POLYPUBLIE

Système d'amplification et d'acquisition pour micropotentiels cardiaques

Pierre-Michel Gélinas

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	1989
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Mémoire de maîtrise/Master's thesis
URL de PolyPublie PolyPublie URL	https://publications.polymtl.ca/58231/
Conditions d'utilisation Terms of use	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence Citation	Gélinas, P.-M. (1989). Système d'amplification et d'acquisition pour micropotentiels cardiaques [Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/58231/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche Advisors	
Programme Program	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITE DE MONTREAL

SYSTEME D'AMPLIFICATION ET D'ACQUISITION POUR MICROPOTENTIELS CARDIAQUES

par

© Pierre-Michel GELINAS

INSTITUT DE GENIE BIOMEDICAL

ECOLE POLYTECHNIQUE

MEMOIRE PRESENTE EN VUE DE L'OBTENTION

DU GRADE DE MAITRE EN INGENIERIE (M.Ing.)

AVRIL 1989

c Pierre-Michel Gélinas 1989

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Canadian Theses Service
Service des thèses canadiennes

Ottawa, Canada
K1A 0N4

The author has granted an irrevocable non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of his/her thesis by any means and in any form or format, making this thesis available to interested persons.

L'auteur a accordé une licence irrévocable et non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de sa thèse de quelque manière et sous quelque forme que ce soit pour mettre des exemplaires de cette thèse à la disposition des personnes intéressées.

The author retains ownership of the copyright in his/her thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without his/her permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège sa thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

ISBN 0-315-52722-6

Canada

UNIVERSITE DE MONTREAL

ECOLE POLYTECHNIQUE

Ce mémoire intitulé:

SYSTEME D'AMPLIFICATION ET D'ACQUISITION POUR MICROPOTENTIELS CARDIAQUES

présenté par: Pierre-Michel Gélinas

en vue de l'obtention du grade de: maître en ingénierie

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

Monsieur Pierre Blondeau, Ph.D., président

Monsieur Robert Guardo, Ph.D.

Monsieur Louis-Gilles Durand, Ph.D.

SOMMAIRE

Parmi les domaines d'intérêt en électrocardiographie se trouve celui de l'étude du système de conduction électrique du coeur. Des techniques d'enregistrement non-invasif ont été mises au point par différents chercheurs afin de favoriser l'avancement des recherches sur les micropotentiels originant du faisceau de His et les potentiels tardifs. Toutefois, divers inconvénients ont limité l'utilisation pratique de ces systèmes. Le présent travail décrit une nouvelle approche d'amplification du signal ECG capté au niveau du torse. Cette approche permet d'obtenir une résolution suffisante pour une analyse complète du signal. Les améliorations et nouveaux développements suggérés pour le système pourraient en faire un outil de recherche et d'aide au diagnostic.

ABSTRACT

The specialized conduction system (His-Purkinje system) of the heart has been the subject of many studies through the years. Noninvasive techniques have been developed to record electrical activity originating from the His-bundle as well as ventricular late potentials. However, many drawbacks have limited the practical use of these recording systems. The present work describes a new approach of high-gain amplification and processing of the ECG signal acquired from the body surface. This approach and the prototype system developed provides the resolution and dynamic range required to perform a complete analysis of the ECG signal. The improvements and developpements suggested in this report could lead to the use of this approach as part of a new clinical diagnostic tool.

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, Monsieur Robert Guardo, pour m'avoir donné l'opportunité de réaliser ce projet, de même que pour ses judicieux conseils et la patience dont il a fait preuve tout au long de cette aventure enrichissante.

Ma gratitude va également au personnel de l'Institut de Génie Biomédical de l'Ecole Polytechnique de Montréal pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée. Un climat de travail agréable a certes contribué en partie à la bonne poursuite de ce travail.

J'aimerais aussi exprimer ma reconnaissance au Docteur Fernand Roberge de même qu'à mes collègues de travail de l'Hôpital du Sacré-Coeur de Montréal pour les encouragements offerts lors de la rédaction de ce mémoire.

Finalement, j'aimerais souligner l'aide financière du Conseil Médical de la Recherche, sans laquelle il m'aurait été difficile de poursuivre mes études dans le cadre de ce projet.

TABLE DES MATIERES

Page

SOMMAIRE. iv

ABSTRACT. v

LISTE DES TABLEAUX. ix

LISTE DES FIGURES x

INTRODUCTION. 1

CHAPITRE I : HISTORIQUE 3

CHAPITRE II : DESCRIPTION DU SYSTEME. 22

II.1 - CONSIDERATIONS GENERALES 22

II.2 - PREAMPLIFICATEUR 29

II.2.1 - Description générale 29

II.2.2 - Description détaillée. 32

II.3 - CONDITIONNEMENT DU SIGNAL. 40

II.3.1 - Généralités. 40

II.3.2 - Détermination de la plage d'activité . 42

II.3.3 - Amplificateur à grande plage dynamique 45

II.3.4 - Conversion douze bits. 49

II.3.5 - Interface avec le DSP. 50

II.3.6 - Synchronisation temporelle 52

II.3.7 - Autres composants. 57

II.4 - SUPPORT LOGICIEL 60

II.4.1 - Logiciel de traitement au niveau du DSP 60

II.4.2 - Logiciel de traitement au niveau du PC 61

Page

CHAPITRE III : RESULTATS. 63

III.1 - PREAMPLIFICATEUR. 63

III.2 - SYSTEME D'ACQUISITION 66

CHAPITRE IV : DISCUSSION. 76

CONCLUSION. 80

REFERENCES 81

LISTE DES TABLEAUX

Page

TABLEAU III.1 : Mesure du bruit référé à l'entrée du préamplificateur, avec les entrées court-circuitées à la masse 65

TABLEAU III.2 : Mesure du bruit référé à l'entrée du préamplificateur, avec les entrées reliées à la masse à travers une résistance de 10 KΩ 65

TABLEAU III.3 : Seuils du convertisseur rapide. 68

TABLEAU III.4 : Tensions de référence générées par le convertisseur numérique-analogique. . . 69

LISTE DES FIGURES

Page

FIGURE I.1 : Activité électrique durant le segment P-R; de haut en bas, ECG conventionnel (ECG), activité Hissienne intracardiaque mesurée à l'aide d'un cathéter (HBE), et ECG grandement amplifié, filtré et moyenné (SAL) (Berbari et al., 1973) . . 6

FIGURE I.2 : Reproductibilité du complex G pour différentes séquences de moyennage et différents rythmes cardiaques (Berbari et al., 1973) 7

FIGURE I.3 : Enregistrement reproduit à l'envers montrant de haut en bas: ECG conventionnel (ECG), signal moyenné (ASL) et signal intracardiaque moyenné (A-HBE) (Furness et al., 1975). 10

FIGURE I.4 : Affichage d'un ECG grandement amplifié et moyenné obtenu chez un sujet normal (SH = activité Hissienne de surface) (Akker et al., 1976) 12

FIGURE I.5 : Enregistrements simultanés de l'activité Hissienne obtenus de façon invasive (H et RB) et non-invasive (SH) (Akker et al., 1976). 12

FIGURE I.6 : Enregistrement magnétique de l'activité Hissienne obtenu chez un sujet normal (Farrell et al., 1980) 14

FIGURE I.7 : Enregistrement magnétique de l'onde P chez le même sujet qu'à la figure I.6 (Farrell et al., 1980) 15

FIGURE I.8 : Comparaison entre les formes d'ondes réelles (A) et simulées (B) pour les dérivations X, Y et Z chez un sujet normal (Berbari et al., 1983). 18

Page

FIGURE I.9 : Comparaison identique à celle de la figure 8 chez un sujet atteint d'un bloc de conduction de la branche droite (Berbari et al., 1983) 18

FIGURE I.10 : Activité électrique durant le segment S-T chez le chien avant (A) et après (B) ligature d'une artère coronaire (CL = durée d'un cycle, en msec.; PAC = complex auriculaire prématuré, en msec., introduit tous les trois battements) (Berbari et al., 1978) 20

FIGURE II.1 : Schéma bloc du système d'origine 24

FIGURE II.2 : Schéma bloc du système proposé 28

FIGURE II.3 : Amplificateur d'instrumentation. 33

FIGURE II.4 : Amplificateur à gain variable. 36

FIGURE II.5 : Asservissement de la jambe droite. . . . 38

FIGURE II.6 : Circuit détaillé complet du préamplificateur 39

FIGURE II.7 : Circuit permettant de déterminer la plage d'activité dans laquelle se situe le signal d'entrée 44

FIGURE II.8 : Amplificateur à grande plage dynamique . 48

FIGURE II.9 : Conversion 12 bits 51

FIGURE II.10 : Interface avec le DSP. 53

FIGURE II.11 : Synchronisation temporelle 55

FIGURE II.12 : Diagramme temporel des signaux de synchronisation du système d'acquisition. . 58

FIGURE II.13 : Références de tension stables. 59

FIGURE III.1 : Réponse en fréquence du préamplificateur pour un gain de 1000 64

Page

FIGURE III.2 : Forme d'onde à la sortie du circuit d'amplification à grande plage dynamique pour un signal d'entrée de forme triangulaire d'amplitude ±10 volts. 70

FIGURE III.3 : Signal triangulaire ±10V reconstitué à partir des différentes plages. 72

FIGURE III.4 : Résultat avec un ECG simulé; signal à la sortie de l'amplificateur à grande plage dynamique. 73

FIGURE III.5 : Signal ECG simulé tel que reconstitué. . 75

INTRODUCTION

Les techniques électrocardiographiques courantes ne permettent pas d'observer et d'analyser les micropotentiels cardiaques dont l'ordre de grandeur est mille fois inférieur à l'amplitude d'un complexe QRS. Citons comme exemple les potentiels originant du faisceau de His, du faisceau de Purkinje, les potentiels tardifs, etc. Les premiers enregistrements de ces micropotentiels ont été réalisés à l'aide de cathéters intracardiaques, mais les possibilités d'investigation s'en trouvaient limitées étant donné leur nature invasive.

Depuis plus d'une quinzaine d'années, plusieurs chercheurs se sont penchés sur le développement de systèmes permettant un enregistrement non-invasif de ces micropotentiels. A l'aide d'amplificateurs à gain élevé, de filtrage analogique et de traitement numérique permettant d'améliorer le rapport signal sur bruit, ils ont réussi à mettre en évidence une activité électrique de très faible amplitude pouvant être associée à l'activation du faisceau de His.

Malgré les progrès qu'ont pu apporter ces recherches, les techniques utilisées présentaient un certain nombre d'inconvénients tels que la saturation des amplifi-

cateurs, l'instabilité de la synchronisation, la distorsion du signal, etc. Ainsi, la comparaison des résultats obtenus s'est avérée difficile à réaliser vu la diversité des techniques utilisées pour l'acquisition et le traitement des signaux.

Le présent travail propose une nouvelle approche au traitement du signal électrocardiographique tentant d'apporter une solution aux différents problèmes soulevés plus haut. Le système proposé vise à préserver le plus possible l'intégrité du signal et à permettre l'utilisation maximale du potentiel offert par le traitement numérique (filtrage, reconnaissance de forme, ...) en vue d'une standardisation du processus d'acquisition du signal.

Après une revue des principales approches considérées et des développements effectués aux cours des ans, une description du nouveau système est présentée. Suivent quelques résultats et une discussion axée principalement sur les améliorations envisageables.

CHAPITRE I : HISTORIQUE

L'enregistrement des micropotentiels cardiaques est généralement réalisé à l'aide d'un cathéter intracardiaque. Une telle pratique nécessite cependant une intervention chirurgicale mineure et comporte certains risques dont notamment un risque de fibrillation. Elle ne peut donc être employée sur une base régulière, limitant ainsi les possibilités d'investigation détaillée chez l'homme. Idéalement, il serait plus pratique de disposer d'une technique non-invasive, recueillant l'information désirée à l'aide d'électrodes situées sur le thorax du patient.

Une telle approche pose cependant de nombreux problèmes reliés principalement à la faible amplitude des signaux recherchés comparativement à celle d'un complexe QRS. Par exemple, le rapport des amplitudes nécessite l'amplification de signaux d'une intensité de quelques microvolts au niveau du torse. Le gain nécessaire est cependant trop élevé pour reproduire sans saturation les ondes P, QRS et T. De plus, l'amplitude des micropotentiels est comparable à celle du bruit du système d'acquisition. Pour améliorer le rapport signal sur bruit, il est possible d'effectuer un filtrage pour restreindre la bande passante. Cependant, les caractéristiques du filtre sont différentes de celles recommandées pour l'ECG standard et aucune norme

n'a été établie pour les micropotentiels. Une deuxième technique permettant d'améliorer le rapport signal sur bruit d'un signal périodique, consiste en un moyennage sur un certain nombre de cycles cardiaques. Si le signal est stationnaire et le bruit aléatoire, le moyennage permet une amélioration par un facteur $\sqrt{n}$, où n est le nombre de cycles retenus. Ce traitement nécessite cependant l'obtention d'une référence temporelle stable à l'intérieur d'un cycle cardiaque afin d'assurer une superposition adéquate des différents cycles.

Les paragraphes qui suivent décrivent brièvement les approches utilisées par différents chercheurs pour réaliser des systèmes non-invasifs d'enregistrement des micropotentiels.

Les premiers enregistrements non-invasifs des micropotentiels cardiaques furent effectués chez le chien en 1973 par Berbari et al. (1). Un premier cathéter bipolaire entraînait le coeur à différents rythmes, alors qu'un second permettait l'enregistrement des potentiels Hissiens intracardiaques. Une paire d'électrodes conventionnelles permettait d'enregistrer l'activité au niveau du torse. Après un premier étage d'amplification permettant d'obtenir un ECG standard, ce dernier était filtré puis amplifié à nouveau avant d'être numérisé et traité par un système

effectuant le moyennage et l'affichage des signaux d'intérêt. Le gain total du système était compris entre 100,000 et 200,000, la bande passante de 80 Hz à 300 Hz et le nombre de cycles moyennés entre 128 et 1024. La synchronisation pour le moyennage était assurée par le cathéter entraînant le coeur. Un exemple des signaux obtenus est présenté à la figure I.1. On peut y voir, synchronisée avec une activité intracardiaque biphasique, une activité multiphasique de l'ordre du microvolt sur le signal thoracique moyenné, à laquelle les chercheurs ont donné le nom de complexe G. Les déflections représentées par A et V coïncident avec l'activation de l'oreillette et du ventricule respectivement. Afin de s'assurer que les formes d'ondes observées était bien reliées à l'activité originant du faisceau de His, les chercheurs ont fait varier le rythme cardiaque de façon à allonger le temps de conduction au niveau du noeud A-V. Ils se sont alors rendus compte que la période d'inactivité relative entre l'onde P et les potentiels Hissiens s'allongeait (voir figure I.2) et que la relation temporelle entre le complexe G et le complexe QRS restait stable. Cette observation tendait à confirmer l'association du complexe G avec l'activation du faisceau de His, mais les chercheurs n'étaient pas en mesure de certifier que ce complexe était vraiment représentatif de l'activité du faisceau, dû principalement aux effets d'une bande passante limitée.

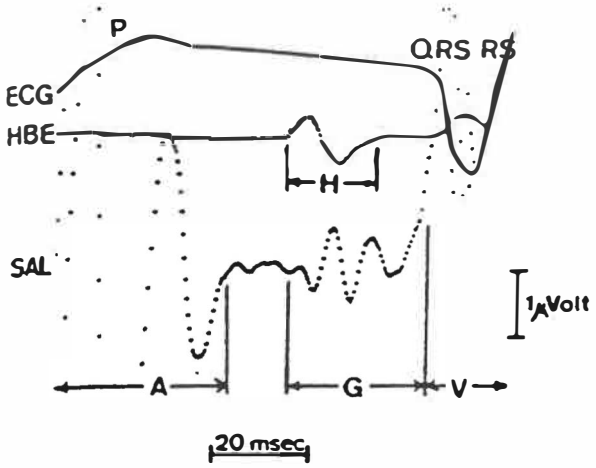


FIGURE I.1 : Activité électrique durant le segment P-R; de haut en bas, ECG conventionnel (ECG), activité Hissienne intracardiaque mesurée à l'aide d'un cathéter (HBE), et ECG grandement amplifié, filtré et moyenné (SAL) (Berbari et al., 1973).

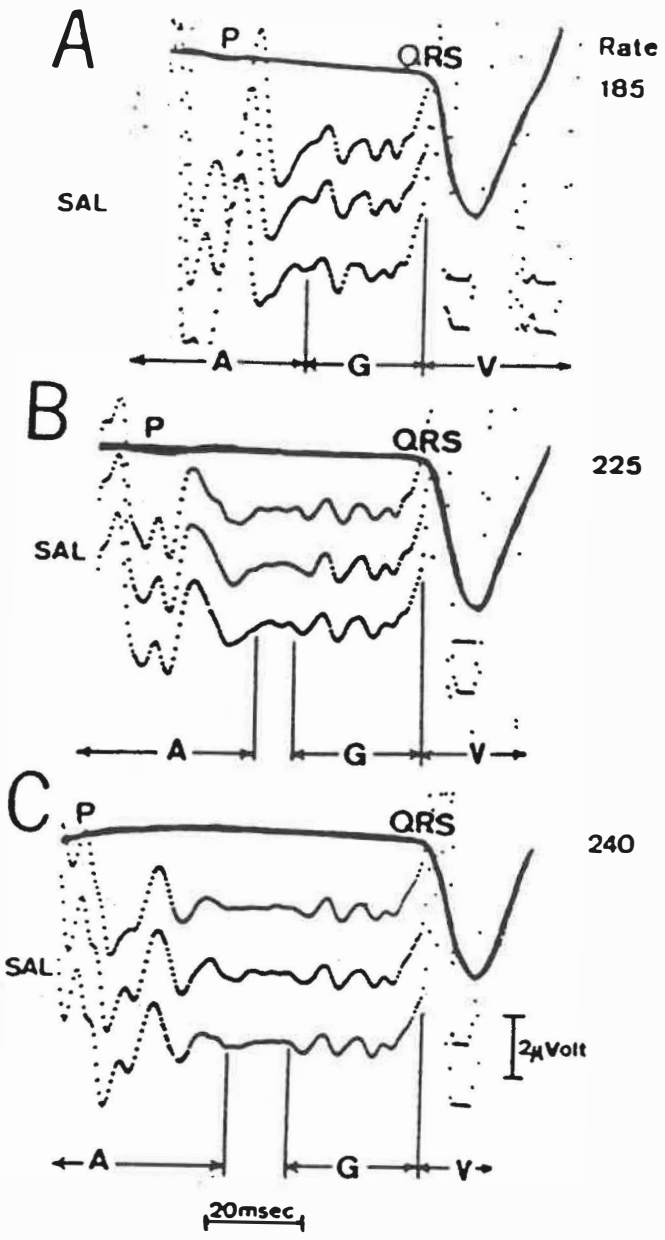


FIGURE I.2 : Reproductibilité du complex G pour différentes séquences de moyennage et différents rythmes cardiaques (Berbari et al., 1973).

