الأخير نتائج قياسية جد مرضية بنسبة الكشف 99.86 % ' و قد تم تحليل النتائج المحصل عليها و مقارنتها مع أحدث الخوارزميات للكشف عن المركب QRS.