

# HUITIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

563



NICE du 1<sup>er</sup> au 5 JUIN 1981

Modélisation et traitement de signaux ECG en vue de la surveillance  
automatique des arythmies cardiaques

Murat KUNT, Frédéric de COULON, Huguette REY

Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 16, chemin de Bellerive, CH - 1007 Lausanne, Suisse

## RESUME

Le signal électrocardiographique (ECG) possède une structure quasi-cyclique. Chaque cycle est le reflet d'une séquence de phénomènes de dépolarisation et de repolarisation du muscle cardiaque (ondes P, Q, R, S, T). Les arythmies se traduisent principalement par une modification de la durée ou de la structure interne d'un cycle.

La surveillance des modifications morphologiques est délicate en raison de l'influence de la position des électrodes et de la présence de perturbations additionnelles. Celles-ci sont constituées principalement par des artefacts provoqués par d'autres activités mio-électriques et par les fluctuations de la ligne iso-électrique associées aux mouvements du patient. Un simple préfiltrage du signal permet de les atténuer sensiblement.

En vue de parvenir à une classification automatique des principales arythmies cardiaques utilisable dans le contexte d'une unité de soins intensifs, deux tentatives de modélisation du signal ECG sont poursuivies. L'une s'appuie sur les techniques de prédiction linéaire et de modèle ARMA, l'autre approxime un cycle cardiaque par une combinaison de courbes de Gauss, chacune associée à l'une des ondes P, Q, R, S, T. Les paramètres de ces modèles sont estimés par une procédure d'ajustement optimum et utilisés comme caractéristiques de classification.

## SUMMARY

The electrocardiographic signal (ECG) has a quasi-periodical structure. Each cycle reflects a sequence of polarization and depolarization of the cardiac muscle (P, Q, R, S, T waves). The arrhythmias are mainly related to a modification of the cycle length or of the internal structure of the cycle.

The monitoring of morphological changes is delicate because of the influence of sensor's position and of the additional perturbations. These are mainly artefacts and base line variations resulting respectively from local myographical activities and body motion. A simple prefiltering of the signal can attenuate them considerably. In order to obtain an automated classification of major arrhythmias, which can be used in the context of an intensive care unit, two attempts are currently made to modelize the ECG signal. One is based on linear prediction and ARMA and the other on the approximation of each wave PQRS and T by a gaussian curve. The parameters of these models are estimated by optimization and used as features for classification.



## 1. Introduction

Le Laboratoire de traitement des signaux de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL) participe à un projet de recherche multidisciplinaire sur les soins intensifs en génie médical, avec le Laboratoire de physique appliquée de l'EPFL et le Centre Hospitalier Universitaire Vaudois (CHUV). Le but ultime du projet est le développement d'un système automatique de surveillance, en temps réel, d'arythmies cardiaques. Ces dernières se traduisent par des variations anormales de la fréquence cardiaque et de la morphologie des ondes constituant un cycle du signal électrocardiographique (ECG). La surveillance automatisée d'arythmies est donc un problème de reconnaissance de formes qui implique l'extraction d'un certain nombre de caractéristiques (paramètres). Toutefois, des caractéristiques constantes ne peuvent être extraites que si le signal ECG brut est débarrassé de ses perturbations additives d'origine non cardiaque. Celles-ci sont essentiellement des artefacts et des fluctuations de ligne isoélectrique provenant respectivement des activités miographique et des mouvements du patient. Les artefacts couvrent un domaine de fréquence voisin et supérieur à 50 Hz, alors que les variations de ligne isoélectrique ont des fréquences proches de la composante continue. On présente ici une technique de préfiltrage numérique très simple qui permet d'atténuer ces perturbations considérablement. L'étape qui suit le prétraitement est la mesure du cycle. Elle se fait par détection de l'onde R car c'est celle qui possède l'énergie la plus élevée, pratiquement pour toutes les dérivations. Deux méthodes sont présentées et comparées pour détecter l'onde R.

Afin de parvenir à une analyse automatique des principales arythmies, deux essais de modélisation du signal ECG sont à l'étude. La première est basée sur la prédiction linéaire alors que la seconde représente approximativement chaque cycle cardiaque par une combinaison de cinq courbes de Gauss, associées aux ondes P, Q, R, S et T. Les paramètres de ces modèles, estimés par ajustement optimal, sont utilisés comme caractéristiques de classification.