Quelques mois plus tard, Flowers et al. (2) publiaient les résultats d'une expérience similaire, dans laquelle les temps de conduction au niveau du noeud A-V et du réseau de Purkinje étaient contrôlés à l'aide de médication. Les paramètres utilisés étaient les suivants: gain de 100,000, bande passante de 1-80 Hz à 600 Hz et moyennage sur 50 cycles ou moins. La synchronisation était établie à l'aide d'un circuit spécifique à partir d'une dérivation bipolaire thoracique, sans cependant faire mention du principe utilisé. Ils ont pu observer une concordance temporelle entre une activité thoracique à laquelle ils ont donné le nom de "blip" et l'activité intracardiaque au niveau du faisceau de His, phénomène mis en évidence par la présence d'un délai de conduction au niveau du noeud A-V et/ou du réseau de His-Purkinje.

Les premiers enregistrements effectués chez l'homme remontent à 1975 et furent réalisés par Furness et al (3) sur des patients devant subir un cathétérisme. Les signaux captés étaient préalablement enregistrés sur bande magnétique analogique pour ensuite être traités numériquement en reproduisant le ruban à l'envers. La bande passante du système était de 70 Hz à 250 Hz et le nombre de cycles moyennés de 256, 512 ou 1024. La synchronisation était obtenue à partir d'un détecteur de l'onde R, la valeur du seuil de tension étant optimisée de façon à obtenir la

meilleure stabilité possible. Un exemple des signaux obtenus est présenté à la figure I.3. Toutefois, sur les dix cas étudiés, trois cas seulement ont pu montrer de telles formes d'onde, alors que dans cinq cas l'instabilité de la synchronisation rendait le processus de moyennage inefficace. Il s'agissait néanmoins de la première vraie tentative d'enregistrement non-invasif, puisque le coeur n'était pas entraîné par un stimulateur cardiaque.

L'année suivante, Berbari (4) présentait les résultats d'une expérience similaire à celle de Furness, mais qui avait été réalisée dans une pièce aux murs en métal reliés à la terre et ne comportant aucune source d'alimentation 60 Hz. Le préamplificateur était alimenté à piles et le système possédait les caractéristiques suivantes: gain de l'ordre de 500,000, bande passante de 10-20 Hz à 300 Hz et nombre de cycles moyennés variant de 50 à 200. La principale amélioration de ce système se retrouvait au niveau de la détection du point de référence, avec un détecteur de QRS présentant une fluctuation inférieure à 2 ms.

Avec un système ayant des caractéristiques équivalentes au précédent mais dont la fluctuation avait été réduite à 0.5 ms, une équipe d'Amsterdam dirigé par T.J. Van Den Akker (5) réalisait l'observation des signaux en temps réel.

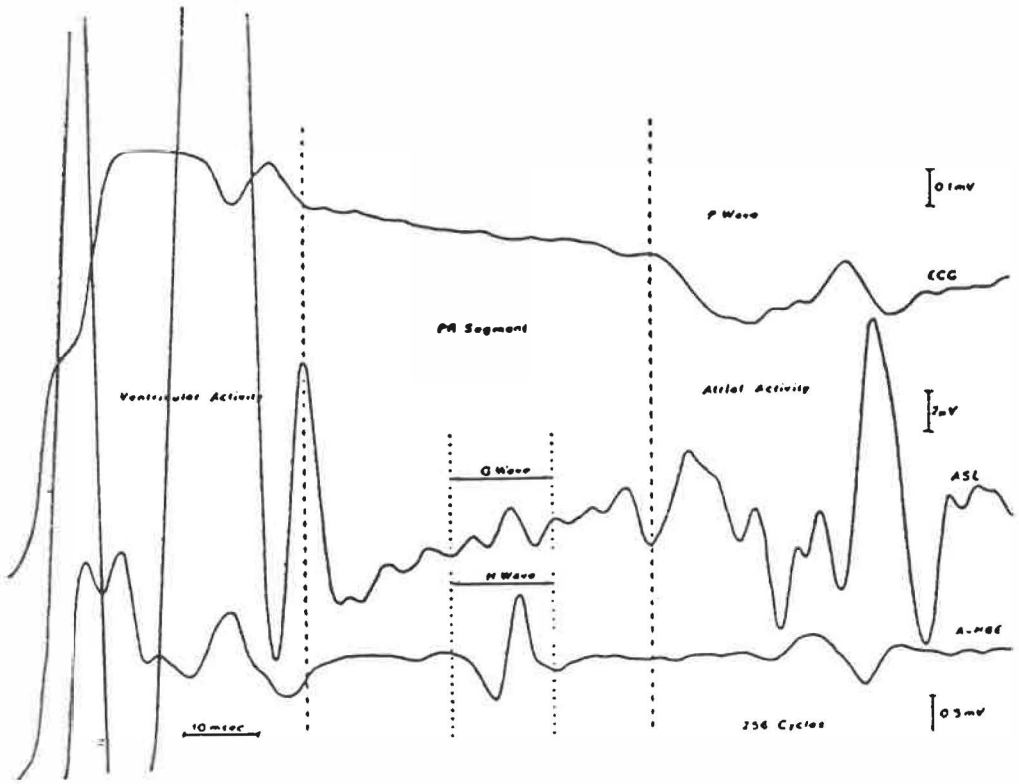


FIGURE I.3 : Enregistrement reproduit à l'envers montrant de haut en bas: ECG conventionnel (ECG), signal moyenné (ASL) et signal intracardiaque moyenné (A-HBE) (Furness et al., 1975).

Ainsi, l'usager pouvait visualiser le processus de moyennage à l'écran, en ayant la possibilité d'interagir directement sur le traitement du signal. Après la sélection de différents paramètres, le moyennage était amorcé et pouvait être suivi, si nécessaire, d'un filtrage numérique de type FFT. Un exemple de signaux obtenus pour un sujet normal est présenté à la figure I.4, alors que la figure I.5 montre des traçés mettant en évidence la concordance temporelle des signaux intracardiaque et de surface.

Une approche fort différente a fait l'objet d'une étude en 1980 par Farrell et al. (6). Basée sur l'enregistrement magnétique de l'activité électrique du coeur, cette méthode, bien que plus exigeante techniquement, offre plusieurs avantages. La méthode ne nécessite pas de contact physique avec le patient. De plus, la largeur de bande peut être étendue au DC, éliminant ainsi le filtrage passe-haut qui semble être une source de controverses chez plusieurs chercheurs. Le capteur utilisé, de type SQUID du premier ordre, est constitué d'une grille de capteurs répartis uniformément sur une surface comparable à celle du coeur. Ceci permet d'établir une carte de potentiels autorisant une meilleure localisation de l'origine des signaux recueillis. Un exemple de résultats obtenus d'un patient est présenté à la figure I.6. On peut y voir en pointillé le contour du coeur et en gras (flèche) l'axe anatomique du faisceau de

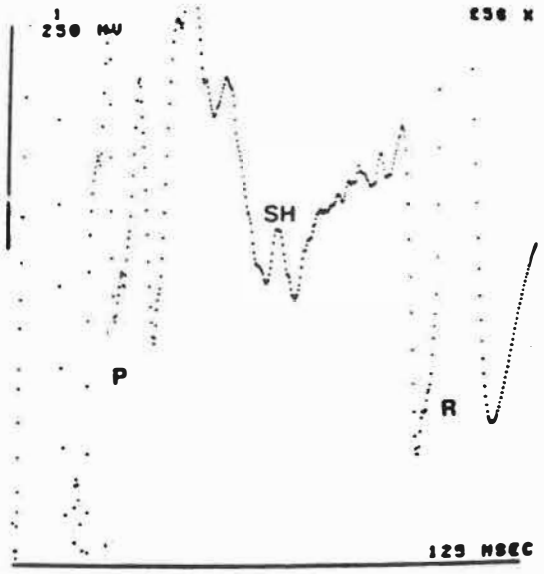


FIGURE I.4 : Affichage d'un ECG grandement amplifié et moyenné obtenu chez un sujet normal (SH = activité Hissienne de surface) (Akker et al., 1976).

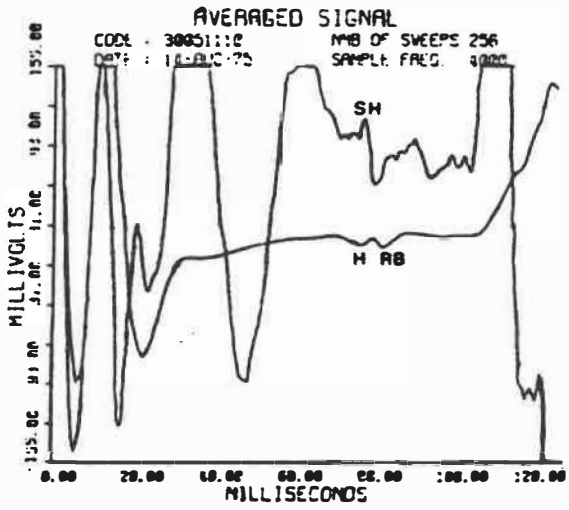


FIGURE I.5 : Enregistrements simultanés de l'activité Hissienne obtenus de façon invasive (H et RB) et non-invasive (SH) (Akker et al., 1976).

His. On remarque une certaine symétrie par rapport à l'axe mentionné, les signaux ayant une forme de rampe concordant bien avec les résultats d'une étude précédente (7), la rampe devenant nulle autour de l'axe. Pour appuyer le fait que la méthode permet une certaine localisation de l'origine du signal, l'onde P a été enregistrée à l'aide de la même grille chez le même patient que précédemment. La figure I.7 permet de constater une activité nettement plus importante dans la région d'activation de cette onde qu'ailleurs au niveau du coeur.

Toutes les approches mises sur pied jusqu'à cette date n'avaient pas permis la détection de changements instantanés du signal provenant du faisceau de His sur une base de battements consécutifs. La principale cause étant évidemment le niveau de bruit présent dans le signal qui nécessitait un moyennage, Flowers et al. (8) ont élaboré un système à entrées multiples (n) permettant d'améliorer le rapport signal sur bruit d'un facteur $\sqrt{n}$. Les enregistrements se faisaient dans une chambre blindée, spécialement construite pour atténuer les interférences électro-magnétiques. Le système d'enregistrement comportait un amplificateur logarithmique, un filtre à rejet de bande pour le 60 Hz et ses harmoniques ainsi qu'un circuit logique de suppression du bruit. Un tel déploiement leur a permis d'obtenir des enregistrements des micropotentiels Hissiens

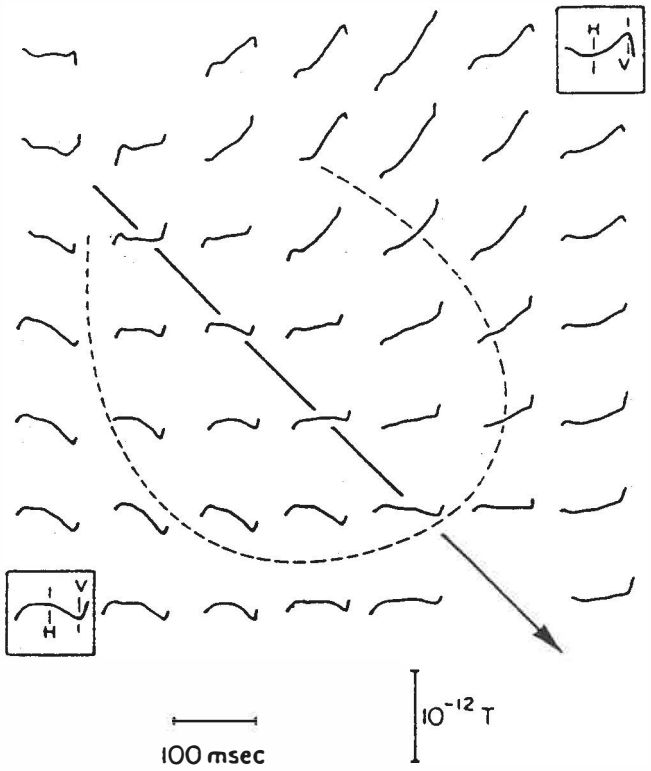


FIGURE I.6 : Enregistrement magnétique de l'activité Hissienne obtenu chez un sujet normal (Farrell et al., 1980).

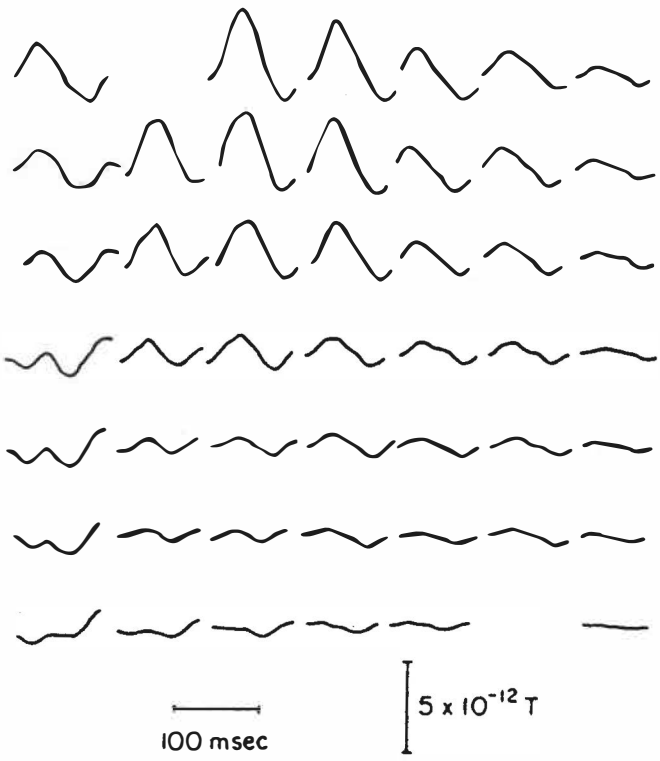


FIGURE I.7 : Enregistrement magnétique de l'onde P chez le même sujet qu'à la figure I.6 (Farrell et al., 1980).

en temps réel sans utiliser de moyennage. Un inconvénient majeur venait cependant limiter l'utilisation d'un tel système sur une base routinière: son manque de portabilité. Des essais hors de la pièce blindée (urgence, soins intensifs, ...) n'ont pas été concluants, l'environnement étant trop bruyant pour le système.

Bien qu'ils ne présentaient pas de résultats nouveaux par rapport à ceux obtenus jusqu'alors, Mohammad Djafari et al. (9) avaient cependant mis au point un détecteur de QRS numérique basé sur le principe de la "limite des contours". Suite à une période d'apprentissage sur des battements typiques du patient, un contour supérieur et un contour inférieur étaient établis au niveau d'un QRS. Ainsi, tout signal cadrant bien dans la zone définie était interprété comme un QRS. Cette approche intéressante permettait ainsi au système de s'adapter à la forme du signal, résultant en une fluctuation de l'ordre de 0.25 ms. Ce système offrait également la possibilité de détecter d'autres formes d'ondes (ondes P, T, etc), le rendant plus polyvalent qu'un détecteur cablé.

Afin d'estimer la véritable forme du signal originant du faisceau de His, tout en cherchant une certaine standardisation des caractéristiques d'enregistrement (gain, bande passante, position des électrodes, etc), Berbari et al. (10)

ont élaboré un modèle numérique de la génèse des potentiels Hissiens. Les dérivations orthogonales X, Y, et Z étaient utilisées avec une bande passante de 0.1 Hz à 300 Hz. La figure I.8 montre la similitude des formes d'ondes observées et simulées chez un sujet normal. De même, la figure I.9 présente les résultats comparatifs chez un sujet ayant un bloc de conduction droit et un demi-bloc de conduction gauche. On remarque dans les deux cas que la forme générale des signaux est similaire, notamment pour la dérivation Y de la figure I.9. Aux termes de cette étude, aucune bande passante optimale ne pouvait être recommandée; cependant la possibilité de mettre à profit le filtrage numérique à déphasage nul suggérait de ne pas limiter la bande passante du signal avant le processus d'acquisition (numérisation).

Parallèlement à ces travaux, plusieurs chercheurs se sont intéressés à l'étude du segment S-T de l'électrocardiogramme, recherches axées principalement sur la détection des potentiels tardifs présentant des caractéristiques d'amplitude similaires à celles des potentiels Hissiens. Ainsi, Berbari et al. en 1978 (11), utilisant la même technique non-invasive d'amplification à haut gain associée au moyennage, purent-ils mettre en évidence la présence de micropotentiels dans l'intervalle S-T. De tels micropotentiels seraient associés à des phénomènes tels que l'ischémie, la réentrée et les arythmies ventriculaires desquels

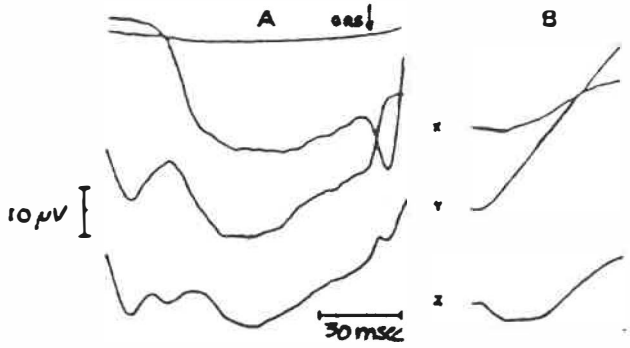


FIGURE I.8 : Comparaison entre les formes d'ondes réelles (A) et simulées (B) pour les dérivations X, Y et Z chez un sujet normal (Berbari et al., 1983).

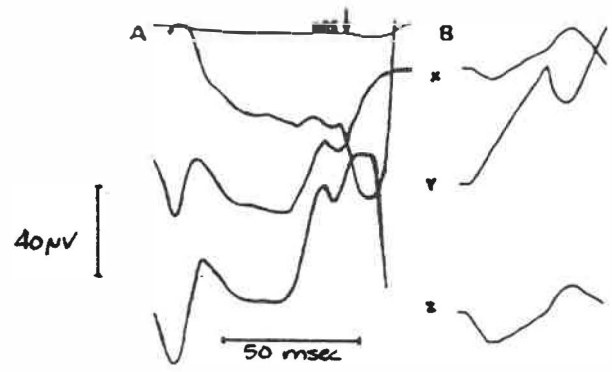


FIGURE I.9 : Comparaison identique à celle de la figure I.8 chez un sujet atteint d'un bloc de conduction de la branche droite (Berbari et al., 1983).

ils pourraient être un symptôme précurseur. La figure I.10 présente un exemple de signaux obtenus chez le chien avant et après ligature d'une artère coronaire, mettant clairement en évidence la présence de micropotentiels tardifs. Mentionnons que plusieurs autres chercheurs ont mené des études similaires, dont notamment Fontaine et al. en 1978 (12) et Rozanski et al. en 1981 (13).

La revue littéraire qui vient d'être faite, sans être exhaustive, permet de mettre en évidence les faits suivants:

- La nécessité de limiter le bruit introduit par le système a amené les chercheurs à en limiter la bande passante à l'aide de filtres. Ce filtrage introduit de la distorsion dans le signal et a pour conséquence de réduire les possibilités de comparaison des différents résultats. De plus, le filtrage analogique introduit un déphasage qui dépend de la fréquence et qui peut fausser le calcul des temps de propagation de l'activité électrique entre différents endroits du coeur.

- Deux signaux (ou plus) doivent être traités simultanément afin d'obtenir une référence stable et une certaine immunité aux artéfacts.

