

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
جامعة هواري بومدين للعلوم و التكنولوجيا

FACULTE D'ELECTRONIQUE ET D'INFORMATIQUE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER
EN : ELECTRONIQUE

Spécialité : Instrumentation Electronique

Par

M^{lle} **MEZIANE Nacéra**

Thème

***ETUDE ET REALISATION D'UNE CARTE
D'ACQUISITION A HAUTE RESOLUTION AVEC PORT
USB POUR DES APPLICATIONS EN BIOMEDICAL***

Soutenu publiquement le : 02 / 10 / 2006, devant la commission d'examen :

M^r R. OUSSAID

Maître de conférences à l'U.S.T.H.B.

Président

M^r M. ATTARI

Professeur à l'U.S.T.H.B.

Directeur de thèse

M^r M. CHEREF

Maître de conférences à la Faculté de Médecine d'Alger

Examinateur

M^{me} M. TALHA

Maître de conférences à l'USTHB

Examinatrice

M^r Y. REMRAM

Chargé de cours à l'USTHB

Invité

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

() :

.Ag/AgCl

.AD524

. ADC574AK

.Cypress

EZ-USB

EZ-USB

:

ABSTRACT

In this work, a data acquisition system for physiological signals has been developed and a particular attention is dedicated to USB bus, which allows an easy data transfer in real time to a personal computer. The visualization on PC and the recording were possible with the use of the interactive computing tool which has been developed. The present work highlights the system which is divided into two parts : electronic (analogical and numerical), and physiologic which allows the ECG signal swab using the Ag/AgCl surface electrodes. In the electronic part, a complete monitoring system has been studied and realized. The conditioning circuit is planned around the AD524 instrumentation amplifier. The issued signal from the conditioner is transmitted to an analog/digital conversion stage which is built around the ADC574AK converter. The numerical part insures the acquisition management, based on the use of the EZ-USB board from Cypress firm. Experimental tests have been achieved in the laboratory of instrumentation for different subjects.

Key words :

ECG, derivation, electrode, EZ-USB, shielding, acquisition, graphic interface.

RESUME

Dans ce travail, un système de recueil de signaux physiologiques à base du processeur AN2131QC a été développé et une attention particulière est dédiée au port USB, permettant de faciliter le transfert de données en temps réel vers le PC. La visualisation sur PC ainsi que l'enregistrement étaient possibles grâce à l'outil informatique interactif développé. Le présent travail met en valeur la partie système qui se divise en deux parties : électronique (analogique et numérique), et physiologique qui permet le recueil du signal ECG au moyen d'électrodes de surface Ag/AgCl. Dans la partie électronique, un système de monitoring complet a été étudié et réalisé. Le circuit de conditionnement est conçu à base de l'amplificateur d'instrumentation AD524. Le signal issu du circuit de conditionnement est transmis vers l'étage de conversion analogique/numérique réalisé à base du circuit de conversion ADC 574AK. La partie numérique assurant la gestion de l'acquisition est basée autour du kit EZ-USB de la firme Cypress. Des tests expérimentaux ont été effectués au laboratoire d'instrumentation sur des sujets différents.

Mots clés :

ECG, dérivation, électrode, EZ-USB, blindage, acquisition, interface graphique.

« La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne [...] La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi [...] Quand on réunit théorie et pratique, rien ne fonctionne et personne ne sait pourquoi »

Albert EINSTEIN

« Puisqu'on ne peut être universel et savoir tout ce qu'on peut savoir sur tout, il faut savoir un peu de tout. Car il est bien plus beau de savoir quelque chose de tout que de savoir tout d'une chose ; cette universalité est la plus belle »

Henri POINCARÉ

Je dédie ce modeste travail...

A la mémoire de mon très chère grand père BABA Chérif...

A mes parents, à ma grand mère...

A mes sœurs et frères...

A toute ma famille...

A ma meilleure amie...

A mes amis qui me sont très chers et qui se reconnaîtront...

Nacéra

Remerciements

Ce travail a été réalisé au laboratoire d'Instrumentation (LINS) de la faculté d'Electronique et Informatique de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari BOUMEDIENE.

Qu'il me soit permis de remercier Monsieur M. ATTARI, Professeur à l'USTHB, pour m'avoir accueilli au sein du LINS, pour m'avoir dirigé tout le long de l'année, pour ses nombreux conseils, son appuie et surtout, d'avoir été à l'origine de ma découverte du monde de la recherche en me transmettant ses connaissances en électronique. Un grand merci.

Que Monsieur S. BOUKHENOUS, Chargé de recherche à l'USTHB, trouve ici l'expression de mes respects les plus dévoués, pour avoir accepté de me co-diriger, pour son aide précieux, et ses conseils judicieux qui ont contribué à l'élaboration de ce travail.

Je remercie les membres du jury qui me font l'honneur de participer à l'examen de ce travail :

Monsieur R. OUSSAID, Maître de conférences à l'USTHB, pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury.

Madame M. TALHA, Maître de conférences à l'USTHB, et Monsieur M. CHEREF, Maître de conférences à la faculté de médecine d'Alger, Monsieur Y. REMRAM, Chargé de cours à l'USTHB, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur KAZED, Maître de conférences à l'Université de BLIDA, pour sa contribution importante durant la réalisation de ce travail.

Que Madame MIMOUNIE, Maître de conférences à l'ISTS, Mademoiselle TAOUTAOU, Maître de conférences à l'ISTS, le professeur CHAOUCH, Chef du service Neurophysiologie de l'hôpital de BenAknoun, le Professeur HANIFI Chef de service en médecine sportive du C.H.U Dr Mohand Amokrane (ex CNMS), et Monsieur ALEM spécialiste en cardiologie, trouvent ici l'expression de mes vifs remerciements pour leurs initiations et orientations dans le domaine médical, ainsi que pour leur accueil dans leurs lieux de travail. Un grand merci.

Que le personnel du service maintenance du CNMS, trouve ici mes respectueux remerciements pour m'avoir initié aux équipements d'ECG existants, et leurs sympathies.

Je tiens à remercier Monsieur A. BELLOULA, Maître de conférences à l'EMP, pour sa collaboration et ses orientations durant ce travail, ainsi que ses conseils judicieux.

Mes remerciements vont aussi à mes camarades ADNANE, HAMIDI, ARRACHE ET SAADI qui ont collaboré et participé dans le bon déroulement de ce travail.

Que tous mes camarades de la salle N°72 du LINS, trouvent ici ma reconnaissance pour leur compréhension et aide.

Je remercie tous mes camarades de post-graduation *Instrumentation Electronique*, pour leur aide, collaboration et soutien morale que j'avais part.

Que toutes les personnes dont j'ai reçu aide et appui trouvent ici un témoignage de réelle sympathie.

Liste des figures

Liste des figures

CHAPITRE 1

Fig.1.1. Système artériel et système veineux.....	4
Fig.1.2. Schéma représentatif du muscle cardiaque humain	5
Fig.1.3. Tracé d'un électrocardiogramme (ECG).....	7
Fig.1.4. Dérivations périphériques bipolaires	8
Fig.1.5. Dérivations augmentées.....	9
Fig.1.6. Dérivations unipolaires précordiales	10
Fig.1.7. Electrode de Stern.....	12
Fig.1.8. Interface électrode/peau	13
Fig.1.9. Electrodes de types ARBO et 3M	13
Fig.1.10. Contact entre l'électrode et le câble blindé.....	14
Fig.1.11. Schéma bloc de la Chaîne d'acquisition des signaux physiologiques	14
Fig.1.12. Conditionneur de signaux physiologiques à base d'amplificateur d'isolation	15
Fig.1.13. Diagramme d'ensemble d'un amplificateur d'isolation de base	16
Fig.1.14. Formation d'un filtre passe bande à partir de filtres passe haut et passe bas	17
Fig.1.15. Interférences électromagnétiques.....	20
Fig.1.16. Différents types de système de masse.....	22
Fig.1.17. Alimentation d'un appareillage et masse des signaux.....	23
Fig.1.18. Connexions des masses de divers circuits	24
Fig.1.19. Schéma TT	25
Fig.1.20. Schéma IT. a) A neutre isolé, b) A neutre impédant	25
Fig.1.21. Schéma TN. a) Neutre et conducteur de protection confondus, b) Séparés	25
Fig.1.22. Réflexion et transmission d'une onde électromagnétique par un blindage	27