## 2. Contenu fréquentiel du signal ECG

L'un des meilleurs moyens de montrer le contenu fréquentiel de l'électrocardiogramme - signal non stationnaire - est le spectrogramme. Ce dernier est une représentation tridimensionnelle du contenu fréquentiel en fonction du temps. Il a l'avantage de représenter sous une forme compacte l'analyse spectrale évolutive d'un très long signal. La figure 1 montre trois spectrogrammes d'ECG de trois patients différents où  $f$  et  $t$  représentent respectivement la fréquence et le temps. La grandeur affichée est le module de la transformée de Fourier  $|X(f, t)|$  à un instant donné  $t$ . L'échelle temporelle totale représente 5 minutes 53 secondes d'enregistrement. Le signal a été échantillonné avec une fréquence de 250 Hz. La transformée de Fourier a été calculée par l'algorithme rapide sur des segments de 512 échantillons. D'un segment à l'autre une superposition de 256 valeurs a été utilisée. Les résultats ont été moyennés 4 par 4 pour adoucir l'affichage. L'échelle des fréquences a été limitée à 60 Hz en raison des valeurs négligeables du spectre à ce niveau. La fréquence fondamentale du réseau électrique à 50 Hz est apparente dans ces résultats. Les premières harmoniques sont également visibles sur des représentations

plus étendues. Le bruit additif de haute fréquence (artefacts) est également visible. Pour révéler les variations de la ligne isoélectrique, cachées sur la fig. 1, il est nécessaire de tourner la représentation en perspective (fig. 2). A l'axe temporel correspond la fréquence zéro (composante continue). Les grandes variations des composantes de basse-fréquence sont très nettes. Elles ne portent aucune information d'utilité médicale. Les mêmes perturbations peuvent également être observées sur le signal évoluant en fonction du temps (fig. 7).

## 3. Prétraitement du signal ECG

### 3.1 Problème de filtrage

Le problème de filtrage consiste à trouver un filtre passe-bande avec une fréquence de coupure inférieure voisine de  $f_{c1} = 1,5$  Hz pour atténuer les variations de la ligne isoélectrique et une fréquence de coupure supérieure voisine de  $f_{c2} = 50$  Hz pour atténuer les artefacts et les harmoniques du réseau (fig. 3). Comme la composition fréquentielle exacte du signal ECG en termes de signal utile et bruit n'est pas connue, les caractéristiques d'atténuation du filtre sont d'une importance secondaire. La contrainte principale est de disposer d'un filtre simple, flexible, fiable et économique. C'est pourquoi une solution entièrement numérique a été adoptée.

Un moyen simple de réaliser un filtre passe-bande consiste à utiliser deux filtres passe-bas de fréquences de coupure  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$  respectivement. Le signal filtré est la différence des sorties de ces deux filtres.

### 3.2 Moyenneur numérique

Le filtre passe-bas numérique le plus simple est un moyenneur numérique régi par l'équation suivante :

$$y(i) = \frac{1}{K} \sum_{n=i-K+1}^i x(n) \quad (1)$$

où  $x(n)$  est le signal d'entrée,  $y(n)$  le signal de sortie et  $K$  le nombre d'échantillons dans le moyenneur. La réponse impulsionnelle  $h(n)$  de ce filtre est un signal rectangulaire :

$$h_R(n) = \begin{cases} 1/K & \text{pour } 0 < n < K-1 \\ 0 & \text{partout ailleurs} \end{cases} \quad (2)$$

Sa transformée de Fourier, c'est-à-dire sa réponse fréquentielle est donnée par :

$$H_R(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(n)e^{-j2\pi fn} = \frac{1}{K} \frac{\sin \pi f K}{\sin \pi f} e^{j\pi f K} \quad (3)$$

La caractéristique d'atténuation de ce filtre est :

$$|H_R(f)| = \frac{1}{K} \left| \frac{\sin \pi f K}{\sin \pi f} \right| \quad (4)$$

Elle est représentée à la figure 4 pour  $K = 25$ . Il faut remarquer que les passages par zéro sont à des multiples entiers de  $1/K$ . Une évaluation grossière des performances d'un tel filtre peut être faite en calculant le rapport entre les sommets du pic principal et du premier lobe secondaire de (4) :

$$\lambda_R = 20 \log_{10} \left| \frac{H_R\left(\frac{1,5}{K}\right)}{H_R(0)} \right| = -13 \text{ dB} \quad (5)$$

Si  $1/K$  est considéré comme une fréquence de coupure, le rapport (5) indique que les composantes supérieures à  $1/K$  seront atténuées de 13 dB au moins. A ce niveau, deux remarques s'imposent. Premièrement, il est douteux que cette faible atténuation soit suffisante pour éliminer les artefacts et les variations de la ligne isoélectrique. Deuxièmement, les oscillations importantes de la courbe de réponse de ce filtre dans la bande bloquée peuvent introduire des ondes erronées dans le signal, car, après soustraction, cette bande devient la bande passante.