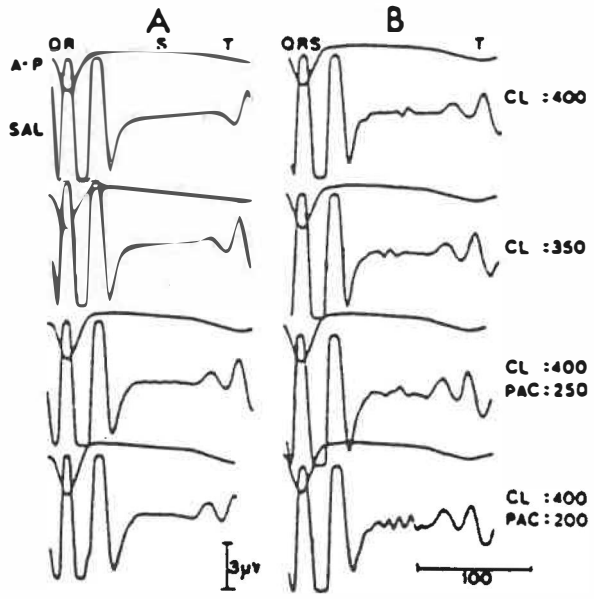


FIGURE I.10 : Activité électrique durant le segment S-T chez le chien avant (A) et après (B) ligature d'une artère coronaire (CL = durée d'un cycle, en msec.; PAC = complex auriculaire prématuré, en msec., introduit tous les trois battements) (Berbari et al., 1978).

- La position des électrodes influence les formes d'ondes obtenues. Toutefois, aucune dérivation optimale n'a encore été déterminée.

- Le nombre de cycles moyennés nécessaires est relativement élevé et le processus lui-même introduit une certaine distorsion en agissant comme un filtre passe-bas.

CHAPITRE II : DESCRIPTION DU SYSTEME

II.1 - CONSIDERATIONS GENERALES

En tenant compte des inconvénients des différents systèmes décrits au chapitre précédent, on peut établir une liste de caractéristiques que devrait posséder un système d'enregistrement non-invasif de micropotentiels cardiaques:

- La bande passante devrait être la plus large possible. Pour ce faire, on éliminera le filtre passe-bas de 200 Hz fréquemment utilisé pour l'enregistrement d'ECG, en ne maintenant qu'un filtre anti-aliasing. On conservera toutefois le filtre passe-haut à 0.05 Hz ou 0.5 Hz pour minimiser les variations lentes causées par la polarisation des électrodes, la respiration, etc...

- Le système utilisera des filtres numériques à déphasage nul pour réduire (a posteriori) le bruit en ne conservant que la bande d'intérêt. Plusieurs filtres pourraient être étudiés afin de déterminer le plus approprié pour chaque application, tout en visant une certaine standardisation.

- Conformément à l'utilisation d'une large bande passante, le système devra permettre l'acquisition à une fréquence d'échantillonnage élevée, c'est-à-dire de l'ordre de 10 kHz à 20 kHz.

- Pour éviter d'avoir à traiter un deuxième signal servant à la détection des QRS et à la synchronisation du processus de moyennage, on visera à obtenir une grande plage dynamique pour ainsi obtenir dans le même signal toute l'information pertinente. Cette plage peut être évaluée en considérant un pas de numérisation de 10 nV pour permettre l'analyse des micropotentiels, et une plage de 10 mV pour couvrir l'étendue du QRS tout en tenant compte des variations de la ligne de base. Ces valeurs couvrent six ordres de grandeur, soit environ 20 bits ($2^{20} > 10^6 > 2^{19}$).

Une telle résolution pose des exigences majeures sur le design du circuit. Une attention particulière sera portée aux caractéristiques de bruit des composants utilisés, ainsi qu'à leur montage physique.

Une première approche, proposée à l'Ecole Polytechnique, pour réaliser un tel système est présentée à la figure II.1. Le système comporte essentiellement trois sections: un préamplificateur, un circuit d'amplification à

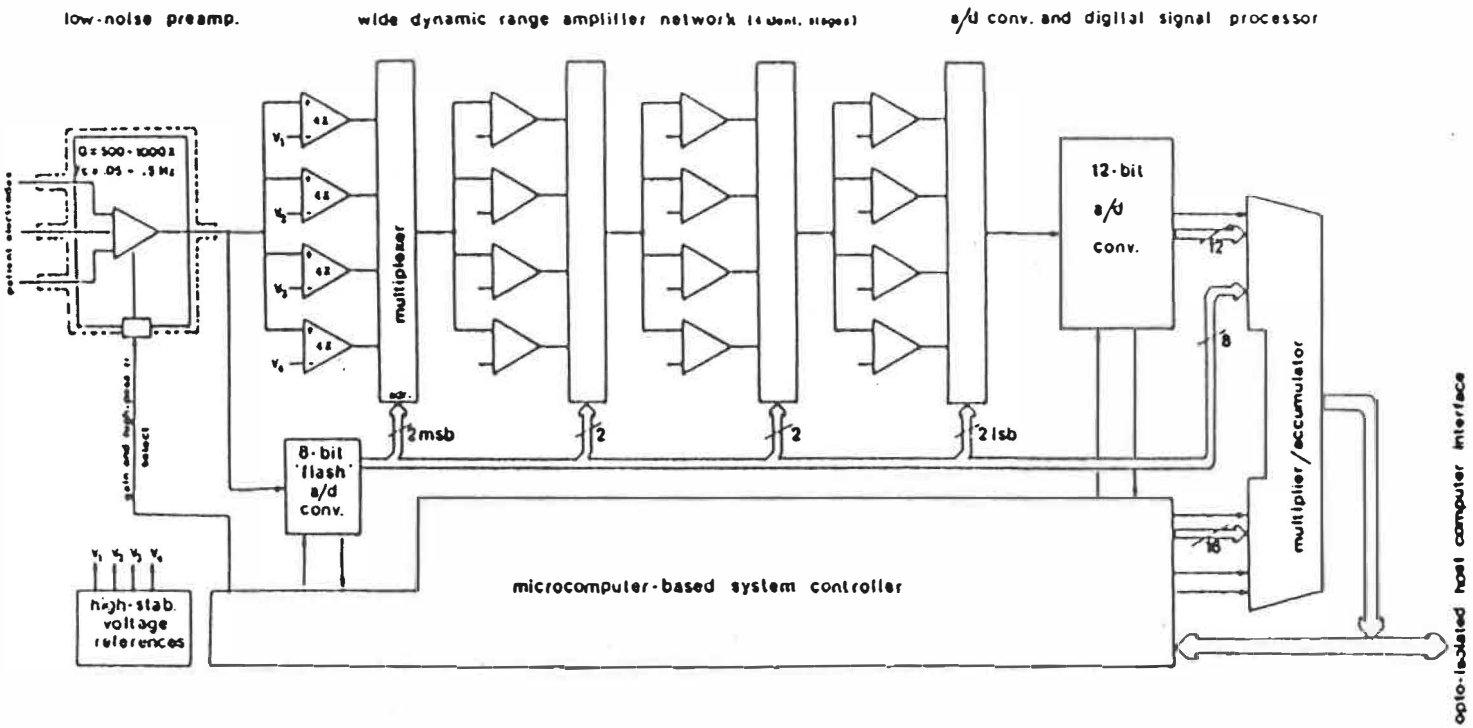


FIGURE II.1 : Schéma bloc du système d'origine.

grande plage dynamique avec numérisation, et un micro-ordinateur spécialisé permettant un traitement rapide des données. Le design du préamplificateur est basé sur l'utilisation de composants à très faible bruit, il est alimenté par piles et placé dans un boîtier offrant un blindage électromagnétique.

Le circuit d'amplification comprend quatre étages identiques en série. Chaque étage reçoit un signal compris entre +10V et -10V. Cette plage est divisée en quatre sous-plages contigües (-10V à -5V, -5V à 0V, 0V à +5V, +5V à +10V) auxquelles sont associées un amplificateur possédant un gain de quatre. Chacun de ces amplificateurs reçoit sur l'entrée positive le signal de l'étage précédent, et sur l'entrée négative une référence de tension centrée sur la plage correspondante (-7.5V, -2.5V, +2.5V, +7.5V). Ceci a pour résultat qu'un seul amplificateur opère dans la région linéaire alors que les autres amplificateurs sont saturés (sauf au moment des transitions). La sortie de l'amplificateur non saturé est transmise à l'étage suivant. Cette opération est réalisée à l'aide d'un multiplexeur analogique à quatre entrées contrôlé par un code de deux bits provenant d'un convertisseur rapide ("flash converter"). Ce convertisseur doit posséder huit bits de résolution afin de contrôler les quatre étages. Le signal à la sortie du dernier étage est échantillonné et numérisé par un conver-

tisseur de douze bits. Ces douze bits et les huit bits du convertisseur rapide forment les vingt bits nécessaires pour couvrir la plage désirée.

La dernière composante du système est un micro-ordinateur permettant de sélectionner les différents paramètres de l'expérience (gain, fréquence de coupure, fréquence d'échantillonnage, ...), de contrôler le déroulement de l'expérience et de visualiser les signaux.

La réalisation d'un tel système était considérée trop audacieuse sans une évaluation préliminaire du principe et nous avons choisi de réduire la plage dynamique globale à seize bits. Cette plage permet d'obtenir un pas de quantification de 0.3 μV, ce qui est suffisant pour évaluer les performances du circuit. Une résolution de seize bits permet également l'utilisation de microprocesseurs mieux connus et moins coûteux.

Un système semblable à celui de la figure II.1 peut être abordé en ne considérant que les deux premiers étages d'amplification et en utilisant un convertisseur rapide à quatre bits. Un seul étage comportant seize amplificateurs, autant de références de tension et un multiplexeur à seize entrées pourrait également être utilisé. La première approche offre l'avantage de nécessiter moins de composants

et seulement quatre références, mais la précision et la stabilité de ces dernières sont beaucoup plus critiques. De plus, le délai nécessaire à la stabilisation du signal au niveau de la sortie du dernier étage est directement proportionel au nombre d'étages utilisés, ce qui pourrait nuire à l'obtention d'une fréquence d'échantillonnage élevée. Une troisième approche consiste à se servir des quatre bits du convertisseur rapide pour générer les tensions de références à l'aide d'un convertisseur numérique-analogique (DAC). La figure II.2 présente le schéma bloc de cette version du circuit. Un seul amplificateur pour les seize plages est alors nécessaire, réduisant ainsi considérablement le nombre de composants. On perd cependant le contrôle de la précision des références, celle-ci étant limitée par la précision et la linéarité du DAC.

Compte tenu de la possibilité de choisir parmi les nombreux convertisseurs DAC disponibles commercialement et des avantages offerts par cette dernière approche, elle sera retenue dans le but d'évaluer le système.

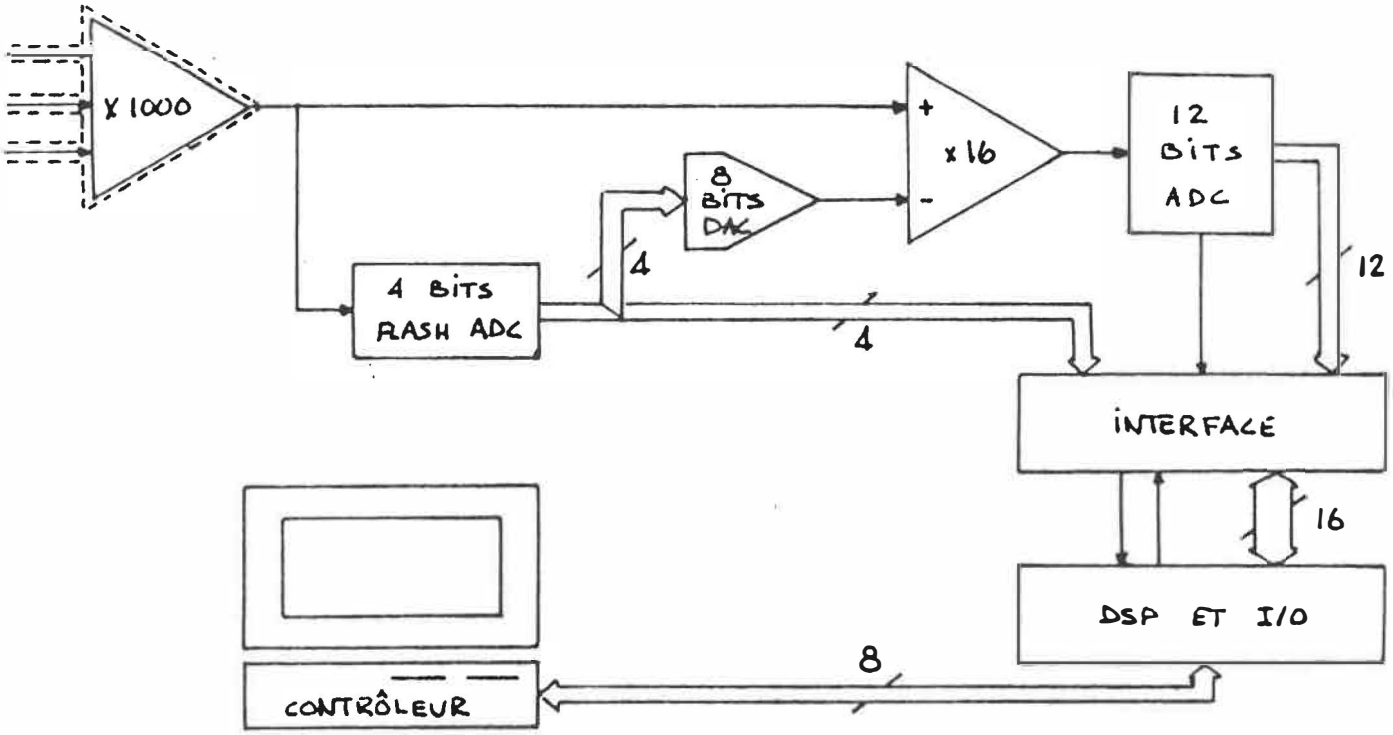


FIGURE II.2 : Schéma bloc du système proposé.

II.2 - PREAMPLIFICATEUR

Le préamplificateur constitue sans aucun doute le circuit clé sur lequel dépendent les performances globales du système, notamment au point de vue du bruit, de la résolution effective et du nombre de cycles moyennés qui seront nécessaires pour l'analyse des micropotentiels. Les caractéristiques recherchées pour le préamplificateur sont les suivantes:

- gains fixes, pouvant être choisis parmi trois valeurs: 500 et 1,000 pour l'enregistrement d'ECG, et 20,000 pour réaliser les études de bruit;
- impédance d'entrée élevée (>10 MΩ à 60 Hz);
- grande largeur de bande: 0.1 Hz à 1 kHz (au moins);
- bruit référé à l'entrée de l'ordre du μV RMS dans la bande passante de 0.1 Hz à 1 kHz et une résistance de source de 10 kΩ;
- taux de rejet du mode commun (TRMC) > 100 dB.
- alimentation par piles.

II.2.1 - Description générale

L'étage d'entrée du préamplificateur est basé sur la configuration classique d'amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels. Selon la théorie, pour

optimiser le rapport signal sur bruit, il faut une résistance de source nulle (difficile à obtenir), mais pour optimiser le facteur de bruit ("noise figure"), il faut une résistance $R_s = V_n/I_n$, où V_n et I_n sont respectivement la tension de bruit équivalente et le courant de bruit équivalent du préamplificateur. La valeur de R_s peut facilement être de l'ordre de dizaines de kΩ. La question se pose donc à savoir quelle résistance est optimum. Dans le cas qui nous intéresse, la valeur de la résistance de source dépend de facteurs comme la sorte d'électrodes utilisées, la qualité du contact électrode peau, la préparation de la peau, etc, et ne peut donc être contrôlée. Néanmoins, il est suggéré d'utiliser une résistance de source la plus faible possible, puisque le bruit total reste relativement constant sur une plage appréciable de valeurs. L'impédance des électrodes, qui se situe généralement dans l'intervalle 1 kΩ à 50 kΩ, peut donc constituer une approximation valable de la valeur optimale.

Pour un circuit à plusieurs étages, le facteur de bruit total est donné par la loi de Friis:

$$NFT = NF_1 + (NF_2-1)/G_1 + \ldots + (NF_N-1)/G_1G_2..G_{N-1}$$

où G_i représente le gain de moyenne quadratique de l'étage i ($1 \leq i \leq N$). Si le gain du premier étage, constitué ici par l'amplificateur d'instrumentation, est élevé, le facteur de bruit total est déterminé principalement par ce premier

étage. Il y a donc avantage à avoir un gain G_1 le plus élevé possible. Le gain en tension a été fixé à vingt, ce qui représente un compromis entre les exigences d'un gain élevé pour optimiser le facteur de bruit et un gain assez bas pour éviter la saturation de l'étage d'entrée. Le gain supplémentaire est fourni par le dernier étage qui offre une possibilité d'ajustement aux valeurs désirées. Le préamplificateur accepte trois entrées associées à trois électrodes; deux de ces électrodes servent à capter le signal électrocardiographique, alors que la troisième sert de référence et de retour au courant de polarisation. Cette pratique est adéquate pour les applications électrocardiographiques conventionnelles, mais les faibles signaux que l'on désire observer nous incitent à minimiser le potentiel mode commun (60 Hz). La technique couramment employée dans ce cas est celle de l'asservissement de la jambe droite. Elle permet de réduire considérablement le potentiel mode commun du patient, en compensant les courants de fuite à la masse dus au couplage capacitif avec l'alimentation 240V/120V - 60 Hz du réseau.

Finalement, une alimentation par piles offre une bonne autonomie, assure une certaine sécurité, puisque le patient est isolé du réseau, et élimine les sources de bruit introduites par un bloc d'alimentation sur secteur. Les composants électroniques utilisés fonctionnent avec des

tensions allant de ±5V à ±15V et conviennent donc à l'utilisation de deux piles de 9V.

II.2.2 - Description détaillée

Une description détaillée du préamplificateur peut être réalisée en subdivisant le circuit en quatre parties: l'amplificateur d'instrumentation, le filtre passe-haut, l'amplificateur à gain variable et le circuit d'asservissement.