CHAPITRE 2

Fig.2.1. Système de recueil du signal ECG.....	33
Fig.2.2. Circuit de conditionnement et de mise en forme du signal ECG.....	34
Fig.2.3. Placement des électrodes sur la peau	34
Fig.2.4. Préamplificateur à base de l'AD524.....	35
Fig.2.5. Etage de filtrage réalisé	36
Fig.2.6. Circuit de mise à niveau	36
Fig.2.7. Evolution de v_o en fonction de v_i de l'échantillonneur-bloqueur.....	39
Fig.2.8. Brochage typique du LF398.....	40

<i>Fig.2.9. Schéma du CAN par approximations successives</i>	<i>41</i>
<i>Fig.2.10. Circuit du sommateur.....</i>	<i>42</i>
<i>Fig.2.11. Brochage du convertisseur AD574AK</i>	<i>42</i>
<i>Fig.2.12. Etage de conversion analogique/numérique réalisé.....</i>	<i>43</i>
<i>Fig.2.13. Kit de développement EZ-USB de Cypress.....</i>	<i>43</i>
<i>Fig.2.14. Diagramme bloc simplifié du AN2131QS.....</i>	<i>44</i>
<i>Fig.2.15. Broche d'entrée/sortie de l'EZ-USB.....</i>	<i>48</i>
<i>Fig.2.16. Mémoire paginée 8k octets de l'EZ-USB</i>	<i>49</i>
<i>Fig.2.17. Système de recueil du signal ECG réalisé.....</i>	<i>49</i>
<i>Fig.2.18. Vue interne du système développé</i>	<i>50</i>
<i>Fig.2.19. Test d'ECG de repos au sein du laboratoire.....</i>	<i>50</i>

CHAPITRE 3

<i>Fig.3.1. Interface de l'EZ-USB Control Panel.....</i>	<i>53</i>
<i>Fig.3.2. Organigramme des taches accomplies par la fonction main()</i>	<i>54</i>
<i>Fig.3.3. Configuration des ports A et B (format de la donnée)</i>	<i>59</i>
<i>Fig.3.4. Page d'accueil du logiciel développé.....</i>	<i>62</i>
<i>Fig.3.5. Chemin d'accès à la base de donné.....</i>	<i>63</i>
<i>Fig.3.6. Interface de la base de données du patient.....</i>	<i>63</i>
<i>Fig.3.7. Enregistrement d'un patient dans une base de données.....</i>	<i>64</i>
<i>Fig.3.8. Consultation de la base de données.....</i>	<i>64</i>
<i>Fig.3.9. Interface d'acquisition du signal.....</i>	<i>65</i>
<i>Fig.3.10. Aucun périphérique USB n'est connecté.....</i>	<i>65</i>
<i>Fig.3.11. Signal ECG visualisé en temps réel</i>	<i>66</i>
<i>Fig.3.12. Saisir le nombre d'échantillons à enregistrer</i>	<i>66</i>
<i>Fig.3.13. Boîte de dialogue pour enregistrer le fichier .txt</i>	<i>67</i>
<i>Fig.3.14. Nom et emplacement du fichier .txt.....</i>	<i>67</i>
<i>Fig.3.15. Graphe ECG visualisé avec possibilité d'impression</i>	<i>68</i>

CHAPITRE 4

<i>Fig.4.1. ECG au repo.....</i>	<i>70</i>
<i>Fig.4.2. ECG au repos modulé par la respiration</i>	<i>70</i>
<i>Fig.4.3. ECG au repos avec appuie des dents.....</i>	<i>71</i>
<i>Fig.4.4. ECG en apnée.....</i>	<i>71</i>
<i>Fig.4.5. ECG en voie de sommeil</i>	<i>72</i>
<i>Fig.4.6. ECG en voie de respiration</i>	<i>72</i>
<i>Fig.4.7. ECG (40Hz) sans mise à la terre</i>	<i>73</i>
<i>Fig.4.8. ECG (40Hz) avec mise à la terre.....</i>	<i>73</i>
<i>Fig.4.9. ECG (150Hz) sans mise à la terre</i>	<i>73</i>

<i>Fig.4.10. ECG (150Hz) avec mise à la terre.....</i>	<i>74</i>
<i>Fig.4.11. Spectre d'amplitude (40Hz) sans mise à la terre</i>	<i>75</i>
<i>Fig.4.12. Spectre d'amplitude (40Hz) avec mise à la terre.....</i>	<i>75</i>
<i>Fig.4.13. Spectrogramme (40Hz) sans mise à la terre</i>	<i>76</i>
<i>Fig.4.14. Spectrogramme (40Hz) avec mise à la terre.....</i>	<i>76</i>
<i>Fig.4.15. Spectre d'amplitude (150Hz) sans mise à la terre</i>	<i>77</i>
<i>Fig.4.16. Spectre d'amplitude (150Hz) avec mise à la terre.....</i>	<i>77</i>
<i>Fig.4.17. Spectrogramme (150Hz) sans mise à la terre.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig.4.18. Spectrogramme (150Hz) avec mise à la terre.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig.4.19. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec le kit EZ-USB (sans mise à la terre)</i>	<i>80</i>
<i>Fig.4.20. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec le kit EZ-USB (avec mise à la terre)</i>	<i>80</i>
<i>Fig.4.21. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (sans mise à la terre)</i> <i>.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig.4.22. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (avec mise à la terre)</i> <i>.....</i>	<i>81</i>
<i>Fig.4.23. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB, b) Avec la carte Daq1005 (sans mise</i> <i>à la terre)</i>	<i>81</i>
<i>Fig.4.24. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB, b) Avec la carte Daq1005 (avec mise</i> <i>à la terre)</i>	<i>81</i>
<i>Fig.4.25. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec le kit EZ-USB (sans mise à la terre)</i>	<i>82</i>
<i>Fig.4.26. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec le kit EZ-USB (avec mise à la terre)</i>	<i>82</i>
<i>Fig.4.27. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (sans mise à la terre)</i> <i>.....</i>	<i>83</i>
<i>Fig.4.28. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (avec mise à la terre)</i> <i>.....</i>	<i>83</i>
<i>Fig.4.29. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB, b) Avec la carte Daq1005 (sans mise</i> <i>à la terre)</i>	<i>83</i>
<i>Fig.4.30. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB, b) Avec la carte Daq1005 (avec mise</i> <i>à la terre)</i>	<i>84</i>

Liste des tableaux

Liste des tableaux ---

CHAPITRE 2

<i>Tableau 2.1 : ANSI-AAMI EC11-1991 Exigences de performances pour un électrocardiographe</i>	<i>31</i>
--	-----------

CHAPITRE 3

<i>Tableau 3.1 : Dlls utilisées dans la communication des HIDs</i>	<i>60</i>
--	-----------

Sommaire général

Sommaire général

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 : TECHNIQUES DE PRELEVEMENT DU SIGNAL ECG	
1.1. SYSTEME CARDIOVASCULAIRE	4
1.1.1. Circulation artérielle et veineuse	4
1.1.2. Anatomie du cœur	5
1.2. TECHNIQUES DU SIGNAL ECG	7
1.2.1. Caractéristiques du signal ECG	7
1.2.2. Techniques de recueil du signal ECG	8
1.3. ELECTRODES	11
1.4. CONDITIONNEMENT DU SIGNAL ECG	14
1.4.1. Amplificateur d'instrumentation	14
1.4.2. Amplificateur d'isolation	15
1.4.3. Filtrage	16
1.5. SOURCES DE PERTURBATION INTRINSEQUES	17
1.5.1. Bruit thermique	17
1.5.2. Bruit de grenaille	18
1.5.3. Bruit en $1/f$	18
1.6. SOURCES DE PERTURBATION EXTRINSEQUES	18
1.6.1. Bruit électrique	18
1.6.2. Bruit biologique	19
1.6.3. Bruit électromagnétique	19
1.7. BLINDAGE ET MISE A LA MASSE (OU TERRE)	21
1.7.1. Mise à la masse	21
1.7.2. Blindage	27
CHAPITRE 2 : SYSTEME DE PRELEVEMENT ET DE MONITORAGE DU SIGNAL ECG	
2.1. STANDARDS DE PERFORMANCE	31
2.2. PRECAUTIONS DE SECURITE	32
2.2.1. Standards de sécurité	32
2.3. SYSTEME DE RECUEIL DU SIGNAL ECG	33
2.3.1. Conditionnement et mise en forme du signal ECG	34
2.3.2. Numérisation du signal	36
2.3.3. Acquisition et gestion hardware du système par le AN2131QC	43