### 3.3 Filtre triangulaire

Si deux moyennes numériques sont mis en série ou si un seul moyennneur est utilisé en deux passes, le système équivalent est un filtre triangulaire de réponse impulsionnelle  $h_T(n)$  :

$$h_T(n) = h_R(n) * h_R(n) = \begin{cases} 1/K [1 - |n-K|/K] & \text{pour } 0 < n < 2K-1 \\ 0 & \text{partout ailleurs} \end{cases} \quad (6)$$

La réponse fréquentielle est donnée par :

$$H_T(f) = H_R^2(f) = \left(\frac{1}{K}\right)^2 \left(\frac{\sin \pi f K}{\sin \pi f}\right)^2 e^{-j2\pi f K} \quad (7)$$

et la caractéristique d'atténuation devient (fig. 5) :

$$|H_T(f)| = \frac{1}{K^2} \left(\frac{\sin \pi f K}{\sin \pi f}\right)^2 \quad (8)$$

C'est tout simplement l'équation (4) élevée au carré. En plus, la relation (6) indique que la durée de  $h_T(n)$  est le double de celle de  $h_R(n)$  (en fait, le nombre exact est  $2K-1$ ). La figure 5 montre que l'atténuation autour des zéros de  $H_T(f)$  est plus importante que dans le cas précédent. Cette propriété est très utile pour l'élimination des harmoniques du réseau. Même en cas de légère instabilité de la fréquence de celui-ci, toutes ses composantes seront sévèrement atténuées. Un autre avantage de l'élévation au carré dans (8) par rapport à (4) réside dans l'amélioration des caractéristiques d'atténuation dans la bande bloquée. Le rapport  $\lambda_T$  vaut dans ce cas - 24 dB. Les oscillations sont donc également moins importantes.

### 3.4 Filtre passe-bande

La combinaison de deux filtres passe-bas et d'un circuit de différence conduit au filtre passe-bande cherché. Pour éliminer efficacement les harmoniques du réseau dans la bande bloquée supérieure, on a choisi d'utiliser un filtre triangulaire. Comme il n'y a pas de telle contrainte pour la bande bloquée inférieure, on peut utiliser soit un simple moyennneur, soit un filtre triangulaire. Les schémas blocs correspondants à ces deux cas sont représentés sur la figure 6. La structure de la figure 6b a l'avantage suivant : abstraction faite de la fréquence de coupure, les deux filtres sont triangulaires, donc identiques. Par conséquent, cette structure peut être mise en oeuvre avec un seul filtre triangulaire multiplexé entre les deux branches. A chaque commutation, seule la valeur de l'unique paramètre doit être changée pour satisfaire les deux fréquences de coupure. De plus, pour les raisons citées précédemment, les oscillations dans la bande passante sont moins importantes.

### 3.5 Mise en oeuvre et résultats

La mise en oeuvre irréfléchie d'un moyennneur selon la relation (1) nécessite  $K$  additions et une division par valeur de sortie. D'une manière générale, pour tout filtre de réponse impulsionnelle à durée finie,  $y$  compris le filtre triangulaire, caractérisé par :

$$y(k) = \sum_{n=0}^{K-1} h(n) x(k-n) \quad (9)$$

il faut effectuer  $K$  multiplications et additions par valeur de sortie. Notons que la relation (1) est un cas particulier de (9) avec  $h(n) = 1/K$  pour  $n=0, \dots, K-1$ . Grâce à cette forme particulière de  $h(n)$ , la relation (1) peut se mettre sous la forme suivante :

$$y(i) = y(i-1) + [x(i) - x(i-K)]/K \quad (10)$$

C'est la réalisation récursive d'un moyennneur, ne nécessitant que deux additions et une division par valeur de sortie, quelque soit  $K$ . Il est clair qu'en appliquant successivement deux fois la relation (10), on réalise un filtre triangulaire. En revenant à la structure de la figure 6b, on remarque que le système calculant la relation (10) peut être utilisé deux fois. Il faut toutefois ne pas oublier d'introduire le retard approprié dans l'une des branches pour obtenir la phase correcte. La réalisation matérielle de ce filtre passe-bande est donc très simple. Elle a pu être exécutée au cours d'un projet de semestre par un étudiant dans notre Laboratoire. Réalisé principalement avec des circuits CMOS, le filtre tient sur deux cartes de format européen. La figure 7 montre le résultat du prétraitement effectué par ce filtre. Les spectrogrammes correspondant à ceux des figures 1 et 2, après filtrage, sont représentés sur les figures 8 et 9. L'atténuation des différentes perturbations est très visible.

