

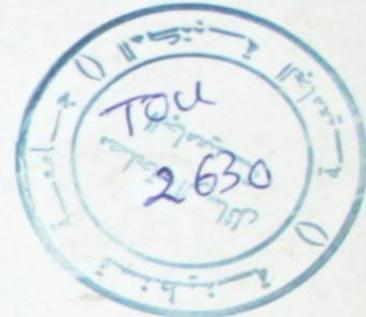
N° d'ordre : 04/91-M/E

N° Sirc :

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE TECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE

• INSTITUT D' ELECTRONIQUE

THESE



Presentee a l'USTHB pour l'obtention du grade

DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE APPLIQUEE

SPECIALITE: *Acquisition et traitement
de l'information*

PAR

Mohamed TOUZENE

ETUDE ET REALISATION DE SIMULATEURS DE SIGNAUX CARDIAQUES

Soutenu Le 03. Juin 1991

Devant la commission d'examen composee de

MM:

A . ADANE	Professeur a l'USTHB	PRESIDENT
Y. FLAMANT	Professeur a l'USTHB	RAPPORTEUR
M.K SELMANE	Maitre de conferences a l'USTHB	EXAMINATEURS
H. TEDJINI-BAILICHE	Maitre de conferences a l'USTHB	

N° d'ordre :

N° Sirc :

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE TECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE

• INSTITUT D' ELECTRONIQUE

THESE

Presentee a l'USTHB pour l'obtention du grade

DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE APPLIQUEE

SPECIALITE: *Acquisition et traitement
de l'information*

PAR

Mohamed TOUZENE

<p>ETUDE ET REALISATION DE SIMULATEURS DE SIGNAUX CARDIAQUES</p>

Soutenu Le

Devant la commission d'examen composee de

MM:

A . ADANE Professeur a l'USTHB

PRESIDENT

Y. FLAMANT Professeur a l'USTHB

RAPPORTEUR

M.K SELMANE Maitre de conferences a l'USTHB

EXAMINATEURS

H. TEDJINI-BAILICHE Maitre de conferences a l'USTHB

Sommaire

AVANT PROPOS

INTRODUCTION 1

CHAPITRE I

I.1 Rappel de physiologie.....5

I.1.1 Electro-physiologie.....6

I.1.2 Electrocardiogramme (ECG).....6

I.2 Dérivations standards.....7

I.2.1 Dérivations frontales.....7

I.2.2 Dérivation précordiales.....8

I.3 Aspect technique de l'électrocardiographie.....9

I.4 Courbe caractéristique de l'ECG.....11

CHAPITRE II.....

II.1 Introduction.....13

II.2 Simulateur analogique.....14

II.3 Simulateur à un seul canal.....15

II.4 Simulateur à trois canaux.....16

II.4.1 Représentation du signal ECG.....17

II.4.2 Configuration de la mémoire.....18

II.4.2 La logique de contrôle.....21

II.4.4 Circuit de conversion numérique
analogique.....23

II.5 Conclusion.....28

Remerciements

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur A. ADANE, Professeur à l'USTHB, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail, et pour avoir bien voulu assurer la présidence du Jury.

Je tiens à exprimer mes remerciements à:
Monsieur M.K. BELMANE, Maître de conférences à l'USTHB.
Monsieur H. TEDJINI- BAILICHE, Maître de conférences à l'USTHB.
pour avoir accepté d'être membres du jury .

Que Monsieur le professeur Y.FLAMANT, trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance pour sa constante disponibilité, son soutien permanent et ses précieux conseils prodigués au cours de l'accomplissement de cette thèse.

Je remercie Monsieur N. DEKKAR, professeur en médecine pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et pour avoir accepté l'invitation de participer au jury.

J'aimerais exprimer ma profonde gratitude et ma grande reconnaissance à l'égard de Mademoiselle M.KADUA pour le temps qu'elle a consacré à ce travail, ainsi que pour le suivi de cette thèse.

Mes remerciements s'adressent également à MM E.YVROUD et P. LE-HUY professeurs à l'INPL (Nancy), pour leurs précieux conseils et encouragements.

Je remercie chaleureusement mes amis chercheurs pour l'aide constante et amicale qu'ils m'ont apportée.

Sommaire

AVANT PROPOS

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I	
I.1 Rappel de physiologie	5
I.1.1 Electro-physiologie.....	6
I.1.2 Electrocardiogramme (ECG).....	6
I.2 Dérivations standards	7
I.2.1 Dérivations frontales.....	7
I.2.2 Dérivation précordiales.....	8
I.3 Aspect technique de l'électrocardiographie	9
I.4 Courbe caractéristique de l'ECG	11
CHAPITRE II	
II.1 Introduction	13
II.2 Simulateur analogique	14
II.3 Simulateur à un seul canal	15
II.4 Simulateur à trois canaux	16
II.4.1 Représentation du signal ECG.....	17
II.4.2 Configuration de la mémoire.....	18
II.4.2 La logique de contrôle.....	21
II.4.4 Circuit de conversion numérique analogique.....	23
II.5 Conclusion	28

CHAPITRE III	
III.1 Introduction	33
III.2 Méthodes de simulation	34
III.2.1 Première méthode	34
III.2.2 Deuxième méthode	34
III.3 Configuration générale du système de simulation	37
III.3.1 Le micro-calculateur	37
III.3.2 Unité de sauvegarde	39
III.3.3 Circuit de conversion N-A	40
III.4 Discussion	42
 CHAPITRE IV	
IV.1 Introduction	44
IV.2 Principe de la segmentation	45
IV.2.1 Sélection des échantillons représentatifs	46
IV.3 Génération du signal ECG	48
IV.3.1 Codage des segments	48
IV.3.2 Discussion	50
IV.3.3 Algorithme de simulation	51
IV.4 Conclusion	53
 CHAPITRE V	
V.1 Introduction	55
V.2 Approximation linéaire au sens des moindres carrés	56
V.2.1 Généralités	56
V.2.2 Approximation polynômiale	58
V.2.3 Validation du modèle	58
V.3 Application à l'ECG	60
V.3.1 Analyse temporelle du signal ECG	60
V.3.2 Acquisition des ondes de l'ECG	61
V.3.3 Approximation de l'ECG	61
V.4 Simulation	64

V.5 Simplification du modèle polynomial.....	67
V.5.1 Présentation du modèle.....	67
V.5.2 Conception du logiciel de simulation.....	70
V.6 Evaluation des résultats expérimentaux.....	72
CONCLUSION.....	
VI. Conclusion et perspectives.....	78
ANNEXE.....	
A1. Description de la carte MC68000.....	80
A2. Circuits électriques.....	89
BIBLIOGRAPHIE	92

Avant Propos

Les investigations expérimentales dans le domaine du Génie Biomédical exigent de plus en plus de générateurs capables de produire des signaux complexes et de formes variables.

Dans le cadre du laboratoire de Génie Biomédical de l'Institut d'Electronique (USTHB), la nécessité d'avoir un simulateur d'Electrocardiogrammes (ECG) s'est rapidement imposée. En effet, il est indispensable de disposer en permanence de signaux ECG, de forme variable, semblables à ceux que les cardiologues ont l'habitude d'interpréter. La disponibilité et la reproductivité de tels signaux nous permettront ainsi d'envisager la mise au point de logiciels qui pourront par la suite, faciliter le travail du cardiologue dans de nombreux cas tels que le dépistage, l'analyse automatique etc... Par ailleurs, l'utilisation d'un tel simulateur dans des services de maintenance, et dans l'enseignement pédagogique sera d'un apport indéniable.

INTRODUCTION

Les tests de performances des équipements médico-électroniques dans lesquels le signal d'entrée est un électrocardiogramme (ECG) représentent l'étape la plus importante avant l'implantation finale. De même pour les opérations d'étalonnage et de maintenance de ces appareils où la disponibilité d'ECG simulés est indispensable.

Dans l'enseignement de base en cardiologie, la démonstration collective en classe des tracés électrocardiographiques et des anomalies cardiaques, au moyen d'un simulateur, pourrait faciliter la compréhension et l'interprétation immédiate des principes fondamentaux. On voit donc, l'utilité de la disponibilité des tracés ECG simulés dans la formation : c'est un apport pédagogique considérable.

L'intérêt croissant pour la détection des anomalies cardiaques a conduit à des sujets passionnants de recherche médicale, notamment la participation des ordinateurs dans la classification, la reconnaissance des formes, la détection et la mesure automatique des paramètres caractéristiques de ces signaux. On reconnaît là encore l'utilité d'un simulateur dans la conduite des tests de ces progiciels. Toutefois, la diversité morphologique des ECG impose au simulateur en question une programmabilité très souple permettant à l'utilisateur de faire varier à volonté tout les paramètres d'un tracé.

D'après notre étude bibliographique, les simulateurs actuels n'offre pas une telle possibilité. La programmabilité est limitée à la variation de la fréquence cardiaque et de l'amplitude globale des dérivations. Les anomalies n'étant pas disponibles. On peut distinguer deux catégories de simulateurs:

- * Ceux qui utilisent des circuits électroniques.
- * Ceux qui utilisent des enregistrements d'ECG.

Dans la première catégorie, différents circuits électroniques analogiques de mise en forme sont combinés ensemble produisant un signal de sortie de forme d'onde similaire à celle de l'ECG. Les autres simulateurs sont des enregistrements d'ECG sur des unités de mémoires ou bandes magnétiques, associées à une platine de lecture permettant le dépouillement et la visualisation au moyen d'un oscilloscope.

On remarque l'importance que présente aujourd'hui dans les recherches médicales sur des anomalies cardiaques, la disponibilité d'un simulateur qui serait capable de simuler, en plus des douze dérivations standards, une multitude de signaux ECG dans lesquelles on pourrait modifier de façon interactive n'importe quel paramètre. C'est ainsi que certains auteurs ont déjà entrepris des travaux de recherche sur ce sujet:

Plusieurs approches ont été adoptées pour représenter au mieux le signal ECG qui pourrait être utilisé dans la simulation par ordinateur. Scher et Young (1960) ont reconstitué l'onde ECG à partir de 37 coefficients de Fourier approxinant ainsi l'onde originale de $\pm 1\%$. Mais ces coefficients varient fortement pour de différents ECG normaux. Young et Higgins (1963) ont proposé une autre approche basée sur l'approximation avec des fonctions exponentielles orthonormées; 12 exponentielles sont nécessaires pour approximer un ECG avec une précision de $\pm 5\%$. Cadzow et ces

collaborateurs (1977) ont représenté l'ECG par un filtre numérique récursif du 12^{ème} ordre et abouti à une compression de données 91/25. D'autres techniques de compression de données ont suivi. McE G.K et ses collaborateurs (1985) proposaient un modèle de l'ECG qui fut destiné à générer uniquement les fibrillations auriculaires. Le-Phuy (1987) conçut un simulateur basé sur un micro-calculateur utilisant un modèle linéaire pour représenter les ECG normaux et ceux présentant des décalages du segment ST.

Dans le but d'apporter une certaine contribution scientifique, nous nous sommes imposés une étude portant sur quelques méthodes de simulation analogique et numérique en mettant en évidence la précision de simulation et la flexibilité d'utilisation. Cette étude et son analyse représentent donc un intérêt indéniable - au sein du laboratoire Génie Bio-Médicale de l'Institut d'électronique - dans la détermination d'un modèle qui se montrerait flexible et adaptable pour la simulation des dérivations standards, et aussi bien pour quelques anomalies cardiaques.

Le simulateur programmable devrait pouvoir être doté des caractéristiques suivantes:

- Simulation des douze dérivations conventionnelles ($D_I, D_{II}, D_{III}, V_1 - V_6, aV_L, aV_R, aV_F$).
- Simulation de quelques anomalies caractéristiques préprogrammées.
- Possibilité de créer des ECG (anomalies cardiaques).
- Modification interactive des paramètres (PR, ST, QRS, ST, ...) en durée et amplitude.
- Simulation d'artéfacts: Possibilité d'ajouter des bruits de respiration et du 50 Hz comme le signal obtenu dans les exercices d'effort ou en monitoring ambulatoire.

Les investigations de cette étude ainsi que les résultats obtenus faisant l'objet de ce mémoire sont exposés en cinq

chapitres:

Le chapitre 1 rassemble les principes fondamentaux de l'électrocardiographie. En suite, s'enchainent les caractéristiques temporelles (amplitudes, durées et axes) des ondes d'un ECG.

Le chapitre 2 sera réservé à l'exposé de deux types de simulateurs. Le premier étant analogique et le second basé sur la logique câblée. Enfin, une étude et réalisation d'un simulateur câblé à trois sorties synchronisées est détaillée.

Le troisième chapitre de ce mémoire sera consacré à la conception de deux méthodes de simulation micro-programmées suivie de la description du micro-calculateur MC68000 et la réalisation de l'unité de conversion (visualisation) et de sauvegarde des programmes et des données.

Une autre méthode micro-programmée de simulation utilisant une technique de segmentation pour reconstituer une multitude de signaux cardiaques avec la possibilité de modifier ces derniers est exposée au quatrième chapitre où nous détaillons la méthode de codage, l'algorithme de simulation et l'évaluation expérimentale.

Dans le chapitre 5 nous exposerons le modèle polynômiale de simulation dans lequel les critères d'application seront évoqués. Dans la suite, l'explication du modèle simplifié et choisi sera appuyée par la conception d'un logiciel de simulation en tenant compte des caractéristiques et des modes de fonctionnement du simulateur que nous nous sommes fixés au départ. Nous terminerons par l'évaluation des résultats obtenus.

Le dernier chapitre sera consacré à la conclusion où nous pourons effectuer une auto-évaluation et par le fait même, en tirer les conclusions et formuler ainsi des perspectives de développement.

CHAPITRE I

I.1 RAPPEL DE PHYSIOLOGIE

C'est grâce à la succession des phases de contractions musculaires et de repos que le cœur fonctionne comme une pompe. Il existe au sommet de l'oreillette droite un faisceau de fibres musculaires particulières, ressemblant au tissu nerveux :

A intervalle régulier, la propagation d'une impulsion électrique issue du nœud sinusal provoque la contraction progressive de l'oreillette droite à partir du sommet. Cette contraction chasse dans le ventricule droit le sang contenu dans l'oreillette droite. Quand le ventricule droit est plein, l'impulsion électrique issue du nœud sinusal, atteint le nœud auriculo-ventriculaire qui constitue un autre faisceau de fibres particulières, situé dans la paroi entre les deux ventricules. L'onde électrique de dépolarisation progresse ensuite selon deux axes qui stimulent la partie ventriculaire du muscle cardiaque. La contraction ventriculaire droite chasse le sang dans le système pulmonaire où il s'oxygène pour rejoindre ensuite l'oreillette gauche.

L'impulsion électrique qui stimule les muscles du cœur droit stimule presque simultanément le cœur gauche, en commençant par l'oreillette gauche. La contraction de l'oreillette gauche chasse le sang qu'elle contient dans le ventricule gauche, la plus grande des quatre cavités cardiaques.

La contraction du ventricule gauche chasse le sang dans l'aorte et

par la dans tout le reste du système circulatoire. Cette séquence d'événements, qui se répète périodiquement est appelée "cycle cardiaque".

- * La systole désigne la phase de contraction.
- * La diastole désigne la phase de relaxation.

Le cycle cardiaque commence par la contraction de l'oreillette droite suivie immédiatement par la contraction de l'oreillette gauche. Après un court instant, les deux ventricules se contractent. La contraction de chaque cavité est suivie par une phase de relaxation puis par une courte durée d'inactivité.

I.1.1 ELECTRO-PHYSIOLOGIE

Dans un fragment de muscle cardiaque au repos, il existe une différence de potentiel DDP entre la surface et l'intérieur de la fibre. Cette DDP est appelée "potentiel de repos": PR. (figure I.1)

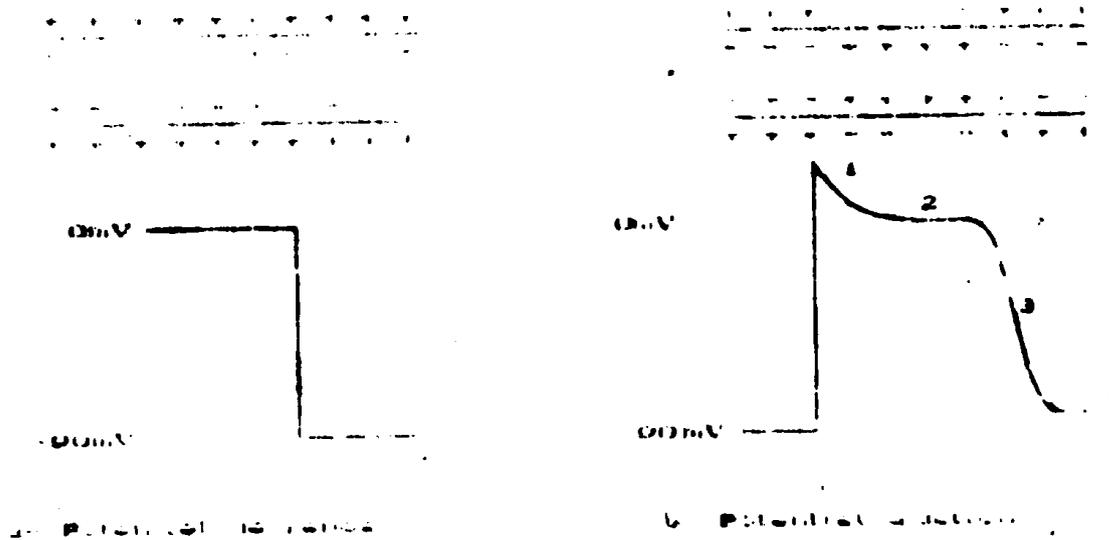


Fig I.1: Polarisation de la fibre cardiaque.

I.1.2 ELECTROCARDIOGRAMME (ECG)

Les variations de potentiel dues à la polarisation et à la

dépolarisation des fibres du muscle cardiaque peuvent être recueillies par des électrodes placées sur le thorax. Le signal obtenu s'explique de la façon suivante (figure I.2):

La dépolarisation de l'oreillette provoque un "accident P", puis l'onde passe dans le nœud auriculo-ventriculaire, où elle subit un retard, donnant un segment isoélectrique. Puis la dépolarisation ventriculaire provoque l'accident rapide et ample QRS correspondant aux phases (0) et (1) puis une phase isoélectrique correspondant à la phase (2). Enfin, la repolarisation ventriculaire en phase (3) donne lieu à l'accident T lent, dont l'amplitude est proportionnelle à la pente de cette phase. La phase (4) donne un segment isoélectrique.

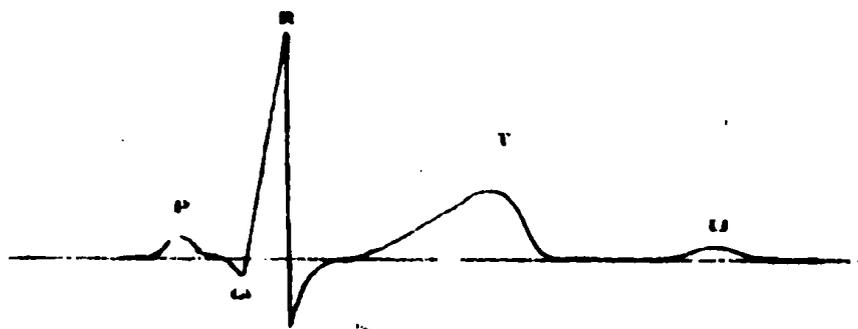


Fig I.2: Electrocardiogramme (ECG).

I.2 DERIVATIONS STANDARDS

I.2.1 DERIVATIONS FRONTALES

Les électrodes sont placées aux trois points les plus éloignés du cœur, dans le volume conducteur constitué par le tronc c-a-d les épaules et le pubis. En fait, l'expérience prouve qu'on ne change rien en plaçant les électrodes aux avant-bras et à une jambe (gauche).

Ces trois électrodes permettent de définir les six dérivations suivantes :

- D'une part, trois dérivations unipolaires: la différence de potentiel étant prise entre l'électrode considérée et une référence (potentiel nul). Ces dérivations unipolaires sont:

V_R : Potentiel de l'épaule droite.
 V_L : Potentiel de l'épaule gauche.
 V_F : Potentiel du pubis ou du pied.

- D'autre part, trois dérivations bipolaires:

$$D_I = V_I - V_M \quad D_{II} = V_I - V_R \quad D_{III} = V_F - V_L$$

La figure I.3 illustre les traces de ces dérivations.

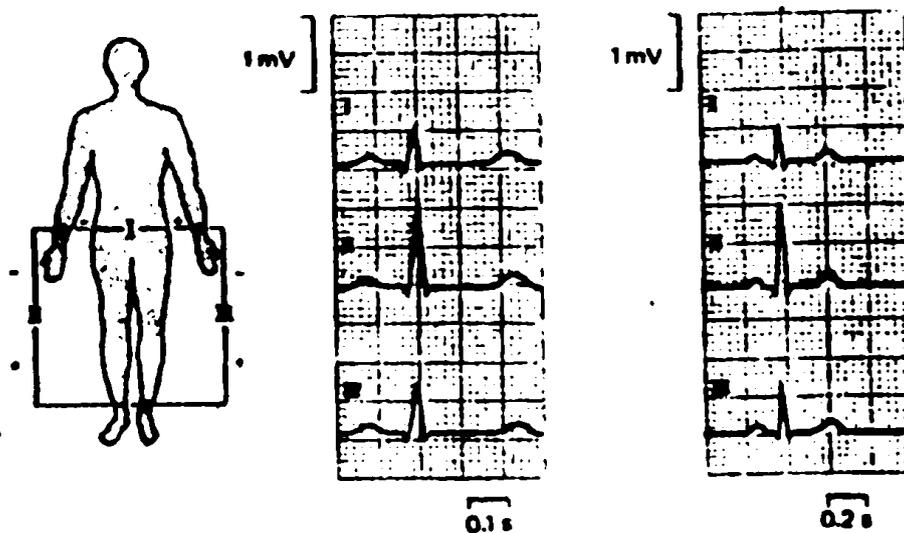


Fig I.3: Dérivations bipolaires

I.2.2 DERIVATIONS PRECORDIALES

Afin d'obtenir une information détaillée sur les différentes parties du coeur, les électrodes sont placées sur la poitrine, près des points d'intérêt comme le montre La figure I.4 .

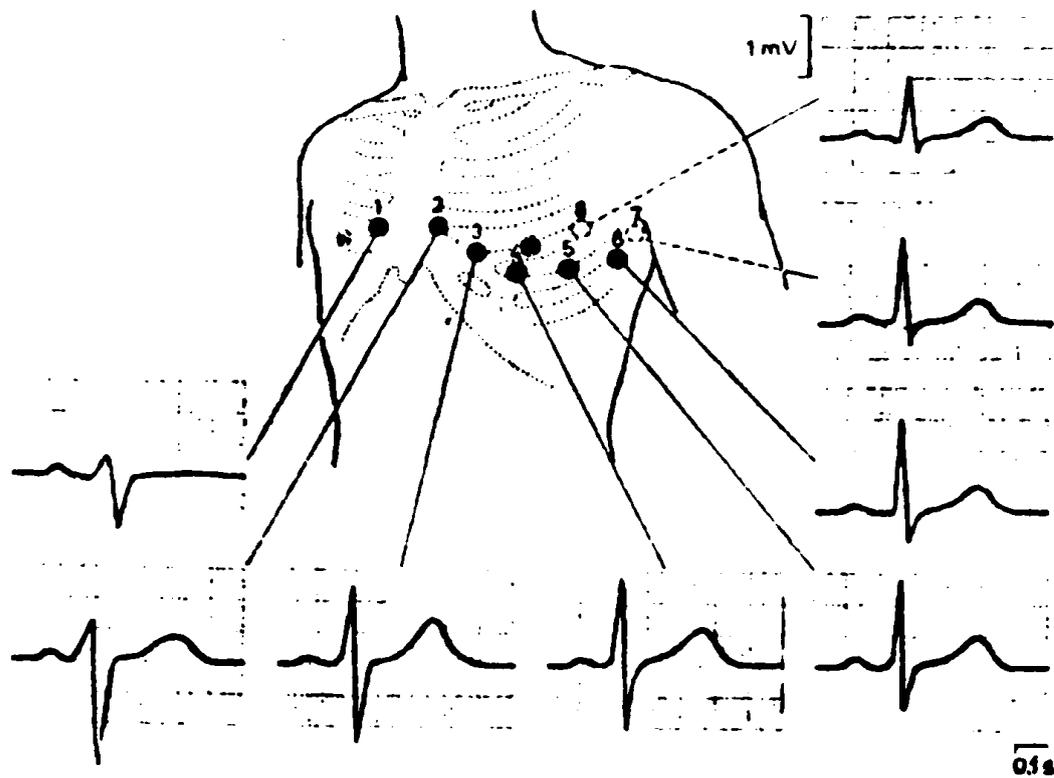


Fig I.4: Dérivations précordiales.

I.3 ASPECT TECHNIQUE DE L'ELECTROCARDIOGRAPHIE

Les différences de potentiel électrocardiographiques sont de l'ordre du milli-volt, elles doivent donc être amplifiées pour pouvoir être interprétées correctement. De ce fait, les amplificateurs utilisés doivent être de faible bruit et de très basse fréquence. La bande passante peut être limitée à 120 Hz en pratique courante. Mais certaines informations contenues dans des tracés pathologiques arrivent à dépasser 500 Hz.