L'amplificateur d'instrumentation est représenté à la figure II.3. Les amplificateurs opérationnels choisis sont des OP-27 ou OP-37 de PMI (Precision Monolithics). Ce dernier possède un produit gain/largeur de bande supérieur au OP-27 et ne peut être utilisé qu'avec un gain supérieur à cinq. Les deux amplificateurs possèdent cependant les mêmes caractéristiques de bruit. Le gain de cet étage, fixé à vingt, est obtenu par les amplificateurs d'entrée. L'amplificateur différentiel a un gain unitaire et permet d'obtenir un taux de rejet du mode commun (TRMC) élevé. Ce facteur est déterminé principalement par la symétrie du circuit. Le TRMC limite des OP-27/37 est supérieur à 120 dB sur une plage de fréquences 0 à 2 kHz. La dissymétrie provient principalement de la précision des composants

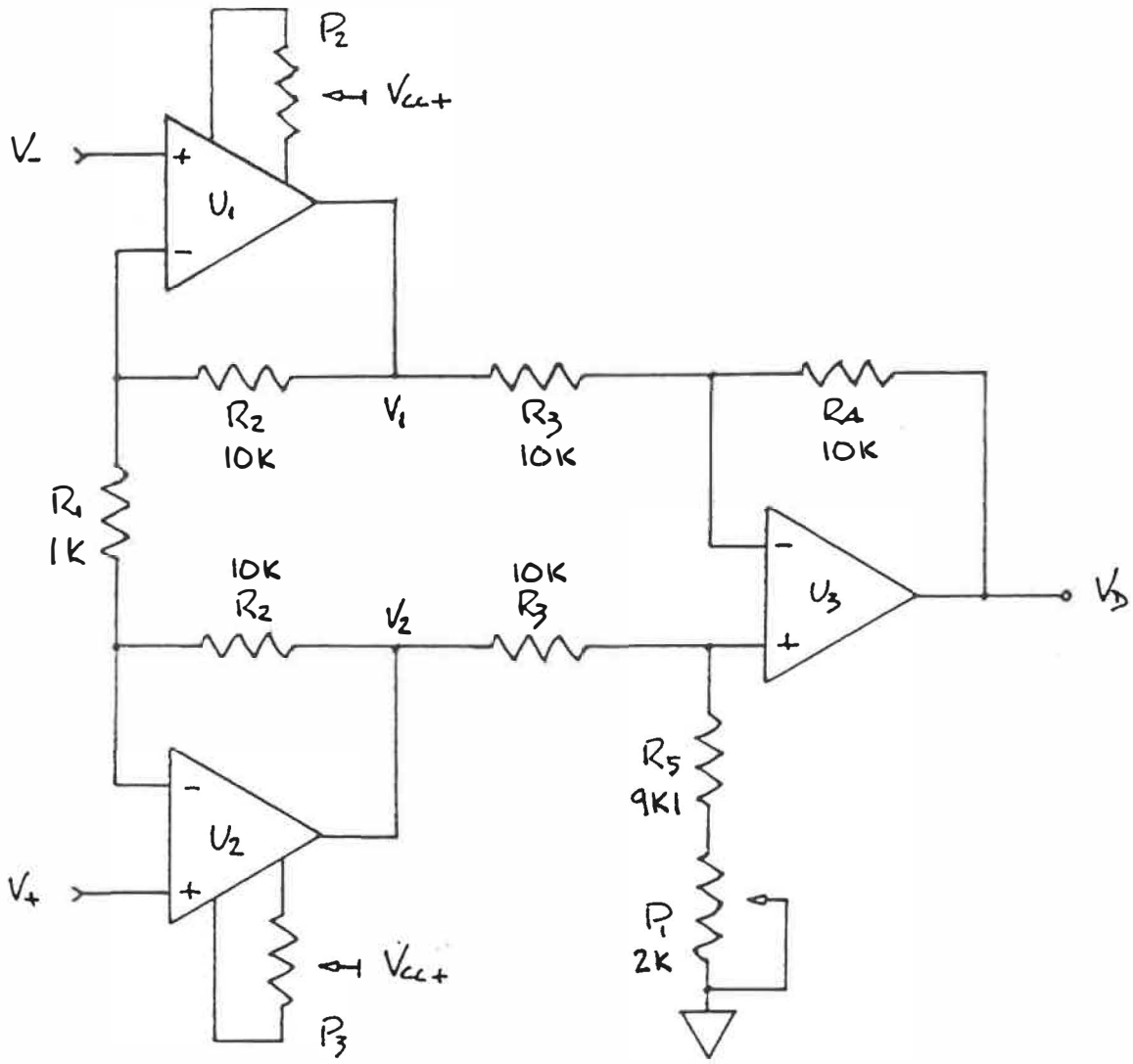


FIGURE II.3 : Amplificateur d'instrumentation.

utilisés, ce qui suggère l'emploi de composants assortis, par exemple sous la forme de réseaux de résistances.

Le gain de l'étage d'entrée, constitué de U_1, U_2, R_1 et R_2, est donné par:

$$A_1 = (V_2 - V_1)/(V_+ - V_-) \approx 2(R_2/R_1)$$

Ce gain devant être égal à vingt, la relation entre R_1 et R_2 est:

$$R_2 = 10\ R_1$$

Le deuxième étage, formé de U_3, R_3, R_4, R_5 et P_1, possédant un gain unitaire ($A_2 = V_D/(V_2 - V_1) = 1$), on a:

$$R_3 = R_4 = (R_5 + P_1)$$

L'ajustement offert par P_1 permet de compenser pour le débalancement possible des valeurs des résistances dans chaque branche, optimisant ainsi le TRMC. Le choix des valeurs finales est fonction des valeurs de réseaux de résistances disponibles. Des valeurs assez grandes doivent être utilisées afin de limiter la consommation de courant. Nous avons utiliser des résistances de 10 kΩ disponibles en réseaux de sept résistances intégrées. Ceci donne:

$R_1 = 1$ kΩ $\quad R_2 = R_3 = R_4 = 10$ kΩ $\quad R_5 = 9.1$ kΩ $\quad P_1 = 2$ kΩ

P_2 et P_3 permettent d'ajuster la tension de décalage de U_1 et U_2 respectivement.

L'étage suivant est un filte passe-haut du premier ordre, constitué de R_6 et C_1, dont la fonction de transfert est: $V_o/V_i = jw\tau/(1 + jw\tau)$ avec $\tau = R_6C_1$

La fréquence de coupure d'un tel filtre est donnée par $f_c = 1/2\pi\tau$. En fixant cette fréquence à 0,1 Hz, on a:

$$\tau = 1/2\pi f_c = 1/0,2\pi = 1,6 \text{ s}$$

Un condensateur relativement gros, environ 1 μF, est utilisé afin de limiter la valeur de la résistance à quelques MΩ. Pour des raisons de disponibilité, les valeurs suivantes sont choisies:

$$C_1 = 2,2\ \mu F \qquad R_6 = 1\ M\Omega$$

qui nous donnent une fréquence de coupure de 0,07 Hz.

L'étage de sortie permet d'amener le signal d'intérêt dans une plage de tension adéquate pour le traitement ultérieur. Le gain combiné des étages précédents étant de 20 et les gains recherchés de 500, 1,000 et 20,000, les gains de cet étage doivent être de 25, 50 et 1,000. Les caractéristiques de bruit de l'amplificateur opérationnel utilisé sont moins critiques que pour l'étage d'entrée, bien qu'il doit posséder de bonnes caratéristiques tout en consommant peu de puissance. L'amplificateur retenu est un TL061 de Texas Instrument qui est configuré en amplificateur non-inverseur (voir figure II.4) afin de présenter une très haute impédance d'entrée pour ne pas perturber le filtrage. Le gain d'une telle configuration est donné par:

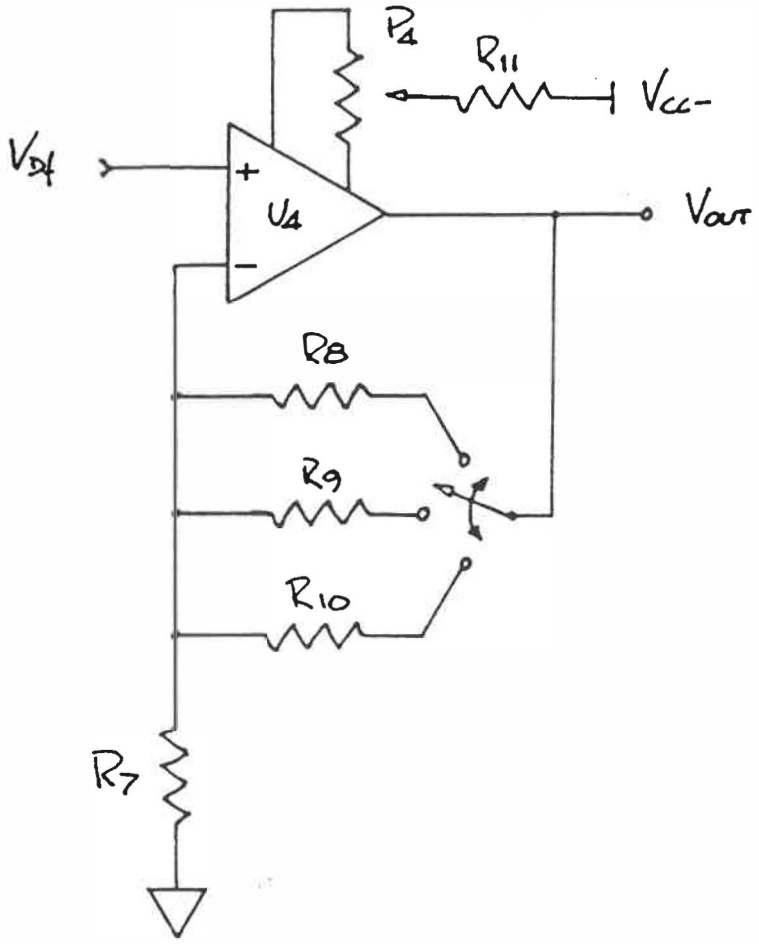


FIGURE II.4 : Amplificateur à gain variable.

$$A_3 = V_{OUT}/V_{Df} = 1 + R_x/R_7 \quad \text{pour } x = 8,\ 9 \text{ ou } 10$$

La précision du gain n'étant pas critique, on négligera le 1 par rapport à l'autre terme. La condition la plus exigente à satisfaire étant le gain de 1,000, elle sert à établir la valeur de R_7. Un choix satisfaisant est:

$$R_7 = 100\ \Omega \qquad R_{10} = 100\ k\Omega$$

qui implique, pour obtenir les deux autres gains:

$$R_8 = 2{,}4\ k\Omega \qquad R_9 = 5{,}1\ k\Omega$$

L'ajustement fourni par P_4 permet de fixer le niveau de la ligne de base.

L'asservissement de la jambe droite, pour améliorer le rejet du mode commun, consiste à évaluer le mode commun par la moyenne du signal présent aux entrées de l'amplificateur et à ré-injecter ce signal à l'aide d'un suiveur. La moyenne des signaux d'entrée s'obtient en séparant la résistance R_1 en deux résistances de 510 Ω (voir figure II.5). Le signal à la jonction des deux résistances est ré-injecté à la jambe droite du patient par un amplificateur opérationnel TL061 (U5). La résistance R_{12} permet de limiter le courant de l'amplificateur en cas de défectuosité et sert de protection pour le patient. A noter que l'électrode d'asservissement permet également de fournir un chemin DC pour le courant de polarisation circulant à travers les deux autres électrodes. Le circuit complet est présenté à la figure II.6.

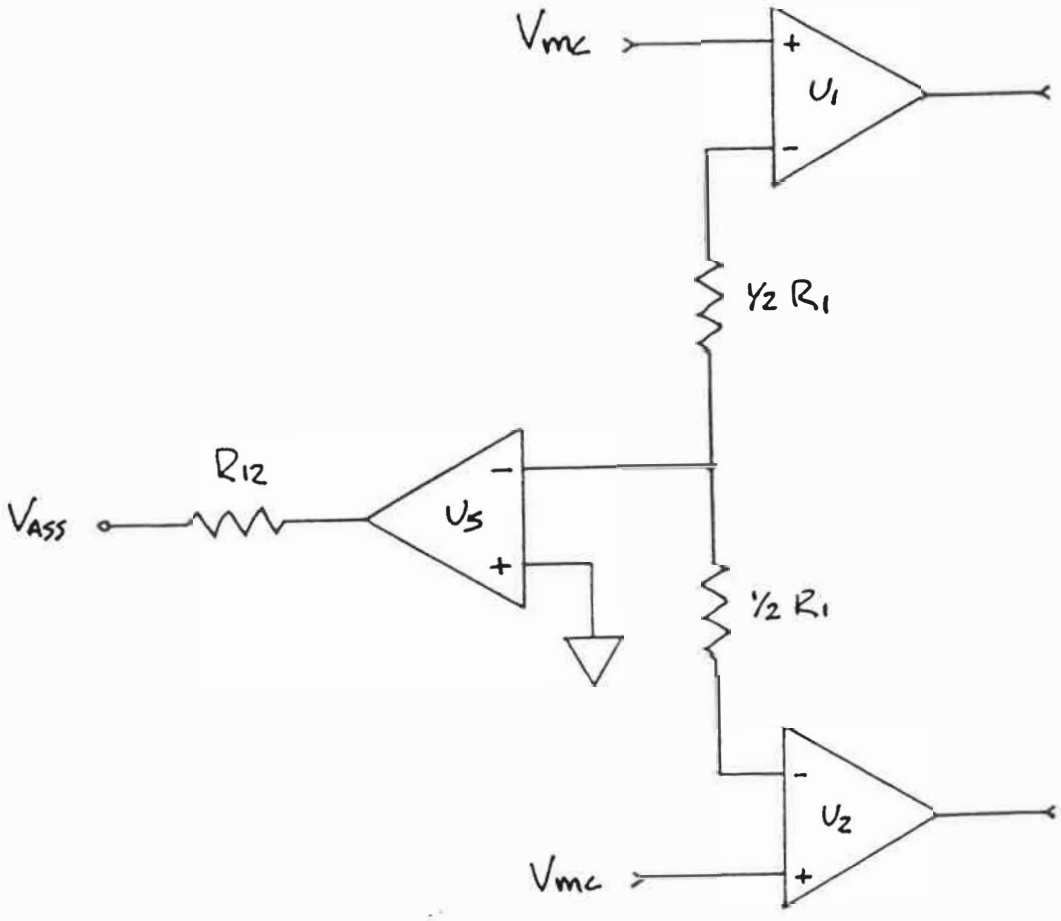


FIGURE II.5 : Asservissement de la jambe droite.

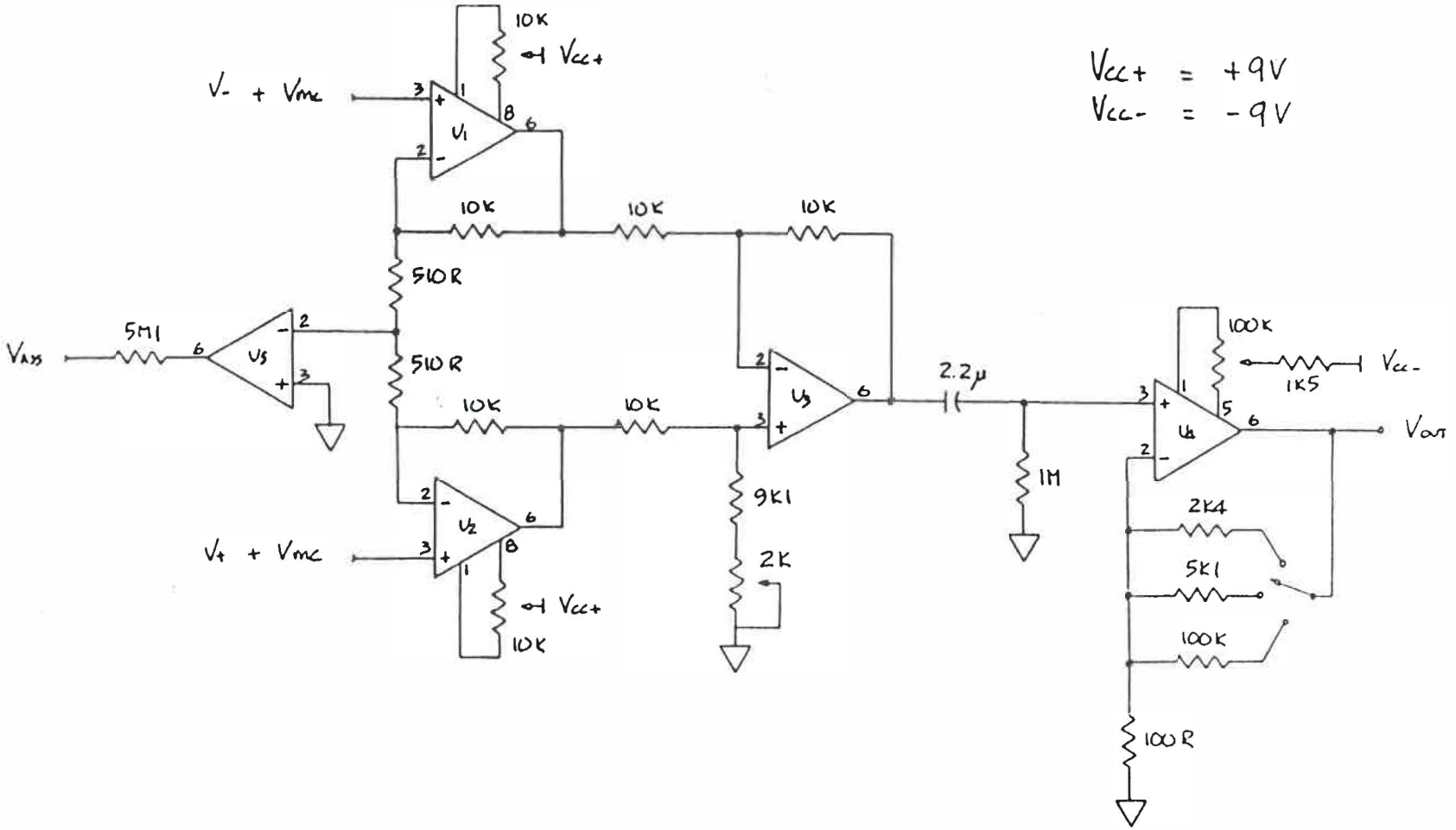


FIGURE II.6 : Circuit détaillé complet du préamplificateur.

II.3 - CONDITIONNEMENT DU SIGNAL

Cette section décrit le système d'amplification à grande plage dynamique qui, associé au procédé de numérisation, doit permettre d'obtenir seize bits de résolution.

II.3.1 - Généralités

Avant de décrire le circuit d'amplification, il convient de préciser quels sont les signaux d'entrée et de sortie de cette partie du système. Une première entrée est le signal électrocardiographique (ECG) provenant du préamplificateur, se situant à l'intérieur d'une plage dynamique de ±10V pour simplifier l'analyse (la plage réelle sera en fait ±9V étant donné l'alimentation par piles du préamplificateur). Le circuit reçoit également des signaux numériques provenant du DSP ("Digital Signal Processor") pour contrôler la lecture d'une donnée numérisée et sélectionner la fréquence d'échantillonnage. La fréquence est déterminée par un code binaire transmis par les trois bits moins significatifs du bus de données du DSP. Pour plus de souplesse d'utilisation, la fréquence peut également être choisie à partir d'interrupteurs manuels ("dip switch"). Les fréquences possibles sont de 5 kHz, 10 kHz et 20 kHz et proviennent d'un oscillateur à quartz installé sur la carte. Quant aux signaux de sortie, ils comprennent les seize bits

provenant des circuits de numérisation ainsi qu'un signal servant à indiquer au DSP qu'une donnée est prête à être lue.

Certains points nécessitent une attention particulière. Premièrement, il faut s'assurer que la même valeur du signal d'entrée soit vue par le convertisseur rapide et l'amplificateur. Pour y parvenir, le signal d'entrée est échantillonné de façon synchrone avec le convertisseur rapide. Il faut également chercher à maintenir le signal à l'entrée du convertisseur de douze bits dans une plage dynamique de ±10V. L'imprécision des tensions de références générées par le DAC et leur concordance avec les seuils de commutations utilisés par le convertisseur rapide peuvent contribuer à ce que des valeurs tombent à l'extérieur de la plage dynamique considérée. Le dernier point à considérer, réside dans la précision de la référence de tension utilisée, entre autres, pour les convertisseurs A/N et N/A. Cette référence doit être stable en température et peu affectée par les variations présentes sur l'alimentation de façon à ce que les fluctuations totales soient inférieures à la valeur du bit moins significatif.

La description du système d'amplification et de numérisation peut être divisée en cinq sections principales:

détermination de la plage d'activité, amplificateur à grande plage dynamique, conversion douze bits, interface avec le bus du DSP et circuit de synchronisation.