### 4. Détection de l'onde R

Les approches classiques de détection de l'onde R sont basées sur la comparaison du signal ECG brut avec un simple seuil. Les résultats ne sont pas satisfaisants, même si l'on rend le seuil adaptatif. La meilleure méthode d'estimation de la position de l'onde R est, à notre connaissance, celle de Vary [1]. Dans une première étape, le signal ECG est dérivé par un filtre en peigne, suivi de deux moyennneurs agissant comme filtre passe-bas. Le résultat est ensuite redressé, créant ainsi deux pics importants pour chaque onde R (effet de la dérivation et du redressement). Un seuil est placé sur ce signal pour détecter ces deux pics, suivi d'un test de durée de dépassement du seuil. Cette méthode est très simple et peut être mise en oeuvre par des moyens purement numériques, sans faire intervenir de multiplication. Son seul désavantage, pour autant qu'il soit considéré comme tel, est que la position du sommet de l'onde R n'est qu'estimée.

Une méthode plus précise, légèrement plus compliquée, mais donnant l'abscisse du sommet de l'onde R avec exactitude, est la suivante. La dérivée du signal ECG est calculée par simple différence d'échantillons deux à deux. Ce résultat est observé à travers une fenêtre de durée correspondant à un nombre impair d'échantillons. Par comparaison de signe, on détecte



les configurations qui correspondent à une croissance monotone du signal ECG dans la première moitié et à une décroissance monotone dans la seconde moitié de la fenêtre, par rapport à la position centrale. Une telle configuration correspond nécessairement à un pic. Pour être sûr qu'il s'agit de l'onde R, lorsqu'une telle configuration est observée, l'énergie du signal ou de sa dérivée est calculée dans la fenêtre et comparée à un seuil. Les deux paramètres de cette méthode sont la durée de la fenêtre et la valeur du seuil. Pour un signal échantillonné à 250 Hz, une durée de fenêtre correspondant à neuf échantillons est suffisante pour couvrir la partie importante de l'onde R. La détermination de la valeur du seuil est plus critique. La valeur fixe utilisée est choisie, sur la base des données disponibles, comme étant inférieure à l'énergie de la plus petite onde R. Les travaux sont en cours pour déterminer ce seuil automatiquement, pendant une phase d'apprentissage, une fois que le patient et le système d'acquisition de données sont déterminés. Cette méthode a donné pleine satisfaction pour les données disponibles.

##### 5. Approximation du signal ECG par des courbes de Gauss.

La forme des ondes P, Q, R, S et T et l'observation globale des phénomènes de dépolarisation et de repolarisation suggèrent l'approximation de chacune de ces ondes par une courbe de Gauss. Dans un repère donné, une courbe de Gauss est entièrement déterminée par trois paramètres : l'amplitude A, l'abscisse du maximum m (valeur moyenne, si la courbe est considérée comme une distribution de probabilité) et l'écart-type  $\sigma$ . Pour autant que l'erreur d'approximation puisse être considérée comme négligeable, cette méthode permet de représenter les quelques 200 échantillons d'un cycle cardiaque par 15 paramètres. La compression de données ainsi obtenue rend cette méthode très attractive pour l'archivage des ECG. De plus, les 15 paramètres ainsi obtenus sont ceux que prend en considération le cardiologue dans son interprétation des arythmies. L'estimation de ces paramètres pose un certain nombre de problèmes qui sont brièvement discutés ci-dessous.

Un premier problème est la définition du repère pour la courbe de Gauss. Il s'identifie à l'estimation de la ligne isoélectrique correspondant aux périodes de repos du cœur. Une possibilité est de calculer, sur un cycle ou portion de cycle, l'histogramme du signal ECG après prétraitement. Le signal variant très peu pendant les périodes de repos, la position du maximum dans l'histogramme, ou la région à plus grande pente dans son intégral (fonction de répartition) peuvent fournir une estimation de la valeur cherchée. Des travaux sont actuellement en cours dans cette direction. Une autre possibilité consiste à considérer cette grandeur comme le quatrième paramètre d'une courbe de Gauss. Ceci a pour conséquence d'alourdir la procédure d'ajustement optimum dans l'estimation.

L'estimation des paramètres se fait itérativement de la manière suivante. On fait varier une à une les valeurs des paramètres de manière à minimiser l'énergie de l'erreur entre une onde donnée et la courbe de Gauss. La valeur obtenue pour un paramètre à la fin d'une minimisation est maintenue à la minimisation suivante pour laquelle on fait varier la valeur du paramètre suivant. A la fin d'une telle itération, les erreurs résiduelles sur les valeurs optimales des paramètres sont estimées et ajoutées aux valeurs