Les tracés sont inscrits au moyen de plumes sur du papier ordinaire, de thermoscripteurs sur du papier spécial thermosensible, ou encore de procédés optiques sur papier photographique. De façon standard, la vitesse de défilement du papier est de 2.5 cm/sec et l'amplification est telle que 1cm correspond à 1mV.

L'expérience a montré que les potentiels d'une épaule et du poignet correspondant sont presque semblables; il en est de même du pubis et du pied. c'est pourquoi les électrodes frontales peuvent être placées aux poignets et au pied gauche. Le pied droit étant relié à la terre.

Pour toutes les dérivations unipolaires, il est nécessaire de posséder une référence (nulle). L'obtention de celle-ci pose des problèmes difficiles, qui ne sont que partiellement résolus grâce à la borne centrale de Wilson (Fig I.5). Celle-ci est le point T relié aux trois points R, L, F à travers trois résistances égales ($r = 5\text{ K}\Omega$).

La somme algébrique des trois courants i_R, i_L, i_F est nulle :

$$i_R + i_L + i_F = 0$$

$$\frac{V_T - V_R}{r} + \frac{V_T - V_F}{r} + \frac{V_T - V_L}{r} = 0$$

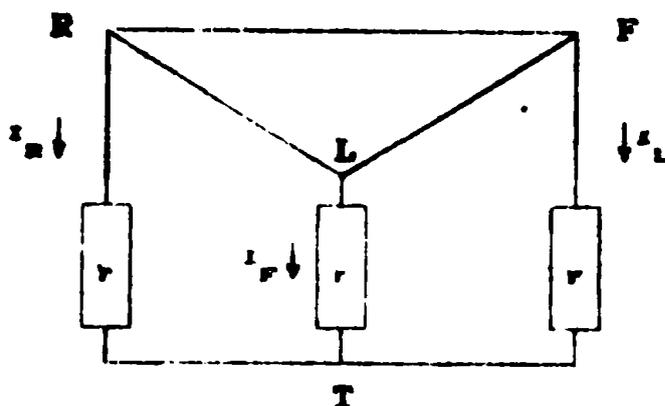


Fig I.5: Représentation de Wilson

Théoriquement donc, le point T est à un potentiel fixe et peut servir de référence. Une analyse précise montre cependant qu'il n'en est pas ainsi et que V_T peut subir des variations qui peuvent atteindre 0.1 à 0.2 mV.

Assez souvent pour les dérivations unipolaires, la référence prise n'est pas la borne de Wilson. La borne de référence est

constituée alors, en court circuitant les deux électrodes périphériques non exploratrices. Les dérivations obtenues donnent des variations d'ondes plus importantes que celles de Wilson; on les appelle dérivations de Goldberger, ou encore dérivations augmentées (aVR, aVF et aVL) représentées à la figure I.6.

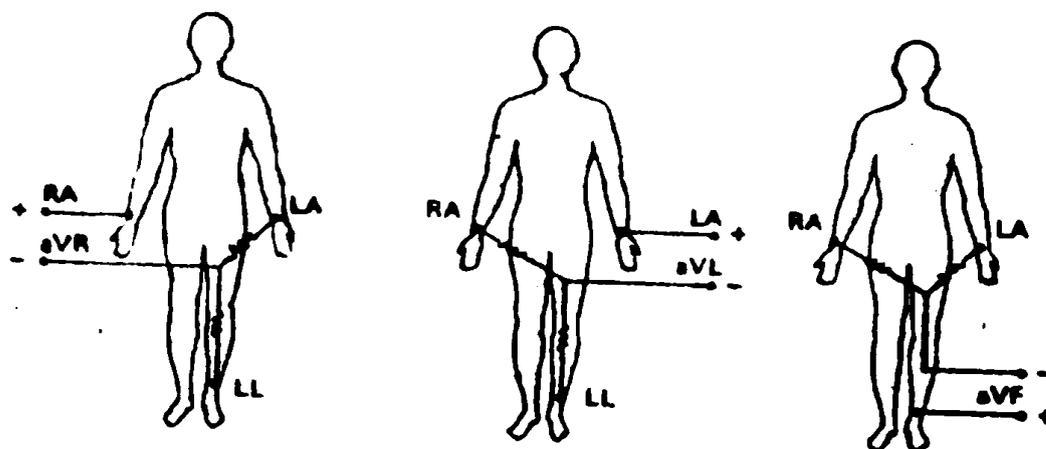


Fig I.6: Dérivations unipolaires augmentées

I.4 COURBE CARACTERISTIQUE DE L'ECG

Pour les dérivations standards, le signal recueilli peut être découpé -pour son interprétation - en plusieurs sections:

1°- Onde P:

- * Durée: 0.08 à 0.1 sec.
- * Forme: arrondie en dôme aplati.
- * Amplitude: < 0.25 mV dans la dérivation où elle est maximale. Peu ample dans la dérivation précordiale.
- * Axe: entre +50° et +60°.

2°- Espace PR ou PQ:

* C'est l'intervalle de temps séparant le début de l'onde P du début du complexe ventriculaire, il mesure le délai qui s'écoule entre le début de l'activation auriculaire et le début de l'activation ventriculaire.

- * Durée : 0.12 à 0.2 sec.

3°- Le complexe QRS

* Durée: 0.08 sec en moyenne. Une durée supérieure à 0.1 sec est pathologique.

- * Amplitude: 0.5 à 2 mV.

* Axe normal entre 0 et 90 degrés .

* Forme variable selon la dérivation concernée.

La négativité initiale , où onde Q , quand elle existe , ne doit pas excéder 0.04 sec, et ne peut atteindre en amplitude le tiers de l'onde R (à l'exception de la dérivation V_R) .

4°- Segment ST :

* Il est normalement isoélectrique, sa durée est difficile à déterminer car le début de l'onde T est progressif.

5°- Onde T:

* Amplitude: 0.1 à 0.4 mV.

* Sa forme doit être asymétrique.

* Axe: 0° à 80°.

* L'onde T est constamment positive en D_I et D_{II} , et peut être négative en D_{III} et V_A . Elle est toujours négative en V_R .

6°- Espace QT:

* Il s'étend de l'onde Q à la fin de l'onde T..

* Durée: 0.3 à 0.35 sec , mais variable avec le rythme cardiaque ($QT = 0.4 \sqrt{RR}$) ; RR est la durée entre deux ondes R successives.

II.1. INTRODUCTION

D'une façon générale, les tests de performances par simulation des équipements médico-électroniques se présentent comme une étape très importante avant l'implantation finale et l'étalonnage en maintenance de ces systèmes. En conséquence, un signal électrocardiographique (ECG) doit être disponible pour accomplir cette tâche. En fait, les simulateurs peuvent être classés en deux catégories. La première catégorie utilise des circuits électroniques qui disposent à leur sortie une forme d'onde similaire à celle de l'ECG. Sur ceux-ci, on ne peut faire varier que la fréquence cardiaque et occasionnellement quelques paramètres. Les simulateurs de la deuxième catégorie sont des platines de lecture où des signaux ECG ont été enregistrés pour une étude ultérieure.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord un type de simulateur analogique. En suite, nous proposerons une méthode de simulation avec des circuits numériques basée sur la logique câblée, suivi d'une étude et réalisation d'un simulateur à trois canaux synchronisés. Pour conclure, les résultats expérimentaux seront présentés.

L'investigation expérimentale dans le domaine du génie-biomédicale exige de plus en plus, des générateurs de fonctions capables de fournir des formes d'ondes plus complexes et variables.

Les générateurs de fonctions classiques délivrent seulement des formes simples : Carrée, Sinusoïdale, Triangulaire ... qui sont d'ailleurs appliquées en génie-biomédical sous certaines conditions. Des formes d'ondes plus élaborées et irrégulières s'imposent dans le but de simuler aussi fidèlement que possible les signaux biologiques les plus complexes.

Dans ce qui suit, nous décrivons à titre d'exemple un circuit simple qui génère des formes variables, complexes et périodiques. Pour notre application, le signal à générer est constitué d'une suite d'impulsions de largeurs différentes ou égales. La figure II.2 illustre l'exemple du signal E.C.G reconstitué à partir de 15 impulsions. Cette succession de N-impulsions (N=15) est délivrée par un astable de N-phases, constitué de N inverseurs avec une contre réaction capacitive.

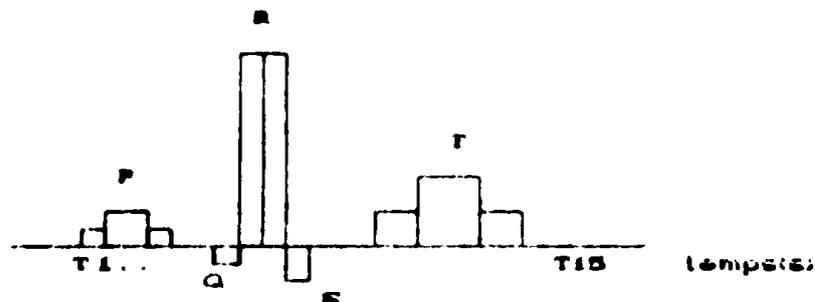


Fig II.1: Représentation d'un ECG par 15 impulsions

Initialement, le premier inverseur (Fig:II.2) est forcé à l'état bas puis il passe à l'état haut pendant une durée T_1 ($T_1 = R_1 C_1$). Le même phénomène se reproduit à l'étape suivante et successivement jusqu'au dernier étage.

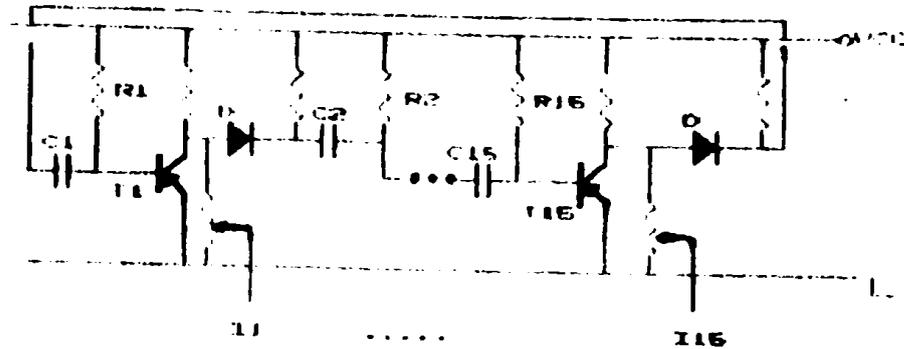


Fig II.2: Astable a N-phases

La sortie de chaque inverseur est un signal carré de durée T_1 . Ces impulsions sont sommées et intégrées par le circuit de la figure II.3.

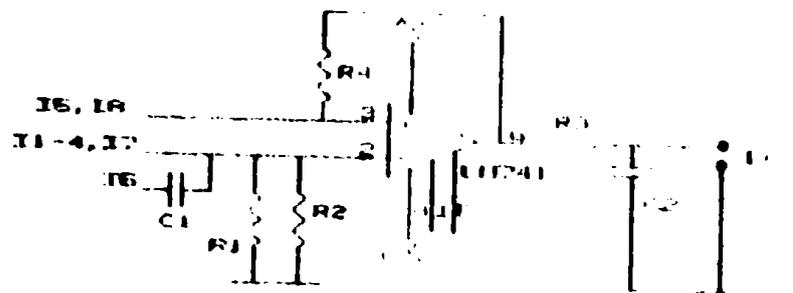


Fig II.3: Sommeur et intégrateur

Notons que, plus le nombre d'impulsions augmente plus l'approximation du signal simulé est meilleure. Mais, l'augmentation du nombre d'inverseurs entraîne un encombrement des circuits et l'utilisation du simulateur devient plus compliquée.

II.3 SIMULATEUR A UN SEUL CANAL [3][4][5]

La structure figée du montage analogique que nous venons de présenter manque de souplesse. Un éventuel changement de la forme du signal à générer entraînerait des modifications dans le circuit électronique.

Un simulateur basé sur une logique numérique câblée permet, comme nous allons le voir, de pallier ces inconvénients et d'améliorer la

précision d'approximation. Ce simulateur est constitué essentiellement des blocs suivants (Fig: II.4):

- * Mémoire non volatile type EPROM.
- * Convertisseur numérique analogique CNA.
- * Etage de sortie.

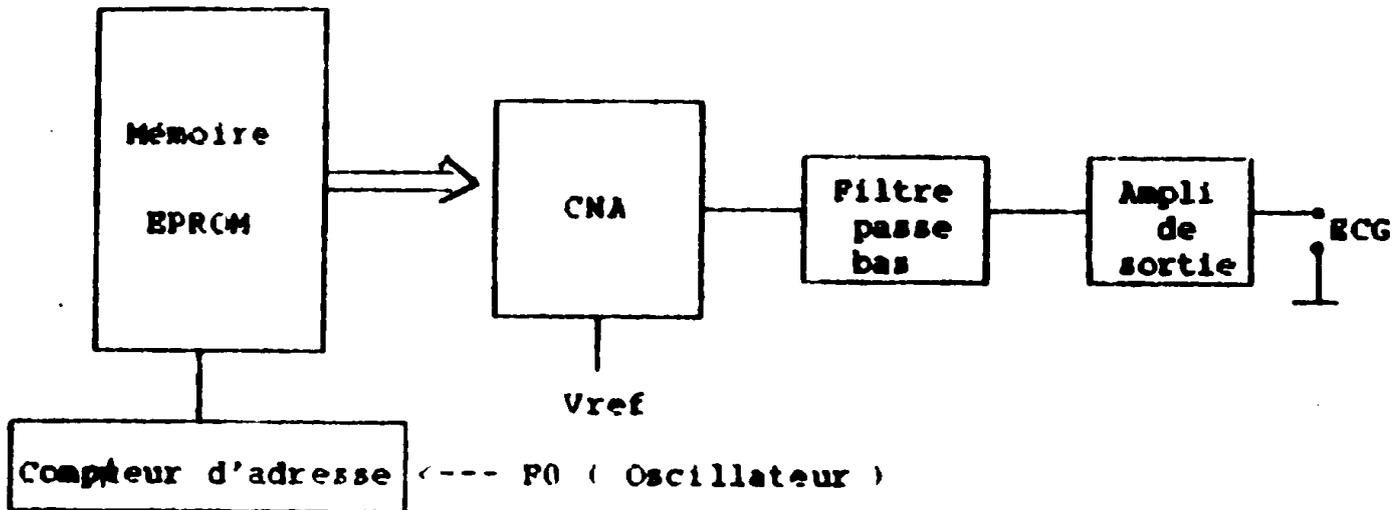


Fig II.4: Simulateur a un seul canal.

La mémoire utilisée est du type EPROM dans laquelle sont codés et stockés les échantillons des signaux que nous voulons générer à l'aide d'un compteur d'adresses commandé par l'oscillateur F0, nous reconstituons les signaux analogiques par un convertisseur NA et un étage de sortie constitué d'un filtre passe bas (ou filtre de lissage) et d'un amplificateur de sortie pour ajuster le niveau des signaux simulés.

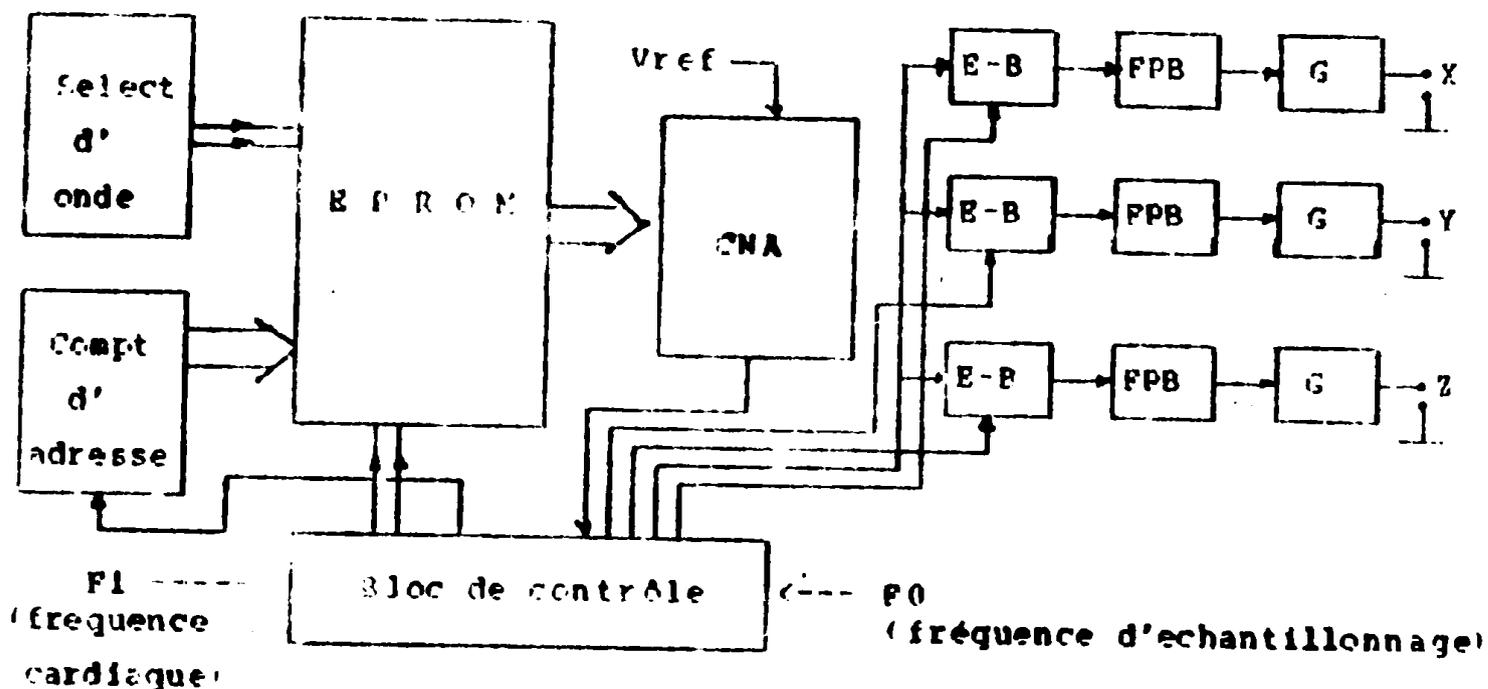
Pour simuler plusieurs signaux d'ECG on divise l'espace mémoire en plusieurs sections (pages) adressées par un pointeur de pages. Chaque page mémoire correspond à une dérivation conventionnelle.

II.4 SIMULATEUR A TROIS CANAUX [6][7]

Le simulateur a un seul canal s'est révélé insuffisant pour des objectifs scientifiques et en particulier, pour la détection des

anomalies caractéristiques qui nécessite l'analyse simultanée sur plusieurs dériviations. D'où la nécessité de réaliser des simulateurs possédant en sortie comme tout électrocardiographe classique les douze (12) dériviations standards synchronisées trois par trois et ce avec une fréquence cardiaque et une amplitude de sortie réglables.

Pour ce faire, nous avons conçu et réalisé un générateur de signaux ECG à trois canaux. Le schéma synoptique est donné à la figure II.5 et le schéma électrique globale avec alimentation en annexe...



E-B: Echantillonneur bloqueur

FPB: filtre passe-bas

G: amplificateur de sortie

CNA: convertisseur numérique analogique.

Fig II.5: Simulateur à 3 canaux.

II.4.1 REPRESENTATION DU SIGNAL ECG

La figure II.6 illustre le tracé d'un cycle comportant deux

1°- Mode de fonctionnement:

a- Mode lecture

En mode lecture, la donnée est validée sur la sortie après un temps d'accès. Avec un système d'adressage fixe, un temps d'accès de 120 ns est obtenu en mettant les données sur un bus avec l'entrée validation des sorties à l'état bas $G = 1$, l'EPROM est dans le mode des sorties désactivées (les sorties sont en haute impédance) comme le montre le diagramme des temps de la figure II.7

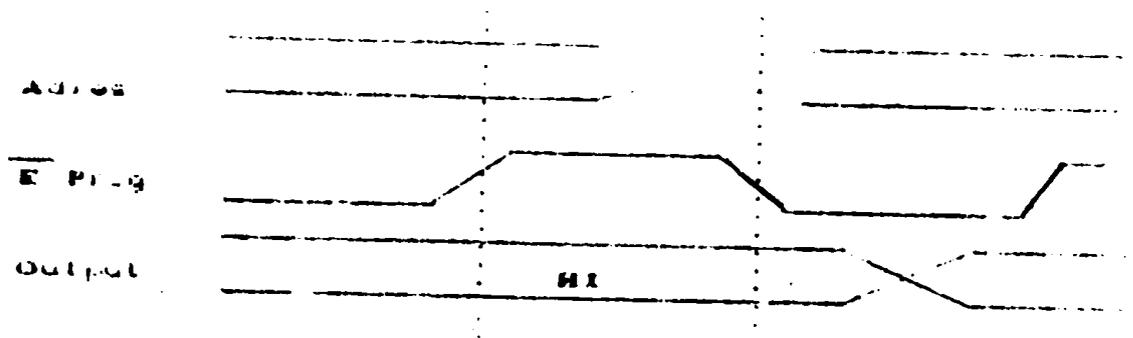


Fig II.7: Mode lecture

b- Mode basse consommation

Ce mode permet de réduire la puissance consommée en mode actif de 525 mW à 132 mW. Les sorties sont en état haute impédance, quand $\overline{E\backslash Prog}$ est à l'état haut indépendamment de l'entrée de validation des sorties comme le montre la figure II.8:

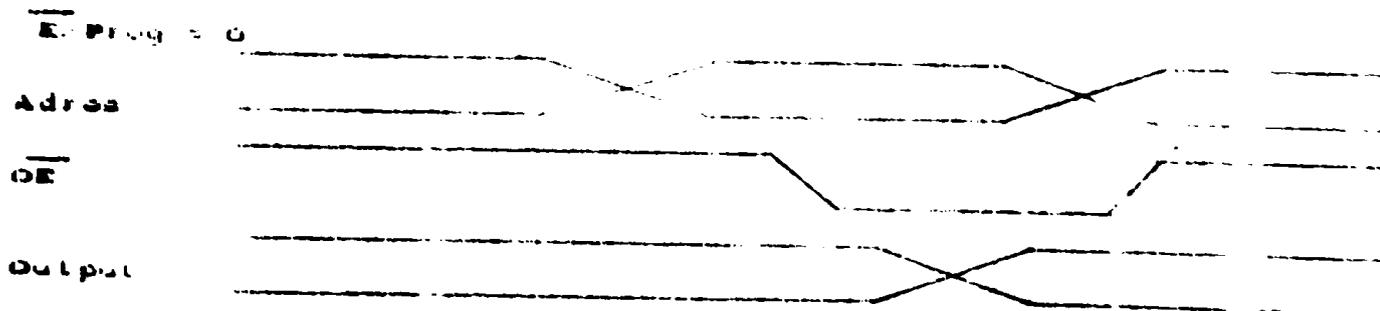


Fig II.8: Mode basse consommation

2°--Segmentation de la mémoire

La mémoire EPROM est divisée en quatre segments A, B, C et D. Chaque segment contient trois pages mémoires de 128 octets chacune. Et chaque page mémoire correspond à une dérivation standard d'ECG (figure II.9).

segment A --->	page 1	DI
	page 2	DI I
	page 3	DI II
segment B --->	page 1	aVI
	2	aV _F
	3	aV _R
segment C --->	1	V1
	2	V2
	3	V3
segment D --->	1	V4
	2	V5
	3	V6

Fig II.9: Segmentation de la mémoire

Avec une mémoire de 2 K octets, nous disposons de 11 broches d'adresses A0-A10. Les lignes A7-A8 seront utilisées pour l'adressage des pages et les lignes A9-A10 pour l'adressage des segments. De cette façon, nous pouvons faire correspondre à chaque page une dérivation conventionnelle d'ECG de 128 données numériques codées sur 8 bits.

Le circuit de la figure II.10 basé sur deux bascules D montées en compteur permet d'adresser les différents segments. Cette sélection s'effectue à l'aide d'un bouton poussoir suivi d'une bascule RS anti-rebonds.

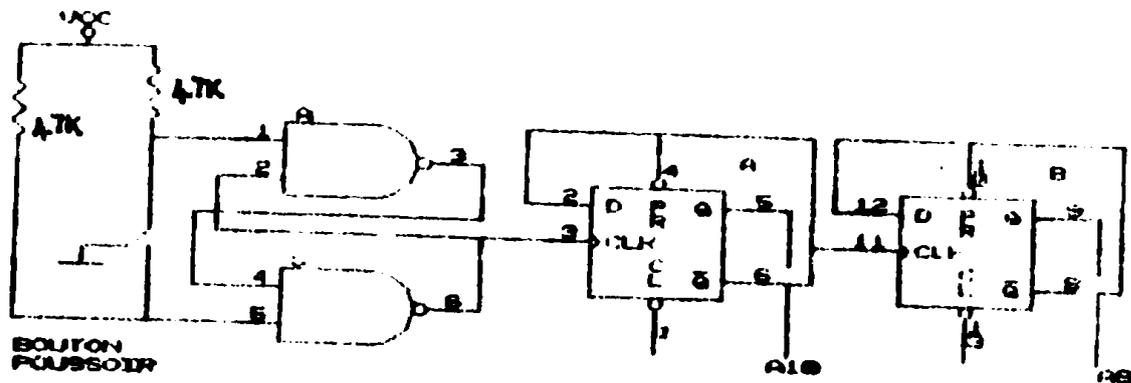


Fig II.10: Selecteur de segment.