II.3.2 - Détermination de la plage d'activité

Cette fonction est réalisée par le convertiseur rapide. Nous avons choisi un convertisseur de type MP7682 de Micro Power Systems (U7), dont les principales caractéristiques sont:

- 6 bits de résolution;
- alimentation unipolaire (entre 3V et 8V);
- faible consommation: 150 mW typique;
- fréquence d'opération limite de 15 MHz;
- délai de conversion de 66 nsec max;
- impédance typique du réseau résistif: 300 Ω;
- signaux numériques de niveaux TTL;
- choix de la phase de l'horloge (montante ou descendante) sur laquelle s'effectue l'échantillonnage.

Tel que mentionné, il est considéré que le signal à la sortie du préamplificateur est compris dans l'intervalle ±10V. Les quatre bits les plus significatifs du convertisseur étant utilisés, cet intervalle est divisé en seize plages contigües de 1,25V, fixant ainsi les seuils aux

valeurs théoriques suivantes: 0,00V, ±1,25V, ±2,50V, ±3,75V, ±5,00V, ±6,25V, ±7,50V et ±8,75V.

Le convertisseur rapide est alimenté à +5V, limitant ainsi le niveau de tension du signal pouvant être traité. Le manufacturier suggère l'emploi d'une référence de +3,2V pour établir des seuils pratiques, nécessitant donc un circuit reduisant l'intervalle ±10V à celui de 0V à +3,2V. Les ajustements fournis à ce niveau permettent également d'obtenir des seuils s'approchant des valeurs théoriques. L'adaptation des intervalles de tensions nécessite une atténuation et un décalage, qui peuvent être réalisés à l'aide de l'amplificateur sommateur de la figure II.7. Le facteur d'atténuation recherché est de 20/3,2 = 6,25 et le décalage de +3,2/2 = +1,6V. Ainsi, des relations:

$$R_{13}/(R_{14} + P_5) = 1/6,25$$

$$R_{13}/R_{15} = 1,6/10$$

on tire:

$$(R_{14} + P_5) = 6,25\ R_{13} \quad \text{et} \quad R_{15} = 6,25\ R_{13}$$

Un choix adéquat est:

$R_{13} = 1,2\ k\Omega$ $R_{15} = 7,5\ k\Omega$ $R_{14} = 6,8\ k\Omega$ $P_5 = 2\ k\Omega$

A noter que le signal de -10V est obtenu à partir d'une référence de tension stable, de même que la référence de +3,2V. L'obtention de ces références est abordée dans une section subséquente. R_{16} permet de minimiser l'influence de

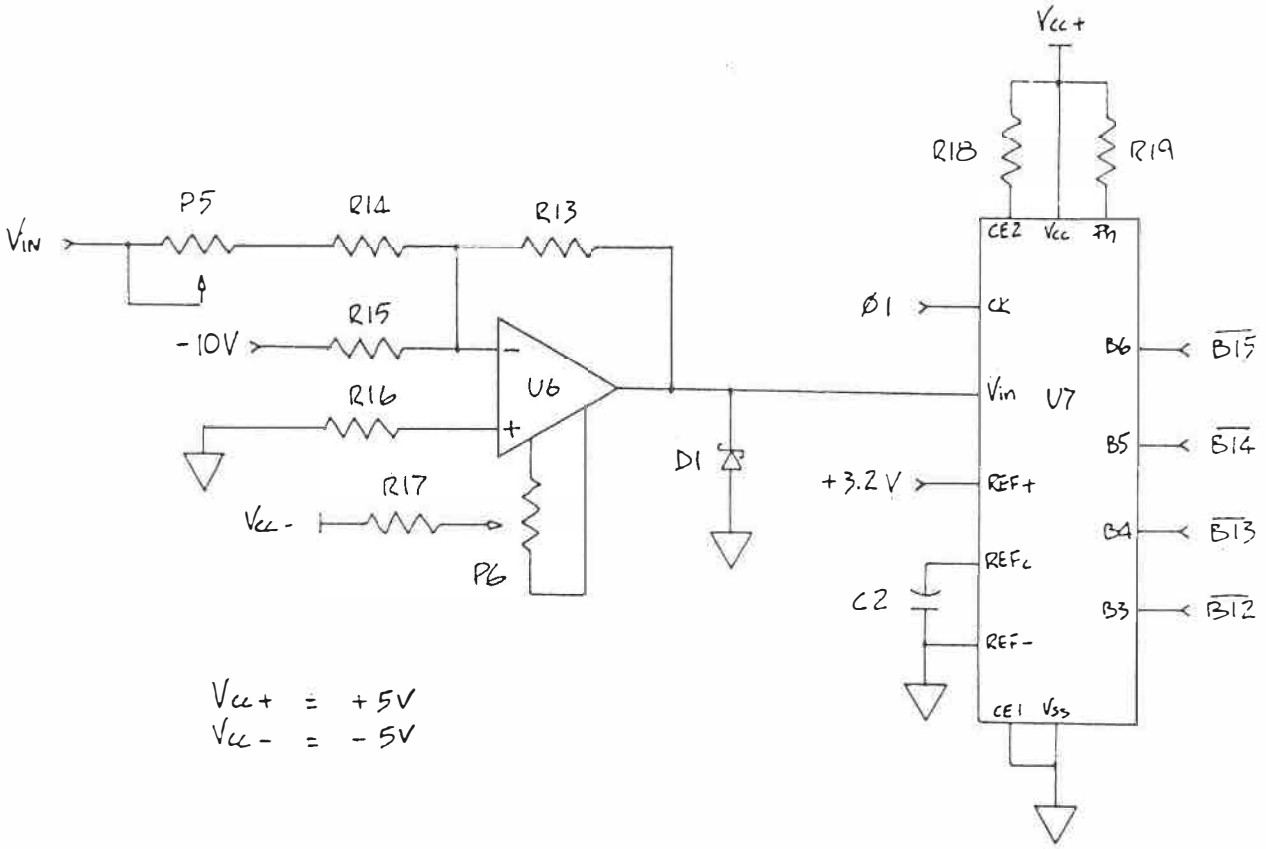


FIGURE II.7 : Circuit permettant de déterminer la plage d'activité dans laquelle se situe le signal d'entrée.

la variation des courants de polarisation, et a comme valeur $R_{13}//(R_{15}/2) \approx 910\ \Omega$; on a pris $R_{16} = 1\ k\Omega$. Les ajustements mentionnés auparavant sont effectués à l'aide de P_5 pour le gain et de P_6 pour le niveau DC. L'amplificateur opérationnel utilisé est un TL061 (U6) pour lequel le manufacturier suggère l'emploi des valeurs suivantes: $P_6 = 100\ k\Omega$ et $R_{17} = 1,5\ k\Omega$. A noter que U6 doit être alimenté à ±5V afin de permettre au signal de descendre à 0V sans distortion. La diode D_1 sert à protéger le convertisseur contre une tension négative pouvant causer des dommages irréversibles; il s'agit d'une diode Schottky (1N6263).

II.3.3 - Amplificateur à grande plage dynamique

Cette section du circuit permet d'amplifier les seizes plages définies par le convertisseur rapide tout en respectant la plage dynamique de ±10V du convertisseur de douze bits. Le circuit utilise un convertisseur numérique-analogique AD7523 de Intersil (U9) dont les principales caractéristiques sont:

- résolution de 8 bits;
- niveaux TTL en entrée;
- temps de stabilisation de 150 nsec;
- nonlinéarité de ±½LSB;
- sortie unipolaire ou bipolaire.

Il a été configuré en mode unipolaire, qui nécessite moins de composants externes et d'ajustements. Ce DAC offre également l'avantage de pouvoir utiliser une tension de référence positive ou négative indépendemment de l'alimentation. La valeur de la tension de sortie est donnée par:

$$V_o = - V_{ref} \times (N/256)$$

où N peut prendre les valeurs 0 à 255. L'opération recherchée étant une différence entre le signal d'entrée et la référence, elle sera réalisée directement par l'équation précédente avec une référence de +10V. Ce DAC est suivi d'un convertisseur courant-tension réalisé à l'aide d'un ampli-opérationnel TL080 (U10). Tel que suggéré par le manufacturier, une diode schoktty (1N6263) est ajoutée pour protèger la sortie du DAC contre les tensions négatives. Les deux composants sont alimentés à +15V.

L'amplificateur opérationnel qui précède le convertisseur rapide inverse le signal d'entrée. Ceci a pour effet de complémenter les bits à la sortie de ce dernier. Il faut donc effectuer l'inversion de ces bits afin d'obtenir les bons niveaux de tension à la sortie du DAC. De plus, il faut maintenir ces niveaux stables suffisamment longtemps pour permettre à l'amplificateur de se stabiliser. Ces deux opérations sont réalisées simultanément à l'aide de bascules D de type 74LS75 (U21).

Les quatre bits les plus significatifs du DAC servent à contrôler la valeur de la référence, alors que les moins significatifs permettent d'en ajuster le niveau DC. Les tensions de références désirées sont les suivantes: -0,3125V, -0,9375V, -1,5625V, -2,1875V, -2,8125V, -3,4375V, -4,0625V, -4,6875V, -5,3125V, -5,9375V, -6,5625V, -7,1875V, -7,8125V, -8,4375V, -9,0625V, -9,6875V. La sortie du DAC étant monopolaire (-10V,0V) et le signal d'entrée bipolaire (-10V,+10V), une multiplication par un facteur deux et un décalage de +10V sont appliqués aux références pour permettre une comparaison adéquate. Ces deux opérations sont jumelées à celle d'amplification à l'aide d'un amplificateur sommateur (voir figure II.8). Le gain de l'étage devant être de seize, il en résulte:

$R_{23} = 16\ R_{22}$ $\quad R_{21} + P_8 = R_{22}$ $\quad R_{20} + P_7 = R_{22}/2$

En prenant $R_{22} = 10k\Omega$ on a:

$R_{24} = 2,4\ k\Omega$ $\quad R_{23} = 160\ k\Omega$ $\quad R_{21} = 9,1\ k\Omega$

$R_{20} = 4,7\ k\Omega$ $\quad R_8 = 2\ k\Omega$ $\quad P_7 = 500\ \Omega$

A noter que l'amplificateur inverse le signal et qu'il faut en tenir compte lors de la conversion numérique.

Comme mentionné à la section II.3.1, il est important de synchroniser la lecture du signal d'entrée tout en permettant à l'amplificateur de se stabiliser. Ceci est réalisé par un échantillonneur-bloqueur de type NE5537 de Signetics (U11) placé entre le signal d'entrée et la résis-

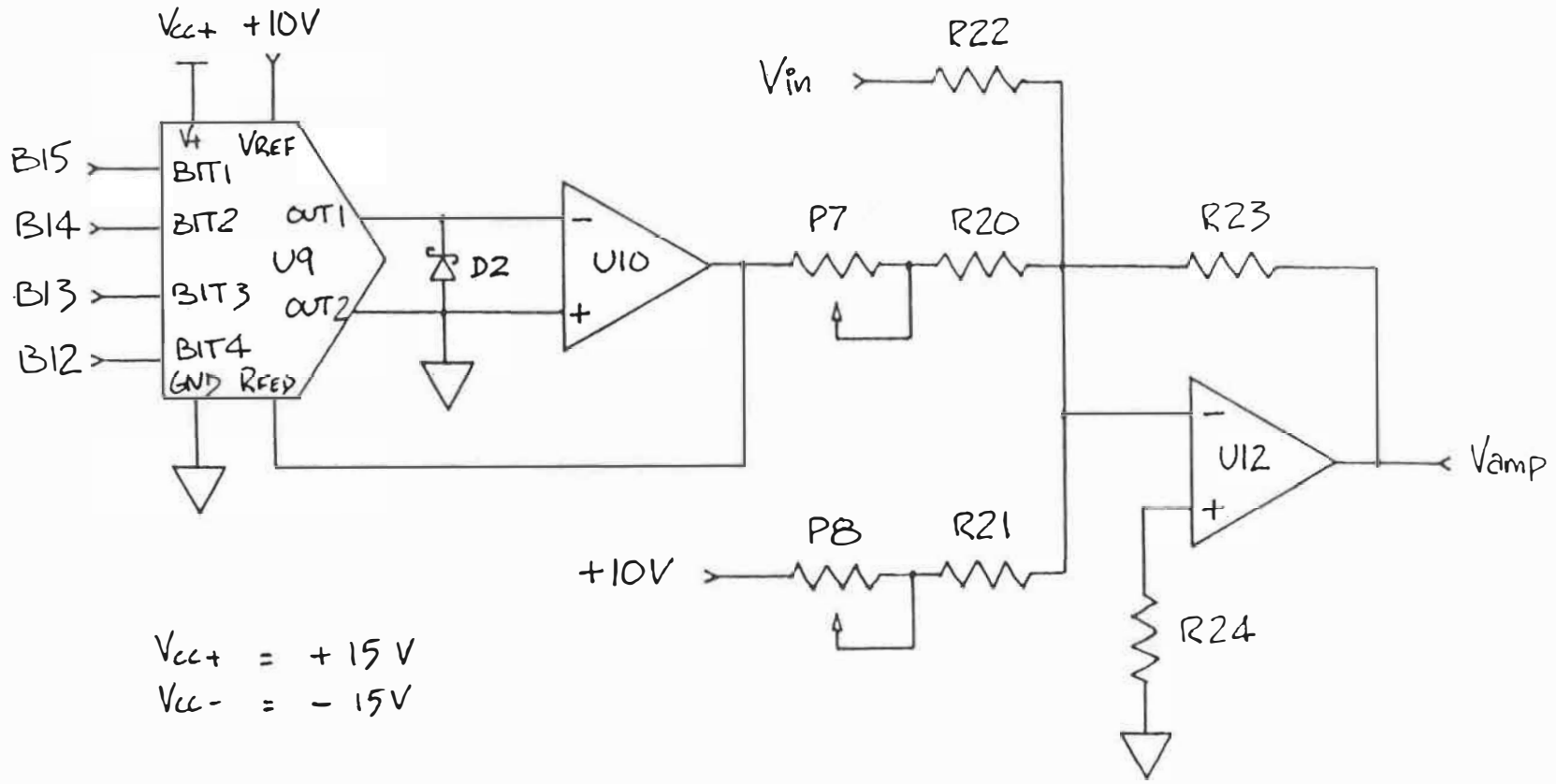


FIGURE II.8 : Amplificateur à grande plage dynamique.

tance R_{22}. Il est suggéré d'employer un condensateur en polystyrène ou polypropylène pour minimiser les pertes dans le diélectrique. Nous avons utilisé un condensateur en polystyrène de 3,3 nf, résultant en un temps d'acquisition inférieur à 10 μs pour une précision de 0.1%. La génération du signal d'échantillonnage sera vue à la section II.3.6.

II.3.4. - Conversion douze bits

Le signal à la sortie de l'amplificateur possède une plage dynamique de ±10V. Le convertisseur doit donc permettre la conversion de toute valeur comprise dans cet intervalle. De plus, le temps de conversion doit être suffisamment rapide pour permettre une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz. Un convertisseur A/N possédant de telles caractéristiques est le ADC80 de Burr-Brown (U14), dont le temps de conversion de 25 μs pour douze bits de résolution permet une fréquence d'échantillonnage maximum de 40 kHz. Les douze bits de sortie sont complémentés, ce qui permet de compenser pour l'inversion faite au niveau de l'amplificateur.

Ce convertisseur possède sa propre référence de tension interne et ne nécessite qu'un signal TTL de commande de conversion. Pour permettre une conversion adéquate, un échantillonneur-bloqueur est placé à l'entrée du convertis-

seur. Comme précédemment, un NE5537 (U13) de Signetics avec un condensateur de 3,3 nf en polystyrène sont utilisés. Le circuit détaillé est présenté à la figure II.9. Les ajustements du niveau DC et du gain à l'aide des potentiomètres P_9 et P_{10} ont été ajoutés. Les valeurs utilisées sont: $R_{25} = 2\ M\Omega$ $R_{26} = 10\ M\Omega$

$P_9 = P_{10} = 20\ k\Omega$ $C_4 = C_5 = 0,1\ \mu F$

II.3.5 - Interface avec le DSP

Une brève description des lignes de contrôle et de données disponibles sur le bus du DSP est nécessaire avant de poursuivre. Outre ses seize lignes de données, le bus du DSP possède un certain nombre de lignes permettant d'effectuer des requêtes au DSP par interruption ou par "polling" et d'établir des signaux de contrôle. La gestion des interruptions étant plus complexe et le DSP n'étant utilisé que pour vérifier le fonctionnement du système, du moins dans un premier temps, les données de seize bits seront lues par "polling" à l'aide de la ligne BIO du bus. A noter que cette ligne est active basse et est de type à collecteur ouvert. La commande de lecture de la donnée vient du DSP par l'intermédiaire d'un port d'entrée (IN_4) qui est également une ligne active basse. Ce même signal sert à remettre la ligne BIO dans son état inactif. Comme le signal de lecture est assez rapide, les puces utilisées pour

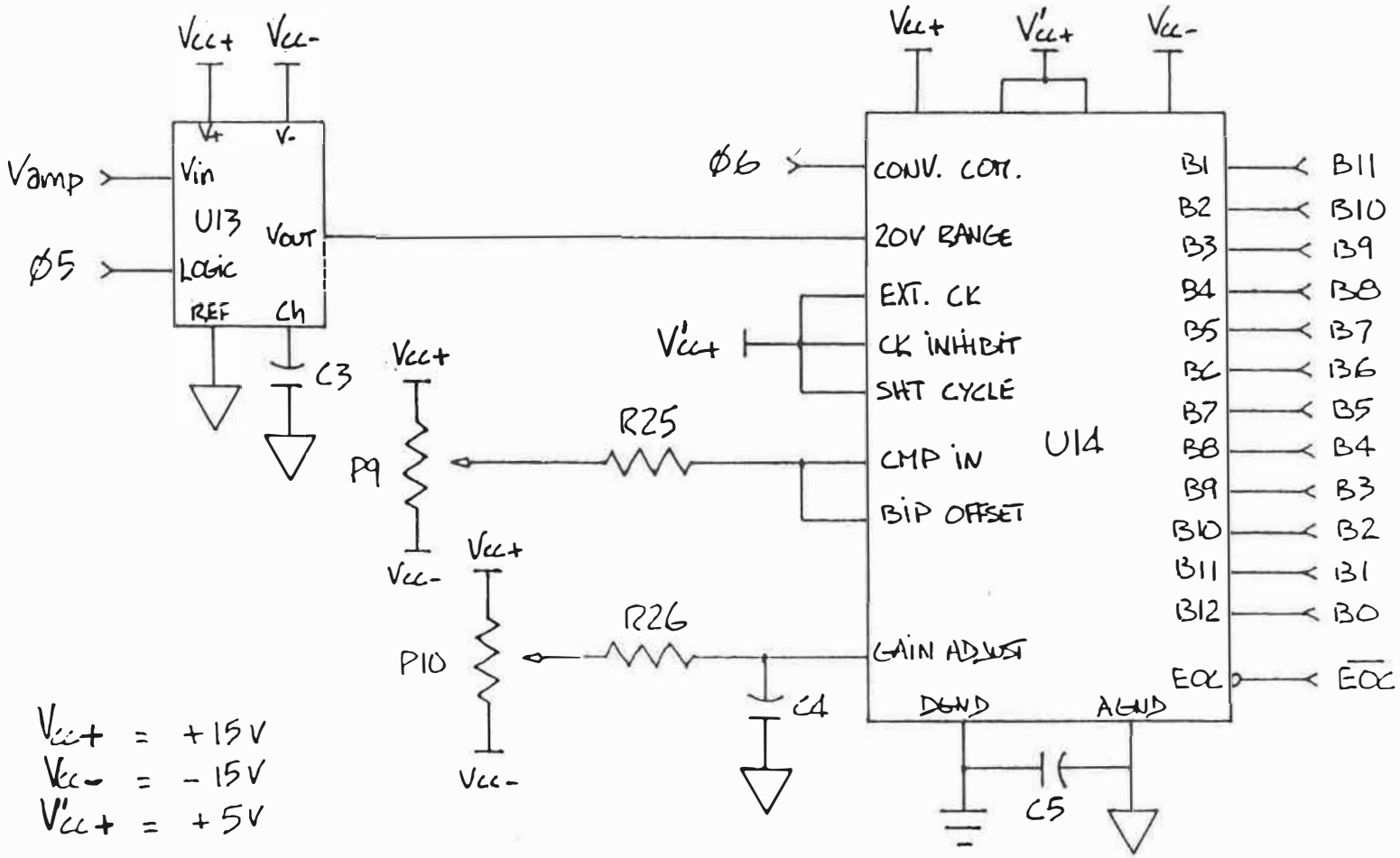


FIGURE II.9 : Conversion 12 bits.

le transfert de l'information au DSP doivent être des composants de type LS ou mieux. Afin d'interfacer les seize bits de données, un tampon unidirectionnel à sortie trois états, n'inversant pas les bits d'informations, est utilisé. Nous avons choisi deux portes de type 74LS244 (U15 et U16). Le DSP opérant directement avec des nombres représentés en complément de deux, les bits sont présentés sous ce format. Ainsi, pour un signal à la sortie du préamplificateur d'une valeur de -10V le code binaire à l'entrée du DSP sera 100...0 alors que pour une valeur de +10V il sera 011...1.