obtenues pour commencer une nouvelle itération. La procédure est terminée quand les variations des valeurs deviennent inférieures à des limites prescrites. En général, elle converge d'une manière satisfaisante après deux itérations. Il est clair que cette procédure doit être appliquée à toutes les ondes d'un cycle avec une certaine stratégie. Celle qui a été adoptée consiste à commencer par l'onde R, puisque sa position (m) et son amplitude (A) sont déjà connues après l'étape de détection. Le calcul de l'énergie de l'erreur se fait sur un intervalle limité, par exemple à  $\pm 3\sigma$  autour de la position m. L'approximation de l'onde R ainsi trouvée est ensuite soustraite du signal ECG. On peut alors approximer l'onde T. L'ordre choisi correspond à la suite R, T, P, Q, S en raison de leur amplitude d'importance décroissante. Connaissant, a priori, la position approximative de ces ondes les unes par rapport aux autres, on peut déterminer les valeurs initiales des paramètres de manière à limiter le temps de calcul de l'estimation. La figure 10 montre une portion d'un signal ECG après prétraitement et l'approximation obtenue par la méthode décrite ci-dessus. Tant qu'il n'y a pas d'anormalité dans les cycles, l'approximation obtenue peut être considérée comme satisfaisante. Des complications surviennent en cas de cycle anormal, par exemple, lorsque deux ondes se superposent, lorsqu'il y a plus de cinq ondes dans le cycle analysé ou lorsqu'une onde est trop faible pour être approximée. On s'efforce actuellement de déterminer les possibilités et les limites d'emploi de cette méthode pour la détection des principales arythmies.

##### 6. Modélisation par prédiction linéaire

La modélisation par prédiction linéaire revient à admettre l'hypothèse qu'un échantillon du signal ECG peut être estimé par une combinaison linéaire des N échantillons précédents. Une autre interprétation de ce modèle consiste à approximer la transformée en z du signal ECG par l'inverse d'un polynôme en z de degré N. Soit  $x(k)$  le signal ECG. Dans le domaine temporel on peut écrire :

$$\hat{x}(k) = \sum_{n=1}^N a_n x(k-n) \quad (11)$$

où les  $a_n$  sont les coefficients de prédiction. Ces coefficients sont choisis de manière à minimiser l'énergie de l'erreur entre  $x(k)$  et  $\hat{x}(k)$  :

$$E = \sum_{k=1}^K (x(k) - \hat{x}(k))^2 \quad (12)$$

où  $K\Delta t$  est la fenêtre d'analyse et  $\Delta t$  la période d'échantillonnage. Il est bien connu [2] que les  $a_n$  sont les solutions de l'ensemble d'équations :

$$\sum_{n=1}^N a_n \psi_{jn} = -\psi_{j0} \quad (13)$$

Si la durée de  $x(k)$  est limitée à l'intervalle  $[0, K-1]$ ,  $\psi_{jn}$  coïncide avec la covariance  $\phi_{jn}$  du signal  $x(k)$ . Si la durée de celui-ci est infinie, alors  $\psi_{jn}$  est la fonction d'autocorrélation de  $x(k)$ . La première solution est appelée la méthode de covariance et la seconde la méthode d'autocorrélation.

Le premier problème qui se pose dans l'application de ce modèle est la détermination de la durée et de la position de la fenêtre d'analyse. Comme les arythmies se traduisent par des modifications de la structure interne d'un cycle cardiaque, il est souhaitable de faire coïncider la fenêtre d'analyse avec un cycle. L'identification du début et de la fin d'un cycle n'étant pas aisée, le choix de la position de la fenêtre a été fait de la manière suivante. A l'aide du détecteur d'ondes R, on mesure à chaque cycle la période cardiaque ou distance R-R. Pour une onde R détectée, on tient compte de la période cardiaque qui la précède et de celle qui la suit. La fenêtre est positionnée en prenant la moitié de chaque période de part et d'autre de l'onde R. L'avantage de ce choix est que les fenêtres successives sont juxtaposées. Donc tous les échantillons sont analysés. Le principal désavantage qui a pu être décelé est le suivant. Il n'y a aucune garantie que la fenêtre intercepte toujours un cycle complet. Le nombre d'échantillons vu à travers la fenêtre varie ainsi d'un cas à l'autre. Ce désavantage est gênant surtout en cas de tachycardie ou de bradycardie.

A l'intérieur de chaque fenêtre, les coefficients  $a_n$  sont calculés à l'aide des algorithmes désormais classiques [2]. Les coefficients dits de réflexion sont également calculés. On dispose ainsi de trois ensembles de coefficients : ceux découlant respectivement des méthodes de covariance et de corrélation et les coefficients de réflexion. Pour pouvoir faire un choix entre ces trois ensembles, une étude est en cours à fin de déterminer les coefficients qui ont la meilleure représentativité, c'est-à-dire ceux qui restent constants pour une même catégorie de cycles. La représentativité est mesurée par le rapport de la valeur moyenne d'un coefficient à son écart-type. D'après les premiers résultats, il semble que les coefficients de réflexion sont les plus représentatifs. Il est également prévu d'utiliser les modèles ARMA à l'intérieur de chaque fenêtre d'observation, décrite ci-dessus.