II.4.3 LA LOGIQUE DE CONTROLE

1°- Description générale

Les étages présentés dans le schéma synoptique du simulateur numérique à trois canaux (Fig II.5) sont totalement contrôlés et synchronisés par un bloc de contrôle. Ce dernier contribue à l'adressage de la mémoire, la sélection des canaux et l'introduction d'une temporisation permettant d'ajuster la fréquence de battement.

L'adressage de la mémoire s'effectue par deux compteurs dont le premier adresse les données (compteur d'adresses) et le second pour dérouler les pages mémoires (compteur de pages). Ces deux compteurs sont synchronisés, de telle sorte que, le compteur d'adresses ne s'incrémente qu'après le déroulement des trois pages mémoires.

Chaque page mémoire correspond à un canal de sortie. La sélection des canaux se fait en parallèle avec le déroulement des pages.

De ce fait, la synchronisation s'établit par un démultiplexeur adjoint au compteur de page.

Après avoir fait sortir toutes les données d'un segment, nous introduisons une temporisation commandée par un oscillateur F1. La figure II.11 illustre le schéma de principe du bloc de contrôle.

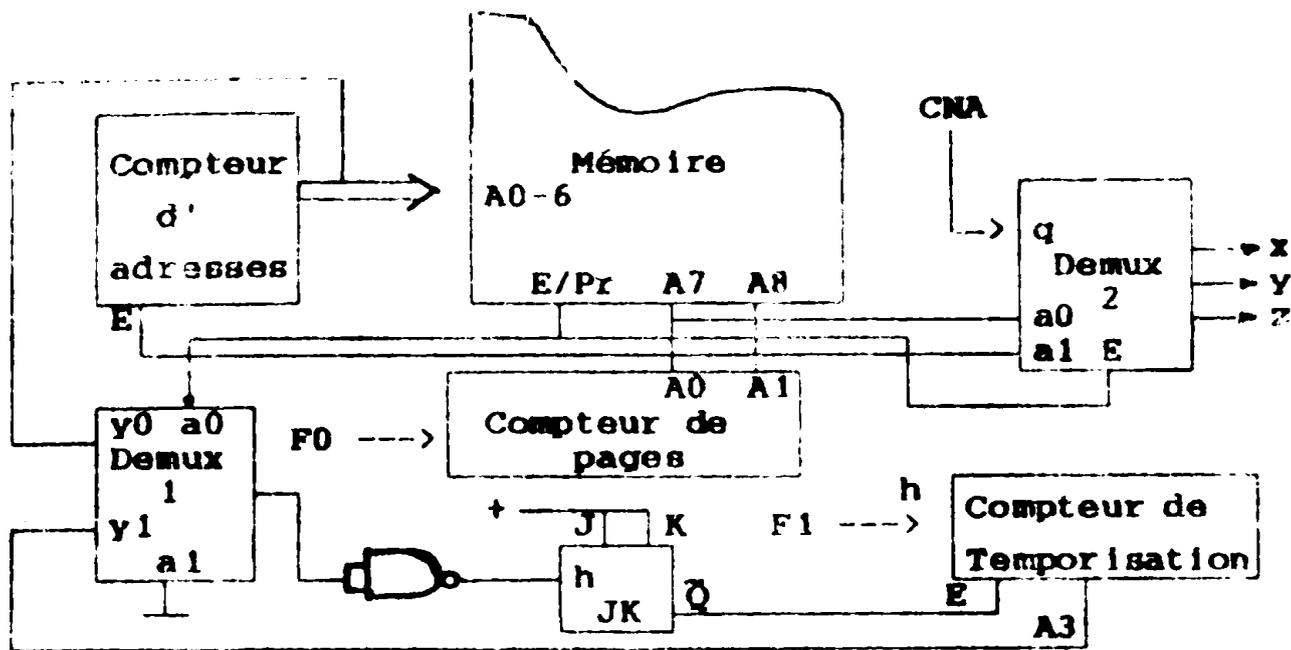


Fig II.11: Schéma de principe du bloc de contrôle

2°- Fonctionnement

Après avoir sélectionné un segment (3 pages), nous initialisons les compteurs et la bascule JK, celle-ci met la mémoire en mode lecture et valide le compteur de page, le démultiplexeur analogique et sélectionne à son entrée d'horloge le signal de la broche A6 du compteur d'adresses.

Nous déroulons successivement les pages mémoires du segment, ainsi on fait sortir la première donnée de chaque page. Cette dernière sera convertie en une tension analogique. Le canal correspondant étant sélectionné, cette valeur est maintenue dans l'échantionneur bloqueur (E-B) de ce canal jusqu'à la prochaine valeur. Le temps séparant deux données correspond à la période d'échantillonnage T_e .

Le compteur d'adresse s'incrémente à la prochaine donnée au front descendant de son horloge, ce dernier traduit la fin de déroulement des trois pages, le processus se répète pour la deuxième donnée. Ainsi de suite, jusqu'à la 128^{ème} donnée.

Au front descendant de la broche A6 du compteur d'adresses, la sortie Q de la bascule JK change d'état aussitôt elle met la mémoire en mode basse consommation, valide le compteur de temporisation et sélectionne à son entrée d'horloge le signal de

2°- Echantillonneur Bloqueur (E-B)

Le signal analogique obtenu à la sortie du CNA n'est pas directement exploitable. En effet, ce signal n'est pas stable car la sortie du CNA varie d'une façon imprévisible tant qu'une conversion est en cours. Pour "prélever" le signal utile à l'instant adéquat, nous utilisons un E-B (Sample & Hold). Ce dernier doit prélever à des intervalles réguliers un échantillon du signal et maintenir son amplitude constante le temps nécessaire au circuit suivant d'opérer le filtrage. La figure II.13 illustre le schéma de principe d'un E-B.

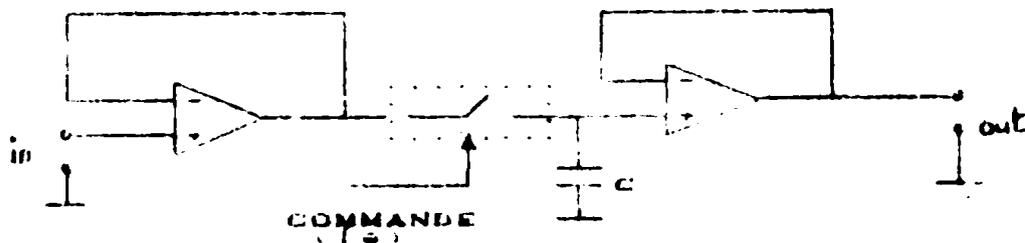


Fig II.13: Schéma de principe d'un E-B

Notons que cette particularité de l'E-B nous permet, de synchroniser les 3 sorties du simulateur en commandant les 3 E-B par le même signal F_e . Ce dernier correspond à la fréquence d'échantillonnage provenant du bloc de contrôle. Le condensateur maintient l'amplitude de l'échantillon (tension) pratiquement constante puisqu'il ne peut se décharger que sur l'entrée à très grande impédance de l'amplificateur opérationnel. L'E-B peut être une source importante d'erreur potentielle comme le montre le diagramme de la figure II.14.

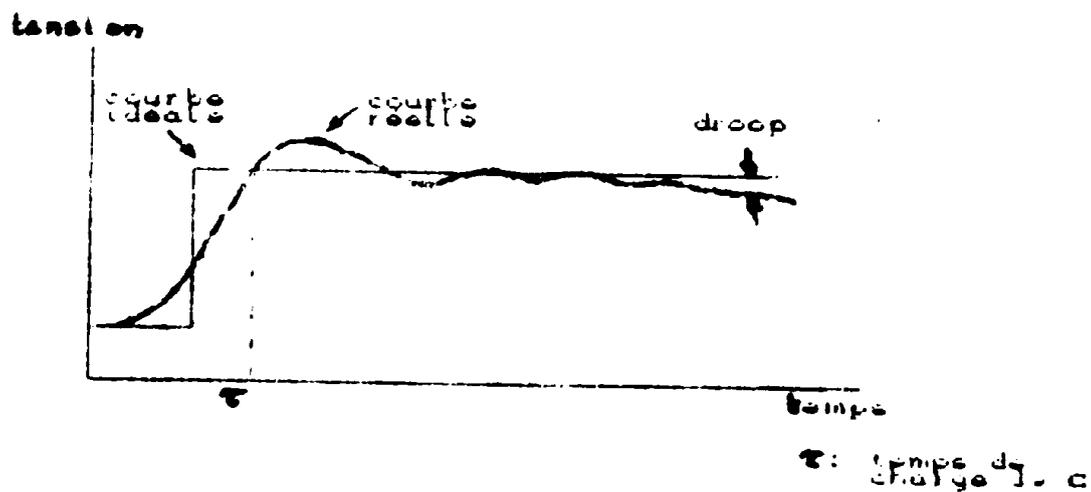


Fig II.14: Performance de l'E-B

Pour réduire ces erreurs, il est nécessaire de bien choisir un condensateur ayant un très faible courant de fuite (droop) à travers le diélectrique.

3°- Le filtre de lissage

Le signal à la sortie de l'E-B présente des paliers qu'il faut supprimer par un filtre passe bas (filtre de lissage). Celui-ci, en effet, élimine toute composante dont la fréquence dépasse la fréquence d'échantillonnage f_e . Il s'agit du filtre passe bas de la figure II.15 dont la fonction de transfert est de la forme:

K

$$H(p) = \frac{K}{1 + 2.f.p/w_0 + (p/w_0)^2}$$

$$f = 1.5 \frac{C1}{C2}$$

$$w_0 = \frac{1}{R \cdot C1 \cdot C2}$$

$$K = 1$$

$$f = 0.707$$

$$R9 = R8 = R$$

$$C1 = \frac{f}{R \cdot w_0} \times \frac{1}{1.5}$$

$$C2 = \frac{1.5}{R \cdot f \cdot w_0}$$

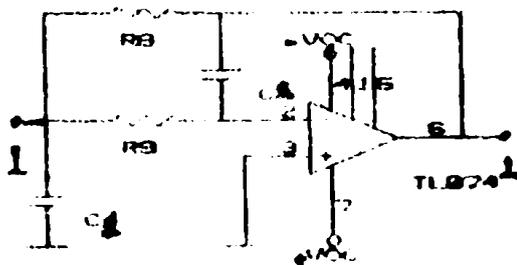


Fig II.15: Filtre de lissage.

4°- Amplificateur de sortie

Le signal ECG est codé en mémoire de façon à avoir le maximum de résolution avec une référence adéquate. L'amplificateur de sortie permet de réajuster le niveau réel de ce signal ainsi que sa référence. La ligne isoélectrique de l'ECG peut ainsi varier entre les limites V^+ et V^- . La figure II.16 illustre le schéma électrique utilisé.

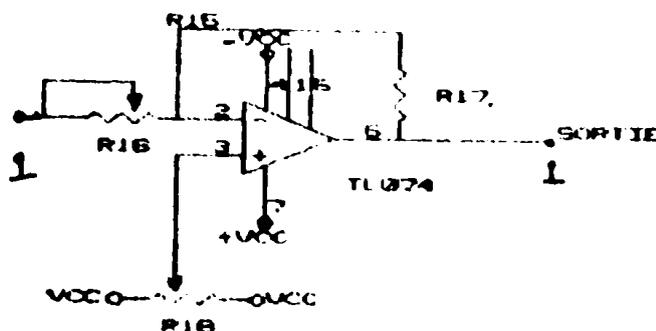


Fig II.16: Schéma de l'amplificateur de sortie

5°- Les oscillateurs

La logique de contrôle fonctionne sous la commande de deux oscillateurs F0 et F1 qui attaquent successivement l'entrée d'horloge du compteur de page définissant ainsi la fréquence d'échantillonnage $F_e = 200$ Hz, et celle du compteur de temporisation qui permet de faire varier la longueur de la ligne isoélectrique. Ces oscillateurs sont des astables de rapport

cyclique de 50% réalisés avec des portes à trigger de Schmitt (4093) données sur la figure II.17.

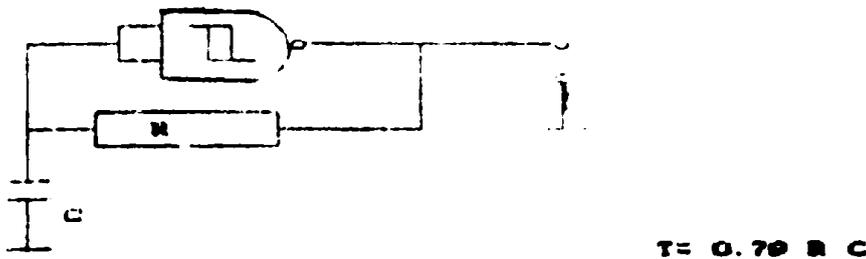


Fig II.17: Oscillateur

1°- Oscillateur de page

La fréquence de l'oscillateur F_1 doit être égale à quatre fois la fréquence d'échantillonnage F_e (incrémentatation du compteur d'adresse) comme le montre le chronogramme de la figure II.18. De cette façon pendant la durée $1/F_e$ les trois pages auront été déroulées.

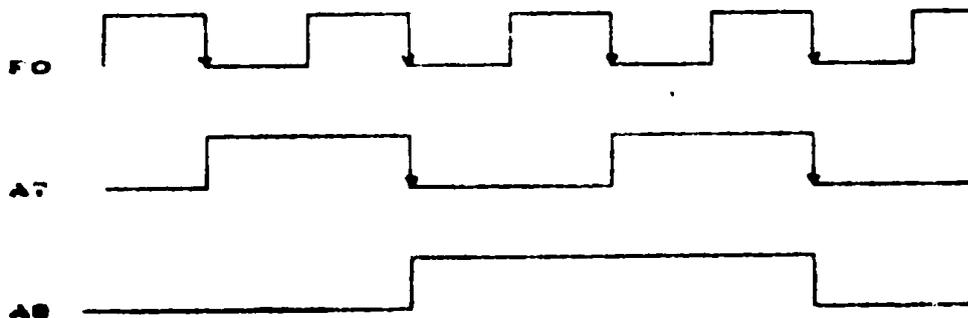


Fig II.18: Chronogramme du pointeur de pages.

2°- Oscillateur de temporisation

D'après la représentation du signal ECG décrite précédemment la ligne isoélectrique peut être obtenue par une temporisation bien calculée et la sortie maintenue constante jusqu'au nouveau cycle. Cette temporisation est obtenue avec un compteur de quatre bits (4052) commandé par un oscillateur F_1 à plusieurs cycles

correspondants à quatre fréquences (60-90-100-120 bat/mm). Cette sélection est obtenue à l'aide d'un commutateur à quatre positions qui sélectionne les constantes de temps $T_1 = 0.79.R_1.C$.

II.5 CONCLUSION

Le simulateur numérique à trois canaux décrit et réalisé ci-dessus, nous délivre les douze dérivations standards d'ECG synchronisées trois par trois, d'amplitude réglable et leur ligne de base (isoélectrique) est ajustée à l'aide d'un potentiomètre d'offset. Une possibilité d'ajuster la fréquence d'échantillonnage est offerte, de même, par une commutation manuelle nous disposons ainsi de quatre valeurs de fréquence de battement couramment rencontrées. Les figures II.19 illustrent les résultats obtenus avec un tel simulateur.

Les circuits sont alimentés par des tensions de ± 12 volts et ± 5 volts. Pour réduire la consommation d'énergie, les composants utilisés sont de technologie CMOS.

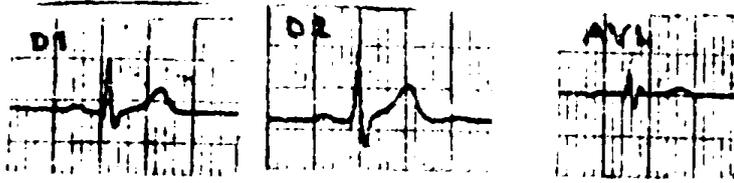
La capacité de l'EPRAM utilisée pour stocker les données des signaux étant forcément limitée, nous pouvons pallier cet inconvénient en substituant une autre EPRAM dans laquelle d'autres formes d'ondes cardiaques auraient été emmagasinées. Ainsi ce générateur peut générer une multitude de signaux, il suffit de reprogrammer la mémoire par des signaux désirés.

En minimisant les erreurs de tolérance des composants et la stabilité des oscillateurs et des alimentations; nous pouvons conclure que la précision est nettement meilleure que celle du simulateur analogique, néanmoins une seule EPRAM ne peut contenir un grand nombre de signaux ECG et la sélection de ces derniers, dans ce cas, devient compliquée.

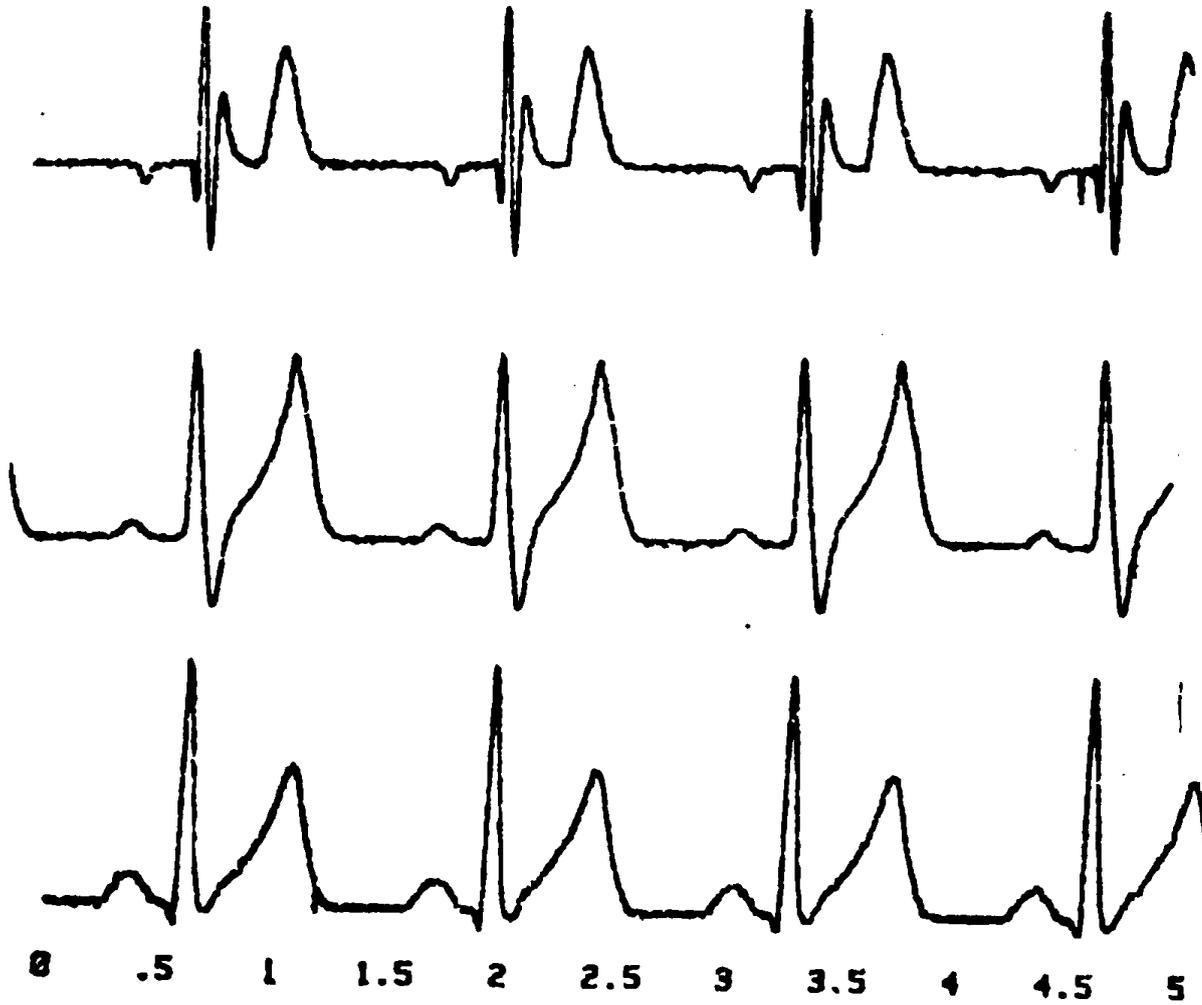
D'après les résultats obtenus, la forme des signaux simulés correspond parfaitement à la forme des signaux réels enregistrés dans la mémoire et ce avec une précision tolérable par les médecins. Les erreurs sont dues essentiellement au convertisseur numérique analogique (1.9 % de la valeur pleine échelle).

Si nous voulions toutefois réaliser un simulateur capable de délivrer un ECB rigoureusement conforme à un ECB réel donné, nous devrions augmenter considérablement le nombre des échantillons, pour minimiser l'erreur due à la quantification inhérente à la méthode utilisée. Par ailleurs, le codage de chaque échantillon devrait se faire sur plus grand nombre de bits afin d'avoir une meilleure résolution.

A ce niveau de complexité il est préférable de changer la conception du simulateur et de le réaliser en logique microprogrammée.



a- ECG réels (Normaux).

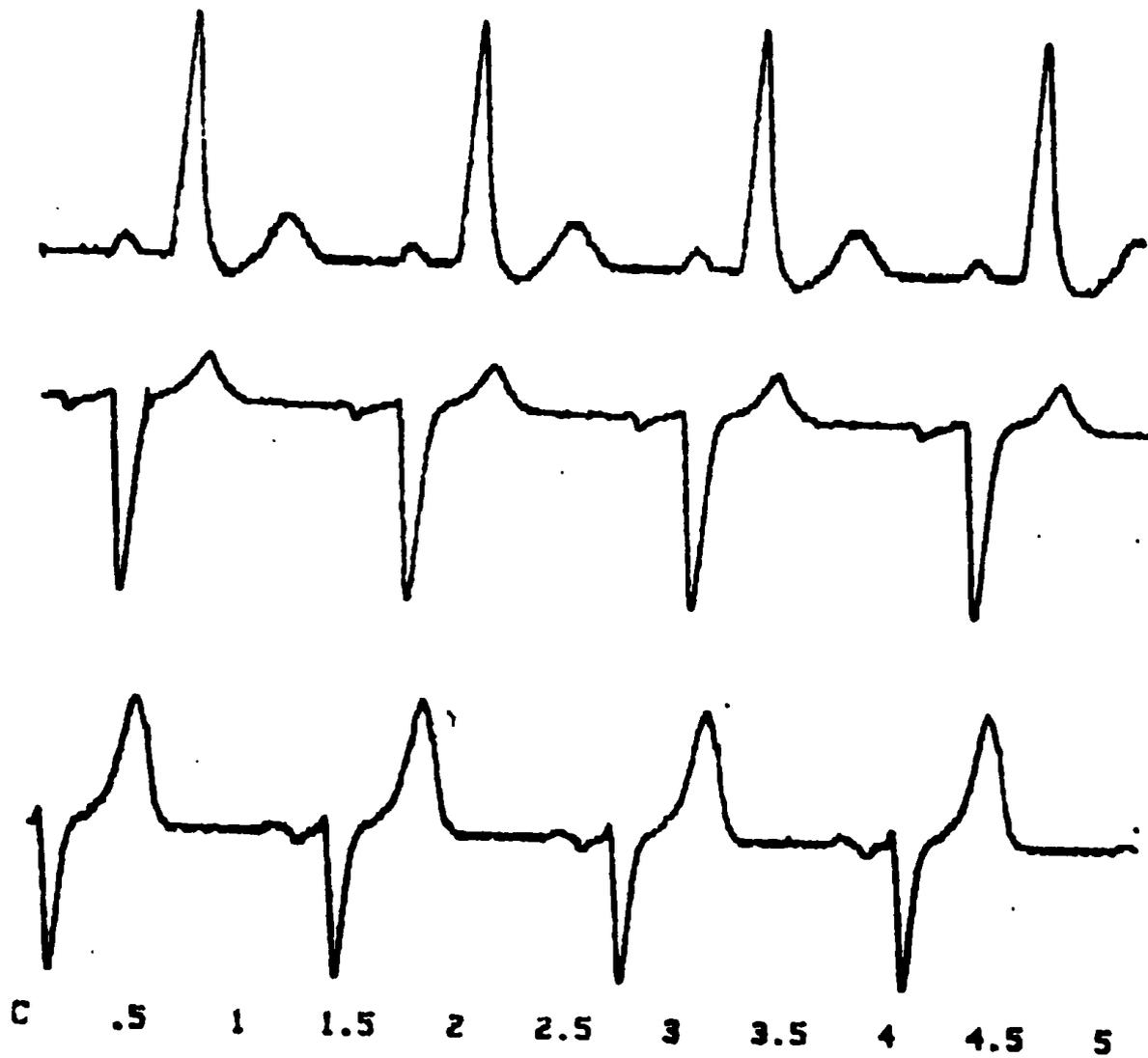


b- ECG simulées (Normaux).