2.4. MISE EN ŒUVRE DU SYSTEME DE RECUEIL DU SIGNAL ECG	49
CHAPITRE 3 : GESTION DU SYSTEME D'ACQUISITION	
3.1. IMPLEMENTATION SOFTWARE.....	52
3.1.1. Logiciels utilisés lors de la programmation de l'EZ-USB	52
3.1.2. Description de la plateforme USB développée	53
3.1.3. Table de descripteurs.....	56
3.1.4. Implémentation des Timers	58
3.1.5. Configuration des ports d'entrées/sorties	58
3.1.6. Mode de transfert de données via le bus USB.....	59
3.2. INTERFACE HOMME PERIPHERIQUE (HID).....	59
3.2.1. Comment l'hôte détecte le périphérique ?.....	59
3.2.2. Connection et déconnection d'un périphérique.....	61
3.3. INTERFACE UTILISATEUR.....	62
CHAPITRE 4 : EXPERIMENTATION ET VALIDATION DU SYSTEME REALISE	
4.1. TESTS PRELIMINAIRES	70
4.2. ANALYSE TEMPORELLE.....	72
4.2.1. Filtrage de 40Hz	72
4.2.2. Filtrage de 150Hz	73
4.3. ANALYSE FREQUENTIELLE.....	74
4.3.1. Filtrage de 40Hz	74
4.3.2. Filtrage de 150Hz	76
4.4. VALIDATION ET PERFORMANCES DU SYSTEME REALISE	79
4.4.1. Pour le filtrage de 40Hz	79
4.4.2. Pour le filtrage de 150Hz	82
4.4.3. Discussion des résultats	84
CONCLUSION GENERALE	85
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	87
ANNEXES	90

Introduction générale

Introduction générale ---

Le fonctionnement du corps humain est assez complexe que les chercheurs l'ont décortiqué en un ensemble de mécanismes bien définis. La science est toujours présente pour comprendre les interactions existantes entre ces fonctions. Cela permet de mettre en évidence des anomalies pouvant y avoir lieu.

Depuis le XVI^{ème} siècle, était connu que les organes du corps ont une activité électrique, associée à leur fonctionnement. C'est des phénomènes électriques d'origines ioniques (influx nerveux), tels que : l'activité électrique du cœur (ECG), celle des muscles (EMG), celle du cerveau (EEG), etc. Ce sont des signaux différents mais chacun d'eux est le résultat d'une dépolarisation de charges électriques. Ils sont prélevés au moyen de capteurs appelés 'électrodes', où ils seront convertis en courant électrique, et prêts à subir le reste du traitement dans leur chaîne de recueil.

Suivant cet axe, un système de recueil de signaux physiologiques à base du processeur AN2131QC a été développé, et une attention particulière est dédiée au port USB, permettant de faciliter le transfert des données en temps réel vers le PC. Avec ce type de liaison, l'opérateur n'a pas besoin de redémarrer le PC à chaque utilisation du système. Un outil informatique interactif permettant la gestion du système et l'acquisition du signal ECG a été développé.

Le présent travail met en valeur la partie système qui se divise en deux parties : électronique (Analogique et Numérique), et physiologique permettant le recueil du signal ECG, au moyen d'électrodes de surface Ag/AgCl et la visualisation sur PC.

Dans la partie électronique, une chaîne de mesure complète a été étudiée et réalisée. Le circuit de conditionnement à base de l'amplificateur d'instrumentation AD524 a été réalisé, cet étage permet une préamplification du signal en minimisant les signaux en mode commun. Le signal ainsi conditionné est transmis vers l'étage de filtrage, dont le but est de réduire les bruits qui peuvent se superposer au signal utile. Enfin, un circuit de mise à niveau a été réalisé assurant une amplification adéquate du signal ECG. Le signal issu du circuit de conditionnement est transmis vers l'étage de conversion analogique/numérique réalisé à base du convertisseur ADC 574AK.

La partie numérique assurant la gestion de l'acquisition est basée autour du kit EZ-USB de la firme Cypress. Les capacités de ce kit ont été exploitées pour le transfert de données du périphérique vers le PC. L'outil informatique développé permet la récupération des données acquises, mises en attente dans les buffers du kit. Ces données vont être enregistrées sous fichier texte et visualisées sous forme de graphes.

Dans la partie physiologique, l'accent est mis sur les différentes techniques de recueil du signal cardiaque dans un ordre chronologique. Plus précisément, le procédé d'Einthoven dont la dérivée DI a été exploitée.

L'environnement d'acquisition est fortement bruité. Pour cela, il s'est avéré nécessaire d'étudier les phénomènes d'interférences et les techniques à mettre en œuvre dans la conception du système de monitoring. Ces techniques, sont le blindage, la mise à la terre, et le filtrage.

Des tests d'ECG de repos ont été effectués, avec une description expérimentale de chaque étape, depuis le nettoyage de la peau à l'enregistrement du signal acquis. Une interprétation médicale a été menée à propos des résultats. Pour valider le système réalisé, des tests de prélèvement du signal ECG ont été réalisés avec la carte d'acquisition Daq1005 de 'National Instrument'. Une comparaison s'est faite à l'échelle temporelle, fréquentielle et tridimensionnelle en considérant deux cas de figure sans mise à la terre, et avec mise à la terre pour voir son effet sur la qualité du signal acquis.

Le travail réalisé est réparti en quatre chapitres, à savoir :

1. Les techniques de prélèvement du signal ECG : Etude de l'anatomie du cœur, et les diverses techniques de recueil du signal ECG. L'étude du conditionneur analogique et les interférences, ainsi que les techniques pour leur réduction.
2. Le système de prélèvement et de monitoring du signal ECG : Etude et réalisation du système de recueil du signal cardiaque, avec description pratique des tests. Description du kit EZ-USB.
3. La gestion du système d'acquisition : Acquisition de données avec le kit EZ-USB, présentation de l'interface graphique développée.
4. L'expérimentation et la validation du système réalisé : Présentation des résultats de tests effectués : avec le système réalisé, avec la carte d'acquisition Daq1005, la comparaison entre les différents résultats.

Chapitre 1

Techniques de prélèvement du signal ECG

Techniques de prélèvement du signal ECG

1.1. Système cardiovasculaire	4
1.2. Techniques du signal ECG.....	7
1.3. Electrodes	11
1.4. Conditionnement du signal ECG	14
1.5. Sources de perturbation intrinsèques	17
1.6. Sources de perturbation extrinsèques	18
1.7. Blindage et mise à la masse (ou terre)	21

Une étude des techniques de recueil du signal cardiaque est présentée. Les capteurs appelés aussi électrodes sont le moyen mis en œuvre pour ce prélèvement. Dans certains cas, l'isolation est primordiale, dans d'autres elle est inutile. Pour cela, ces points sont l'objet de la présente étude.

A fin de montrer les différentes techniques de recueils, il est utile de rappeler quelques concepts de base concernant l'anatomie du cœur, son fonctionnement et particulièrement l'origine du battement cardiaque.

1.1. SYSTEME CARDIOVASCULAIRE

Le signal cardiaque régissant le fonctionnement de l'activité électrique du cœur, est utilisé pour diagnostiquer, contrôler l'état du cœur et du rythme cardiaque, la détection des fibrillations et des anomalies cardiaques [Dub 04].