Afin d'activer la ligne BIO pour indiquer au DSP qu'une donnée est prête, on se sert du signal de fin de conversion (EOC) présent au niveau du convertisseur douze bits. Il s'agit d'un signal actif bas qui est remis à l'état inactif par une nouvelle commande de conversion. L'interface entre les deux signaux est fait à l'aide d'une bascule J-K (1/2 74LS74 (U17)). Le circuit d'interface est présenté à la figure II.10.

II.3.6 - Synchronisation temporelle

Un système d'acquisition nécessite une synchronisation précise des différentes étapes. Ce synchronisme peut être obtenu en dérivant tous les signaux de contrôle d'une horloge centrale établissant également la fréquence d'échan-

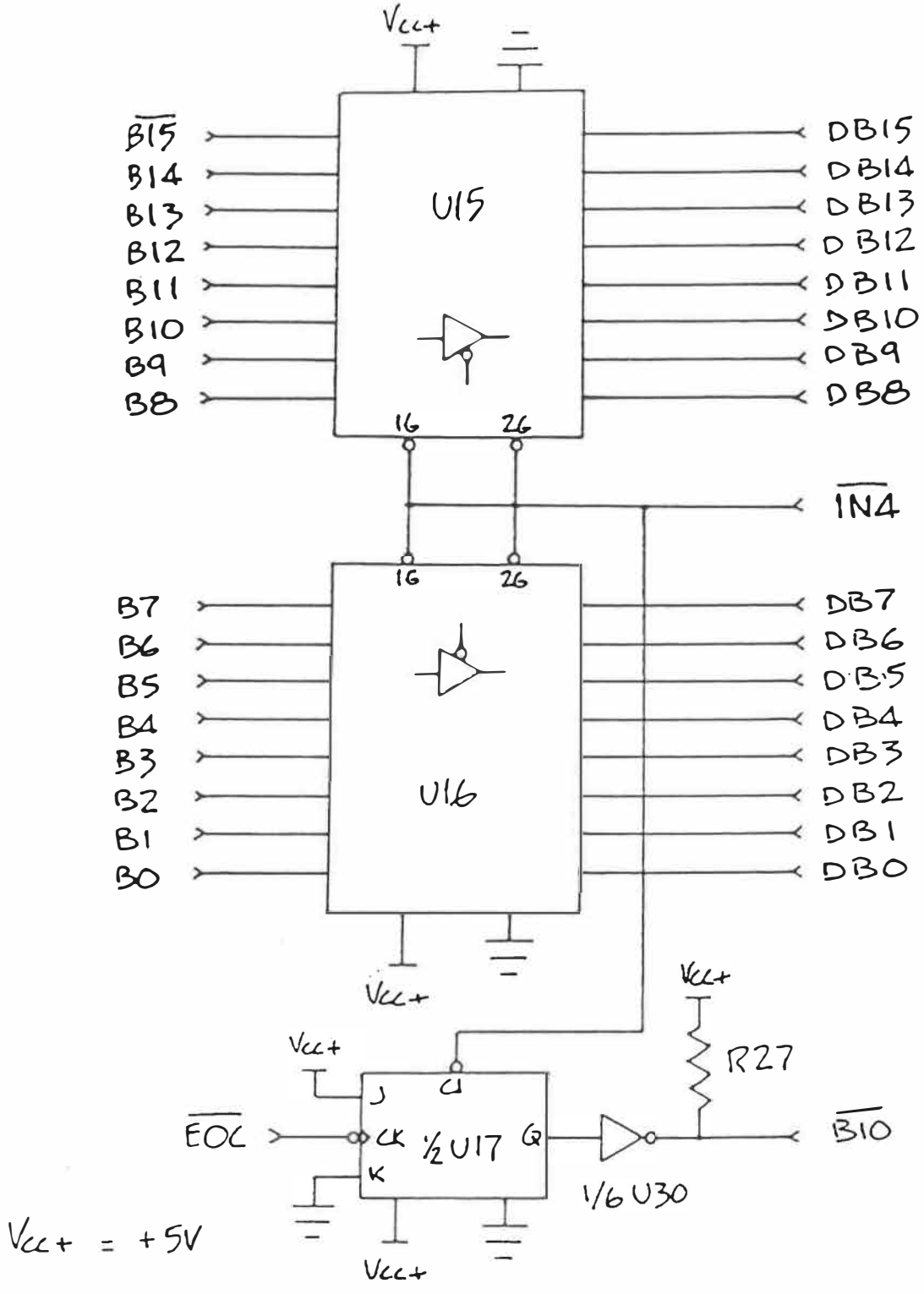


FIGURE II.10 : Interface avec le DSP.

tillonnage (se référer à la figure II.11 pour la description qui suit). Dans notre cas, l'horloge est générée par un oscillateur MXO55 de CTS (U18) possédant une fréquence de 10 MHz et une stabilité de ±0,01%. Cette fréquence est divisée pour obtenir des fréquences de 20 kHz, 10 kHz et 5 kHz à l'aide de deux compteurs binaires de type 74LS393 (U19 et U20). La fréquence d'échantillonnage est principalement choisie par logiciel, sous contrôle du DSP, mais peut également être sélectionnée à l'aide d'interrupteurs ("dip switch") pour faciliter la vérification du circuit. La sélection à partir du DSP se fait par l'intermédiaire du signal OUT_2 produit par l'écriture au port de sortie 2 d'un code de trois bits présent sur les lignes de données DB_0, DB_1 et DB_2. Une seule ligne est active à la fois (niveau haut), chaque bit étant associé à une fréquence d'échantillonnage différente. Cette information est mémorisée par des bascules D de type 74LS75 (U21). Les deux modes de sélection sont réunis à l'aide de portes de type 74LS32 (OU) (U23). La fréquence choisie, symbolisée par ϕ_2, est obtenue à l'aide de la porte 74LS54 (ET-OU-INVERSE) (U24).

Sachant que les transitions de ϕ_2 (fréquence d'échantillonnage) ont lieu sur les transitions descendantes de ϕ_1 (fréquence d'opération du convertisseur rapide), la synchronisation des échantillonnages se fait avantageusement sur la transition descendante des signaux ϕ_1 et ϕ_2. Ainsi,

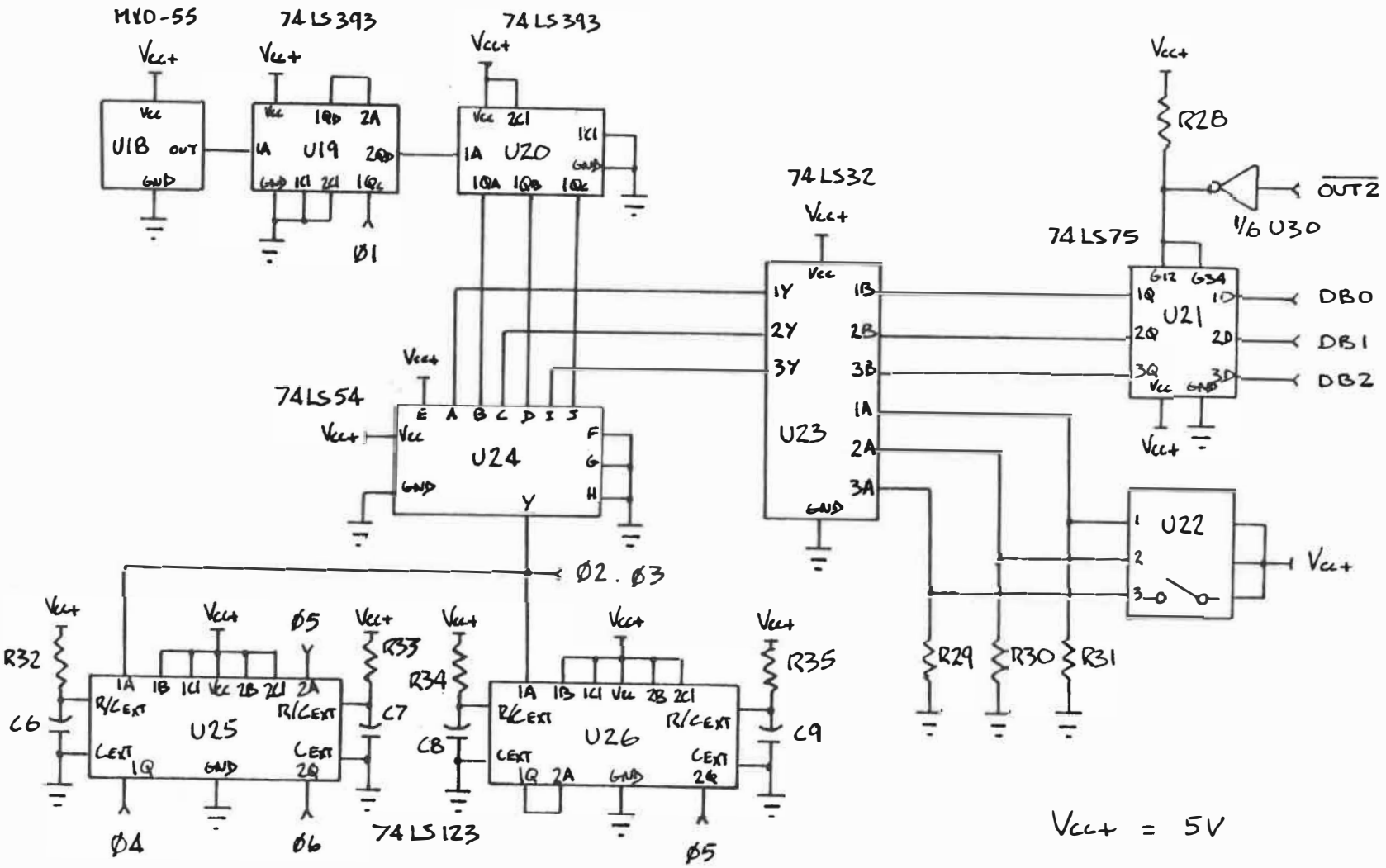


FIGURE II.11 : Synchronisation temporelle.

l'échantillonnage se fait pendant la phase haute des signaux ϕ_1 et ϕ_3 ($=\phi_2$), alors que la stabilisation de l'amplificateur et la numérisation se font durant la phase basse. Les données du convertisseur rapide sont disponibles un demi cycle de ϕ_1 après la transition descendante; le délai est évidemment fonction de la fréquence retenue pour ce signal. Afin de le minimiser, une fréquence relativement élevée est choisie, de l'ordre du mégahertz. En prenant la sortie $1Q_C$ du premier compteur servant à diviser la fréquence de base de 10 MHz, on obtient $\phi 1$ = 1,25 MHz et un cycle d'une durée de 800 ns. Le signal de lecture ϕ_4 est alors constitué d'une impulsion d'une durée de 800 ns déclenchée par la transition descendante de ϕ_2 et contrôle les bascules D (U8) situées après le convertisseur rapide (U7).

Pour permettre à l'amplificateur de se stabiliser, un délai est introduit avant la numérisation du signal amplifié. Le délai minimum requis est fonction de la pente limite du signal de sortie ("slew rate"). Pour l'amplificateur opérationnel TL081 utilisé (U12), la pente limite est de l'ordre de 10V/μs, impliquant donc un délai minimum de 2 μs pour une transition maximum de 20V. Le délai est fixé à 10 μs afin d'assurer un temps d'acquisition adéquat à l'échantillonneur-bloqueur (U13). Le signal ϕ_5 est donc une impulsion active basse d'une durée de 25 μs retardée de 10 μs par rapport à la transition descendante de ϕ_2. Le

dernier signal ϕ_6 est une impulsion active haute d'une durée de 1 μs déclenchant la conversion à douze bits. Cette impulsion est commandée par la transition descendante de ϕ_5. Les signaux ϕ_4, ϕ_5 et ϕ_6 sont obtenus à l'aide de monostables. Quatre délais devant être générés, deux puces 74LS123 (U25 et U26) contenant chacune deux monostables sont utilisées. Le schéma du diagramme temporel est présenté à la figure II.12.

II.3.7 - Autres composants

Il a été fait mention au cours des sections précédentes de la nécessité de disposer de références de tension stables. Les valeurs désirées sont les suivantes: +10V, -10V et +3,2V. Elles sont obtenues à partir d'une référence de +10V, la REF-01 de PMI (U27), dont les principales caractéristiques sont:

- régulation de ligne: 0,006 %/V;
- régulation de charge: 0,005 %/mA;
- bruit en sortie (0,1 Hz à 10 Hz): 20 μV;
- variation de V_o versus la température: 0,0%;
- coefficient de température de V_o: 3 ppm/°C;
- courant de sortie: 20 mA.

Les deux autres tensions sont obtenues à l'aide d'amplificateurs opérationnels. Le schéma est présenté à la figure II.13. U28 est un OP-27 et U29 est un TL061.

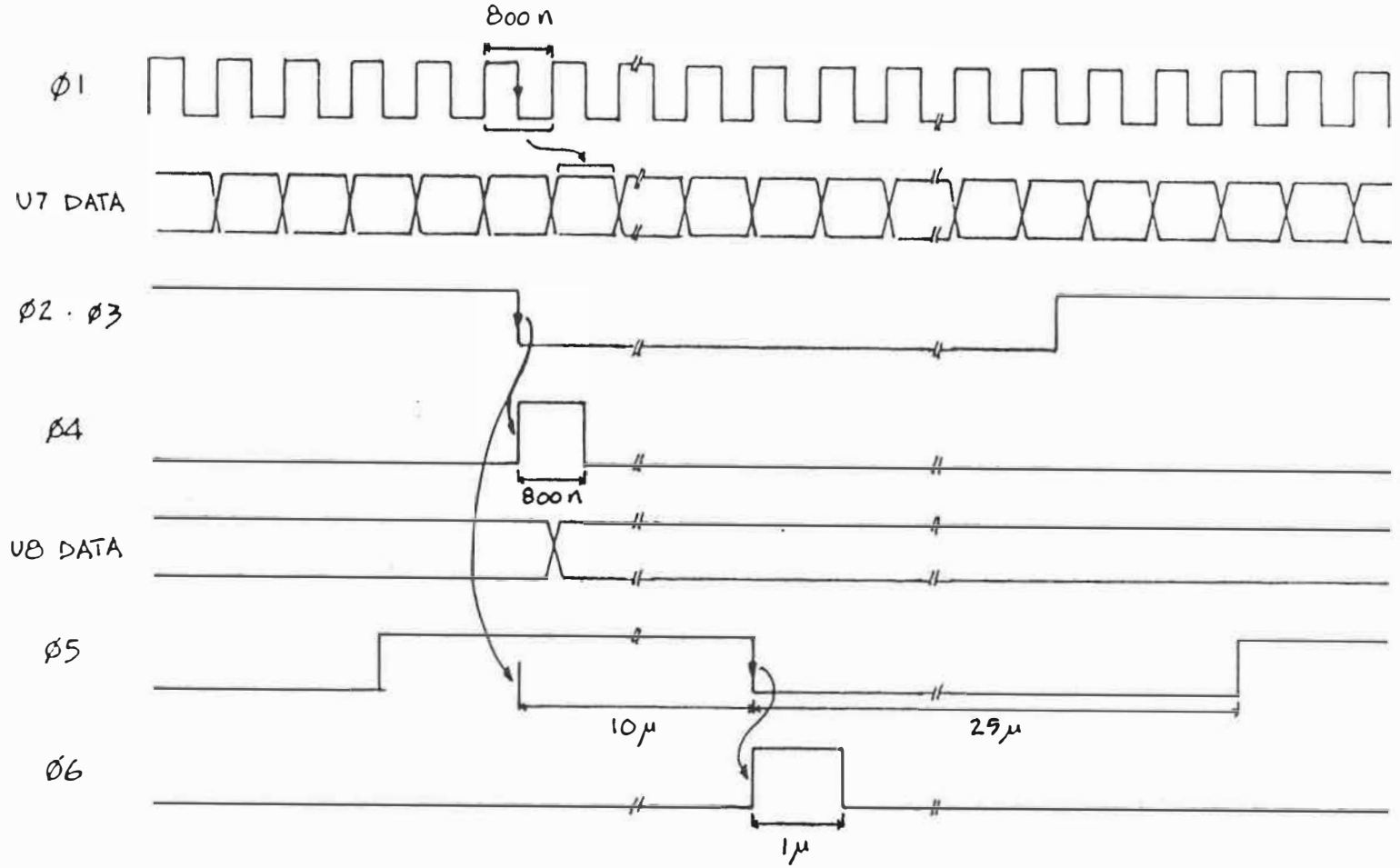


FIGURE II.12 : Diagramme temporel des signaux de synchronisation du système d'acquisition.