Fig II.19: Résultats du Simulateur câblé.

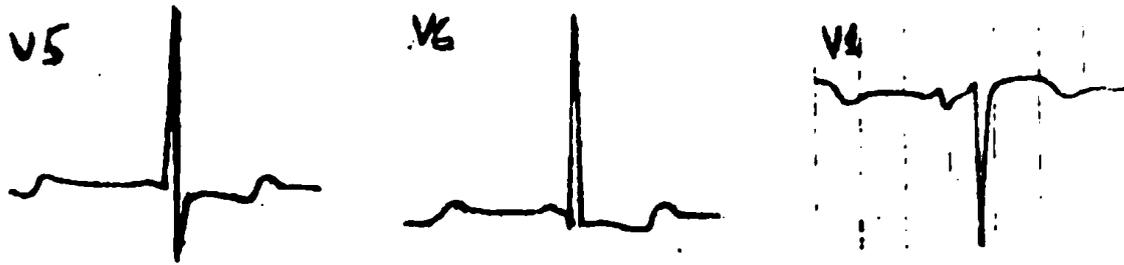


a- ECG réels (Nécrose).

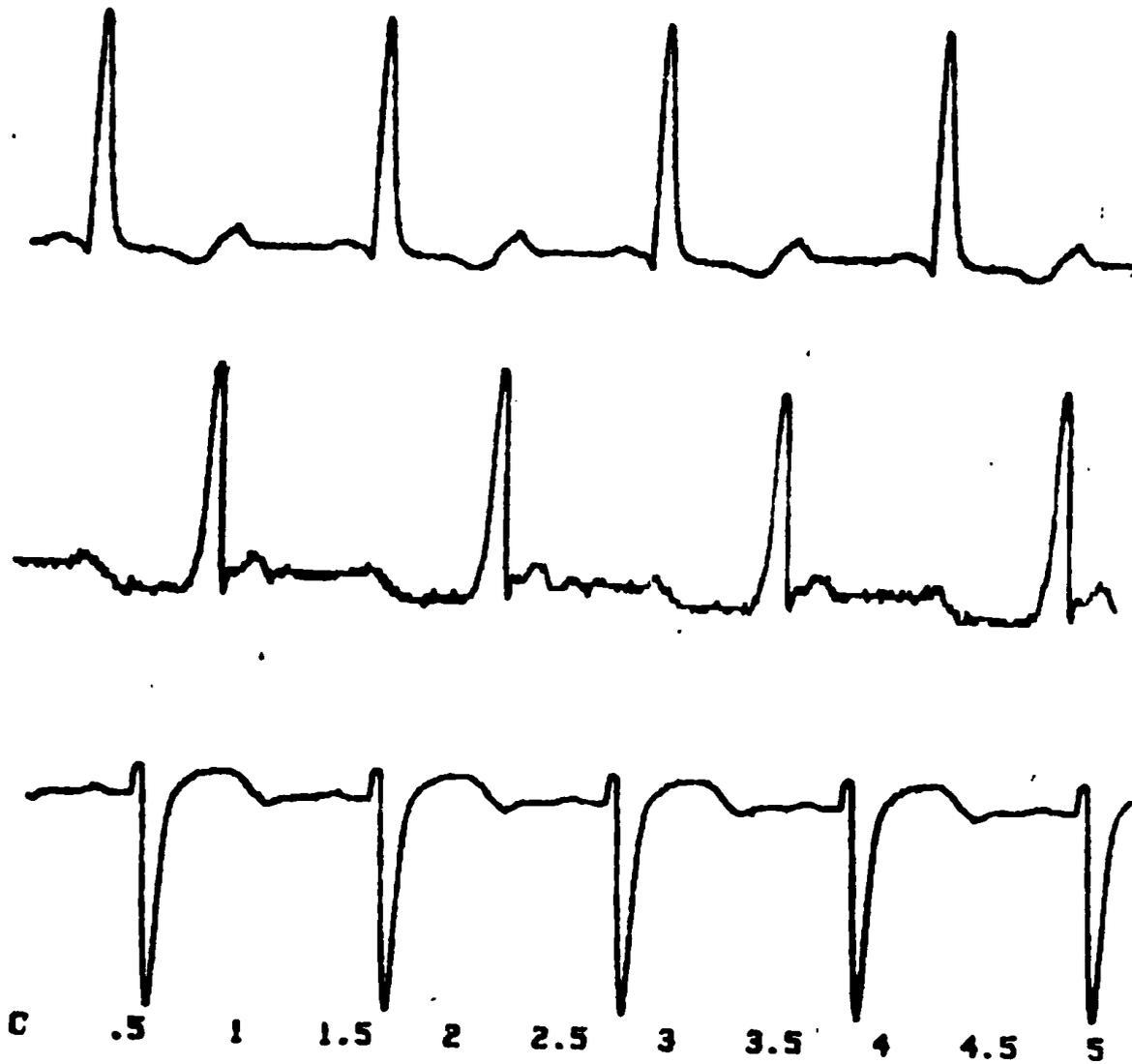


b- ECG simulés (Nécrose).

Fig II.19: Résultats du Simulateur
Cablé.



a- ECG réels (HVG)



b- ECG simulés (HVG)

Fig.II.19: Résultats du simulateur câblé.

CHAPITRE III

III.1 INTRODUCTION

Le simulateur décrit au chapitre précédent présente certains avantages sur la précision et la synchronisation, mais néanmoins, il pose le problème de l'espace mémoire réservé aux données ($N \times 12 \times 128$ octets) et leur gestion.

Pour pouvoir alléger les circuits du bloc de contrôle, la logique micro-programmée peut nous apporter de meilleures possibilités et nous permettre de contourner certaines difficultés "hardware"

Dans le but d'avoir un système efficace et souple d'emploi pour générer une multitude d'ECG, nous présentons dans ce chapitre deux programmes de simulation facilement implantables sur un micro-calculateur. Le premier, nous permet la modification de certains paramètres de l'ECG tel que: l'amplitude et la durée des ondes, la durée des segments PQ, ST, ... ainsi que la fréquence de battement. Le second, permet la gestion d'un grand nombre d'ECG placés en mémoire. Ensuite, nous décrivons la configuration de ce système de simulation suivie d'exemples d'application.

III.2 METHODES DE SIMULATION

III.2.1 PREMIERE METHODE [8][9]

D'après la description temporelle de l'ECG vu au chapitre I, celui-ci est divisé en trois parties: P, QRS et T. Par contre, les segments PQ, ST et TP' correspondent aux segments iso-électriques (ligne de base) généralement rectilignes. Dans cette première méthode, chacune de ces sections est représentée par un mot numérique de huit bits (le huitième bit est un bit de signe) et stockés en mémoire. Par contre, les valeurs et les durées des segments iso-électriques sont programmées par l'utilisateur.

Autrement dit, cette méthode repose sur un signal de base divisé en sections. Il s'agit alors, de programmer le micro-calculateur pour qu'il délivre sur le port d'entrée-sortie la succession de mots numériques correspondant à chaque section sélectionnée par l'utilisateur. Le convertisseur numérique analogique (CNA) bipolaire -qui sera décrit plus loin- génère le signal analogique. L'amplitude et la durée de chaque section est déterminée par l'utilisateur.

L'organigramme de la figure III.1 illustre la méthode de simulation.

III.2.2 DEUXIEME METHODE [10]

Cette méthode permet la combinaison des signaux ECG, en générant d'une manière séquentielle et répétitive une suite d'un ou plusieurs ECG codés et stockés dans des pages mémoire. Le principe de cette méthode est d'assigner à chaque ECG un code C_i et une durée D_i .

Chaque code C_i correspond au début d'une page mémoire et la durée D_i définit la durée d'échantillonnage. L'organigramme de la figure III.2 illustre le principe de cette méthode. Le programme

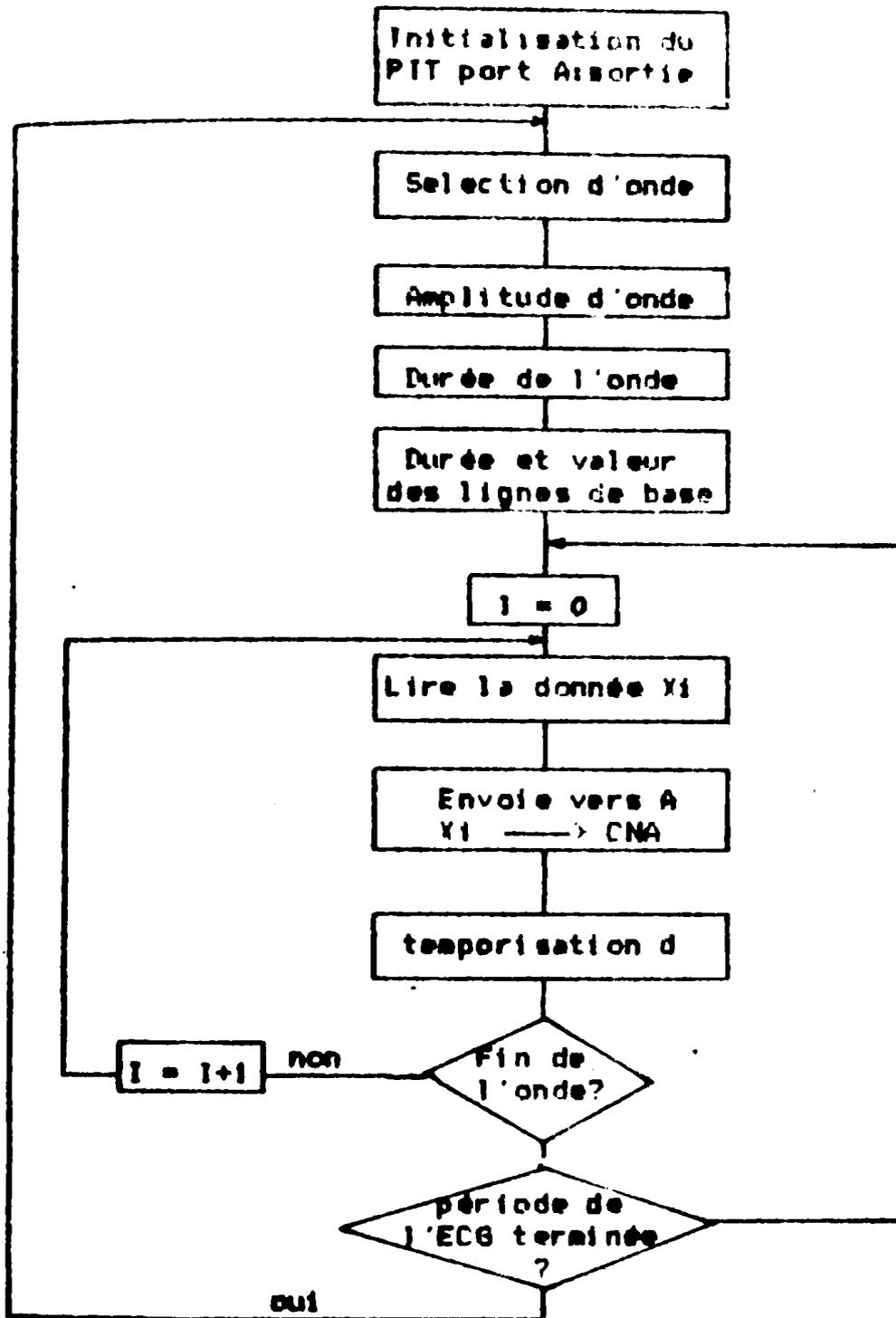


Fig III.1: Organigramme de simulation de la première méthode

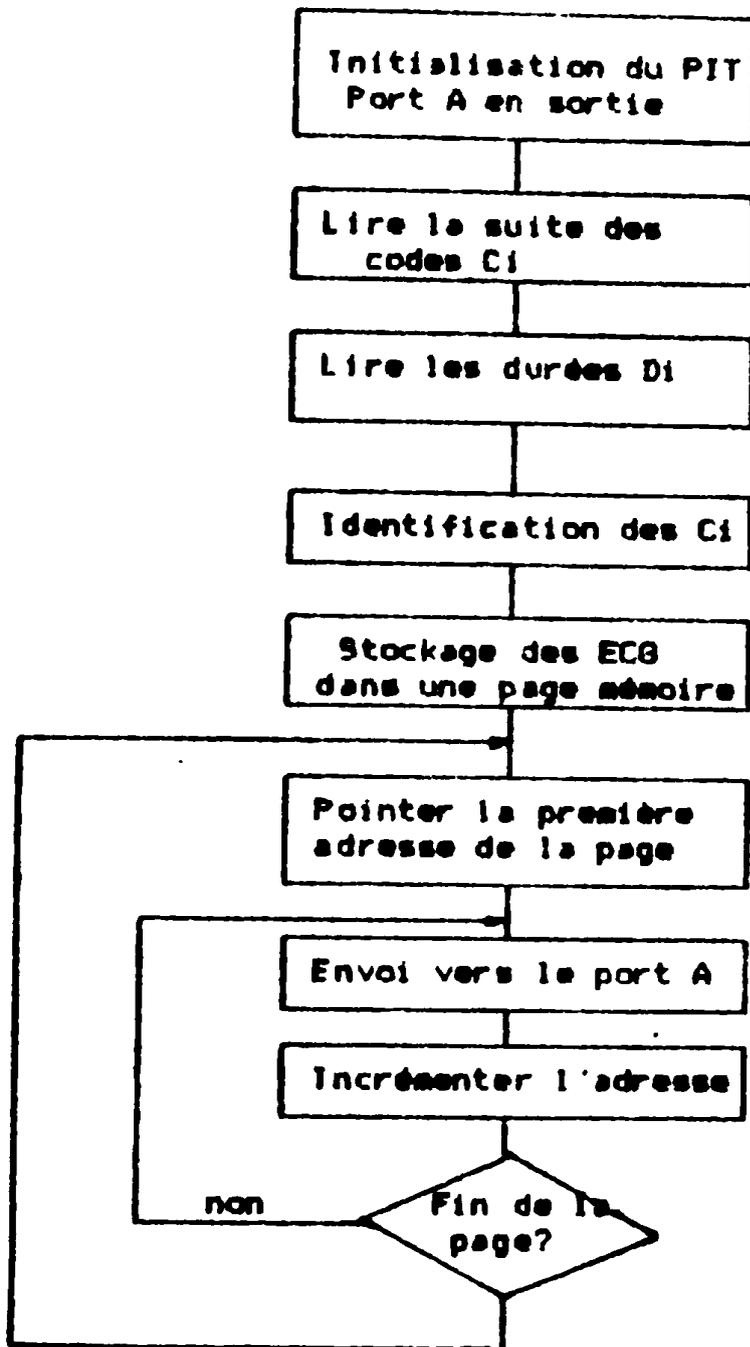


Fig III.2: Organigramme de simulation de la deuxième méthode.

de simulation s'exécute en deux étapes:

1°- Sélection

Cette étape est réservée à l'utilisateur qui a pour tâche d'introduire la suite des codes, qu'il souhaite simuler ainsi que leurs durées respectives. Ces données sont sauvegardées dans une zone mémoire.

2°- Génération des signaux

Cette partie est consacrée au stockage en mémoire des ECG sélectionnés par l'utilisateur selon la suite désirée, configuration du port A en sortie et la génération de la séquence des signaux en respectant leurs durées respectives.

III.3 CONFIGURATION GENERALE DU SYSTEME DE SIMULATION

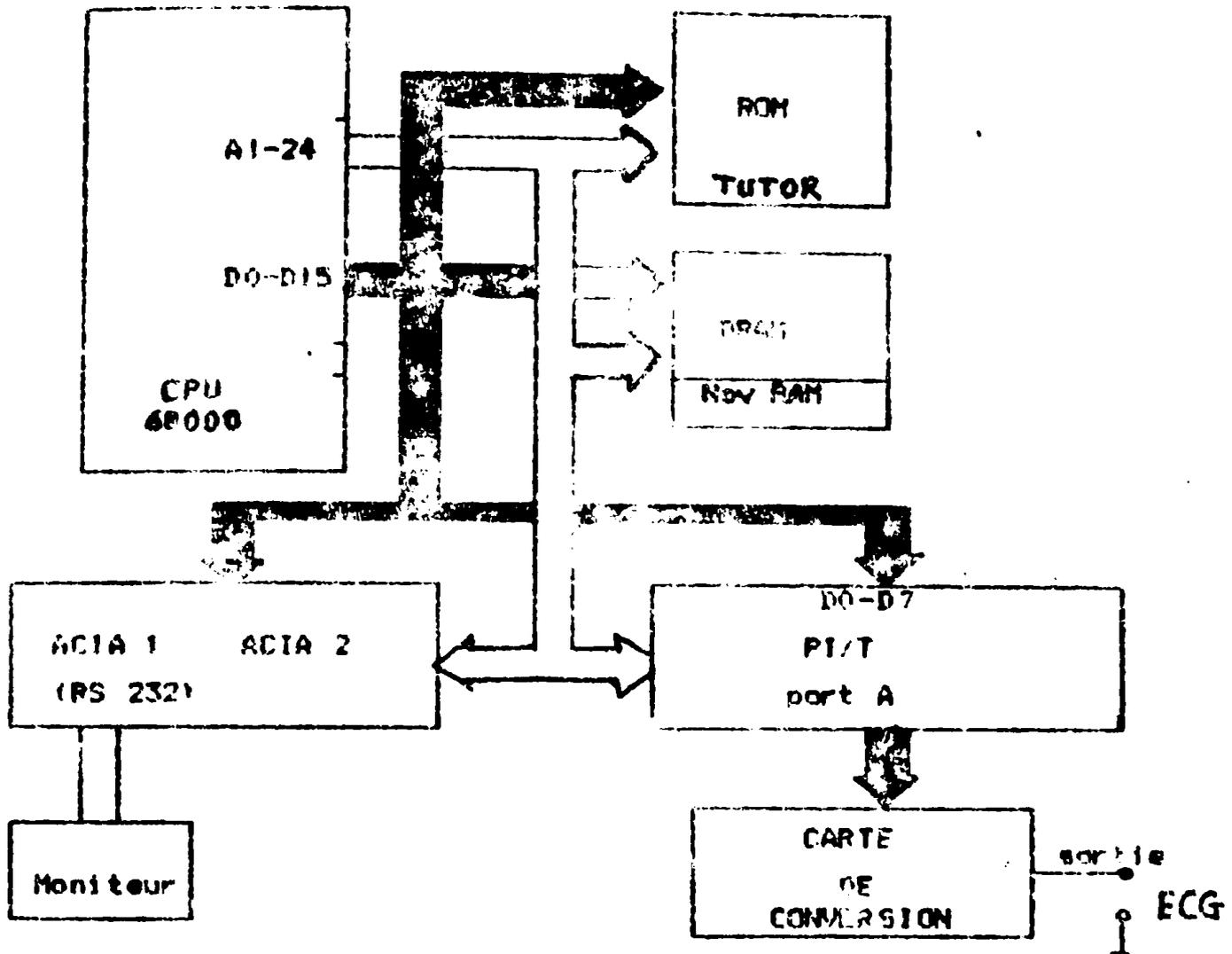
La configuration générale du système de simulation d'ECG à l'aide d'une carte micro-programmée est représentée par la figure III.3. Nous distinguons les différents blocs opérationnels suivants:

- 1°- Le micro-calculateur.
- 2°- Unité de sauvegarde des programmes et des données.
- 3°- Etage de conversion et du filtrage.

III.3.1 LE MICRO CALCULATEUR [11][12]

Le micro-calculateur utilisé est basé sur le micro-processeur 68000 de Motorola présenté sous une carte didactique dont les principales caractéristiques sont:

- Unité centrale MC 68000 de 16 bits.
- Cycle d'horloge de 6 MHz.



**Fig III.3: Configuration générale
du système de simulation**

- Mémoires: 32 KO de DRAM et 16 KO de ROM
- E/S parallèles (PIT) et séries (ACIA)

Le microprocesseur 68000 (16/32 bits) a un boîtier de 54 broches réalisé en technologie VLSI. Il regroupe un bus de données de 16 bits, un bus d'adresses de 24 bits et un bus de contrôle. Ces registres sont au nombre de 17:

- D0-D7: Registres de données.
- A0-A7: Registres d'adresses avec A7 pouvant être utilisé comme pointeur de pile ou registre d'adresses de base et tous les registres comme registres d'index.
- Registre d'état: Contenant le masque d'interruption, les codes conditions et deux bits indiquant le mode d'utilisation.

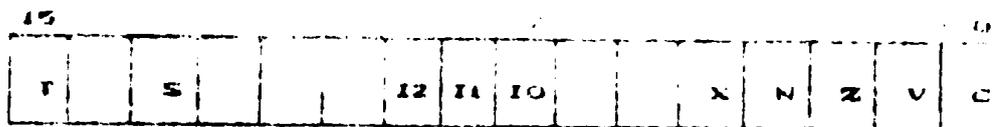


Fig III.4: Registre d'état

Le MC 68000 dispose de 14 modes d'adressage, basés sur les 6 types d'adressage classiques. L'espace mémoire d'adressage direct est de 16 M Octets avec 56 types d'instructions puissantes, en les associant sous les différents modes d'adressage, nous pouvons obtenir 1000 instructions.

III.3.2 UNITE DE SAUVEGARDE [12]

Il existe deux méthodes pour sauvegarder les programmes et les données sur la carte MC 68000. La première consiste à utiliser un lecteur /enregistreur cassette connecté au port (J4) prévu sur la carte. Cependant cette méthode donne lieu à beaucoup de problèmes qui sont dus aux erreurs intervenant lors de la transmission de données entre la carte et le lecteur cassette. Parmi les sources

carte. Cependant cette méthode donne lieu à beaucoup de problèmes qui sont dus aux erreurs intervenant lors de la transmission de données entre la carte et le lecteur cassette. Parmi les sources d'erreurs essentielles, la tête d'enregistrement, la vitesse de rotation du moteur, la qualité de la bande, ...

Pour palier ces inconvénients, nous avons réalisé une extension mémoire RAM non volatile de 2 KO. Sachant que les instructions sont lues par mot de 16 bits, les circuits mémoires utilisés (GR281) ayant 8 lignes de données, sont associés deux par deux. L'un fournit sa donnée sur la partie basse du bus de données, l'autre sur la partie haute. La figure III.5 illustre l'interfaçage de deux boîtiers de 2 KO.

Un décodage total conditionné par \overline{AS} (address strobe) est assuré par le décodeur U30 (74LS138). Une sortie E1 de ce dernier est utilisée pour adresser l'espace $20000-2FFFF$. Le signal \overline{DTACK} (data transfer acknowledge) est généré à partir de deux bascules D montées en registre à décalage. Les entrées Clear de ces bascules sont réunies au signal $(\overline{UDS}+\overline{LDS}).\overline{CSRAM}$. Dès que l'une des adresses est déposée sur le bus d'adresses, le signal \overline{CSRAM} prend la valeur 0. Et dès que, le signal $(\overline{UDS}+\overline{LDS})$ prend la valeur 1, le ET logique de ce signal et du \overline{CSRAM} vaut 0, ce qui maintient les bascules D à 0, sauf lorsqu'une adresse RAM est validée. Dans ce cas là, la première bascule passe à 1 puis la seconde passe à 1 sur le front descendant de l'impulsion d'horloge suivante, ce qui valide \overline{DTACK} . Les deux bascules restent ensuite à l'état 1 jusqu'à la désactivation du signal \overline{AS} ce qui entraîne celle de \overline{CSRAM} et donc celle de \overline{DTACK} .