1.1.1. Circulation artérielle et veineuse

Le réseau artériel de la grande circulation est un circuit à haute pression, il conduit le sang oxygéné à travers le corps dans des vaisseaux sanguins appelés, selon leurs tailles, artères artérioles ou capillaires artériels (Fig.1.1). Ce dernier niveau est constitué de multiples petites ramifications qui facilitent le transfert de l'oxygène du sang aux organes. Le sang, devenu pauvre en oxygène, revient au cœur dans les veines, puis est envoyé par les artères pulmonaires dans la petite circulation, où il est oxygéné dans les poumons. Le réseau veineux est le principal réservoir du sang : il contient environ 70% du volume total, qui est de 5 à 6 litres pour un adulte.

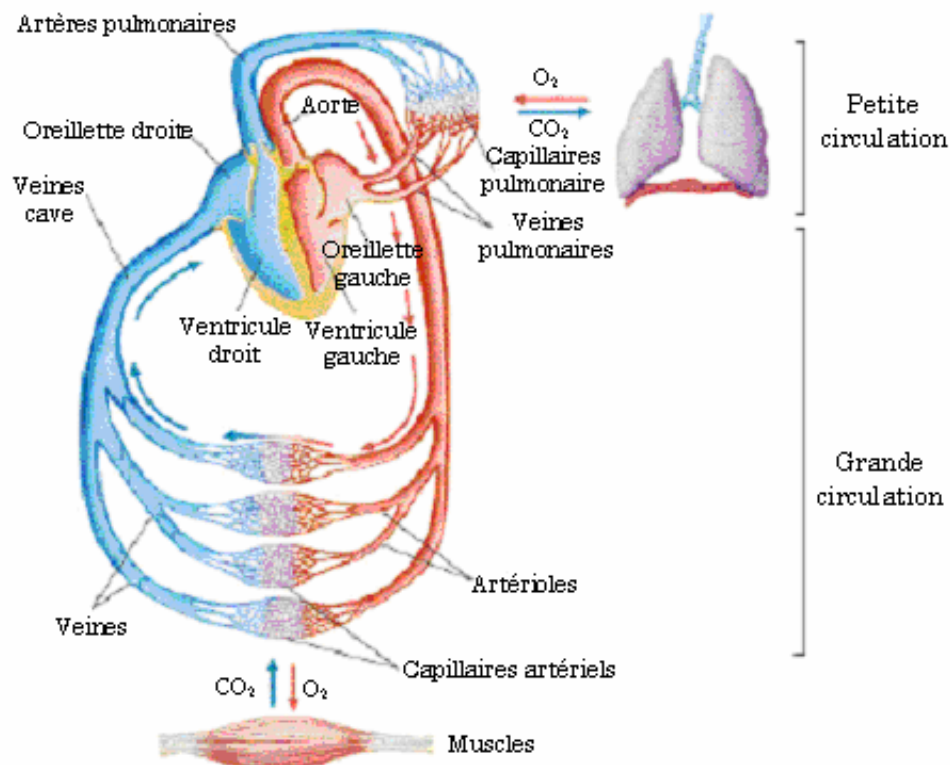


Fig.1.1. Système artériel et système veineux

1.1.2. Anatomie du cœur

Le cœur est l'élément central du système cardiovasculaire. Il propulse le sang grâce aux contractions de son tissu musculaire appelé myocarde. Une épaisse cloison le divise en deux moitiés (cœur gauche/cœur droit), et chacune d'elles comporte deux cavités : l'oreillette et le ventricule. À chaque battement, le myocarde suit la même séquence de mouvement : le sang pauvre en oxygène arrive au cœur par la veine cave. Il entre par l'oreillette droite, et en est chassé par sa contraction appelée *systole auriculaire* qui le déplace dans le ventricule droit. La *systole ventriculaire*¹ propulse à son tour le sang du ventricule droit vers les poumons où il va se charger en oxygène. De retour au cœur par les veines pulmonaires, le sang s'accumule dans l'oreillette gauche puis, lors de la systole auriculaire, passe dans le ventricule gauche, qui lors de la systole ventriculaire l'envoie vers les organes par l'artère *aorte* (Fig.1.2). Chaque battement cardiaque est un processus mécanique engendré par des phénomènes bioélectriques, notamment ioniques.

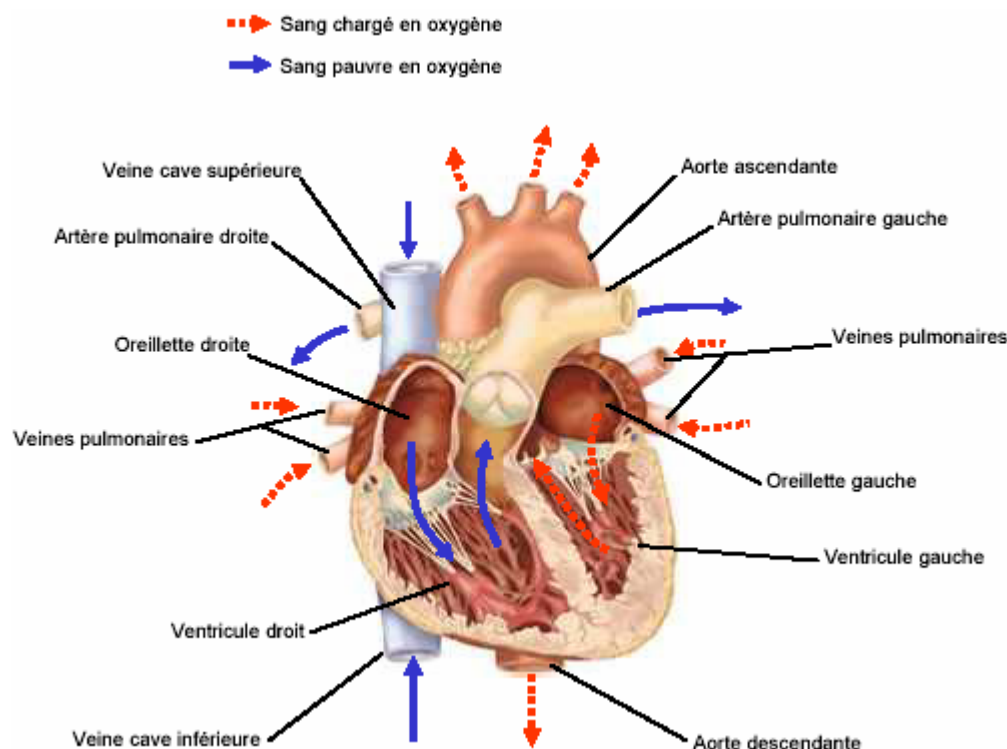


Fig.1.2. Schéma représentatif du muscle cardiaque humain

1.1.2.1. Fonctionnement électrique

La contraction du myocarde est provoquée par la propagation d'une impulsion électrique le long des fibres musculaires cardiaques, induite par la dépolarisation des cellules musculaires. Dans le cœur, la dépolarisation prend naissance dans le haut de l'oreillette droite (le sinus), et se propage ensuite dans les oreillettes,

¹ Systole ventriculaire : Contraction des ventricules.

induisant la systole auriculaire qui est suivie d'une *diastole*². L'impulsion électrique arrive au nœud auriculo-ventriculaire (AV), le seul point de passage possible pour le courant électrique entre les oreillettes et les ventricules. Là, l'impulsion électrique subit une courte pause permettant au sang de pénétrer dans les ventricules. Elle emprunte alors le faisceau de His, qui est composé de deux branches principales allant chacune dans un ventricule. Les fibres constituant ce faisceau, complétées par les fibres de Purkinje, grâce à leur conduction rapide, propagent l'impulsion électrique en plusieurs points des ventricules, et permettent ainsi une dépolarisation quasi-instantanée de l'ensemble du muscle ventriculaire, malgré sa taille importante, ce qui assure une efficacité optimale dans la propulsion du sang, cette contraction constitue la phase de systole ventriculaire. Puis suit la diastole ventriculaire, les fibres musculaires se re-polarisent et reviennent ainsi dans leur état initial.