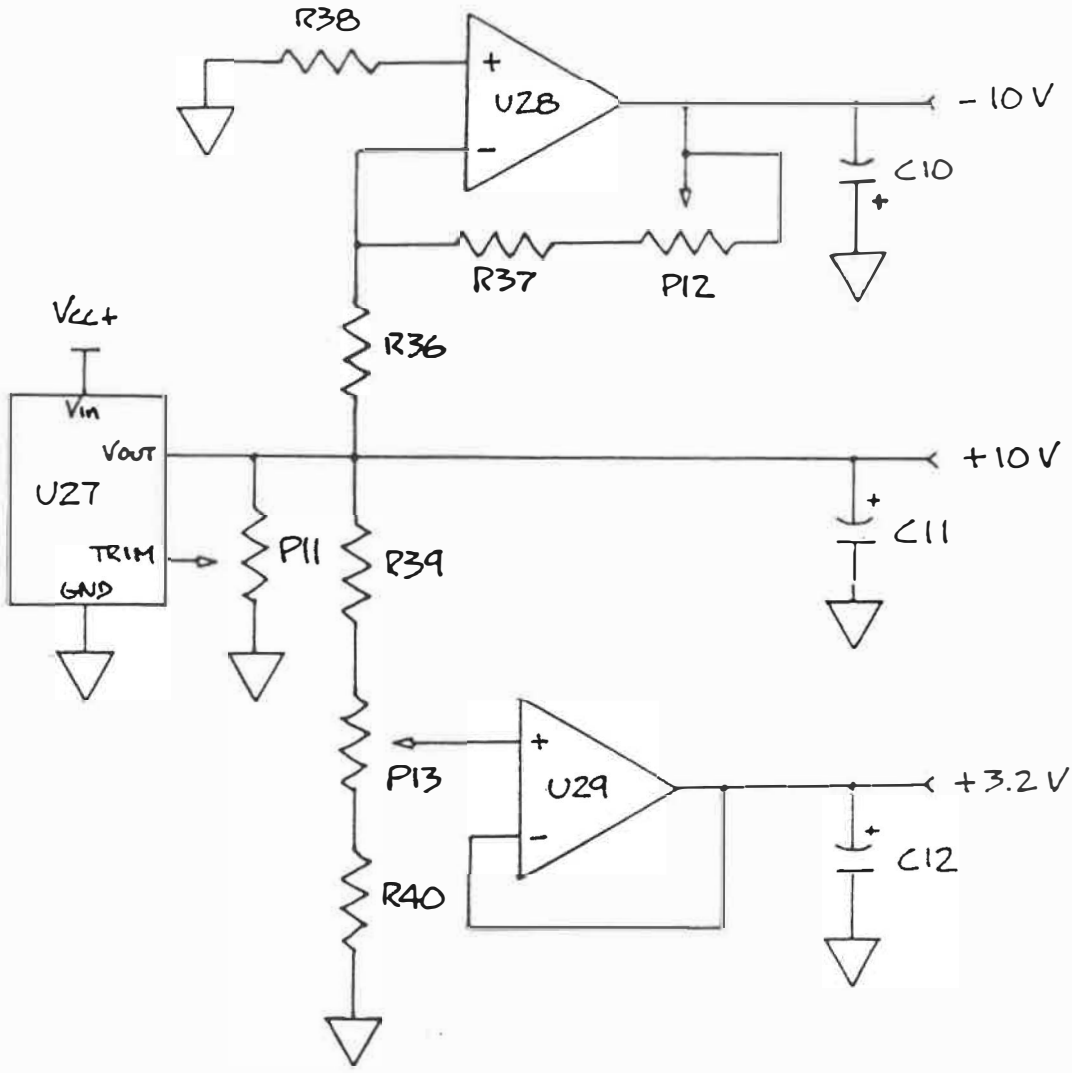


FIGURE II.13 : Références de tension stables.

II.4 - SUPPORT LOGICIEL

Les logiciels développés au cours de ce projet avaient pour but de permettre une évaluation du système et d'établir une base pour le développement éventuel des logiciels de traitement de signaux.

II.4.1 - Logiciel de traitement au niveau du DSP

Trois sous-programmes écrits en langage assembleur ont été incorporés au moniteur du TMS32010 afin de remplir les fonctions suivantes:

SFCOM : sélection de la fréquence d'échantillonnage;
DBCOM : sélection des limites de la plage sur laquelle porte l'opération d'agrandissement ("ZOOM");
ECGACQ : acquisition des données et reconversion analogique des signaux pour affichage sur oscilloscope.

Les deux premiers sous-programmes permettent de mettre en mémoire les paramètres de l'expérience. Le troisième effectue le traitement des données qui dans ce cas est réduit à sa plus simple expression: après avoir activé l'horloge d'échantillonnage, le sous-programme lit les données de seize bits, vérifie si elles sont dans la plage à agrandir, et dirige les données vers des convertisseurs

numériques-analogiques utilisés pour la visualisation sur oscilloscope. Un premier convertisseur présente le signal complet (DB_6 à DB_{15}) alors que le deuxième montre uniquement le signal compris à l'intérieur de la plage à agrandir (DB_2 à DB_{11}); lorsque le signal sort des limites de cette plage, la sortie du convertisseur est saturée aux valeurs minimum et maximum. Finalement, lorsque l'usager termine l'acquisition des données, l'horloge d'échantillonnage est désactivée et la ligne BIO est remise à son état inactif.

II.4.2 - Logiciel de traitement au niveau du PC

L'usager interagit avec le système par l'intermédiaire d'un micro-ordinateur de type PC. Le logiciel à ce niveau a donc pour objectif de contrôler les opérations, en permettant à l'usager d'envoyer des commandes au DSP. Le logiciel présente un menu principal offrant six options:

- F1 : Quitter le programme.
- F3 : Choix de la fréquence d'échantillonnage; l'usager a le choix parmi les fréquences suivantes : 20 kHz, 10 kHz et 5 kHz.
- F4 : Détermination des bornes de la plage à agrandir; la plage dynamique de ±10V est divisée en seizes plages identifiées à l'aide des chiffres hexadécimaux 0 à F. L'usager indique les plages inférieure et

supérieure de la zone à agrandir. Si une seule plage est désirée, l'usager entre deux fois la même valeur.

- F5 : Cette option permet d'avoir accès aux fonctions du moniteur du DSP.
- F9 : Début de l'acquisition des données.
- F10: Fin de l'acquisition des données.

Le programme valide toutes les entrées faites par l'usager (touches de fonction, paramètres, ...) et présente des messages d'erreur appropriés (paramètre invalide, erreur de transmission entre le PC et le DSP, ...). A noter qu'il fait appel à la librairie graphique de Turbo Pascal (Graphics Toolbox).

CHAPITRE III : RESULTATS

III.1 - PREAMPLIFICATEUR

Le préamplificateur a été monté sur un circuit imprimé fait à la main. Les caractéristiques principales qui ont été étudiées sont la réponse en fréquence et le niveau de bruit. La figure III.1 présente la réponse en fréquence pour un gain de 1000 et montre une largeur de bande de 20 KHz (40 KHz pour un gain de 500). Le taux de rejet du mode commun pour le gain de 1000 est supérieur à 100 dB. Les tableaux III.1 et III.2 résument les valeurs de bruit RMS référé à l'entrée (approximées par les valeurs crête-à-crête divisées par huit) pour différentes largeurs de bande, avec les entrées de l'amplificateur reliées à la masse directement ou à travers une résistance de 10 KΩ respectivement. On note l'influence marquée d'une résistance de source élevée, impliquant qu'il est important de minimiser l'impédance de l'interface électrode peau pour diminuer le bruit équivalent à l'entrée.

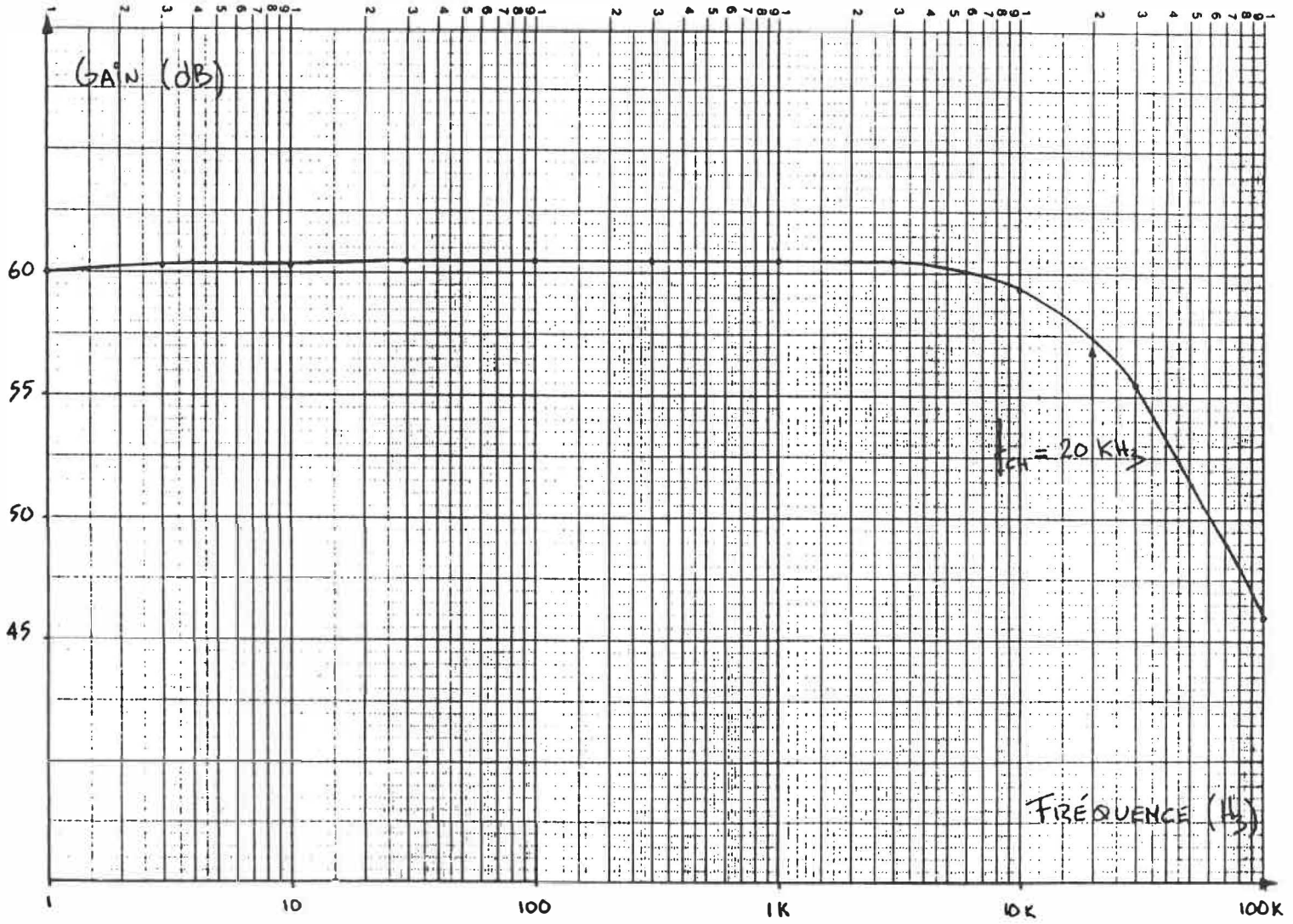


FIGURE III.1 : Réponse en fréquence du préamplificateur pour un gain de 1000.

Largeur de bande (Hz)	0,1-10	0,1-100	0,1-200	0,1-1K	0,1-10K
Amplitude (μV_{RMS})	0,013	0,050	0,188	0,250	0,625

TABLEAU III.1 : Mesure du bruit référé à l'entrée du préamplificateur, avec les entrées court-circuitées à la masse.

Largeur de bande (Hz)	0,1-10	0,1-100	0,1-200	0,1-1K	0,1-10K
Amplitude (μV_{RMS})	0,050	0,188	0,250	0,625	1,750

TABLEAU III.2 : Mesure du bruit référé à l'entrée du préamplificateur, avec les entrées reliées à la masse a travers une résistance de 10 KΩ.

III.2 - SYSTEME D'ACQUISITION

La carte d'acquisition a été montée en "wire-wrap" sur une plaquette pouvant être inserée dans le fond de panier du DSP. Bien qu'il ne s'agisse pas du montage idéal pour ce type de circuit, il a permis d'effectuer une première évaluation du système.

L'ajustement des différents potentiomètres sur la plaquette doit être effectué comme suit:

- régler P_{11} pour avoir +10 volts à la sortie de U27;
- régler P_{12} pour avoir -10 volts à la sortie de U28;
- régler P_{13} pour avoir +3.2 volts à la sortie de U29;
- par itération, régler P_5 et P_6 de façon à ajuster les seuils du convertisseur rapide par rapport au signal d'entrée; une façon d'y parvenir est d'avoir une transition avec un signal DC à l'entrée de ±x volts (x=±5 ou x=±7.5 par exemple); les autres niveaux seront alors déterminés par la précision du réseau de résistance à l'intérieur du convertisseur;
- régler P_7 et P_8 de façon à ce que tous les échantillons à la sortie de U13 soient compris dans la plage ±10 volts; il faut d'abord ajuster P_8 (niveau DC) puis ajuster P_7 (gain des tensions de référence);

- si besoin est, ajuster P_9 et P_{10} pour régler le zéro et le gain du convertisseur 12 bits.

Une fois ces ajustements faits, les seuils du convertisseur rapide tels que mesurées sur le circuit sont présentées au tableau III.3. Ces résultats tendent vers les valeurs théoriques décrites précédemment. De même, le tableau III.4 résume les valeurs de référence générées par le convertisseur numérique-analogique (DAC), telles que mesurées à la sortie de U10.

Les tests dynamiques, sans être plus difficiles à réaliser, le sont plus à documenter. Un des points importants à vérifier est l'étendue de la plage des échantillons à la sortie de U13 juste avant le convertisseur à 12 bits. Il est important en effet que tous les échantillons à ce niveau soit situés dans la plage ±10 volts. Pour ce faire, un signal périodique (une onde triangulaire par exemple) de moyenne nulle est appliqué à l'entrée du circuit et l'on observe le signal à la sortie de U13. La figure III.2 illustre la situation pour une onde de ±10 volts d'amplitude couvrant les seize plages du système. On note cependant une certaine non-uniformité dans l'amplitude des différentes plages, due principalement à l'imprécision des seuils et des références. On peut également observer l'influence d'un gain inférieur à seize au niveau de l'amplitude des dif-

V_t THEORIQUE	V_t MESUREE
+8,75	+8,74
+7,50	+7,50
+6,25	+6,25
+5,00	+4,99
+3,75	+3,74
+2,50	+2,47
+1,25	+1,21
0,00	-0,04
-1,25	-1,28
-2,50	-2,53
-3,75	-3,78
-5,00	-5,03
-6,25	-6,28
-7,50	-7,53
-8,75	-8,77

TABLEAU III.3 : Seuils du convertisseur rapide.

V_r THEORIQUE	V_r MESUREE
0,3125	0,251
0,9375	0,878
1,5625	1,506
2,1875	2,135
2,8125	2,760
3,4375	3,388
4,0625	4,018
4,6875	4,646
5,3125	5,269
5,9375	5,896
6,5625	6,524
7,1875	7,153
7,8125	7,779
8,4375	8,406
9,0625	9,035
9,6875	9,664

TABLEAU III.4 : Tensions de référence générées par le convertisseur numérique-analogique.

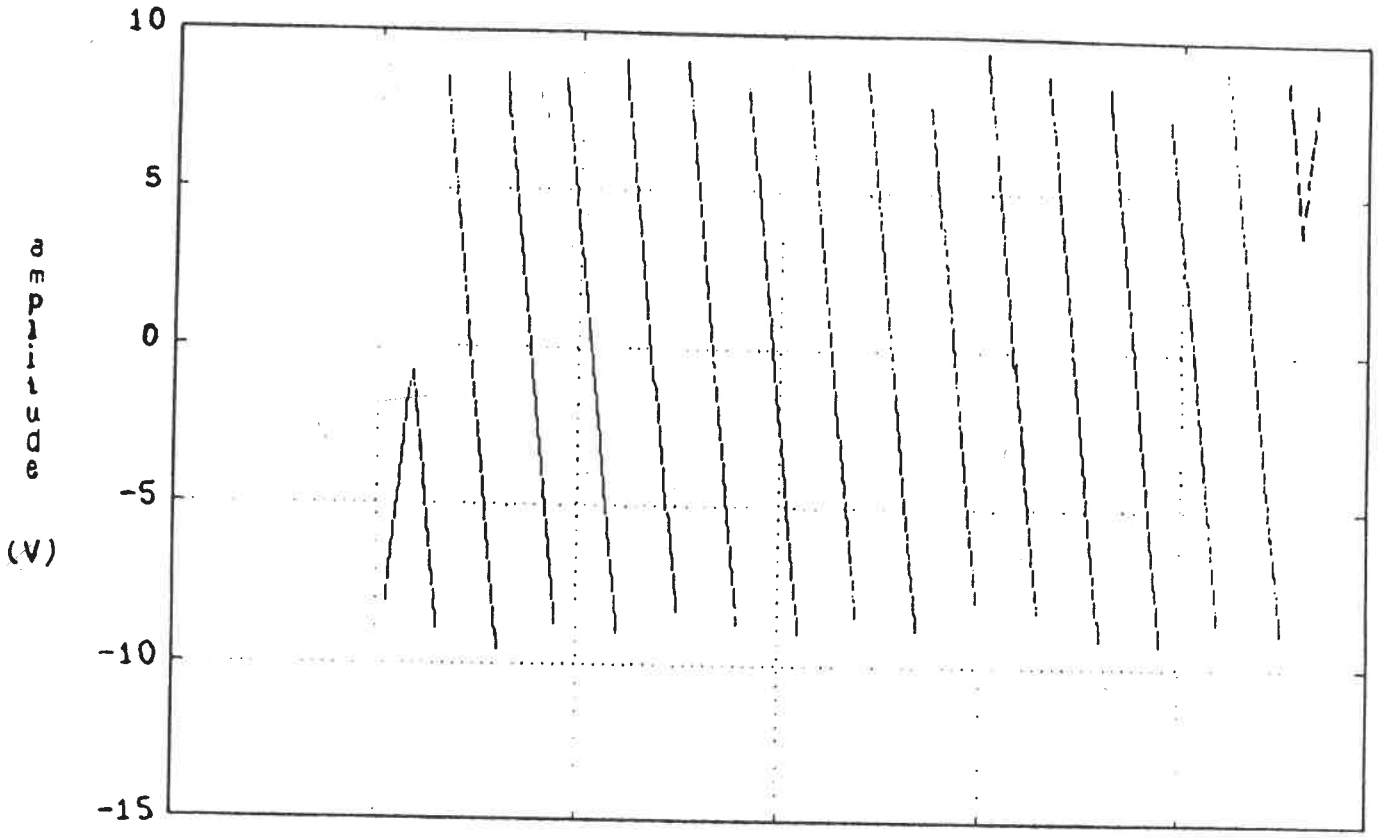


FIGURE III.2 : Forme d'onde à la sortie du circuit d'amplification à grande plage dynamique pour un signal d'entrée de forme triangulaire d'amplitude ±10 volts (f_e = 5KHz).

férentes plages, alors qu'aucune d'entre elle n'est de ±10 volts comme le voudrait la théorie. Ce facteur d'amplification inférieur à seize à été introduit au départ afin d'être certain que toutes les plages se retrouvent à l'intérieur de l'intervalle ±10V, mais il est évident qu'un gain de seize aurait impliqué une distorsion du signal.

Une autre analyse intéressante consiste à observer le signal intégral tel que reconstitué à partir des différentes plages. Un tel signal est disponible à la sortie du convertisseur numérique-analogique. Avec le même signal triangulaire qu'auparavant, la figure III.3 présente le résultat. Elle témoigne d'une reconstitution à première vue satisfaisante, mais le système d'enregistrement ne fait pas ressortir nécessairement les phénomènes qui se produisent aux transitions.