III.3.3 CIRCUIT DE CONVERSION NUMERIQUE ANALOGIQUE

Le port A du micro-calculateur est relié au circuit de conversion numérique-analogique réalisant ainsi la conversion des fréquences numériques en un signal analogique. La figure III.6 montre le synoptique général de ce circuit. [13]

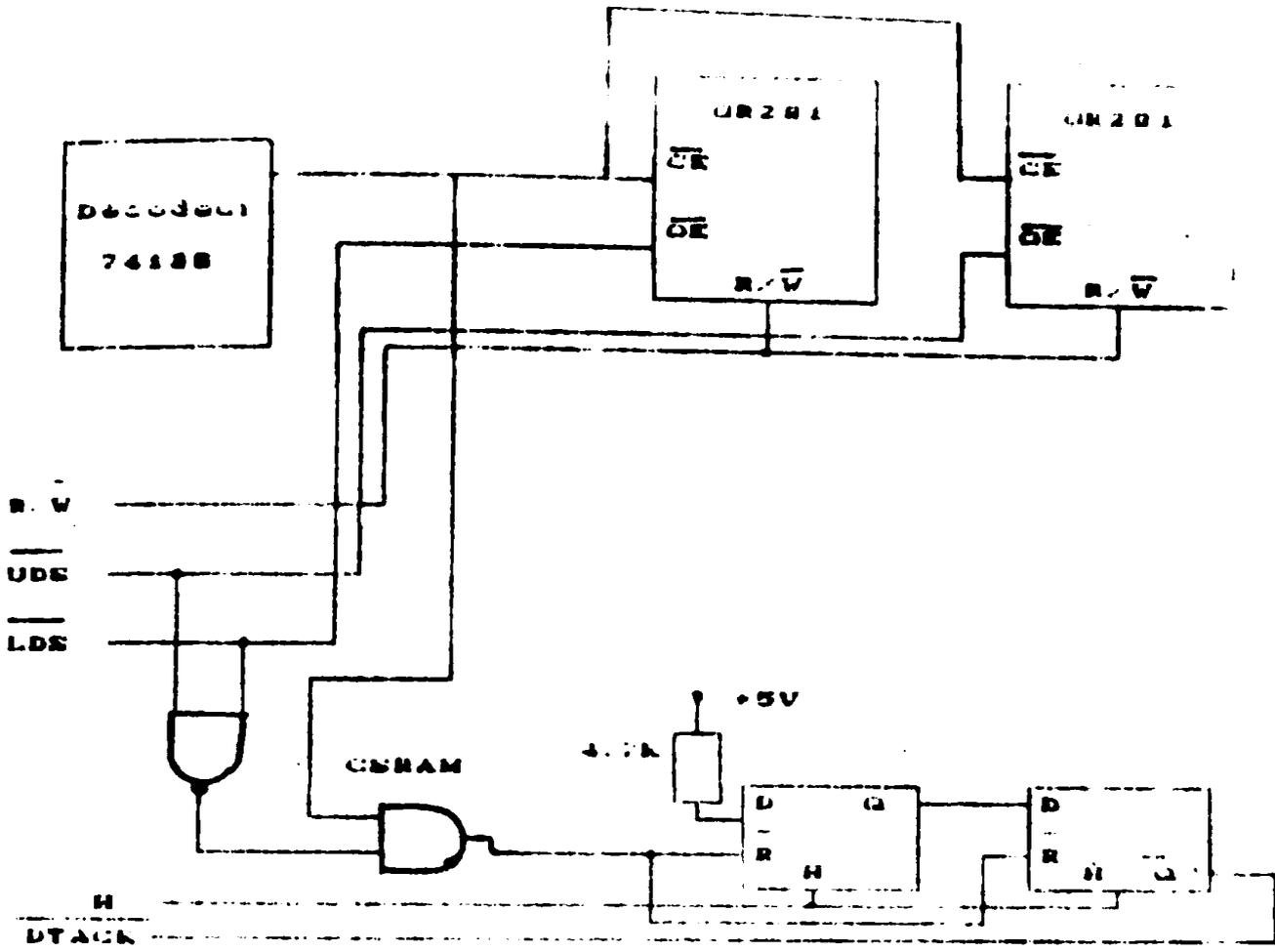


Fig III.5: Interfaçage des mémoire Nov-RAM

A la sortie du CNA, le signal obtenu présente des escaliers d'où la nécessité de lisser ce signal par un filtre passe bas du premier ordre dont la fonction de transfert est:

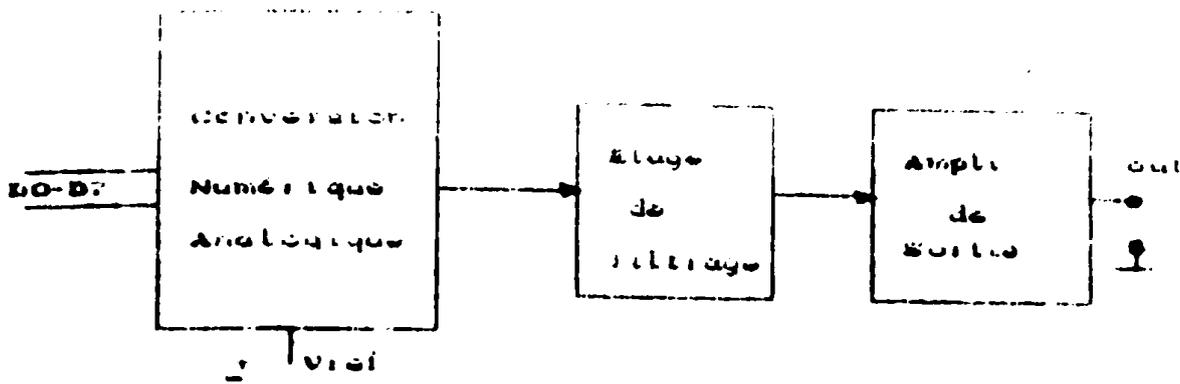


Fig III.7: Circuit de conversion N-A

$$T(p) = \frac{K}{1 + \tau p} \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} K &= -R1/R2 \\ \tau &= R1.C \end{aligned}$$

Le choix de la constante dépend de la fréquence d'échantillonnage et doit être telle que $\tau > T_e$.

Un amplificateur de sortie, permet de faire varier le niveau du signal obtenu. Il est réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel avec un gain réglable. Le schéma électrique détaillé est donné en annexe ...

III.4 DISCUSSION

Les deux méthodes présentées mettent en évidence les possibilités qu'offrent les systèmes microprogrammés par rapport aux systèmes câblés. La programmation de ces méthodes pose quelques problèmes de détermination des durées. Sachant que la génération d'un point nécessite 20 μs et que le nombre d'échantillons en mémoire est égal à 128, la génération d'un seul signal nécessite donc au moins une durée de 2.56 ms. Le calcul de la durée entre deux échantillons est entaché d'erreurs dues à la valeur de la temporisation qui doit être multiple de 20 μs . Dans ce cas, même l'utilisation du timer programmable nécessite une durée multiple de 8 μs .

Cependant, l'application de ces deux programmes donne la possibilité de faire varier un grand nombre de paramètres de l'ECG et de simuler des signaux pathologiques. Les exemples 1 et 2 démontrent l'intérêt de ces méthodes:

1°- Exemple 1: La simulation d'une hypertrophie ventriculaire caractérisée par l'élargissement du QRS est réalisée par la première méthode. Il suffit de changer la durée du complexe QRS et occasionnellement d'autres paramètres.

2°- Exemple 2: La simulation d'une arythmie sinusale caractérisée par l'irrégularité du rythme cardiaque est réalisée par la deuxième méthode. La suite des codes est constituée d'un même code, mais les durées de l'ECG sélectionné sont différentes:

Codes:	1	1	1	1	1	1
Durée:	100	100	110	105	100	108

Ces deux méthodes peuvent être appliquées pour générer une multitude d'ECG présentant diverses anomalies. Il suffit, à l'utilisateur de programmer les modifications caractéristiques de celles-ci.

D'après les résultats obtenus, la précision de simulation est pratiquement semblable à celle du simulateur câblé et le problème de l'espace mémoire se pose encore pour la simulation de plusieurs ECG avec la deuxième méthode.

IV 1 INTRODUCTION

Les méthodes de génération des signaux cardiaques proposées précédemment reposent essentiellement sur des échantillons prélevés sur plusieurs ECG et stockés en mémoire. D'où le compromis qui apparaît entre l'espace mémoire réservé aux données et la précision lors de la restitution du signal analogique.

La nature intrinsèque de la représentation digitale, lors de la conversion d'un signal analogique en un nombre ne peut être qu'une approximation, car ce signal peut prendre une infinité de valeurs alors que les nombres représentatifs de ce signal ont une définition au plus égale au chiffre de plus faible poids.

Du fait, de la perte d'information lors du découpage temporel (échantillonnage), la quantification peut être à l'origine d'erreurs lors de la restitution du signal analogique. L'effet de ce découpage temporel peut être minimisé en diminuant l'écart temporel entre les échantillons, cela se traduit par l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage, d'où l'augmentation du nombre d'échantillons. Concrètement cette façon d'opérer a ses limites. Nous nous proposons d'améliorer la simulation en utilisant une autre méthode de simulation de l'ECG, dans laquelle la participation d'un micro-calculateur (décrit dans le chapitre III) est essentielle. Cette méthode permet de réduire le nombre de

données à stocker et de nous affranchir du problème de l'occupation mémoire tout en conservant une bonne précision et la possibilité de faire varier les paramètres inhérents d'un ECG.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord le principe de la segmentation ainsi que l'algorithme de sélection des échantillons représentatifs. En suite, nous proposerons la méthode de codage de l'ECG de base et le programme de simulation. Enfin, les résultats de simulation seront présentés.

IV.2 PRINCIPLE DE LA SEGMENTATION [14]

Le trace d'une rampe (segment) ne nécessite que la connaissance de deux points, celui de début et celui de la fin ainsi que la durée de cette rampe. Donc, si nous faisons l'approximation de l'ECG par une multitude de segments comme le montre la figure VI.1, nous n'aurons plus besoin des échantillons se situant entre le début et la fin d'un segment.



Fig IV.1: Segmentation d'un ECG

Ainsi, il ne sera plus nécessaire de les stocker en mémoire puisque ces derniers pourront être calculés sans peine. Nous n'aurons donc à charger en mémoire qu'un nombre limité d'échantillons. Cependant, il est nécessaire que la sélection de ces échantillons tienne compte de la précision du signal à générer.

IV.2.1 SÉLECTION DES ÉCHANTILLONS REPRÉSENTATIFS

La sélection d'un nombre d'échantillons parmi une masse est basée sur la comparaison des écarts entre échantillons successifs. Ainsi la première étape consiste en la détermination des extrêmes que présente l'onde ECG. Ces échantillons seront ensuite chargés dans une matrice de sélection. La première colonne de celle-ci va contenir l'amplitude des échantillons sélectionnés et la seconde l'ordre de ces échantillons.

Donc, en ne considérant que les échantillons de cette matrice représentant les débuts et fins d'un certain nombre de segments successifs, nous pourrons par la suite, calculer les points se trouvant sur ces segments. De cette façon, nous aurons une première approximation (Fig IV.1) du signal à générer. En suite, nous procéderons au calcul de l'écart entre les échantillons du signal et celui approximé. Dans chaque segment, nous déterminerons l'écart maximal (E_{max}) puis nous comparerons cet écart à l'écart tolérable (E_{tol}) selon la précision que nous désirons obtenir. Si $|E_{max}|$ est supérieur à E_{tol} alors l'échantillon correspondant sera ajouté à la matrice de sélection, sinon nous passerons au segment suivant. Une fois que nous arriverons au dernier segment, nous aurons une nouvelle approximation.

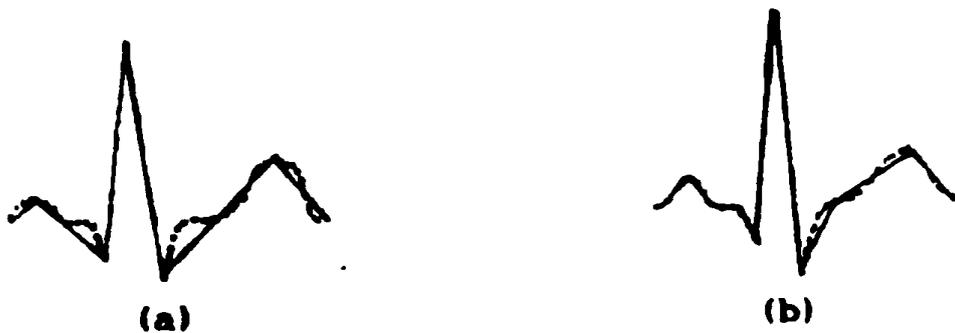


Fig IV.2: a- 1ère approximation
b- 2ème approximation

De la même manière, nous procéderons au calcul des écarts

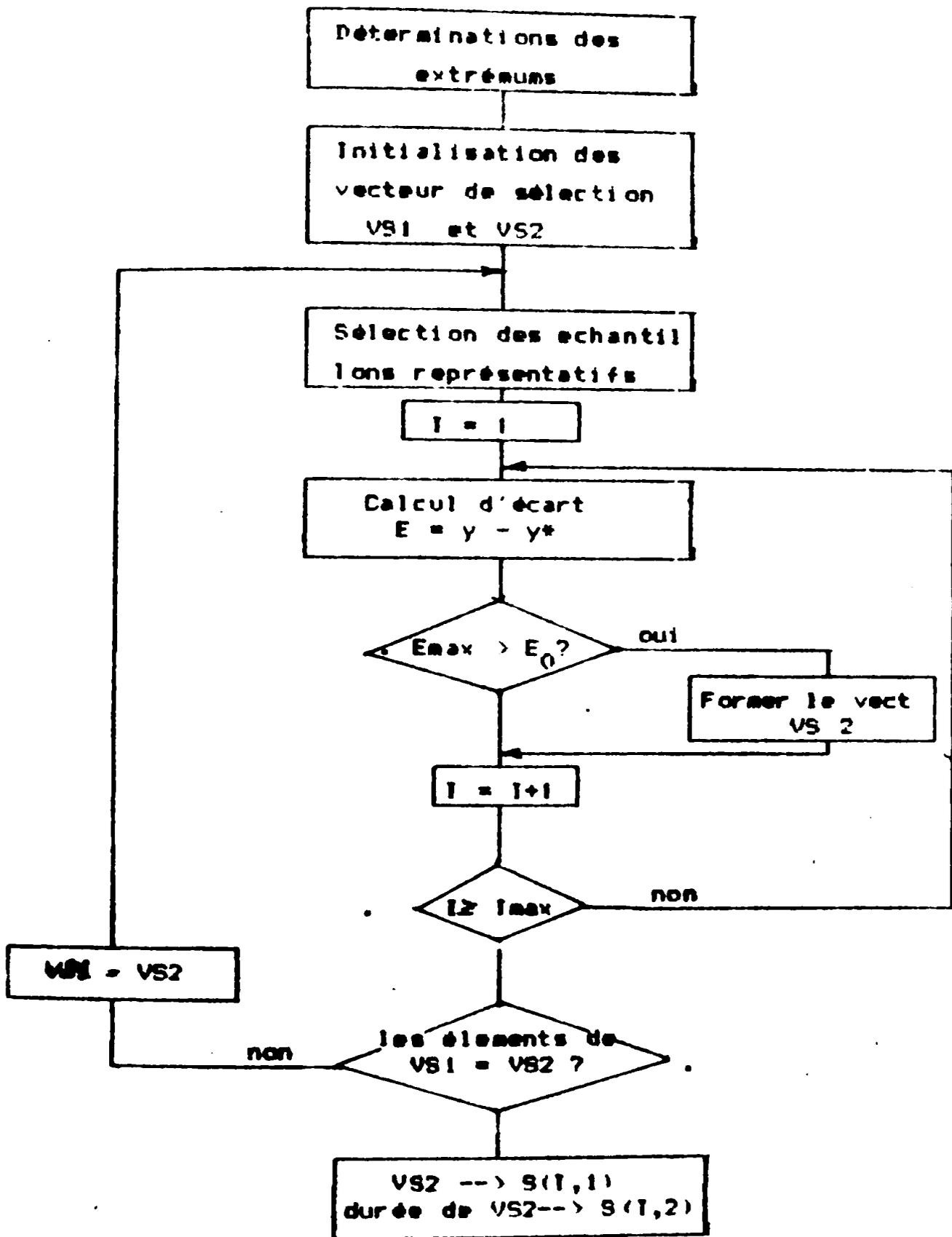


Fig IV.3: Organigramme de la technique de segmentation

entre le signal de base et le signal approximé et nous déterminerons de cette façon une autre approximation. Cette opération d'approximation se poursuivra jusqu'à ce que la (n+1)^{ème} approximation soit identique à la (n)^{ème} approximation.

Finalement, la matrice de sélection va contenir tout les échantillons représentatifs (segments) avec leur temporisation. La figure IV.3 montre l'organigramme de la segmentation d'un ECG.

IV.3 GENERATION DU SIGNAL ECG [15]

D'après l'analyse temporelle du signal et la sélection des échantillons représentatifs, le signal ECG pourrait être approximé par une série de segments (Figure IV.2). Dans cette partie, nous admettons que le signal est périodique et chaque période est fractionnée en N-équations avec N_0 divisions. Chaque segment est caractérisé par deux codes:

- a- Code de durée CD: Une valeur numérique qui indique la proportion temporelle par rapport au signal entier.
- b- Code de pente CP: une valeur numérique spécifiant le nombre de déplacement sur l'axe de temps pour créer la pente désirée.
- c- Code de relance, choisi nul, est incorporé à la fin de la séquence des codes; ceci a pour but de faire boucler le programme de génération des segments.

IV.3.1 CODAGE DES SEGMENTS

Chaque pente est codée sur un octet. Nous avons choisi un code nul pour les segments horizontaux. D'autre part, le bit le plus significatif (MSB) est utilisé pour coder le signe selon la convention suivante:

MSB = 0 pour les pentes positives.

MSB = 1 pour les pentes négatives.

Une méthode courante employée pour le codage numérique des pentes est l'incrémentation fixe du mot binaire avec un délai temporel variable. La plus grande pente en valeur absolue est choisie comme référence. c'est en fonction de celle-ci que par la suite les autres pentes seront codées.

Un exemple de codage des segments est donné dans le tableau IV.1 avec les spécifications suivantes:

Nombre de segments = 15

Nombre de sections = 161.5

Nombre de division par section N = 60 div.

La période T = 9690 div

D'après ce tableau, l'onde P est constituée de trois segments (#1, #2 et #3):

Segment #1 (pente croissante) CD= 0144H
CP= 04H

Segment #2 (pente horizontale) CD= 00A8H
CP= 00H

Segment #3 (pente décroissante) CD= 0144H
CP= 24H

Ces trois segments sont codés en 5.4, 2.8 et 5.4 sections de 60 divisions par section. De ce fait, les codes de durée du #1 et #3 segment sont identiques. Le code de pente du #1 et #3 segment ont la même valeur absolue, cette valeur représente le nombre de divisions avant chaque incrémentation du mot numérique à générer. L'amplitude de l'onde est donc égale à 324/24. Le segment #2 a une pente nulle.

* La période du signal peut être contrôlée par la longueur temporelle de chaque division. Une boucle de délai est suffisante.

* La durée de chaque segment est contrôlée par le code de durée.

* La pente de chaque segment est contrôlée par le code de pente.

* L'ensemble de ces codes contrôlent la durée et l'amplitude de chaque onde.

IV.3.3 ALGORITHME DE SIMULATION [16] [17] [18]

La figure IV.4 présente l'organigramme de la simulation. Les codes de durée et de pente sont stockés dans une page mémoire comme suit:

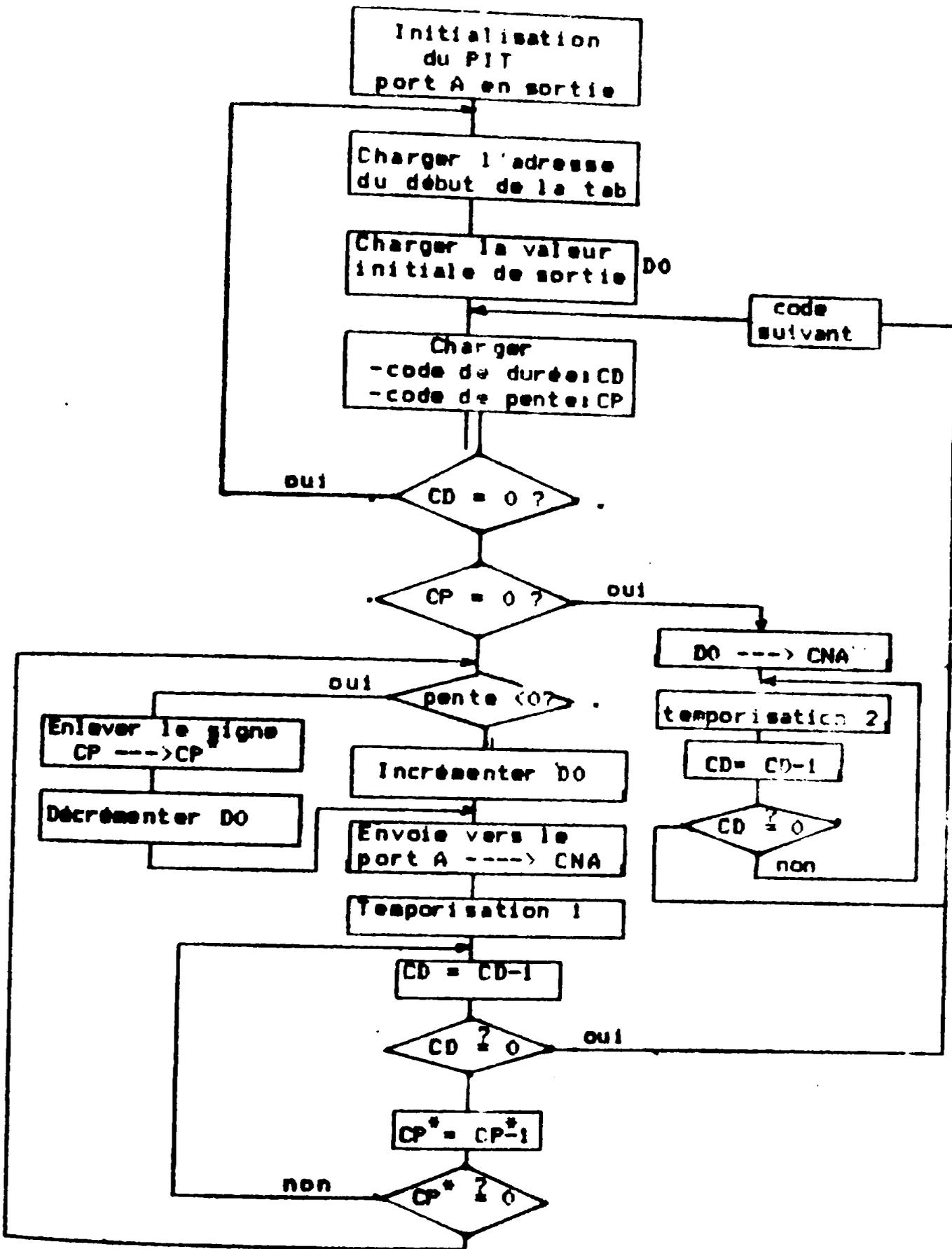
```
pointeur d'adresse ----> 1er code de durée
                          2eme code de pente
                          .....
                          Neme code de durée
                          Neme code de pente
                          code de relance.
```

D'après cet organigramme de simulation, nous remarquons que:

* Les segments horizontaux sont traités séparément puisque seulement le délai est requis. Leur durée est contrôlée par le code de pente et la temporisation 2.

* Le traitement des pentes positives et négatives partagent une partie du programme. La seule différence réside dans l'incréméntation et la décrémentation du mot numérique de départ, ce qui permet de réduire la longueur du programme donné en annexe XX.

* Le code de relance permet de boucler le programme et d'obtenir un signal périodique.



FigIV.4: Organigramme de simulation par segments successifs

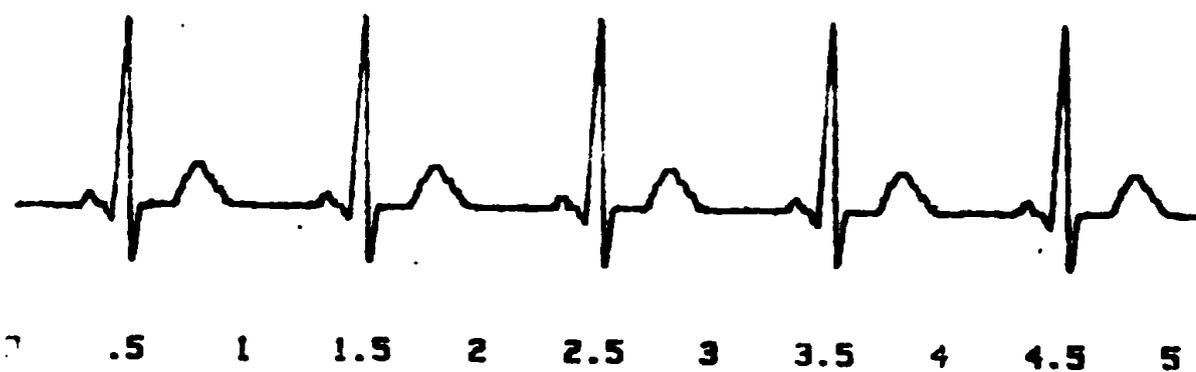
IV.4 CONCLUSION

Le système utilisé pour la génération des ECG est le même que celui qui est décrit au chapitre III. Le convertisseur numérique analogique réalise l'adaptation des signaux numériques, issus du port A du PI/T (68230) du microcalculateur. Le lissage de la forme d'onde générée est assuré par un filtre passe bas du premier ordre. Finalement, l'amplificateur de sortie permet le contrôle de l'amplitude du signal simulé ainsi que le niveau de référence iso-électrique. Les résultats expérimentaux sont donnés à la figure IV.5 .