### 7. Conclusions

La surveillance automatique des modifications morphologiques du signal électrocardiographique nécessite un prétraitement de celui-ci afin d'éliminer au mieux les perturbations d'origine non cardiaque. Un filtre passe-bande numérique très simple est proposé pour le prétraitement. Il se compose de deux filtres passe-bas et d'un circuit de différence. Chacun de ces filtres est réalisé à partir d'un moyenneur numérique mis en oeuvre récursivement. Deux méthodes sont comparées pour la détection de l'onde R et la mesure du cycle cardiaque. Leur mise en oeuvre est très simple par voie numérique. Après le prétraitement, deux modèles sont appliqués au signal ECG. Le premier consiste à approximer chaque onde par une courbe de Gauss. Il nécessite, pour la simplicité de mise en oeuvre, d'une bonne estimation de la ligne isoélectrique locale. Le second est basé sur la prédiction linéaire. Les paramètres de ces modèles seront utilisés comme caractéristiques de classification. Les résultats de ces travaux en cours seront présentés ultérieurement.

### Références

- [1] P. Vary, "Digitale EKG - Triggerung ohne Multiplikationen", *Elektronik*, Vol. 10, 1980, pp 61-66.
- [2] J.D. Markel and A.H. Gray Jr., "Linear Prediction of speech", Springer Verlag, N.Y. 1976.

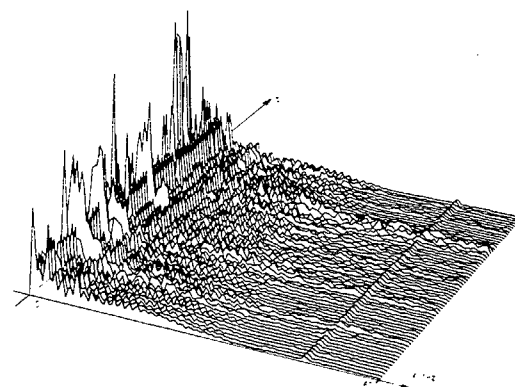
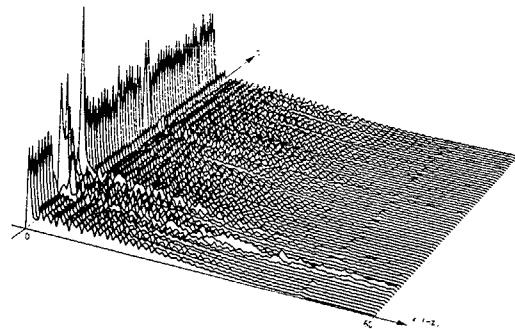
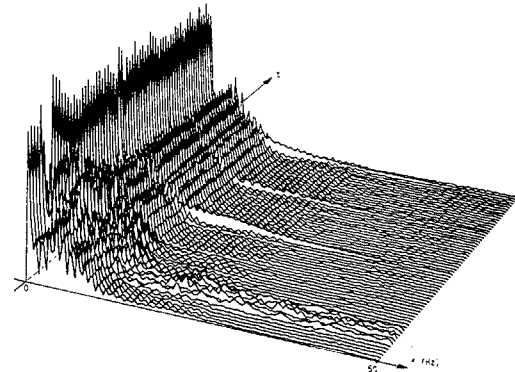