1.1.2.2. Potentiel d'action

Les ions de chlorure (Cl^-), sodium (Na^+), calcium (Ca^{++}) et potassium (K^+) sont impliqués dans les échanges membranaires. Les gradients des concentrations ioniques sont régis par des mécanismes d'échange à travers des canaux spécifiques de la membrane cellulaire. Les variations des potentiels observées au cours du cycle cardiaque correspondent à des modifications de la perméabilité membranaire pendant les différentes phases de ce cycle. Pendant la phase de repos (diastole cellulaire), la polarisation membranaire à l'intérieur de la cellule est négative par rapport à l'extérieur : c'est le potentiel de repos dont la valeur est comprise dans l'intervalle $[-90 \text{ à } -80] \text{ mV}$ [Cou 97].

Pendant la phase de systole, le potentiel de membrane tend à s'inverser par suite des variations de perméabilité aux ions Na^+ , Ca^{++} et du flux sortant de K^+ . L'intérieur de la membrane peut alors atteindre des potentiels de $+20 \text{ à } +30 \text{ mV}$ par rapport à l'extérieur de la cellule. Cette variation du potentiel de membrane constitue le *potentiel d'action*.

Le coeur bat à une fréquence appelée '*la fréquence cardiaque idiopathique*'. Elle est en moyenne de 70 battements par minute chez l'adulte. Elle diminue avec l'âge et l'entraînement physique. Sur un coeur normal, le noeud sinusal est soumis à une régulation extra cardiaque qui a pour effet de réduire la fréquence cardiaque au repos et de l'augmenter au cours de l'effort physique. Cette régulation est assurée en grande partie par le système nerveux autonome.

² Diastole : Décontraction de l'oreillette.

1.2. TECHNIQUES DU SIGNAL ECG

Le signal ECG (Electrocardiogramme) est généralement imprimé sur papier, il est usuellement enregistré à la surface du corps et comporte un certain nombre d'accidents (Fig.1.3) [Gre 88] :

- L'onde ou accident P correspond à l'activité des oreillettes, sa durée est de l'ordre de 90 ms.
- Le complexe rapide QRS traduit l'activation du muscle ventriculaire, phase dite de *dépolarisation*, sa durée normale est comprise entre 85 à 95 ms.
- L'onde T traduit la restauration des ventricules, phase dite de *re-polarisation*.
- L'intervalle PR : mesure la durée entre le début de l'onde P et le début de Q ou de R. Sa durée est comprise entre 120 et 180 ms.
- La phase de re-polarisation ST-T est beaucoup plus longue (300-400 ms) que la phase de dépolarisation ventriculaire (85-95 ms).
- La phase de re-polarisation auriculaire n'apparaît pas sur l'ECG car elle est noyée dans le complexe QRS.
- L'onde U correspond à la restauration du réseau de purkinje.

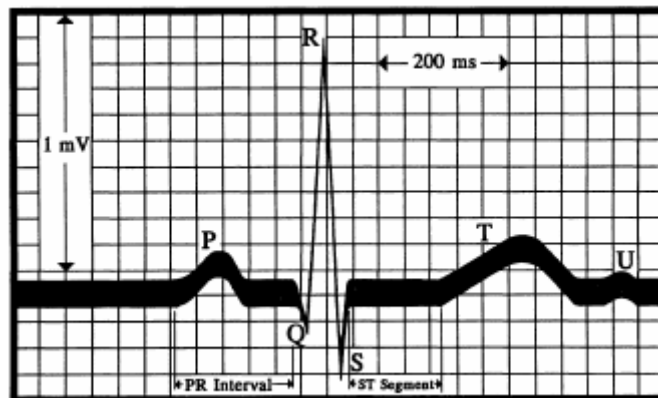


Fig.1.3. Tracé d'un électrocardiogramme (ECG)

1.2.1. Caractéristiques du signal ECG

La description du signal cardiaque est nécessaire pour déterminer les paramètres du système de prétraitement analogique. La fréquence cardiaque est de 0.5 à 3.0Hz pour un battement du cœur de 30-180 battements par minute (bpm). La fréquence maximale dépend de l'état de santé, l'âge et du sexe du patient [Gre 88]. Mais la valeur typique est de 125bpm. Pour un enfant, elle est supérieure à 150bpm. Pour un ECG au repos, la gamme normale est de 60-100 bpm.

En général, la gamme fréquentielle exploitée du signal cardiaque est de [0.05, 150] Hz, son amplitude s'étend de 0.75 à 4mV crête à crête [Ber 00].

1.2.2. Techniques de recueil du signal ECG

1.2.2.1. Enregistrement de l'ECG standard (les dérivations)

Chaque dérivation est définie par la disposition d'électrodes sur le thorax du patient. L'emplacement de ces électrodes est choisi de sorte à explorer la quasi-totalité du champ électrique cardiaque en offrant un ensemble cohérent de dérivations non redondantes. Plusieurs systèmes standardisés existent. Dans ce qui suit, les systèmes de dérivations les plus utilisés et les différents types d'ECG associés vont être décrit [Cou 97], [Ber 00].

i. Dérivations périphériques bipolaires standard

Les dérivations bipolaires I, II et III explorent l'activité cardiaque dans le plan frontal. Ce système de référence est schématisé par un triangle équilatéral appelé *triangle d'Einthoven*, ses sommets représentent les localisations des électrodes placées respectivement comme c'est montré dans la figure ci-dessous (Fig.1.4), au bras droit pour R, au bras gauche pour L et à la jambe gauche pour F. Les vecteurs résultants instantanés ont pour origine commune le centre du triangle équilatéral et leurs projections ont été recueillies sur les cotés de ce triangle, en mesurant les différences de potentiel entre ses sommets :

$$DI = VL - VR \quad (1.1)$$

$$DII = VF - VR \quad (1.2)$$

$$DIII = VF - VL \quad (1.3)$$

Théoriquement, d'après ces trois équations, la relation d'Einthoven finale est donnée par :

$$DI + DIII = DII \quad (1.4)$$

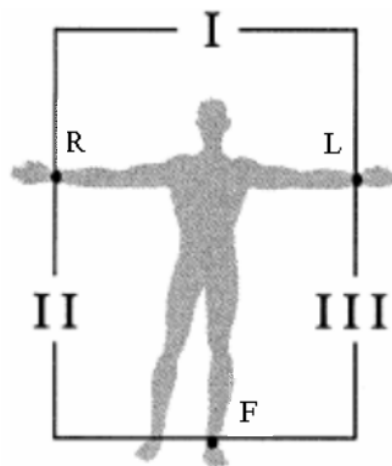


Fig.1.4. Dérivations périphériques bipolaires

ii. Dérivations périphériques unipolaires

En 1934, Wilson introduit les dérivations unipolaires. Il mesure la différence de potentiel entre un point de référence et chacun des points R, L et F. Le point de référence appelé *borne centrale de Wilson* est virtuel, il est porté à un potentiel invariable et de valeur pratiquement nulle.