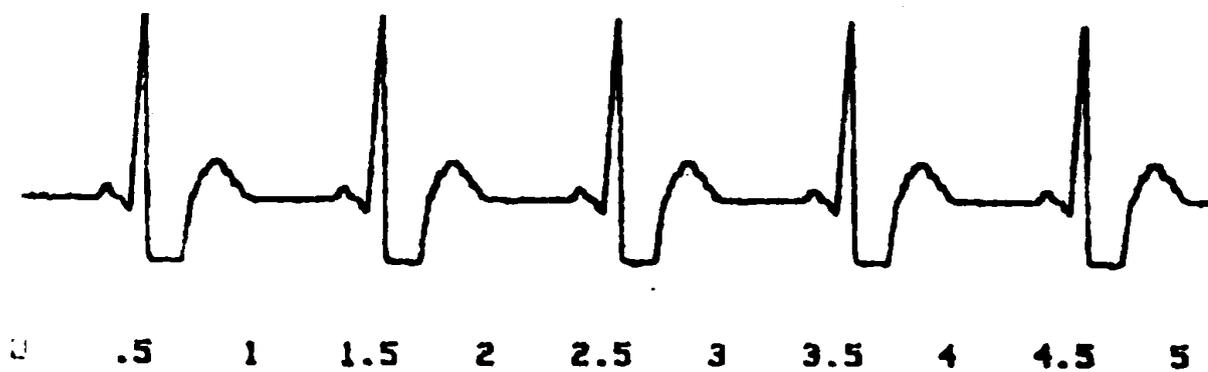
D'après ces résultats, il est impératif d'augmenter le nombre de segments si nous désirons avoir des signaux parfaitement exploitables. Néanmoins, cette méthode de simulation démontre la flexibilité de programmation et la possibilité de faire varier les paramètres importants de l'ECG par un simple codage de ces segments. Donc, ce dispositif peut être utilisé pour la simulation de certaines anomalies cardiaques [16][17] (décalage du segment ST, élargissement du complexe QRS, arythmies....) ainsi que pour des formes d'ondes plus complexes mais périodiques.



a- Sus-décalage du segment ST.



b- ECG Normal.



c- Sous-décalage du segment ST.

Fig IV.5: Simulation d'ECG par segments successifs.

V.1 INTRODUCTION

La modélisation peut se fonder sur des données physiologiques et physiques du système de production du signal; ce type de modèle est qualifié de modèle de connaissance. De façon générale, les modèles de connaissance des systèmes biologiques présentent un intérêt fondamental, soit au niveau de la recherche, soit vis-à-vis de l'apport possible aux diagnostics médicaux.

L'aboutissement à un modèle de connaissance est toujours délicat, même si des hypothèses simplificatrices sont prises. De plus, chaque signal exige sa propre modélisation de connaissance. Il apparaît donc, qu'un modèle simple sous une forme d'équation linéaire joint à un critère d'optimisation, pourrait représenter le signal sans entraîner une complication excessive. Ce modèle est appelé un modèle de représentation.

Dans ce qui suit, le signal ECG est représenté par un ensemble compact de paramètres. La modification de ces derniers, permet de simuler une multitude de signaux cardiaques. Ce chapitre est donc consacré à l'étude de l'approximation polynomiale appliquée à la simulation d'ECG. Un modèle simplifié et simplement implantable sur micro-calculateur est détaillé suivi de la conception d'un logiciel de simulation interactif d'ECG normaux et pathologiques.

acheverons notre exposé par une évaluation de la qualité des résultats obtenus.

V.2. APPROXIMATION LINÉAIRE AU SENS DES MOINDRES CARRÉS

V.2.1 GENERALITES [19][20]

Une fonction donnée $Y(x)$ sous la forme d'un ensemble de points x_i , peut être "représentée" par une fonction simple ou une combinaison de plusieurs de ces fonctions.

$$Y_i^* = C_1 F_1(x_i) + C_2 F_2(x_i) + \dots + C_m F_m(x_i) \quad 5.1$$

où les fonctions $\{ F_j(x_i) \}$ constituent un sous-espace vectoriel de dimension m et les paramètres $\{ C_1, C_2, \dots, C_m \}$ apparaissant sous une forme linéaire. On notera que la variable x dans l'expression (5.1) peut être vectorielle et que les fonctions $F_j(x_i)$ sont à variables différentes.

Pour avoir une bonne approximation, l'écart entre la fonction réelle $Y(x)$ et la fonction $Y^*(x)$ doit être minimal. On choisit alors, par définition, la meilleure approximation au sens des moindres carrés, celle qui minimise l'énergie de l'erreur L_2 :

$$L_2 = \sum_{i=1}^N (Y_i - Y_i^*)^2 \quad 5.2$$

Le problème se ramène donc, à déterminer les coefficients C_j du modèle $Y^*(x_i)$ connaissant $F_j(x_i)$.

Soit un ensemble de N valeurs x_i d'une grandeur X auxquelles correspond un ensemble de N valeurs y_i d'une grandeur Y . On veut représenter la relation entre X et Y par un modèle linéaire (en terme de coefficients inconnus).

$$E_l = y_l - Y_l^*$$

$$E_l = y_l - \sum_{j=1}^m C_j F_j(x_l) \quad l = 1, \dots, N \quad 5.3$$

Le système d'équations ainsi obtenu est de N équations de (N+M) inconnues (C_k, E_l) et admet une infinité de solutions, nous définissons la meilleure comme celle qui minimise la quantité Z telle que :

$$Z = \sum_{l=1}^N E_l^2 \quad 5.4$$

Autrement dit, on minimise la fonction Z dans l'espace des paramètres (C_1, C_2, \dots, C_m) .

$$\frac{\partial Z}{\partial C_k} = 0 \quad k = 1, \dots, m$$

$$= 2 \cdot \sum_{l=1}^N (y_l - \sum_{j=1}^m C_j F_j(x_l)) \cdot F_k(x_l) \quad 5.5$$

$$\sum_{l=1}^N \sum_{j=1}^m C_j F_j(x_l) \cdot F_k(x_l) = \sum_{l=1}^N y_l F_k(x_l) \quad 5.6$$

Le système linéaire obtenu se met donc, sous la forme suivante:

$$\sum_{j=1}^m A_{kj} \cdot C_j = B_k \quad k = 1, \dots, m \quad 5.7$$

avec $A_{kj} = \sum_{l=1}^N F_j(x_l) \cdot F_k(x_l)$ et $B_k = \sum_{l=1}^N y_l \cdot F_k(x_l)$

Connaissant les couples (x_l, y_l) ainsi que le modèle proposé, les quantités A_{kj} et B_k sont entièrement déterminées et la résolution du système 5.7 a pour solutions les coefficients (C_1, C_2, \dots, C_m) .

V.2.2 APPROXIMATION POLYNOMIALE [20]

Considérons maintenant, le cas particulier du modèle polynomial où :

$$y_i^o = P_m(x_i) = \sum_{j=0}^m C_j \cdot x_i^j \quad 5.8$$

Le système 5.7 s'écrit sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} N+1 & \sum x_i & \dots & \sum x_i^m \\ \sum x_i & \sum x_i^2 & \dots & \sum x_i^{m+1} \\ \sum x_i^2 & \sum x_i^3 & \dots & \sum x_i^{m+2} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum x_i^m & \sum x_i^{m+1} & \dots & \sum x_i^{2m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ \vdots \\ C_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum y_i \\ \sum x_i \cdot y_i \\ \sum x_i^2 \cdot y_i \\ \vdots \\ \sum x_i^m \cdot y_i \end{bmatrix}$$

$$A \cdot B = C$$

5.9

La matrice A est donc symétrique et de ce fait son déterminant est souvent proche de zéro, ce qui signifie que la matrice A du système est mal conditionnée, autrement dit que les solutions de ce système varient fortement à la moindre variation des coefficients de cette matrice A. D'après la propriété de la symétrie de la matrice A, l'algorithme de Cholevski est plus adapté à la résolution d'un tel système. La figure V.1 illustre l'organigramme de cet algorithme. [20]

V.2.3 VALIDATION DU MODELE [19]

Pour estimer la validité de l'ensemble du modèle établi, nous calculons communément le coefficient de corrélation multiple R. Son carré R^2 est, par définition, le rapport de la variance de y expliquée par le modèle sur la variance totale de y.

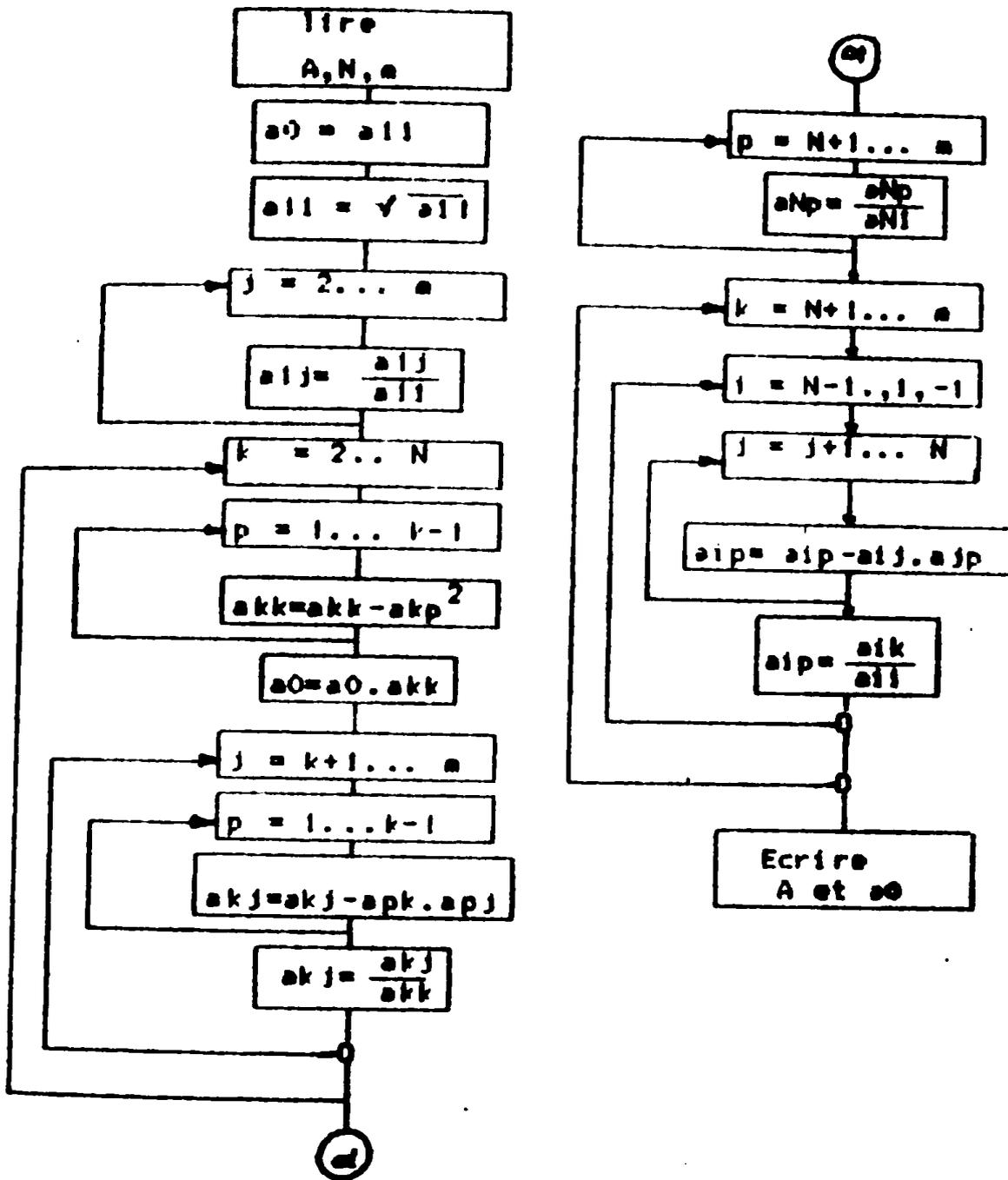


Fig V.1 : Algorithmes de Cholevski

$$R^2 = \frac{y^* \cdot y}{y' \cdot y} \quad 5.10$$

Cette quantité indique simplement quelle proportion de la fonction y est expliquée par le modèle.

V.3 APPLICATION A L'ECG [21][22][24]

V.3.1 ANALYSE TEMPORELLE DU SIGNAL ECG

Comme hypothèse de base de développement, nous considérons que le signal ECG est un signal périodique malgré sa nature aléatoire. De cette façon, la période de base est sanctionnée par un cycle cardiaque dans la simulation. D'après la description temporelle dans le premier chapitre, l'ECG présente des variations brusques (pic R par exemple) et ne peut être représenté globalement sur un cycle cardiaque par des polynômes simples. Pour palier ce problème, nous effectuons une division du signal en sections. Ces sections correspondent aux différentes ondes de l'ECG : RS, ST, T, U, P, Q et QR. Chaque onde est définie par N valeurs y_i distincts sur un intervalle $[0, T_i]$. Cette représentation est donnée à la figure V.2 ci-dessous:



Fig V.2: Représentation de l'ECG

V.3.2 ACQUISITIONS DES ONDES DE L'ECG

L'acquisition des différentes ondes de l'ECG s'effectue à l'aide d'une tablette graphique HP 9111A. cette tablette est un système qui convertit une position physique sur la tablette en valeurs numériques exploitables par le calculateur. Quand son stylo pointe une position (1 point) sur la surface de la tablette, celle-ci génère ces coordonnées (x,y) et les met dans sa mémoire tampon. [23]

A l'aide de cette tablette, nous pouvons donc digitaliser un signal ECG relevé sur du papier millimétré d'un électrocardiographe classique et le stocker dans un fichier de données. Notons que la méthode d'approximation n'exige pas un écart régulier entre les échantillons du signal digitalisé.

Notre programme DIGIT donné en annexe fait l'acquisition des ondes et peut créer des fichiers de données (*.DE.? contenant les coordonnées amplitude-temps des échantillons de chaque onde ainsi que nombre total d'échantillons. l'organigramme de la figure V.3 illustre la procédure d'acquisition et la création des fichiers de données. Notons que cette opération d'acquisition et création des fichiers est contrôlée par l'utilisateur par visualisation sur l'écran de l'ordinateur.

V.3.3 APPROXIMATION DE L'ECG [24]

Les éléments de la matrice A du système 5.9 sont calculés suivant l'organigramme de la figure V.4. le macro-organigramme de la figure V.5 décrit la procédure d'approximation d'une période de base du signal ECG.

Le Basic du calculateur HP 9836C possède deux types de variables: Numérique entière (INTEGER) et réelle (REAL). La donnée

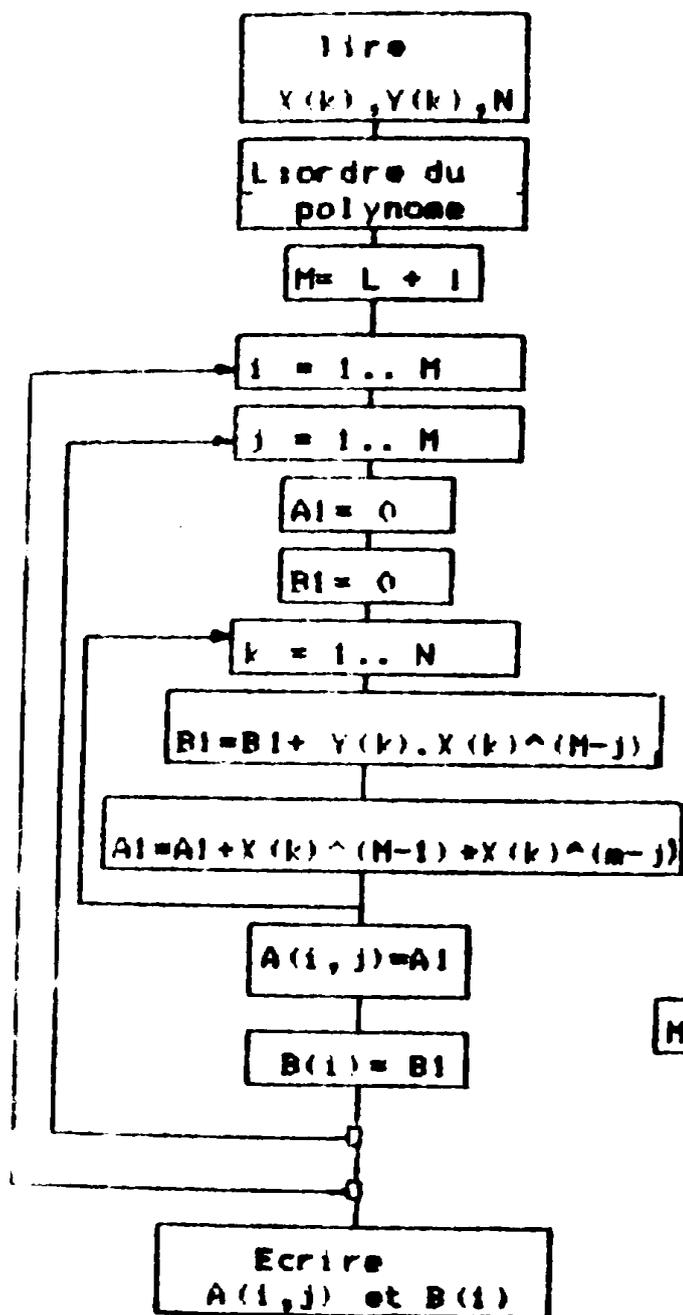


Fig V.4 : Calcul des éléments du système V.9

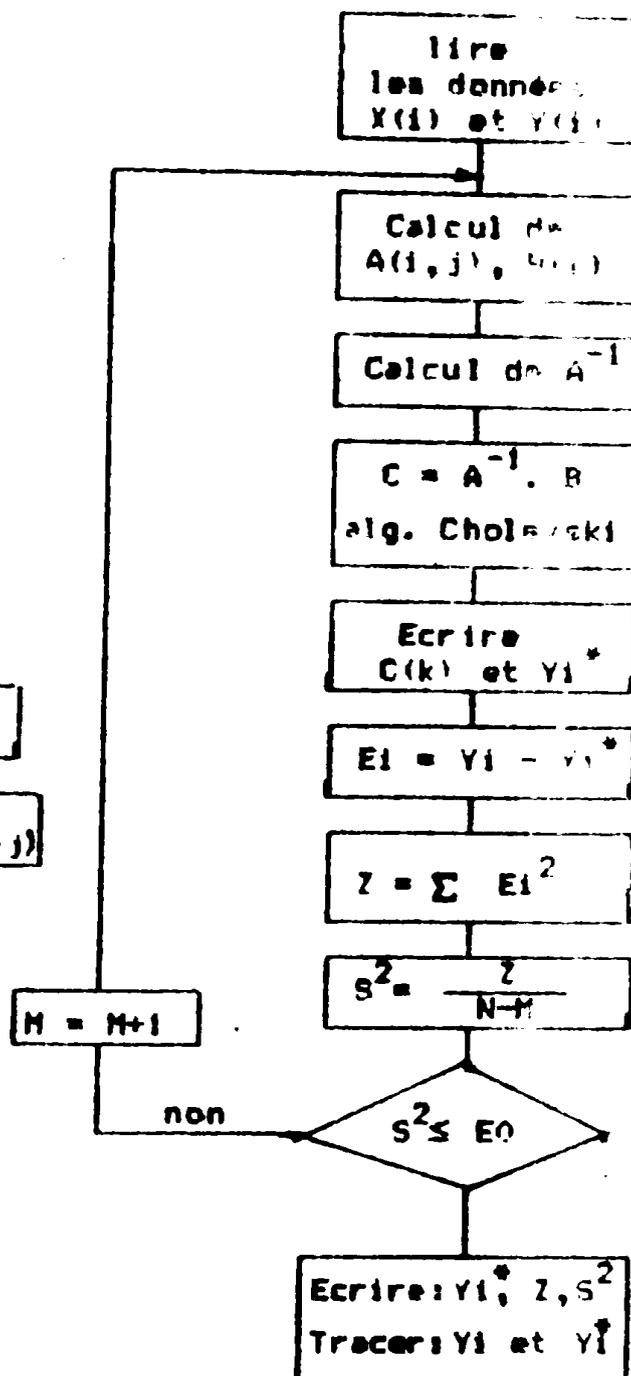


Fig V.5 : Programme principal d'approximation

entière est de 16 bits avec un bit de signe (complément à 2) et la donnée réelle est sur 64 bits: 52 bits pour la mantisse et 11 bits pour l'exposant et 1 bit pour le signe. Ces formats procurent au calculateur une très bonne précision, mais celle-ci se trouve tronquée par la conversion binaire-décimale qui réduit la précision à 15 chiffres significatifs.

D'après la représentation temporelle précédante de l'ECG, le complexe QRS peut être approximé par des segments de droites. Par contre, les ondes P et T sont approximées par des polynômes dont l'ordre est supérieur à deux.

Pour des valeurs croissantes de l'ordre des polynômes d'approximation, nous évaluons l'estimateur S^2 de la variance σ^2 ainsi que le coefficient de corrélation R^2 pour un signal ECG de la dérivation DII. Le tableau V.1 illustre les résultats obtenus. Nous remarquons que la précision de détermination des coefficients est meilleure pour un ordre assez élevé pour l'onde T. Nous retenons l'ordre de 6 à 9 pour l'onde T et P.

V.4 SIMULATION [24]

Le polynôme de chaque onde étant connu, il s'agit maintenant de calculer ses valeurs en $x=t$ (où $t \ll x_1$). Cette valeur sera considérée comme une valeur approchée de y au point t . Le calcul du polynôme $P_m(t)$ à partir de la détermination de chaque monôme nécessite $m(m+1)/2$ multiplications et m additions.

L'algorithme de Horner est beaucoup plus économique, il consiste à écrire $P_m(x)$ sous la forme:

$$P_m(x) = [\dots (((a_m x + a_{m-1}) x + a_{m-2}) x + a_{m-3}) \dots + a_1] x + a_0$$

Ce qui donne l'algorithme de récurrence de Horner:

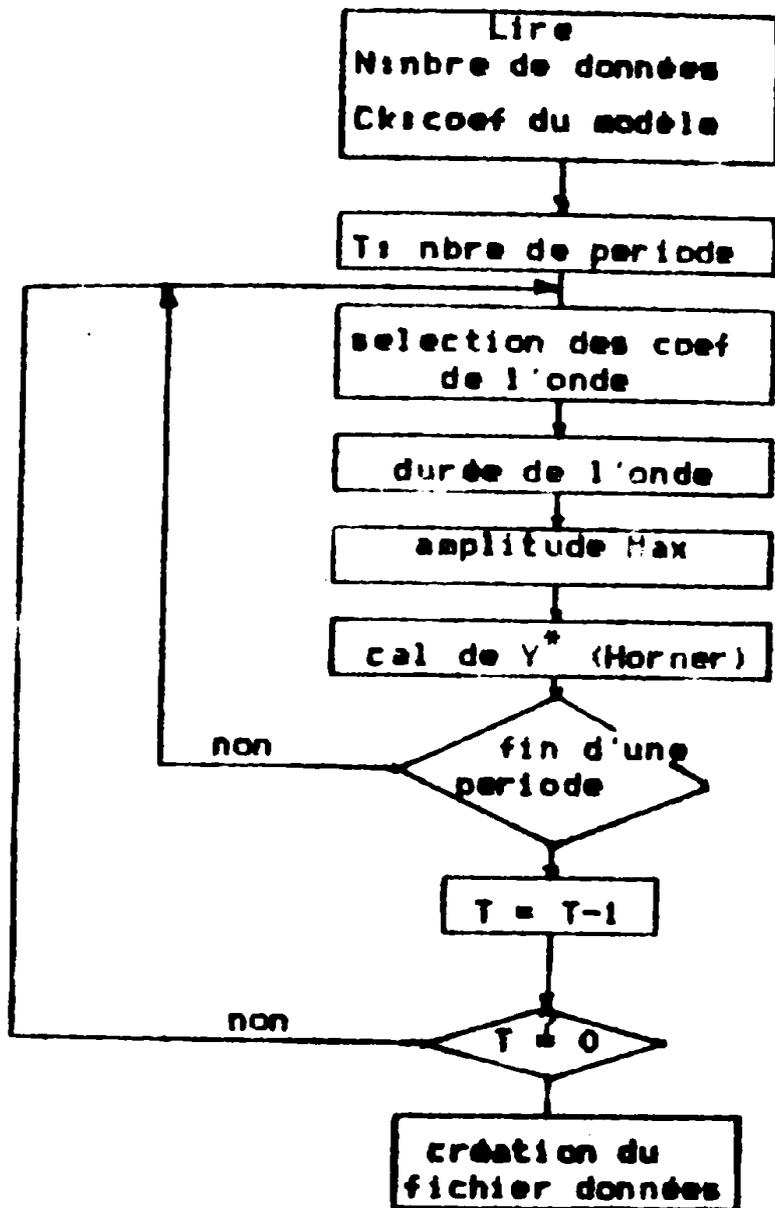
$$P_0(x) = a_m \quad P_k(x) = x P_{k-1}(x) + a_{m-k} \quad k = 1, m \quad 5.11$$

Ceci nécessite seulement m multiplications et m additions, ce qui réduit considérablement le temps de calcul et offre une facilité d'implantation de cet algorithme sur un micro-calculateur comme celui qui est décrit au le chapitre III.

Tableau V.1: Approximation des ondes
P et T (Dérivation D_{II})

ONDE	ORDRE M	δ^2	$R^2(\%)$
T	3	2.176	87.0
	4	0.021	98.2
	5	0.016	98.7
	6	0.247	99.0
	7	0.226	99.8
	8	0.230	99.8
	9	0.209	99.9
	10	0.210	99.8
P	3	0.366	87.3
	4	0.203	96.0
	5	0.105	98.7
	6	0.007	98.7
	7	0.089	99.0
	8	0.089	99.1

Nous remarquons que les coefficients doivent être pris avec une très grande précision (au moins 10 chiffres significatifs) pour



**FIG V.6 : Organigramme de simulation
par modèle polynomial**

éviter le cumul d'erreur de calcul et ce modèle polynomial permet de faire varier l'amplitude et la durée des ondes. A partir des coefficients des ondes déterminés par l'approximation citée, nous reconstituons les différents ondes comme le montre l'organigramme de simulation de la figure V.6.