Fig. 1 Spectrogrammes d'ECG brut

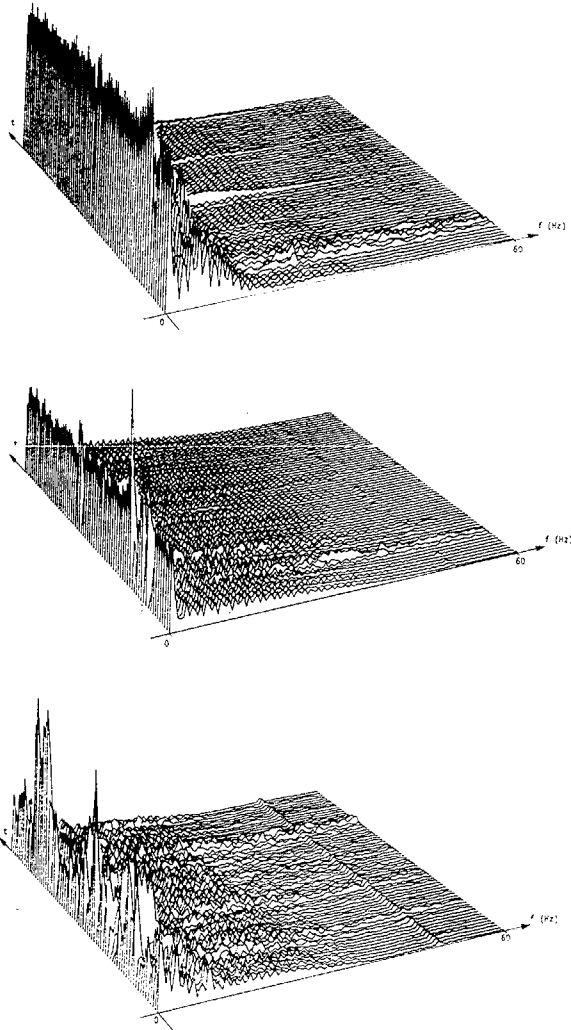


Fig. 2 Spectrogrammes d'ECG brut

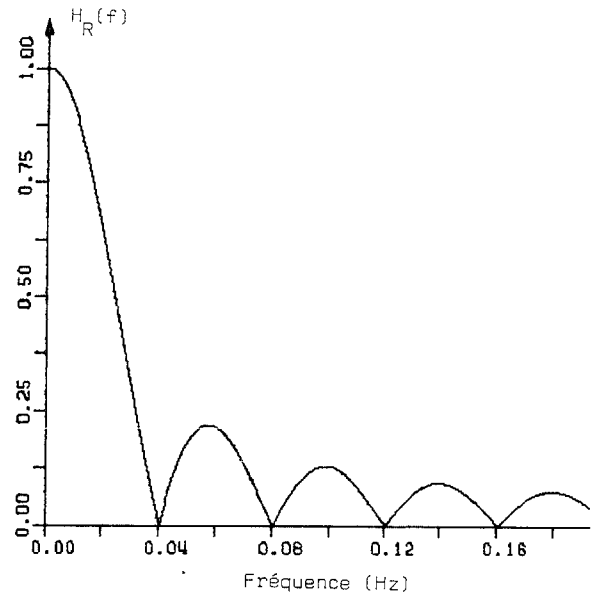


Fig. 4 Réponse fréquentielle du moyeneur numérique ( K = 25 ).

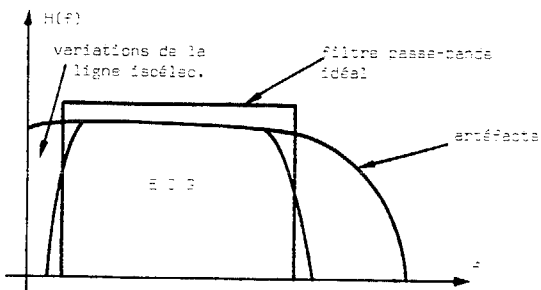


Fig. 3 Problème de filtrage d'ECG par prétraitement

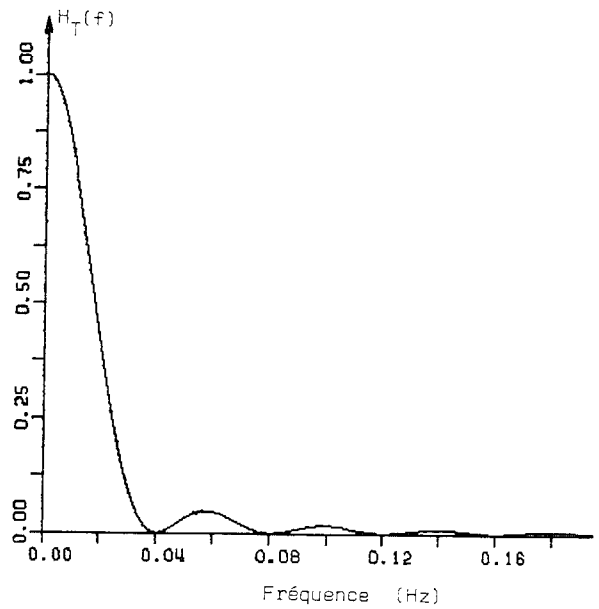


Fig. 5 Réponse fréquentielle du filtre triangulaire.

Modélisation et traitement de signaux ECG en vue de la surveillance automatique des arythmies cardiaques.

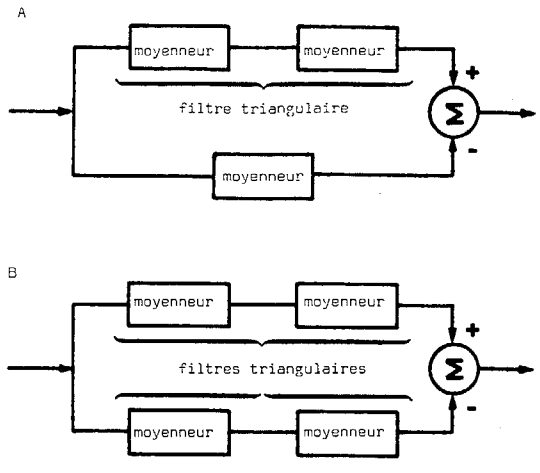


Fig. 6 Structures de filtres passe-bande.