Goldberger propose en 1942, les dérivations unipolaires augmentées (Fig.1.5) des membres (aVR, aVL, aVF). Celles-ci permettent d'obtenir des signaux de plus grande amplitude que ceux du système de Wilson. Ces dérivations mesurent la différence de potentiel entre chacun des trois points et le potentiel moyen des deux autres. On obtient ainsi les déflexions augmentées d'un facteur 1,5 par rapport aux dérivations de Wilson :

$$aVR = V_R - \frac{V_L + V_F}{2} = 3 \times \frac{V_R}{2} \quad (1.5)$$

$$aVL = V_L - \frac{V_F + V_R}{2} = 3 \times \frac{V_L}{2} \quad (1.6)$$

$$aVF = V_F - \frac{V_R + V_L}{2} = 3 \times \frac{V_F}{2} \quad (1.7)$$

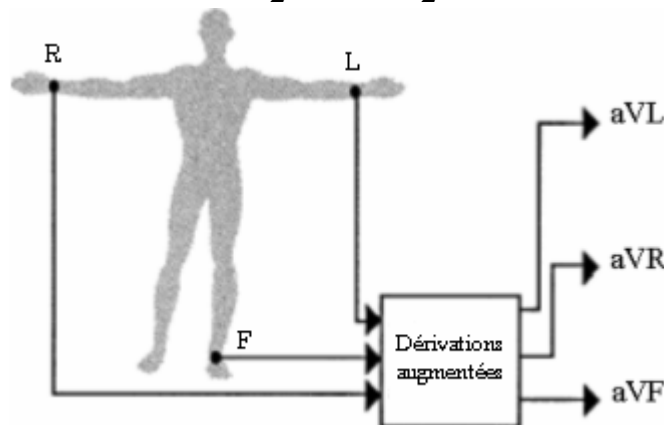


Fig.1.5. Dérivations augmentées

En 1935, Kossman propose les dérivations unipolaires (Fig.1.6) précordiales (V_1 à V_6). Ces six dérivations parcourent transversalement la région précordiale antérieure et latérale gauche. Elles correspondent à la mesure de la différence de potentiel entre chaque électrode et la borne centrale de Wilson :

$$V_i = v_i - V_W \quad (1.8)$$

$i = 1 \text{ à } 6$

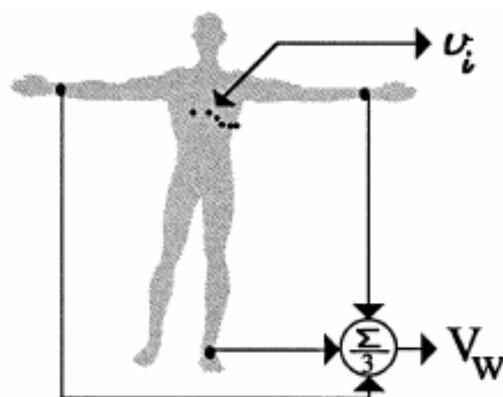


Fig.1.6. Dérivations unipolaires précordiales

Le système d'électrodes standard est constitué des 12 dérivations, bipolaires (DI, DII, DIII), augmentées (aVR, aVL, aVF), et précordiales (V_1 à V_6).

1.2.2.2. Vectocardiogramme

Le concept de *vectocardiographie* est apparu en 1914, il est décrit par *Williams*. Il proposa une représentation du signal cardiaque, non plus sous deux dimensions (amplitude, temps), mais sous quatre dimensions : le temps et l'espace à 3 dimensions, comprenant les axes frontal, sagittal et transversal du corps humain. La vectocardiographie se réfère à la théorie du dipôle unique d'après laquelle l'information qui se manifeste dans les zones activées du cœur en un instant déterminé, peut s'exprimer sous forme d'un vecteur champ électrique unique, ayant pour origine le point O. Ce point représente le centre électrique de la masse ventriculaire. Il reste fixe et est utilisé comme point d'origine de tous les vecteurs résultants instantanés, évoluant au cours du temps [Cou 97].

Chaque séquence du champ électrique cardiaque, P, QRS, et T, est représentée par l'enveloppe des vecteurs résultants successifs et constitue une courbe spatiale appelée le vectocardiogramme.

Le vectocardiogramme fut, dans un premier temps, enregistré par l'intermédiaire de quatre électrodes placées sur le thorax du patient. Ces dérivations ne convenaient pas à la mesure des composantes vectorielles du vecteur résultant de la force électromotrice du cœur. En effet, pour la mesure vectocardiographique, la condition géométrique d'orthogonalité des dérivations est essentielle. Frank apporte en 1956 un système de dérivations orthogonales X, Y et Z applicable en pratique clinique et demeurant aujourd'hui un des systèmes vectocardiographiques les plus utilisés.

Par conséquent, l'électrocardiogramme et le vectocardiogramme représentent des moyens de diagnostic puissants et peu coûteux. Ces procédés sont triplement avantageux. Ils sont rapides, non invasifs, et ils peuvent être rendus ambulatoires.

1.2.2.3. Electrocardiogramme ambulatoire de Holter

L'enregistrement électrocardiographique ambulatoire fut mis au point par Holter en 1961. Il est surtout employé pour détecter l'apparition d'arythmies et la modification du segment ST-T sur une durée de 24 heures. Les enregistreurs sont soit analogiques (bande magnétique) soit numériques.

L'inconvénient majeur des systèmes numériques était jusqu'à très récemment leur manque de résolution, lié à l'utilisation d'algorithmes de compression numérique. Ces algorithmes permettent de stocker les données dans des mémoires dont la capacité est limitée à quelques Méga-octets. L'ECG Holter est reconnu comme un outil très efficace pour le diagnostic des arythmies transitoires [Cou 97].

1.2.2.4. Electrocardiogramme à haute résolution moyenné

La qualité de l'enregistrement électrocardiographique est tributaire des performances du système d'acquisition, du taux d'échantillonnage du signal, et de la présence d'interférences générées par les muscles thoraciques (myogramme). La présence d'interférences devient un problème majeur lorsque l'étude est portée sur des phénomènes électrophysiologiques complexes, générant des signaux transitoires à faible amplitude et de fréquence élevée, tels que les potentiels tardifs [Cou 97].

L'ECG haute résolution moyennée (ECG-HR) (1972) est largement utilisée pour enregistrer les potentiels tardifs, non détectables sur l'ECG standard. Dans cette technique, l'utilisation du moyennage du signal supprime les interférences présentées lors de l'enregistrement. En considérant que le signal interférentiel est un bruit aléatoire tandis que le signal ECG est périodique.

1.3. ELECTRODES

Les capteurs de signaux physiologiques appelés électrodes, sont utilisés pour prélever les signaux physiologiques, produits par les muscles. Ils convertissent le flux ionique en flux électronique par l'intermédiaire d'électrolyte³. En équilibre thermodynamique, Stern a proposé un modèle d'électrode comme c'est montré dans la figure suivante (Fig.1.7) [Bri 02].

Quand l'électrode et l'électrolyte sont en équilibre thermodynamique, une couche d'anions dense est formée au bord de l'électrolyte. En outre, une couche de protons est formée séparément sur la surface du métal. Ces deux différentes couches à charges opposées présentent une différence de potentiel entre elles nommées potentiel à mi-cellule dont les charges induisent un courant électrique circulant à travers ce métal.

L'interface métal/électrolyte maintient l'équilibre selon la réaction : $M \rightleftharpoons M^{+Z} + Z \text{ é}$, où Z est le nombre de valence du métal (exemple d'argent où Z=1).

³ Electrolyte : Solution où le courant peut passer en présence d'ions.

Le rythme de maintien de l'équilibre est régi par l'activité ionique sur l'interface électrolyte/corps (La peau). Durant ce mécanisme, l'équilibre change au niveau du potentiel à mi-cellule induit.

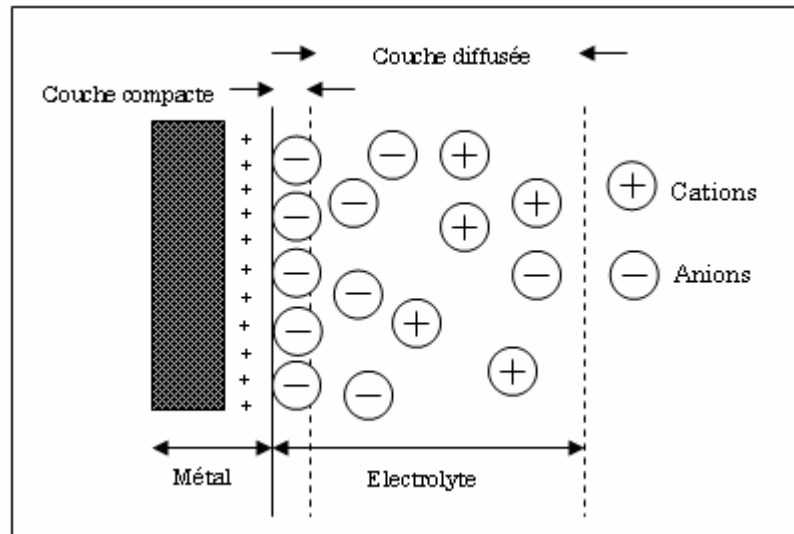


Fig.1.7. Electrode de Stern

L'interface électrode/tissu a une impédance finie qui dépend de plusieurs facteurs comme le type de la couche d'interface (grasse, préparation de la peau), la région à la surface de l'électrode, ou la température à l'interface de l'électrolyte [Pru 05].