V.5 SIMPLIFICATION DU MODELE POLYNOMIAL

Les résultats précédemment obtenus par la représentation polynomiale montre que l'ordre des polynômes des ondes P et T est assez élevé et que les coefficients de ces polynômes ne sont pas explicites; la modification d'un seul de ces derniers altère la totalité de la forme d'onde. Or notre but est d'établir un modèle de représentation, permettant non seulement la simulation des dérivations conventionnelles, mais aussi la possibilité d'apporter des modifications sur la forme des ondes et de représenter un grand nombre d'anomalies cardiaques. De plus, la modification de tous les paramètres inhérents de l'ECG doit être interactive, notamment l'amplitude, la durée et la symétrie des ondes. En outre, certaines modifications globales pourraient être également effectuées.

V.5.1 PRESENTATION DU MODELE

Pour réduire l'ordre des polynômes de l'onde P et T, une autre segmentation s'impose. L'analyse temporelle de ces deux ondes a montré que leur forme diffère en amplitude, durée et symétrie, ce qui nous guide à prendre un même modèle de représentation ayant la possibilité de faire varier ces paramètres.

Les tests d'approximation nous ont conduit à segmenter ces deux ondes en deux parties comme le montre la figure V.7. Chacune d'elles pouvant être "représentée" par un polynôme du troisième ordre de la forme suivante:

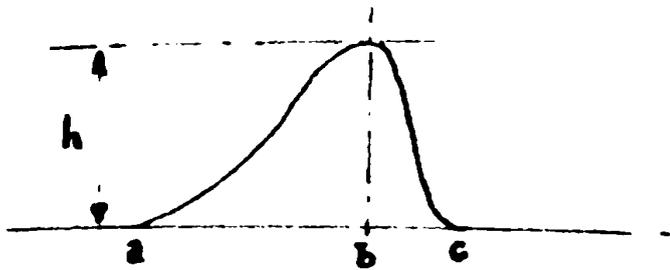


Fig V.7: Segmentation de l'onde T

$$\begin{cases} y_1(t) = H_1 (t - a)^2 \cdot (t - t_0) \\ y_2(t) = H_2 (t - c)^2 \cdot (t - t_1) \end{cases} \quad 5.12$$

Le problème se ramène donc, à la détermination des paramètres du modèle en fonction des spécifications amplitude-durée des ondes: h , a , b et c avec des conditions sur la continuité des parties de l'onde ainsi que les valeurs limites de celle-ci.

* Détermination de ces paramètres H_1 , H_2 , t_0 et t_1

$$\begin{array}{ll} \# 1 \text{ Segment :} & y_1(b) = h \quad \text{d'où} \quad t_0 = (a-3b)/2 \\ & \dot{y}_1(b) = 0 \quad \quad \quad H_1 = 2 \cdot h / (a-b)^3 \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} \# 2 \text{ Segment :} & y_2(b) = h \quad \text{d'où} \quad t_1 = (c-3b)/2 \\ & \dot{y}_2(b) = 0 \quad \quad \quad H_2 = 2 \cdot h / (c-b)^3 \end{array}$$

Nous aboutissons alors, au modèle donné par les figures V.8 et V.9

* Passage des paramètres réels aux paramètres du modèle.

1°- Durée: la durée D est exprimée en secondes. Le calcul du point b est déterminé à partir de la symétrie exprimée en degrés telque:

$$\begin{array}{ll} \text{tg}(\theta) = \frac{h}{b - (c-a)/2} & \text{d'où} \quad b = \frac{(c-a)}{2} + \frac{h}{\text{tg}(\theta)} \\ & D = c - a \end{array}$$

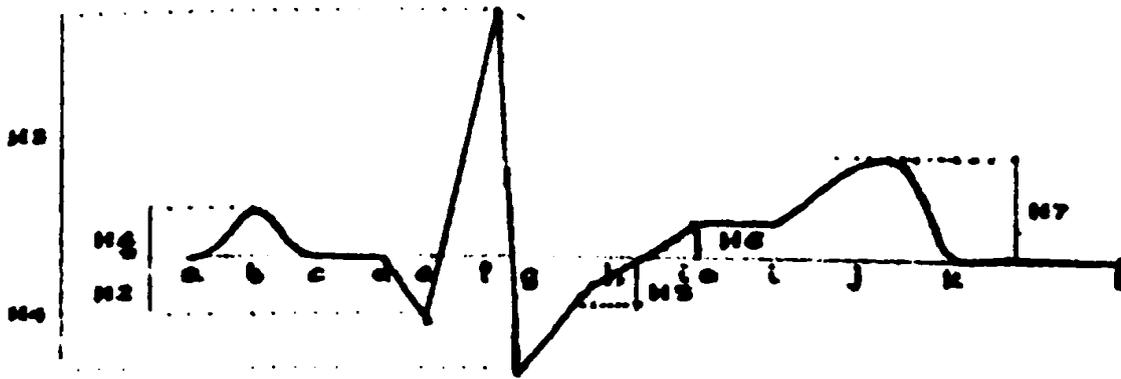


Fig V.8 : Représentation de l'ECG.

ECG

$$y_a = \frac{2H_1}{(a-b)^3} (x-a)^2 \left(x + \frac{a-3b}{2}\right) \quad a \leq x \leq b$$

$$y_b = \frac{2H_1}{(c-d)^3} (x-c)^2 \left(x + \frac{c-3d}{2}\right) \quad b \leq x \leq c$$

$$y_c = y_d \quad c \leq x \leq d$$

$$y_d = \frac{H_2 - y_c}{e-d} x + \frac{y_c - d H_2}{e-d} \quad d \leq x \leq e$$

$$y_e = \frac{H_3 - H_2}{f-e} x + \frac{f H_2 - H_3 e}{f-e} \quad e \leq x \leq f$$

$$y_f = \frac{H_4 - H_3}{g-f} x + \frac{g H_3 - H_4 f}{g-f} \quad f \leq x \leq g$$

$$y_g = \frac{H_5 - H_4}{g-h} x + \frac{g H_4 - H_5 h}{g-h} \quad g \leq x \leq h$$

$$y_h = \frac{H_6 - H_5}{i_0 - h} x + \frac{i_0 H_5 - H_6 h}{i_0 - h} \quad h \leq x \leq i_0$$

$$y_i = \frac{2H_7}{(i-j)^3} (x-i)^2 \left(x + \frac{i-3j}{2}\right) \quad i \leq x \leq j$$

$$y_{j_0} = \frac{2H_8}{(k-j)^3} (x-k)^2 \left(x + \frac{k-3j}{2}\right) \quad j \leq x \leq k$$

$$y_{k_0} = y_{j_0} \quad k \leq x \leq l$$

Fig V.9 : Représentation paramétrique de l'ECG.

2°- Amplitude : elle est calculée directement à partir de l'amplitude réelle h et les durées a , b et c connues.

$$H_1 = 2.h/(b-a)^2 \quad \text{et} \quad H_2 = 2.h/(c-b)^2$$

V.5.2 CONCEPTION DU LOGICIEL DE SIMULATION

La souplesse d'exploitation des systèmes programmables (micro-ordinateur) par rapport aux systèmes cablés est, en partie, due aux langages évolués dont la conception et l'utilisation représente une grande importance.

En ce qui concerne la simulation des signaux cardiaques la figure V.10 montre la structure hiérarchique du logiciel de simulation ainsi que l'agencement de différents sous-programmes constituants. De plus, nous pouvons encore distinguer les différents modes :

1°- MODE NORMAL

Il s'agit du mode de simulation des douze derivations conventionnelles ($D_I, D_{II}, D_{III}, aV_L, aV_R, aV_F, V_1 - V_6$) avec la possibilité d'ajouter du bruit d'acquisition (Respiration, 50 Hz)

2°- MODE ANOMALIES

Il s'agit du mode de simulation d'anomalies caractéristiques préprogrammées avec la possibilité d'ajout du bruit.

- 1- Tachycardie auriculaire.
- 2- Extrasystole auriculaire.
- 3- Bloc de branche droite.

3°- MODE CREATION

Il s'agit du mode de création d'ECG à partir du modèle établi avec des sous-modes :

- Modification des paramètres (durée, amplitude, symétrie).

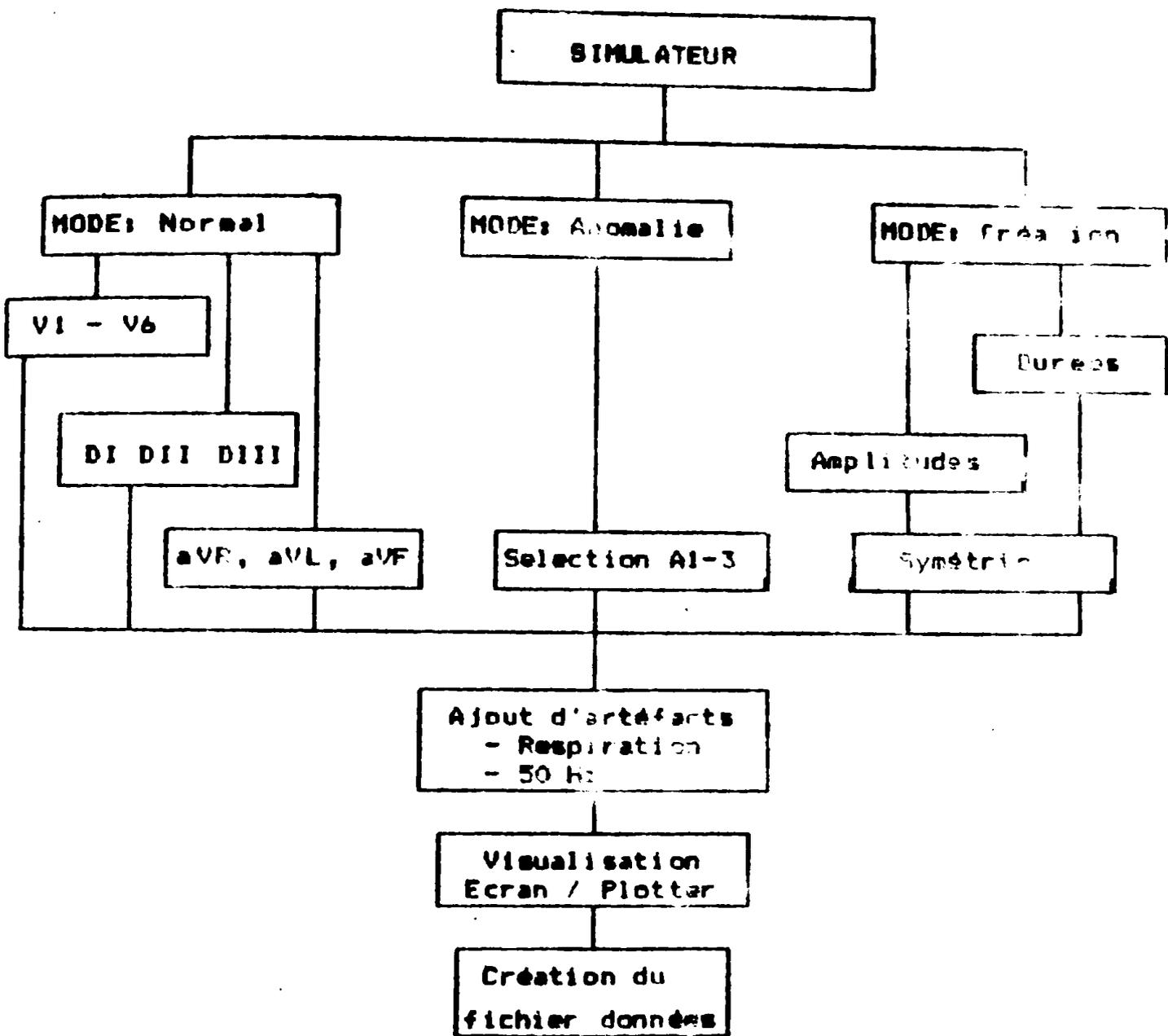


Fig V.10 : Structure hiérarchique du simulateur

- Ajout du bruit (artefact).

V.5.5 DISCUSSION

La conception du logiciel de simulation est représentée avec sa structure hiérarchique illustrant l'interaction entre différents sous-programmes. Les commandes sont affichées sur écran suivant un menu permettant une utilisation souple et rationnelle. Les signaux simulés peuvent être visualisés sur écran/plotter, comme ils peuvent être sauvegardés dans un fichier de données. L'ensemble du logiciel conçu réagit comme prévu grâce au modèle établi qui présente un aspect souple et commun aux différentes dérivations et la possibilité d'ajuster ces paramètres. De ce fait, il reste à évaluer expérimentalement ce simulateur afin de voir ses possibilités maximales et éventuellement ses conditions d'utilisation.

V.6 EVALUATION DES RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous avons procédé, en premier lieu, à l'évaluation des caractéristiques principales du mode normal et anomalies. Le simulateur répond aux différentes commandes et exécute de façon satisfaisante les tâches demandées.

En deuxième lieu, nous sommes passés au mode création de signaux ECG avec des spécifications particulières. Les modifications apportées sur le modèle doivent être conformes à la séquence des segments, surtout pour les modifications morphologiques.

Les figures présentées dans les pages suivantes (figure V.11), nous donnent un aperçu général sur la diversité morphologique que le simulateur est capable de reproduire. Cet avantage est attribué à l'utilisation du modèle décrit précédemment.



DERIVATION: D1



DERIVATION: D2



DERIVATION: D3



DERIVATION: aVF



DERIVATION: aVR

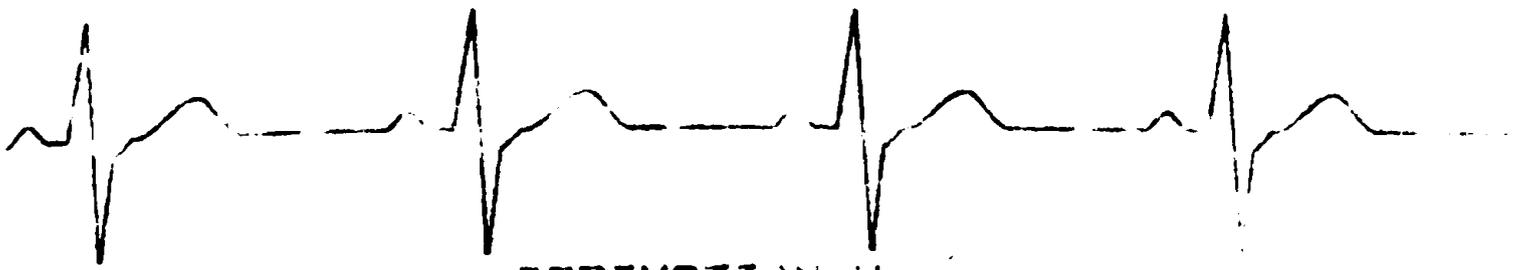


DERIVATION: aVL

Ver: 0.4V/cm hor: .25s/cm

a- Dérivations conventionnelles.

Fig V.11: Résultats de la simulation par
Approximation polyomiale.



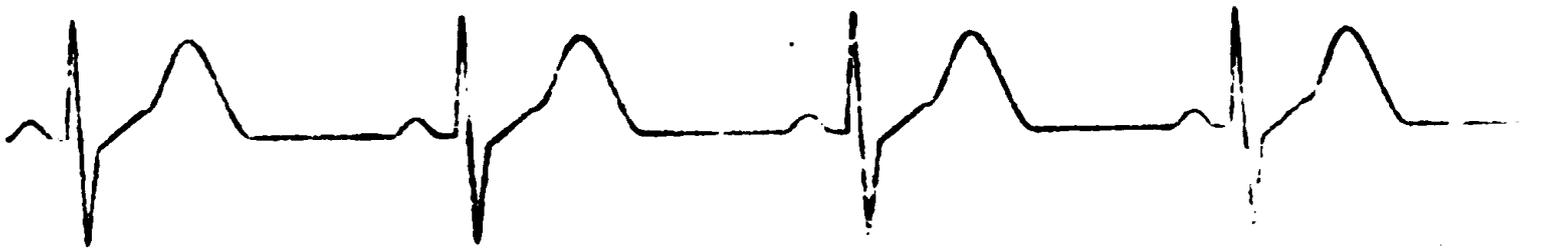
DERIVATION: V1

Ver: 0.4V/cm hor: .25s/cm



DERIVATION: V2

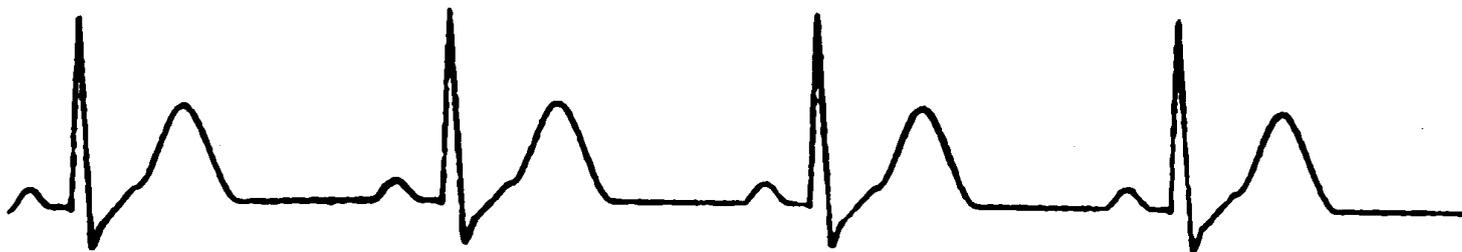
Ver: 0.4V/cm hor: .25s/cm



DERIVATION: V3

Ver: 0.4V/cm hor: .25s/cm

Fig V.11: Résultats de la simulation par
Approximation polynômiale.



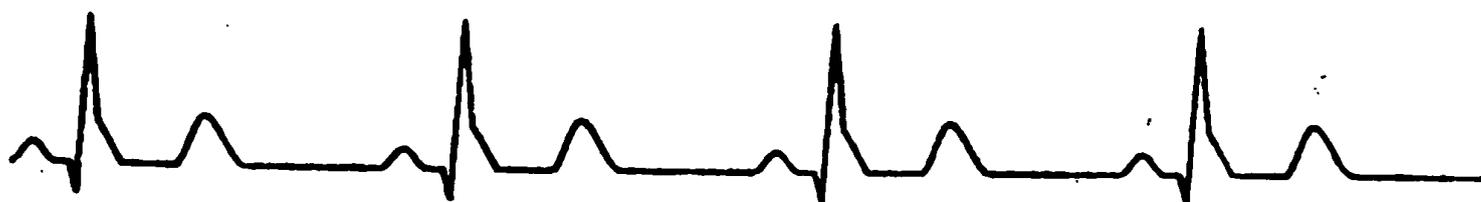
DERIVATION: V4

Ver: 0.4V/cm hor: .25s/cm



DERIVATION: V5

Ver: 0.4V/cm hor: .25s/cm



DERIVATION: V6

Ver: 0.4V/cm hor: .25s/cm

**Fig V.11: Résultats de la simulation par
Approximation polynômiale.**



DERIVATION: D1
avec du bruit



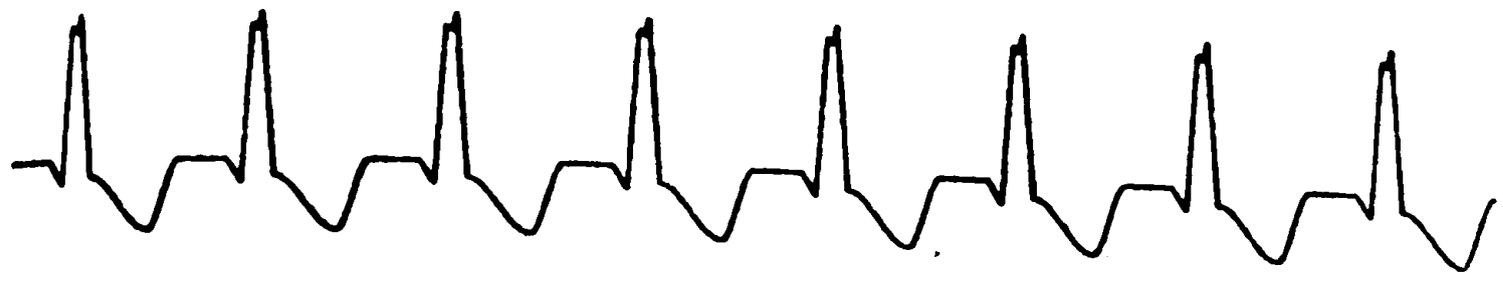
DERIVATION: D2
avec du bruit de la respiration



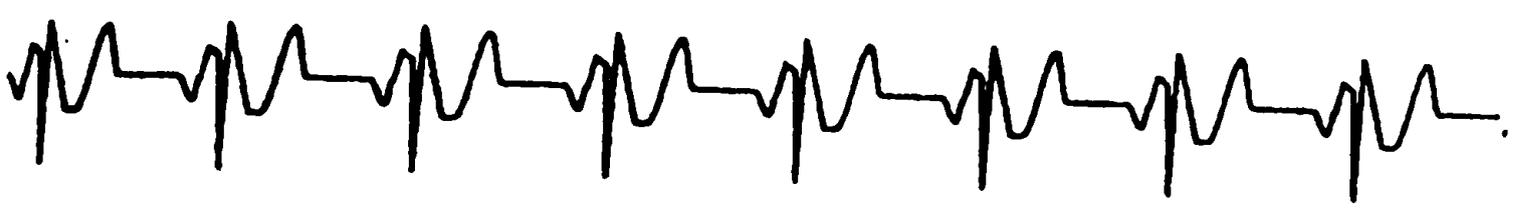
DERIVATION: D3
avec du bruit du 50 HZ

b- ECG avec des artéfacts.

**Fig V. 11: Résultats de la simulation par
Approximation polynômiale.**



Bloc de la branche droite
Ver 0.4V/cm hor .5s/cm



Tachycardie auriculaire
Ver 0.4V/cm hor .5s/cm



Extrasystole auriculaire
Ver 0.4V/cm hor .5s/cm

c- Anomalies cardiaques.

Fig V.11: Résultats de la simulation par Approximation polynômiale.

CONCLUSION

VI CONCLUSION ET PERSPECTIVES

L'étude de la simulation des signaux cardiaques représente un intérêt indéniable dans plusieurs domaines. Dans les recherches médicales sur ces signaux, on remarque l'importance que présente la disponibilité d'un simulateur qui est capable de simuler, en plus des douze dérivations conventionnelles, une multitude de signaux cardiaques (anomalies) dans lesquelles nous pourrions modifier de façon interactive n'importe quel paramètre inhérent.

Au sein de notre laboratoire de Génie-Biomédical, un tel simulateur pourra apporter une aide incontestable pour l'évaluation expérimentale des travaux de recherches sur la détection des anomalies cardiaques et leur classification ainsi que la détection des paramètres de l'électrocardiogramme (ECG) en vue de réaliser une banque de données.

Par ailleurs, ce type de simulateur pourrait être utilisé dans l'enseignement de base en cardiologie comme outil de démonstration collective. De même, la conduite des tests de performance des appareils médico-électroniques requiert également la présence d'un simulateur programmable.

C'est ainsi que nous avons entrepris une étude sur ce sujet, appuyée par une démarche méthodologique rigoureuse, qui comporte

les grandes étapes suivantes.

La conception et réalisation d'un simulateur basé sur la logique câblée à trois canaux synchronisés. Ce dernier par rapport au simulateur analogique est nettement plus performant.

- L'élaboration de quelques méthodes de simulation d'ECG facilement implantable sur une carte micro-programmée. Ceci met en évidence les performances et les possibilités qu'offrent les systèmes micro programmables.

- La détermination d'une stratégie particulière de codage des signaux ECG par une technique de segmentation et l'implantation sur micro calculateur.

- La détermination d'un modèle de l'ECG qui se montrerait adaptable, flexible et commun aux douze dérivations standards.

- La conception d'un logiciel de simulation qui a pour tâche de simuler non seulement les douze dérivations, mais encore d'autres signaux cardiaques (anomalies). Et ce avec la possibilité de modifier d'une façon interactive tous les paramètres inhérents à l'ECG.

- L'évaluation expérimentale pour chaque type de simulateur a montre les différents domaines de leur application ainsi que la qualité et la nature des signaux simulés.

Cette étude, nous a conduit à la détermination de plusieurs méthodes de simulation d'ECG et à la conception de trois types de simulateurs avec les caractéristiques initialement souhaitées. Néanmoins, le travail pourrait être poursuivi; certaines améliorations pourraient être envisagées, notamment l'ajout du caractère aléatoire de l'ECG, la simulation simultanée des douze dérivations conventionnelles pour n'en citer que deux.