Le fonctionnement du système à finalement été vérifié à l'aide d'un signal ECG simulé. La figure III.4 montre le signal à la sortie de l'amplificateur à grande plage dynamique. Les ondes P, Q, S et T y sont clairement identifiées alors que l'onde R semble complètement perdue. Certains traits ne devraient pas apparaître sur le schéma, ne faisant pas partie véritablement du signal (obtenu à partir d'un oscilloscope numérique). Un autre phénomène apparaissant clairement sur cette figure est la suscep-

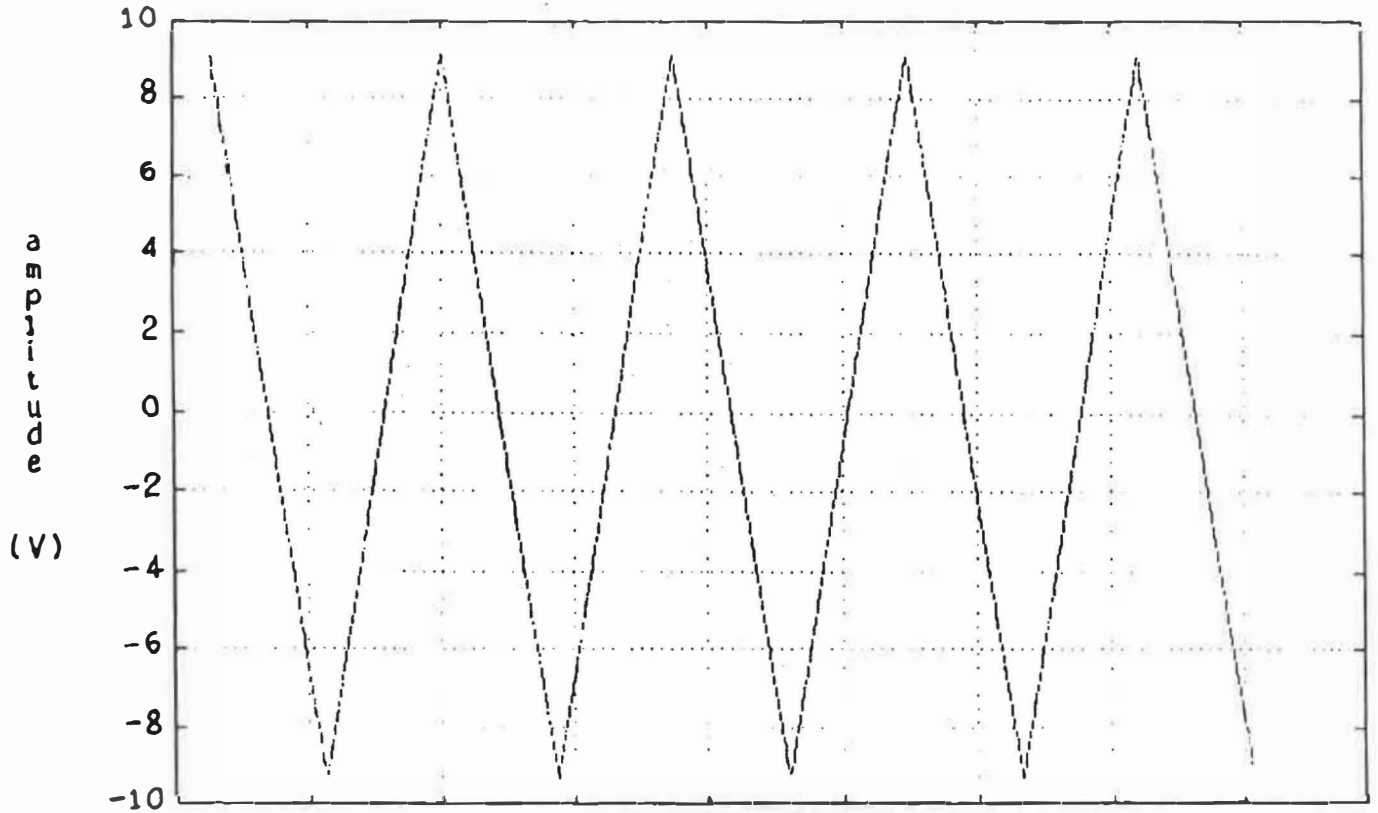


FIGURE III.3 : Signal triangulaire ±10V reconstitué à partir des différentes plages.

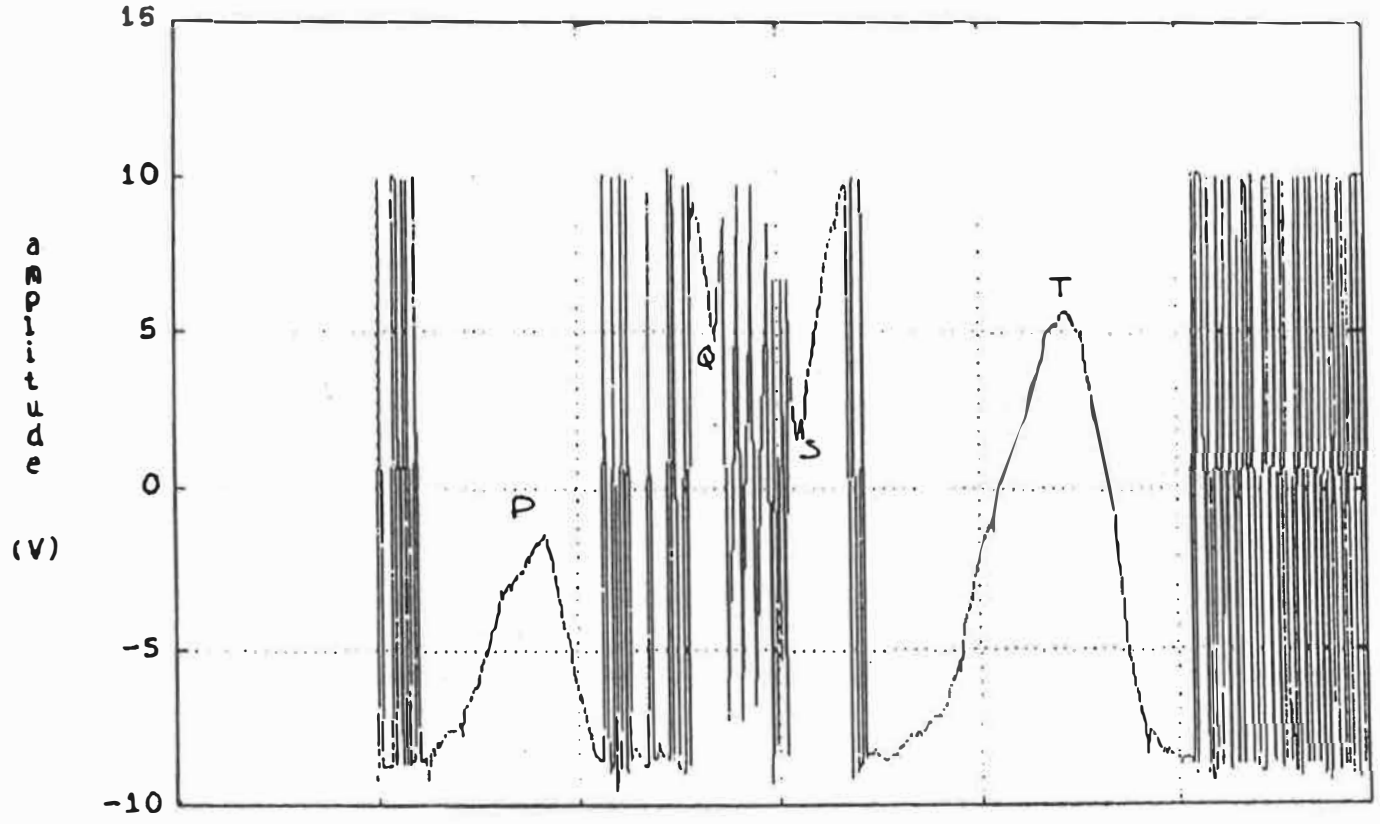


FIGURE III.4 : Résultat avec un ECG simulé; signal à la sortie de l'amplificateur à grande plage dynamique.

tibilité du système au bruit lorsque le signal se maintient au niveau d'une transition. Ceci se traduit par un signal oscillant approximativement entre +10V et -10V, comme le montre le début et la fin du signal. La répercussion sur le signal reconstitué est cependant moins néfaste comme le montre la figure III.5. Deux constatations sont néanmoins évidentes: certains artéfacts de bruit se sont joints au signal au niveau des transitions, et le facteur d'amplification insuffisant a tendance à dissocier les plages comme on l'observe nettement avant l'onde Q et après l'onde S.

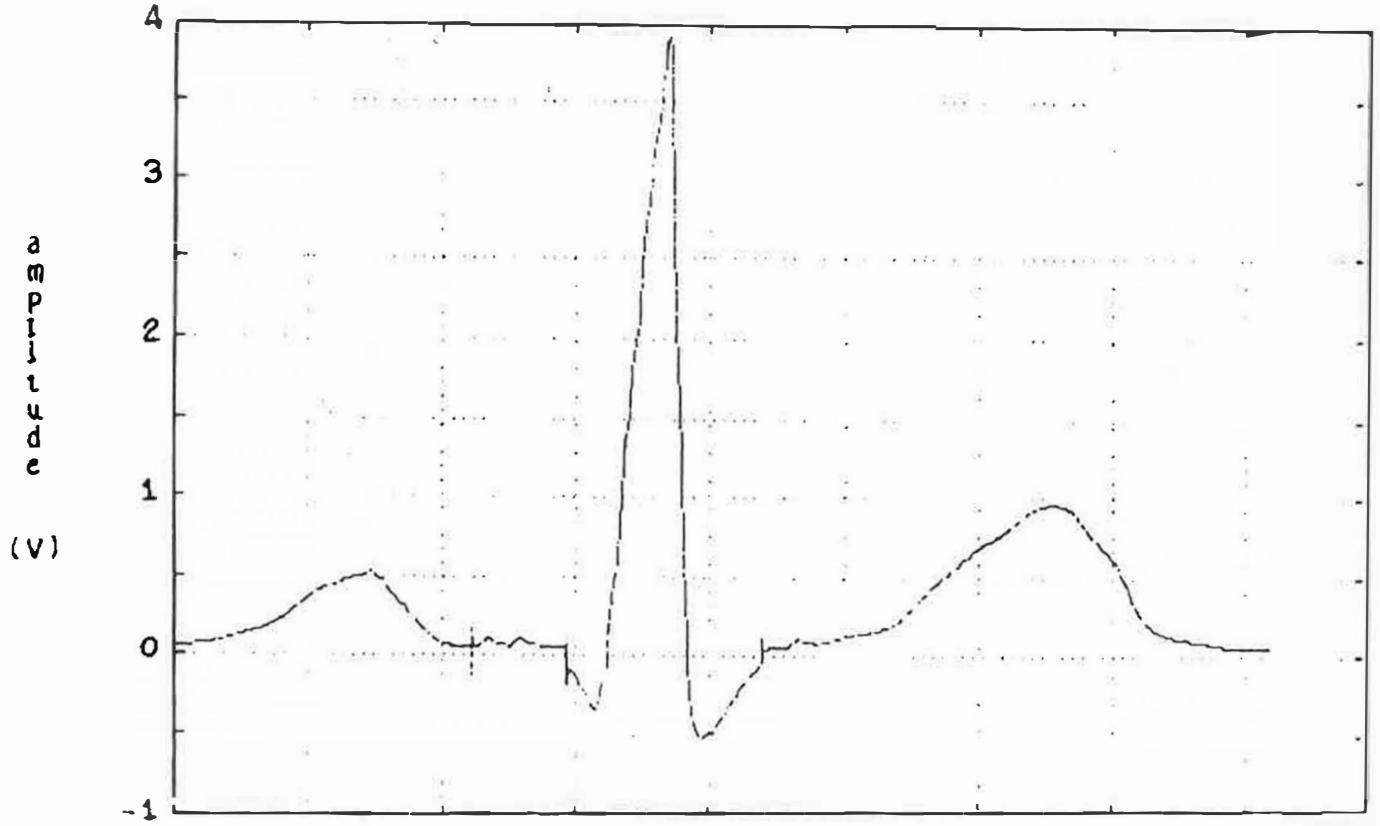


FIGURE III.5 : Signal ECG simulé tel que reconstitué.

CHAPITRE IV : DISCUSSION

L'étude préliminaire du préamplificateur montre une réponse en fréquence relativement constante sur une bande de fréquence de 20 KHz pour un gain de 1000. De même, les niveaux de bruit obtenus peuvent être considérés acceptable compte tenu de la configuration et du montage utilisés. Cependant, il serait avantageux d'évaluer d'autres approches ou configurations permettant d'améliorer les caractéristiques de bruit. Par exemple, un amplificateur d'instrumentation sous forme de circuit intégré associé à une qualité de montage supérieure pourrait sans doute offrir de meilleurs performances. Eventuellement, une étude plus poussée de l'influence de certains paramètres sur le bruit pourrait également être entreprise afin d'en optimiser les performances. Le design final devrait comprendre le contrôle du gain et de la fréquence de coupure à partir du micro-ordinateur.

Bien que les résultats obtenus avec l'amplificateur à grande plage dynamique soient encourageants, ils ont en même temps permis de mettre en évidence les points faibles du système. Ainsi, comme le montre la figure III.3, la séparation des différentes plages n'est pas aussi uniforme que souhaitée et la linéarité du signal s'en trouve grandement affectée. Trois éléments importants contribuent à cette influence: l'exactitude du gain de l'amplificateur

(x16), les seuils du convertisseur rapide et les tensions de référence produites par le DAC.

Le gain devrait théoriquement être de seize pour chacune des plages; comme il n'y a qu'un seul ampli-opérationnel pour réaliser cette fonction, il est relativement aisé d'obtenir un gain précis. Il serait intéressant de fournir un ajustement du gain de l'amplificateur par l'intermédiaire d'un potentiomètre ajouté en série avec la résistance de contre-réaction.

Les seuils, pour leur part, sont principalement fonction de la précision du réseau de résistances interne au convertisseur rapide. Par contre, le niveau de bruit présent sur le signal d'entrée de ce même convertisseur peut également affecter le comportement du circuit. Aucune étude particulière n'a été faite pour en déterminer la nature et l'amplitude, mais il est clair que la réduction de ce bruit est un objectif primordial pour établir des tensions de transition les plus nettes possibles. Une des actions pouvant être entreprise dans ce but est d'améliorer la qualité du montage; en effet, les spécifications du manufacturier ne recommande pas le montage du convertisseur rapide en "wire-wrap", mais plutôt sur circuit imprimé comportant une bonne surface de cuivre mise à la masse. Les valeurs du tableau III.3 présentent une incertitude de 0,023 ± 0,013;

cette incertitude pourrait être améliorée en effectuant un meilleur ajustement des potentiomètres P_5 et P_6. Il reste cependant qu'elle est multipliée par le gain de l'amplificateur et qu'elle se manifeste par des plages n'ayant pas la même amplitude.

L'incertitude sur les tensions de référence a une implication sur le niveau DC des différentes plages. Ainsi, une valeur supérieure à la référence théorique a tendance à baisser la plage alors qu'une valeur inférieure a tendance à la faire monter. D'après les valeurs du tableau III.4, l'erreur faite sur la valeur de référence est de 0,0433 ± 0,0111. Trois facteurs peuvent contribuer à améliorer la précision des références: la linéarité du convertisseur, un meilleur ajustement du niveau DC fourni par les bits moins significatifs non utilisés et l'ajustement du gain effectué au niveau du convertisseur plutôt qu'au niveau de l'amplificateur (P_7).

Ainsi, il y aurait avantage à utiliser un convertisseur possédant une non-linéarité de ±1/8 LSB (±0,05%) au lieu de ±1/2 LSB (±0,2%). En insérant le potentiomètre P_7 entre le convertisseur et la référence de +10V tel que suggéré par le manufacturier, il en résulterait un meilleur contrôle du gain et cela permettrait d'optimiser la qualité de l'ajustement offert par ce dernier et le niveau DC.

L'utilisation de résistances précises au niveau de l'amplificateur serait également un atout.

Espérer obtenir un fonctionnement idéal à l'aide de ces modifications serait irréaliste. Par contre, la possibilité d'utiliser un artifice de traitement de signal pour tendre vers un tel fonctionnement est envisageable. En diminuant le gain de l'amplificateur, le signal serait toujours dans la plage dynamique du convertisseur analogique-numérique, évitant ainsi les possibilités de saturation. Le complément de gain pourrait être obtenu de façon numérique. On pourrait également chercher à quantifier l'erreur introduite par l'incertitude sur les seuils et les références, et ce pour chacune des plages. Ceci pourrait mener à une série d'équations de correction (une par plage) affectant chacune des données et permettant de rétablir une linéarité acceptable.

CONCLUSION

Dans le but de poursuivre l'évolution des techniques d'enregistrement des micropotentiels cardiaques, les bases d'une nouvelle approche d'amplification ont été établies et sommairement évaluées. De nombreux points sensibles ont été relevés qui ne sont pas sans solution. Le design d'un tel système est certes sujet à de nombreuses précautions et ne saurait être complété sans une connaissance approfondie de l'influence des divers paramètres sur le fonctionnement. L'avenir d'un tel système possède dans le domaine de la recherche en électrophysiologie cardiaque demeure du domaine de l'expérimentation et nécessitera des études et analyses plus poussées. Les résultats préliminaires présentés sont tout de même encourageants et tendent à imposer une tâche supplémentaire au traitement numérique effectué par le processeur de signaux (DSP).

REFERENCES

1. Berbari E.J. et al., "Noninvasive technique for detection of electrical activity during the P-R segment". Circulation, 48, pp. 1005-1013 (November 1973).
2. Flowers N.C. et al., "Surface recording of electrical activity from the region of the bundle of His". American Journal of Cardiology, 33, pp. 384-389 (March 1974).
3. Furness A. et al., "The feasibility of detecting His-bundle activity from the body surface". Cardiovascular Research, 9, pp. 390-396 (1975).
4. Berbari E.J. et al., "The His-Purkinje electrocardiogram in man; an initial assessment of its uses and limitations". Circulation, 54, pp. 219-224 (August 1976).
5. Van Den Akker T.J. et al., "Real-time method for noninvasive recording of His bundle activity of the electrocardiogram". Computers and Biomedical Research, 9, pp. 559-569 (1976).
6. Farrell D.E. et al., "Magnetic study of the His-Purkinje conduction system in man". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 27(7), pp. 345-350 (1980).
7. Berbari E.J. et al., "The effects of filtering the His-Purkinje system electrocardiogram". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 26(2), pp. 82-85 (1979).

8. Flowers N.C. et al., "Surface recording of His-Purkinje activity on an every-beat basis without digital averaging". Circulation, 63(4), pp. 948-953 (1981).

9. Mohammad-Djafari A. et al., "Noninvasive recording of the His-Purkinje system electrical activity by a digital system design". Journal of Biomedical Engineering, 3, pp. 147-152 (1981).

10. Berbari E.J. et al., "Orthogonal surface lead recordings of His-Purkinje activity: comparison of actual and simulated waveforms". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 30(3), pp. 160-167 (1983).

11. Berbari E.J. et al., "Recording from the body surface of arrhythmogenic ventricular activity during the S-T segment". American Journal of Cardiology, 41, pp. 697-702 (1978).

12. Fontaine G. et al., "Electrocardiographie des potentiels tardifs du syndrome de post-excitation". Arch. Mal. Coeur, 8, pp.854-864 (1978).

13. Rozanski J.J. et al., "Body surface detection of delayed depolarizations in patients with recurrent ventricular tachycardia and left ventricular aneurysm". Circulation, 63(5), pp. 1172-1178 (1981).

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL
3 9334 00282161 7