La couche supérieure de l'épiderme (stratum corneum) est constituée des cellules mortes et sèches, qui ont une résistance et une capacité élevée. Pour un espace de 1mm^2 , l'impédance de cette couche varie de $200\text{k}\Omega$ à 1Hz jusqu'à 200Ω à 1MHz , une abrasion mécanique va réduire la résistance de la peau entre 1 à $10\text{k}\Omega$ à 1Hz [Pru 05].

Il existe des électrodes polarisables et non polarisables. La polarisation aura lieu lorsqu'un courant est conduit à travers l'interface métal/électrolyte, en formant une couche d'ions à la surface d'électrode. Cette polarisation induit une tension d'offset instable qui peut saturer l'amplificateur. Pour cela, le standard issu par 'Association for the advancement of Medical Instrumentation (AAMI) spécifie que les amplificateurs du signal ECG tolèrent une tension d'offset jusqu'à $\pm 300\text{mV}$ résultante du contact électrode/peau [Pru 05]. Dans ce cas, l'interface métal/électrolyte se comporte comme un condensateur. La capacité équivalente de l'électrode métallique est de l'ordre de $1\mu\text{F}/\text{cm}^2$ [Vir 98].

Pour les électrodes Ag/AgCl l'impédance de l'électrode/électrolyte est inférieure à quelques centaines d'ohms pour 10mm de diamètre. Ces valeurs sont petites par rapport aux impédances d'électrodes typiques qui sont de l'ordre $5\text{k}\Omega$ [Vir 98]. La figure suivante (Fig.1.8) montre l'interface électrode/peau :

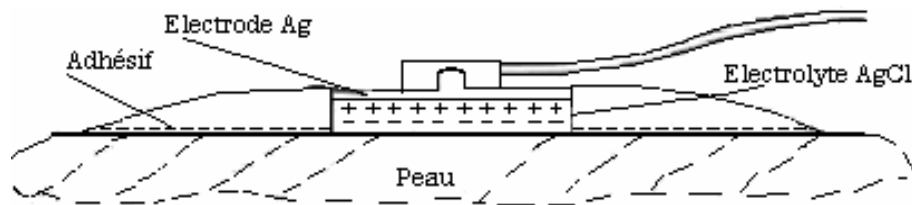


Fig.1.8. Interface électrode/peau

Une électrode peut être modélisée par un nombre de résistances et de capacités, impliquant une réponse en fréquence de l'électrode. L'impédance d'électrode est proportionnelle à l'inverse de la fréquence [Pru 05], par exemple, l'impédance d'une électrode typique d'Ag/AgCl à 1kHz est la moitié de la même électrode à 100Hz. Ce modèle peut être compliqué en considérant que la peau ne présente pas une impédance uniforme. Car l'impédance de la peau peut varier de 100% dans un espace de quelques millimètres. Elle dépend aussi de la température et de la fréquence. Voir aussi que souvent l'impédance d'une électrode peut dégrader les performances de l'amplificateur. Un gel ionique est introduit sur la peau pour mieux adhérer l'ensemble électrode/peau, il permet une adaptation d'impédance entre l'électrode et la peau, et peut être une source de bruit au cas où un mauvais gel est utilisé.

Dans le cas du système développé, les électrodes utilisées sont de type Ag/AgCl, jetables, montrées dans la figure suivante (Fig.1.9). Elles sont de marques 3M et ARBO.



Fig.1.9. Electrodes de types ARBO et 3M

Le câble reliant l'électrode au préamplificateur étant blindé, ce contact est assuré avec des pinces crocodiles, comme c'est montré dans la figure ci-après (Fig.1.10).

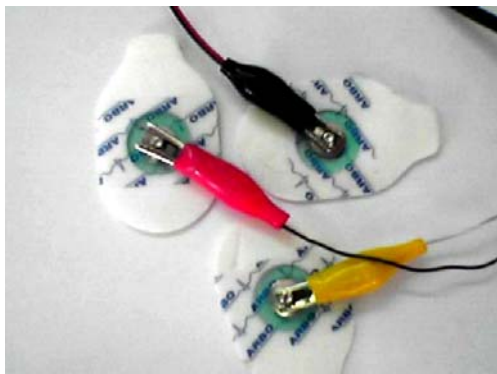


Fig.1.10. Contact entre l'électrode et le câble blindé

Les électrodes sont déposées sur les poignés gauche et droit du sujet de test, ainsi que sur la jambe gauche, après un nettoyage de peau adéquat.

1.4. CONDITIONNEMENT DU SIGNAL ECG

En général, le schéma bloc de la chaîne d'acquisition des signaux physiologiques est représenté par la figure ci-dessous (Fig.1.11) [Mai 00].

Etant donné que les signaux physiologiques ont des niveaux de tensions faibles, noyés dans un environnement fortement bruité, le traitement n'est possible que si l'acquisition est bien réalisée. Le conditionneur ou l'*amplificateur bioélectrique* est généralement constitué de l'amplificateur d'instrumentation, le filtre passe bande, l'amplificateur d'isolation s'il y a lieu. Ces signaux ont besoin d'être amplifiés, pour être compatibles avec le reste des circuits comme le moniteur, l'enregistreur, ou le convertisseur analogique-numérique. Un amplificateur adéquat doit satisfaire des conditions spécifiques qui sont :

- Assurer une amplification adéquate du signal étudié (ECG), et rejeter le bruit superposé et les interférences.
- Garantir la protection des risques de surtension et de courant pour l'ensemble patient/équipement électronique.

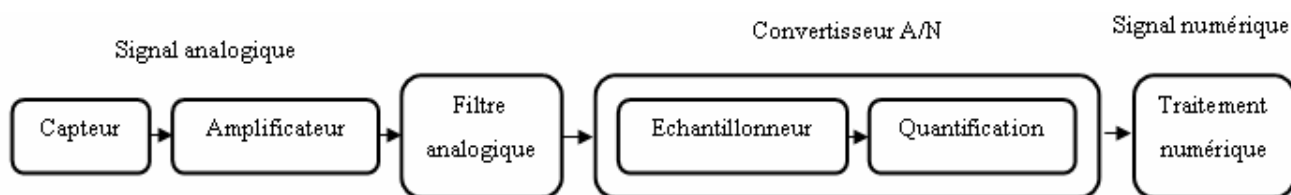


Fig.1.11. Schéma bloc de la Chaîne d'acquisition des signaux physiologiques

1.4.1. Amplificateur d'instrumentation

L'étape du préamplificateur est le module le plus critique lors de la conception de la chaîne de mesure du signal utile. Sa tâche principale est d'amplifier la tension entre deux électrodes de mesure pendant qu'il rejette le signal de mode commun, et minimise l'effet de polarisation des électrodes. L'impédance d'entrée du préamplificateur doit être élevée ($>2\text{M}\Omega$) [Kao 84]. Pour cela, l'amplificateur d'instrumentation est utilisé.

Un amplificateur d'instrumentation est un composant à gain en tension différentiel, il amplifie la différence entre les tensions appliquées à ses bornes d'entrée. Sa fonction principale est d'amplifier les petits signaux, superposés à des tensions communes élevées. Ses caractéristiques sont : une impédance d'entrée élevée de quelques Méga Ohms, un fort rejet en mode commun de l'ordre de 90dB, et une tension d'offset d'environ $\pm 300\text{mV}$. Il comprend 3 ampli-Ops (amplificateur opérationnel) et quelques résistances. Il est utilisé dans des environnements où le bruit en mode commun est élevé, tels que les systèmes d'acquisition de données où l'on requiert une perception à distance des variables d'entrée [Flo 00].

1.4.2. Amplificateur d'isolation

Dans la conception d'appareillage biomédical, des fabricants exigent l'utilisation de l'amplificateur d'isolation. Cela pour répondre aux normes de sécurité. La figure ci-dessous (Fig.1.12) représente le schéma typique d'un conditionneur à base d'amplificateur d'isolation [Nag 00].