ANNEXES

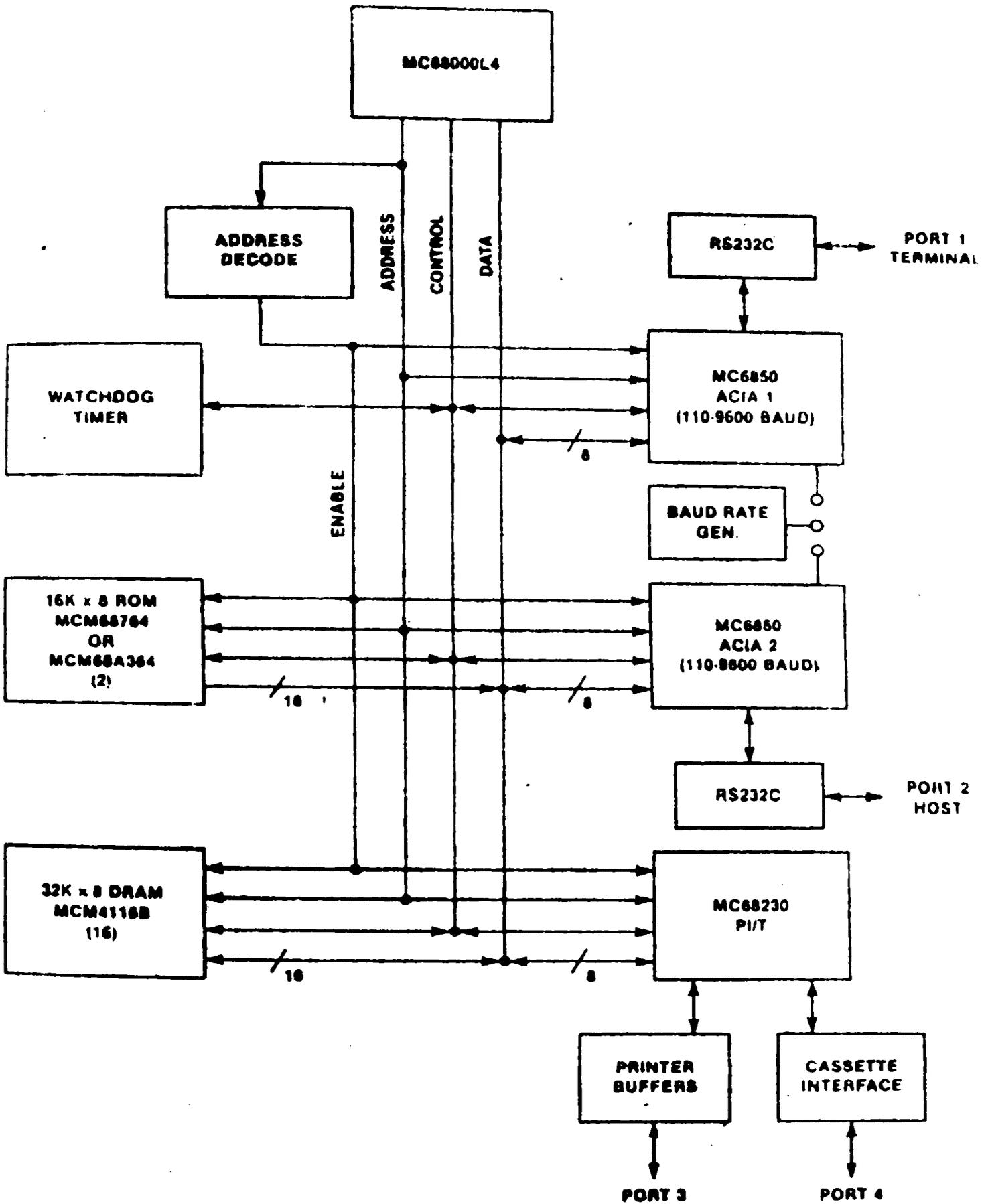
Al- Description de la carte MC 68000

La carte MC 68000 est une carte didactique qui sert à la compréhension des systèmes microprogrammés et au développement de ces derniers. Construite par MOTOROLA au tour d'un microprocesseur de 16/32 bits le 68000. Cette carte dispose aussi de quelques éléments importants, tel que les mémoires dynamiques, porte d'entrées / sorties parallèles, timer programmable.... La figure Al.1 illustre le synoptique général de la carte. Son programme résident (TUTOR) permet l'exploitation de ce système, l'assemblage - désassemblage, l'entrée des programmes et l'utilisation des fonctions de contrôle.

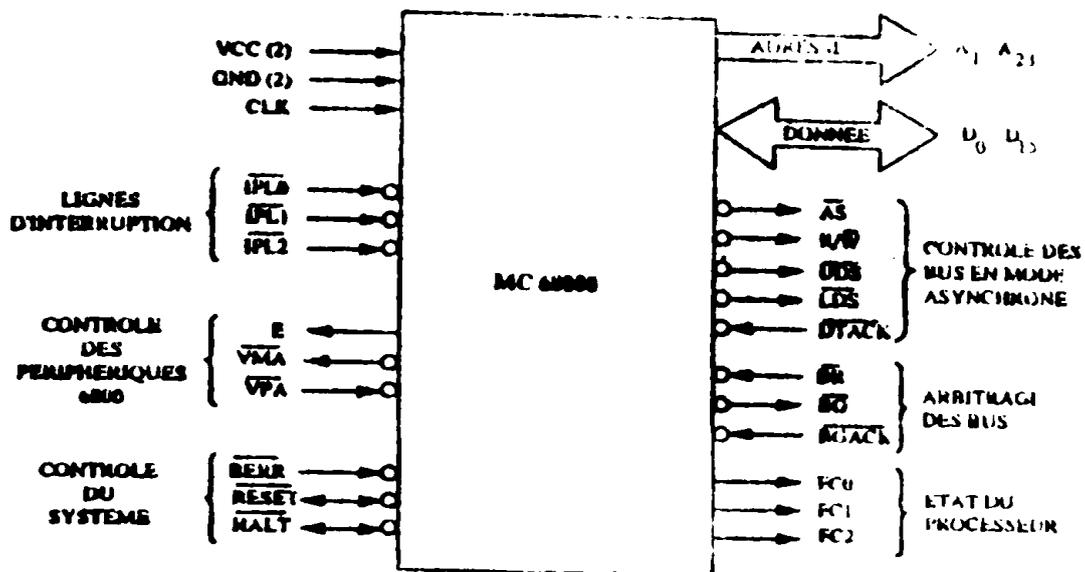
1° - Le microprocesseur 68000:

La figure AL.2 sous montre que les signaux du 68000 peuvent être divisés en 09 groupes fonctionnels:

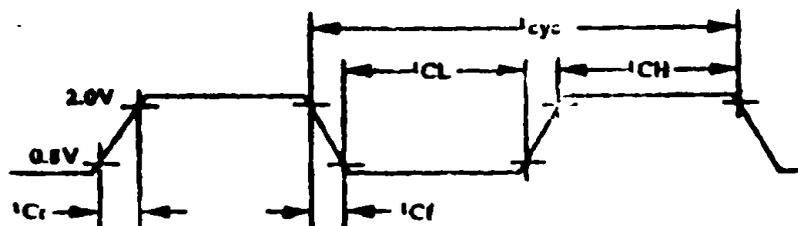
- Alimentations.
- Etat du processeur: ce sont des signaux de sortie indiquant l'état du processeur.
- Commandes du système: ce sont principalement des signaux d'initialisation et d'indication d'erreurs.
- Commandes d'interruptions: indiquent le niveau de la demande d'interruption.
- Commandes d'arbitrage et d'attribution du bus permettent la



A1.1: Synoptique général de la Carte MC 68000.



Caractéristiques	Symbole	4 MHz		6 MHz		8 MHz		10 MHz		12.5 MHz		Unité
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
Fréquence	F	2.0	4.0	2.0	6.0	2.0	8.0	2.0	10.0	4.0	12.5	MHz
Temps de cycle	t_{cyc}	250	500	167	600	125	500	100	500	80	250	ns
Durée de l'impulsion d'horloge	t_{cl}	115	250	75	250	55	250	45	250	35	125	ns
	t_{cr}	115	250	75	250	55	250	45	250	35	125	
Temps de montée et de descente	t_r	-	10	-	10	-	10	-	10	-	5	ns
	t_f	-	10	-	10	-	10	-	10	-	5	



Caractéristiques temporelles du signal d'horloge CLK

Fig A1.2: Représentation des signaux du 68000.

sélection et l'aiguillage des demandes de bus.

- Commandes de bus asynchrone sont des signaux de validation d'adresses et de lecture/écriture.
- Bus de données: Bidirectionnel sur 16 bits avec 3 états et véhicule des données sous forme de mots de 1 ou 2 octets.
- Bus d'adresses: unidirectionnel sur 24 bits à 3 états et peut adresser 16 MOctets.

2°- Les interruptions.

Les interruptions sont des exceptions particulières d'origine externe au microprocesseur. Leurs demandes peuvent être ignorées momentanément -en fonction d'une certaine priorité -par programmation (masquage d'interruption de moindre priorité). La hiérarchisation des interruptions est programmable grâce aux 3 bits du registre d'état I_0 , I_1 et I_2 .

Le constructeur a prévu 199 vecteurs d'interruptions externes dont 7 sont réservés à la famille 6800 que le processeur reconnaît grâce à l'entrée NPA activée par celui-ci. Dans ce cas, le 68000 génère lui même un numéro de vecteur d'interruption (auto vecteur).

Lorsqu'un niveau est activé sur les entrées d'interruption, le MC68000 le compare à un masque de son registre d'état. Si la demande d'interruption est au-dessous du niveau du masque elle est ignorée. Le niveau d'interruption 7 n'est pas masquable.

Le masque est restauré lorsque le sous-programme de traitement d'interruption retourne au programme principal au moyen d'une instruction retour d'exception (RTE).

L'acquiescement d'une interruption est signalé par un cycle bus du microprocesseur avec tous les bits du code fonction à un. Les bits d'adresse A1 à A3 indiquent le niveau d'interruption acquitté.

3° - Le PI/ T (Peripheral Interface/ Timer).

Le coupleur PI/ T 68230 réalisé en technologie HMOS a été spécialement conçu par MOTOROLA pour alléger, dans des applications à microprocesseur, le matériel et le logiciel en réduisant le nombre de circuits.

Le PI/ T offre deux fonctions principales:

- La fonction PORT (Interface parallèle).
- La fonction TIMER (Temporisation).

* La fonction ports: Cette fonction est caractérisée par:

- 24 lignes programmables en E/S, groupées autour de trois ports de 8 lignes (A B et C).
- 4 lignes de dialogues (H1, H2, H3 et H4).
- Interruptions vectorisées et auto-vectorisées.
- 14 registres programmables (donnés au Tableau I).
- 4 modes de dialogue comme le montre la figure A1.3.

* La fonction Timer: Cette fonction est caractérisée par:

- Temporisation de 24 bits qui permet de:
 - # Générer périodiquement des interruptions.
 - # Générer une interruption après un délai.
 - # Générer des signaux carrés.
 - # travailler en chien de garde.
- Interruptions vectorisées ou autovectorisées.
- Horloge interne prédivisée par 32.
- Horloge externe avec ou sans prédiviseur par 32.
- 9 registres programmables.

3° - Les mémoires:

La carte dispose de:

- Mémoires RAM dynamiques constituées de 16 boîtiers MCM4168 pouvant être adressés en 1 ou 2 octets. Leur temps d'accès est

Tableau I - Les registres du PL/T 68230

Adresse	Sélection des registres					Sigle	Registres
	RS3	RS4	RSJ	RS2	RS1		
FONCTION							
\$01	0	0	0	0	0	PGCR	Registre de contrôle général du port
\$03	0	0	0	0	1	PSRR	Registre de statut de service du port
\$05	0	0	0	1	0	PADDR	Registre de direction du port A
\$07	0	0	0	1	1	PBDDR	Registre de direction du port B
\$9	0	0	1	0	0	PCDDR	Registre de direction du port C.
\$8	0	0	1	0	1	PIVR	Registre vecteur d'interruption du port.
\$D	0	1	0	0	0	PACR	Registre de contrôle du port A.
\$F	0	1	0	0	1	PBCR	Registre de contrôle du port B.
\$11	0	1	0	0	0	PADR	Registre de données du port A.
\$13	0	1	0	0	1	PBDR	Registre de données du port B
\$15	0	1	0	1	0	PAAR	Registre de données du port A
\$17	0	1	0	1	1	PBAR	Registre de données du port B.
\$19	0	1	1	0	0	PCDR	Registre de données du port C.
\$1B	0	1	1	0	1	PSR	Registre de statut
'NUL'							
'NUL'							
FONCTION TIMER							
\$21	0	0	0	0	0	TCR	Registre de contrôle du timer
\$23	1	0	0	1	1	TIVR	Registre vecteur d'interruption du timer
\$25 'NUL'							
\$27	1	0	0	1	1	CPRH	Registre de pré-chargement du compteur (haut)
\$29	1	0	1	0	0	CPHM	Registre de pré-chargement du compteur (milieu)
\$2B	1	0	1	0	1	CPIL	Registre de pré-chargement du compteur (bas)
\$2D 'NUL'							
\$2F	1	0	1	1	1	CRH	Registre de compteur (haut)
\$31	1	1	0	0	0	CRM	Registre de compteur (milieu)
\$33	1	1	0	0	1	CRIL	Registre de compteur (bas)
\$35	1	1	0	1	0	TSR	Registre d'état du timer

Tableau II: Les registres du PI/ T 68230.

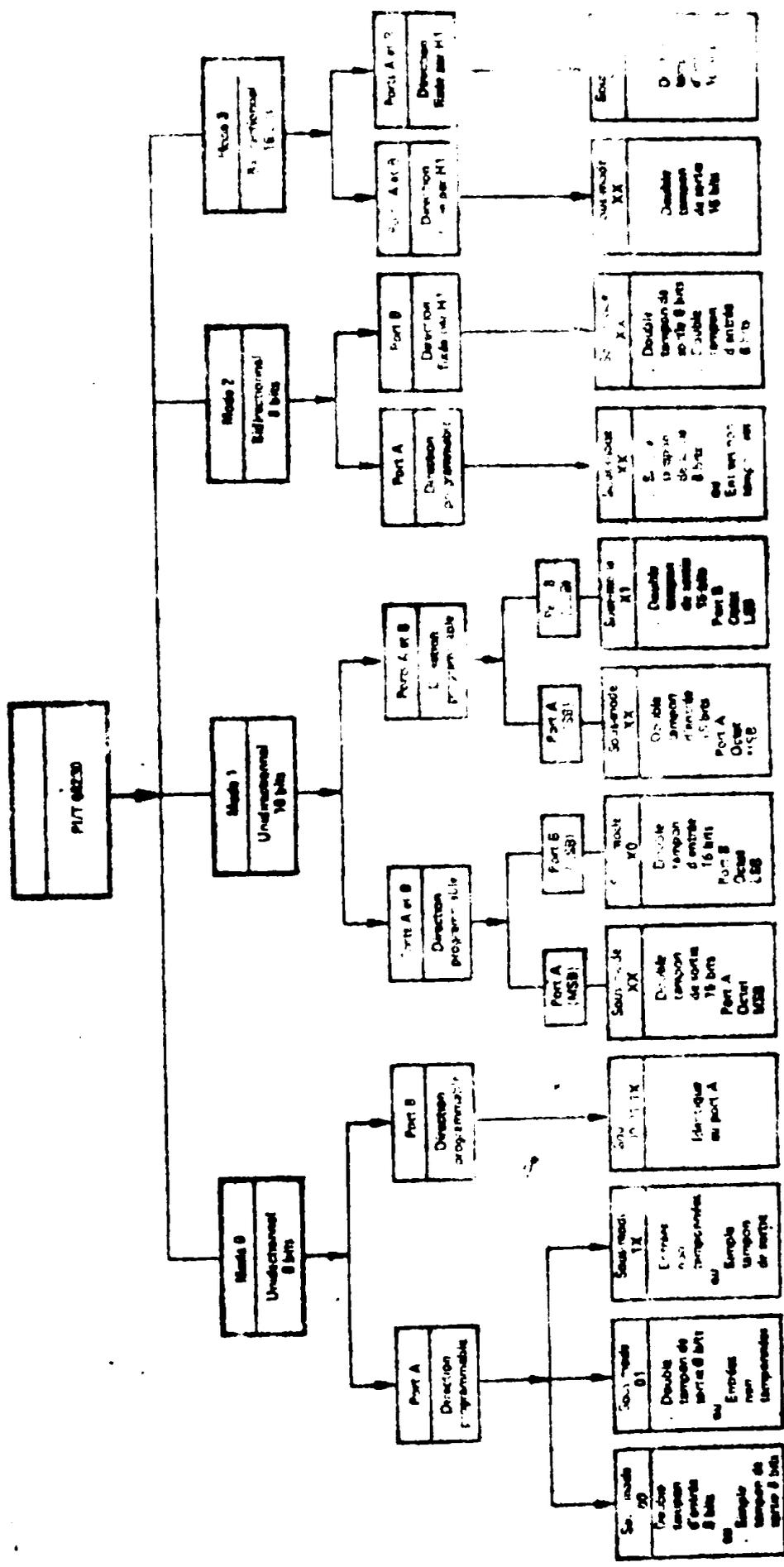


Fig A1.3: Les modes de fonctionnement des ports A et B.

d'environ 450 ns, la réponse est générée 500 à 600 ns après le début de la lecture et de l'écriture.

- Mémoires ROM (MCM 68764) contenant le programme résident. Leur temps d'accès varie de 350 à 450 ns et la réponse est reçue après 500 à 600 ns.

4°- Interface série et parallèle:

La carte MC 68000 dispose de:

- 2 interfaces série RS232 (terminal et terminal hôte) permettant d'accepter une des configurations suivantes de transmission:
110 150 300 600 1200 4800 9600 bauds.
- 1 interface parallèle pour imprimante.
- 1 interface cassette.

5°- Exemples de programmes

Pour montrer la puissance de programmation du microprocesseur MC 68000 nous présentons deux exemples de programmes.

- Exemple 1: Nous voulons calculer la somme des nombres stockés en mémoire sous forme de mots entre les adresses pointées par A1 et A2.

	CLR.L	D0	Initialisation du registre
BOUCLE	MOVE	(A1),D1	transfert de la donnée suivante
	EXT.L	D1	conversion de format
	ADD.L	D1,D0	addition de la donnée avec le résultat partiel
	CMPLA	(A1)+,(A2)	comparaison des pointeurs et post-incrémentation
	BEG	BOUCLE	

- Exemple 2: Nous voulons générer une temporisation avec un temps d'exécution minimal $T_e = 8 + 127 \times 10 + 14$
= 2829 périodes d'horloge

	MOVE	@127,D1	chargement de la valeur de la temporisation(8)
Boucle	DBF	D1,Boucle	décrémentation (10 ou 14).

SCHEMAS ELECTRIQUES

1- Simulateur a 3 canaux.

2- Carte de conversion N-A

SCHEMAS ELECTRIQUES

1- Simulateur a 3 canaux.

2- Carte de conversion N-A

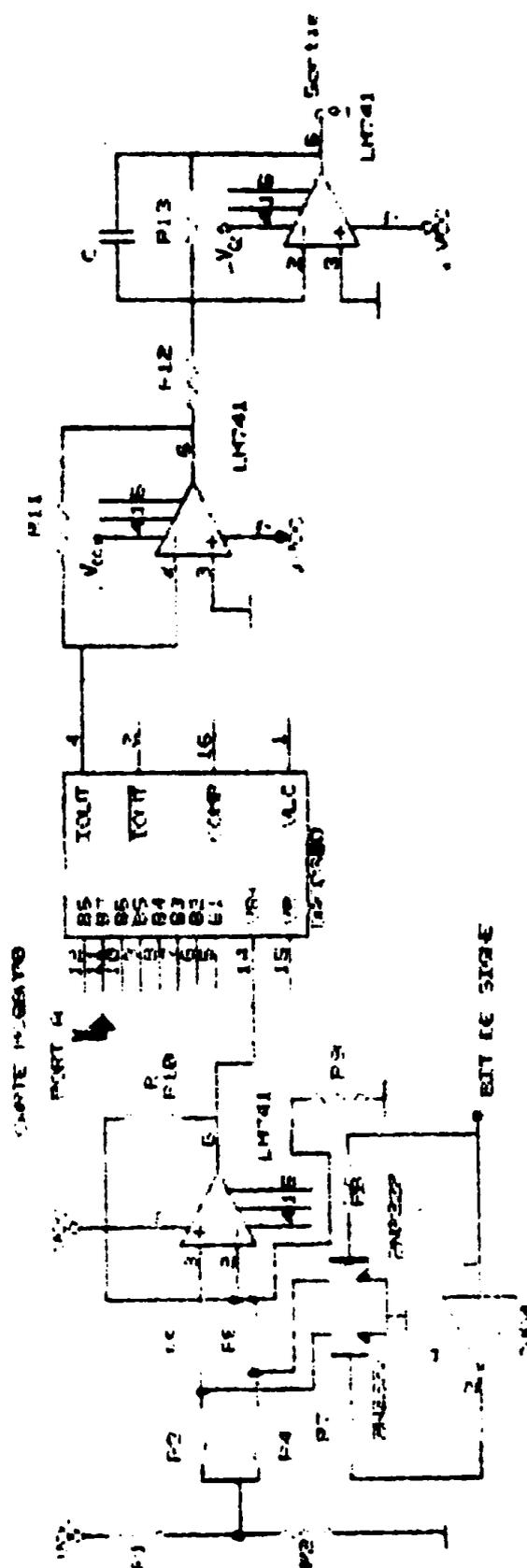


TABLE .M

1.29	DOCUMENT NUMBER	1
2	CARTE DE COMPOSITION N-19 SUPPLAIRE	1
3.16	REV. 5. 1981 (P-01)	02

BIBLIOGRAPHIE

- [1]- M.D. Dale Dubin
"Lecture accélérée de l'ECG". Ed Maloine S.A, Paris (France), 1971
- [2]- V. Blazek, P.S Neelakantaway, P. Reddy
"Generation of complex waveform for biomedical applications", IEEE Trans. Bio. Med. Eng, BME-21, pp 535-37, Nov 1975
- [3]- M. Bracale
"Special pupose waveform generator for electrocardiac applications", Med. Biol. Eng, vol 10, pp 93-96, 1972
- [4]- A.G. Mirovuk, V.T Kostenko
"Programme analogous pulse generator and its use as simulator of ECG signal", Med. Tekh. USSR, pp 10-12, 1984
- [5]- J.U. Varchmin
"Funktionsgenerator mit programmierbaren festwertspeichern", Elek. TSOH, vol 24, 2, pp 70-72, 1975
- [6]- E.J. Walters, A.V. Stockley
"A cardiac arrhythmia simulator", J. Med. Eng & Technol(B.S), vol 1, 4, pp 225-227, 1977
- [7]- P.J Strummer, J.D. Lekkala, J.A.V. Malmivuo
"Accurate digital synthesiser for simulating vectorcardiogram", Med. Biol. Eng & Comput, 19, pp 250-254, 1981
- [8]- C.J. Marvell
"Simple software routine for the reproducible processing of ECG", J. Biomed. Eng, vol 2, 2, pp 216-220, 1980b
- [9]- C.J. Marvell
"Use of a microprocessor to simulate precise electrocardiograms", J. Biomed. Eng, vol 2, 1, pp 61-62, 1980a
- [10]- A.L. Evans, D.C. Smith
"Microprocessor controlled signal generator for the functional testing of electrocardiographs". Med. & Biol. Eng. & Comput, 22, pp 468-470, 1984
- [11]- Motorola
"MC 68000 educational computer board user's manuel", Microsystems, USA, 1982
- [12]- M. Aumiaux
"Utilisation des microprocesseurs 16 bits", Ed Masson, Paris (France) 1982

- [13]- B. Vellieux
"Interfaçage des microprocesseurs", Ed Dunod Technique, Paris (France) 1979
- [14]- B. Vellieux
"Approximation de fonctions numériques: La synthèse par segments successifs", Elect. Appli, N°46, pp 75-79, 1986
- [15]- P. Le-Huy, E. Yvrard, E. Allot
"Microcomputer simulation of ECG waveform", ICATED, pp 19-21, 1984
- [16]- P. Le-Huy, E. Yvrard, J-L. Dion
"A versatile cardiac arrhythmia simulator", IEEE Trans. Inst. & Measurement, vol IM-36, 4, pp 534-539, 1987
- [17]- P. Le-Huy
"L'analyse et l'enregistrement automatique du segment ST", Thèse Ing, pp 101-121, INPL Nancy (France), 1984
- [18]- P. Le-Huy, E. Yvrard
"Programmable ECG wave form", IEEE CH2090, pp 740-743, 1984
- [19]- M. Boumehrat, A. Gourdin
"Méthodes Numériques appliquées", Ed OFU (Alger), 1983
- [20]- C. Nowakowski
"Méthodes de calcul numériques", TI,II, Ed P.B.I, Paris (France), 1984
- [21]- M.D Dessai, S.C. Saxena
"Mathematical model of an ECG based on new basis function", Int. J. Systems. Sci, vol 14, 2, pp 223-234, 1983
- [22]- M. Ishijima, S-B. Shin
"Scan Along polygonal approximation for data compression of ECG", IEEE Trans. Biomed. Eng, vol BME-30, 11, pp 723-729, 1983
- [23]- Hewlett Packard
"HP 911A Graphics Tablett Programming Manuel", HPDCD, USA, 1982
- [24]- M. Touzens, Y. Flamant, M. Kacou
"Approximation linéaire appliquée à la simulation du signal ECG", Proceeding du 2eme OMNI, pp 249-254, Rabat (Maroc), 1989.