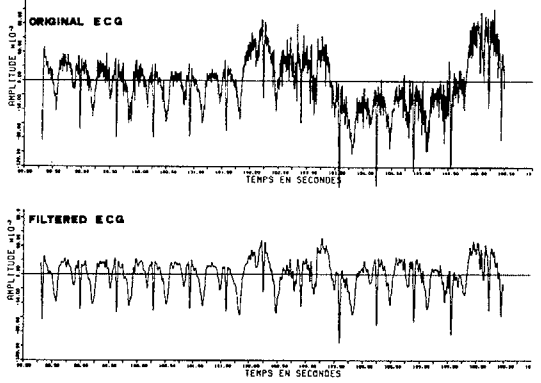


Fig. 7 Effet du prétraitement sur le signal ECG.

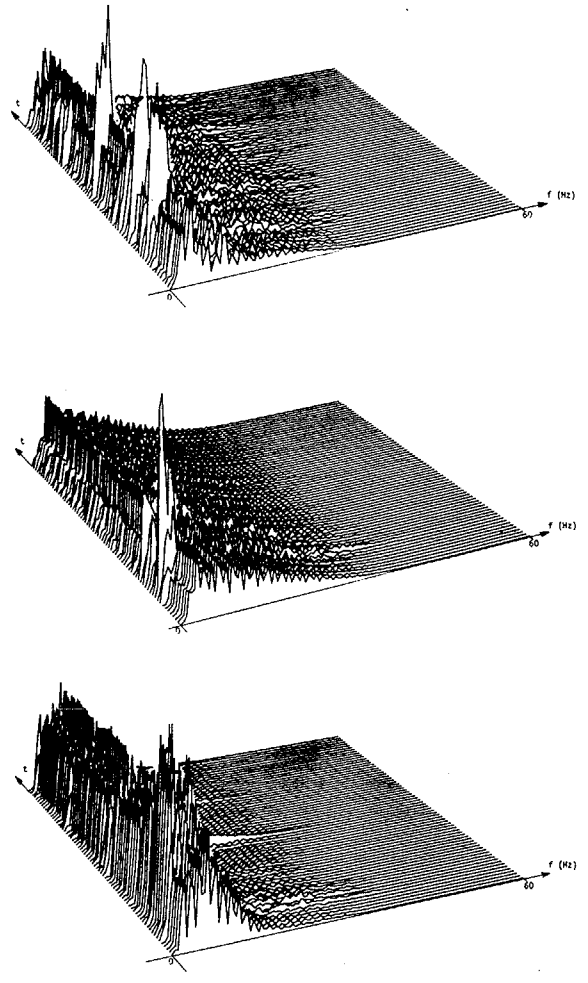


Fig. 8 Spectrogrammes d'ECG après prétraitement. Comparer à ceux de la fig. 2.



Modélisation et traitement des signaux ECG en vue de la surveillance automatique des arythmies cardiaques.

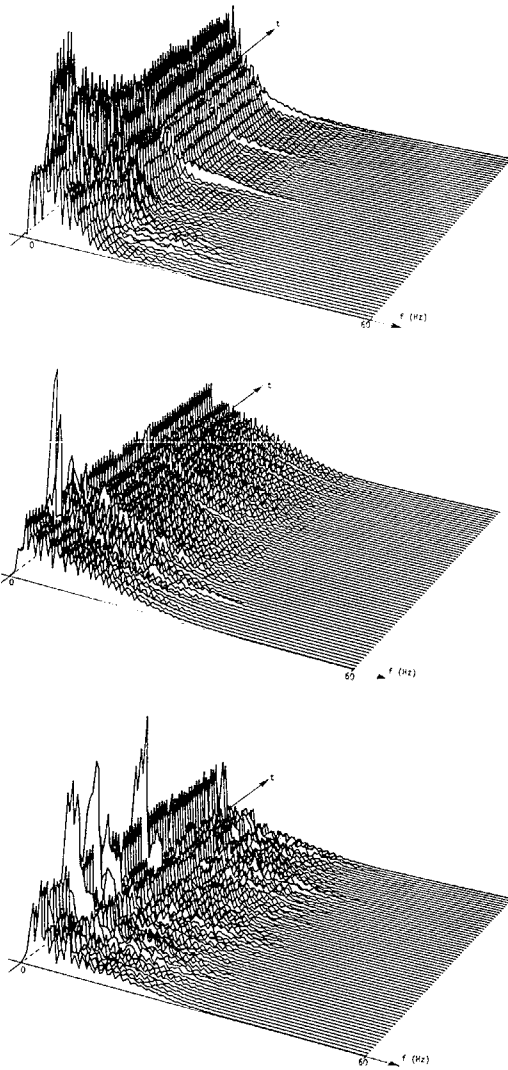


Fig. 9 Spectrogrammes d'ECG après prétraitement.  
Comparer à ceux de la fig. 1.