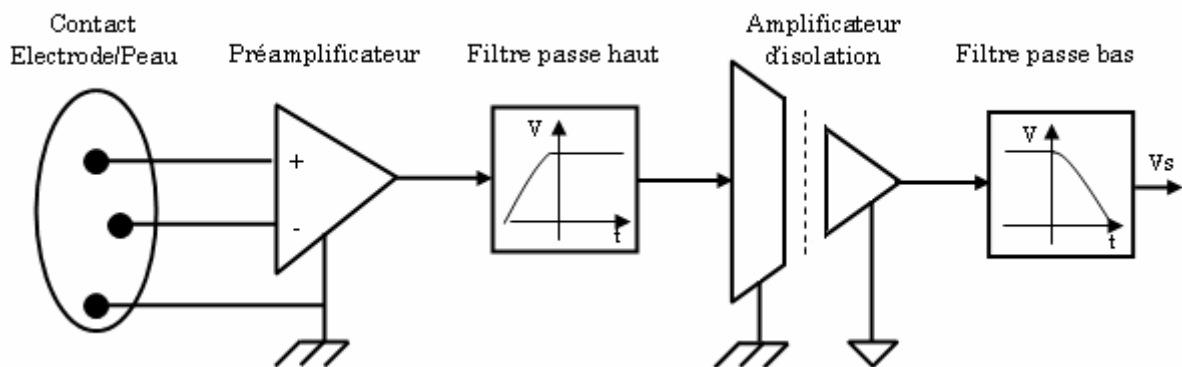


Fig.1.12. Conditionneur de signaux physiologiques à base d'amplificateur d'isolation

Un amplificateur d'isolation établit une isolation électrique entre son entrée et sa sortie. Il protège les vies humaines ou les équipements à haute sensibilité, dans des applications où des fuites de lignes d'alimentation ou des surtensions transitoires, peuvent se produire. Ils sont principalement utilisés dans les instruments médicaux, industriels, et dans les systèmes de traitement et de vérification automatisée.

C'est un amplificateur d'instrumentation élaboré. Il possède un circuit d'entrée muni d'une isolation galvanique par rapport à la sortie et aux circuits d'alimentation. Il est composé de transformateurs ou de coupleurs optiques. Mais le couplage par transformateur est plus commun.

Un amplificateur d'isolation à couplage par transformateur, possède trois sections de base qui sont le circuit d'entrée, de sortie et d'alimentation, comme c'est montré dans le schéma suivant (Fig.1.13) :

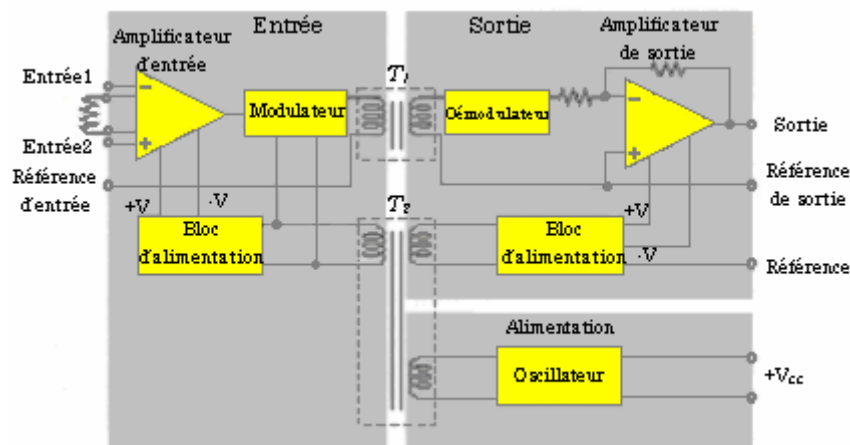


Fig.1.13. Diagramme d'ensemble d'un amplificateur d'isolation de base

La section d'entrée comprend un amplificateur d'instrumentation ou un ampli-Op, un bloc d'alimentation et un modulateur. La section de sortie comprend un ampli-Op, un bloc d'alimentation et un démodulateur. La section d'alimentation comprend un oscillateur.

Les amplificateurs différentiels ont tendance à remplacer les amplificateurs d'isolation qui sont plus encombrant et coûteux. Lorsque les masses sont bien maillées, une isolation galvanique est pratiquement inutile, un amplificateur d'instrumentation avec une impédance d'entrée élevée et une réjection de mode commun de l'ordre de 120 dB suffit largement [Cha 92].

1.4.3. Filtrage

Le signal après amplification, va être filtré à fin de se limiter à son domaine fréquentiel. Les filtres sont des circuits qui laissent passer des signaux de fréquences utiles, tout en bloquant ceux à fréquences inutiles. Deux catégories de filtres sont à distinguer : actifs et passifs [Flo 00].

Les filtres actifs utilisent des transistors, ou des ampli-Op combinés à des circuits passifs RLC, RC ou RL, ils ont plusieurs avantages par rapport aux filtres passifs (R, L, C). L'ampli-Op fournit un gain et le signal n'est donc pas atténué lorsqu'il le traverse. Tandis que sa faible impédance de sortie permet au filtre de ne pas être affecté par la charge qu'il actionne. Les filtres actifs sont également faciles à ajuster sur une vaste échelle de fréquences sans altérer la réponse désirée. Les composants actifs fournissent un gain en tension tandis que les circuits passifs fournissent la sélectivité de la fréquence. En terme de réponse générale [Pru 05], les quatre catégories de base de filtres actifs sont : Le passe haut, le passe bas, le passe bande et le coupe bande.

Un filtre passe bande peut être obtenu à partir de l'arrangement en cascade d'un filtre passe haut et d'un filtre passe bas. En effet, une réponse passe bande est considérée comme le chevauchement d'une courbe de réponse à basse fréquence et une autre à haute fréquence. Les filtres illustrés dans la figure suivante (Fig.1.14)

sont de configuration Sallen & Key à deux pôles (pour obtenir des taux d'atténuation de -40dB/décade) à caractéristique de type Butterworth qui sont normalement utilisés lorsque toutes les fréquences de la bande passante doivent posséder la même valeur du gain. Ce type de filtre est souvent qualifié comme étant le plus uniforme. La fréquence critique du filtre passe haut doit être inférieure et suffisamment éloignée de celle du filtre passe bas.

La fréquence inférieure fc_1 de la bande passante représente la fréquence critique du filtre passe haut et la fréquence supérieure fc_2 représente la fréquence critique du filtre passe bas. Idéalement, la fréquence centrale f_0 de la bande passante est égale à la moyenne géométrique de fc_1 et fc_2 . Les formules suivantes expriment les trois fréquences du filtre passe bande.

$$fc_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{A_1}R_{B_1}C_{A_1}C_{B_1}}} \quad (1.9)$$

$$fc_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{A_2}R_{B_2}C_{A_2}C_{B_2}}} \quad (1.10)$$

$$f_0 = \sqrt{fc_1 fc_2} \quad (1.11)$$

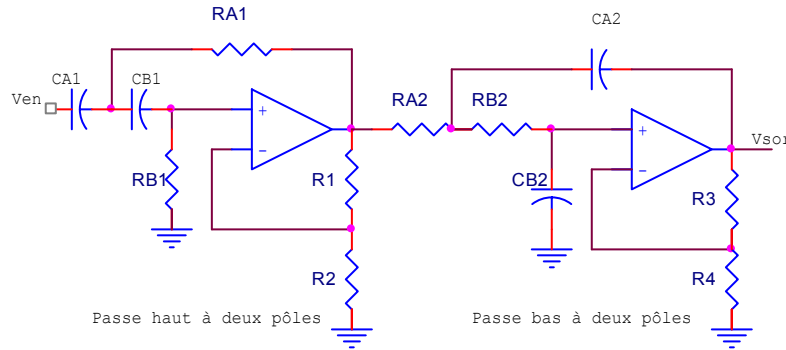


Fig.1.14. Formation d'un filtre passe bande à partir de filtres passe haut et passe bas

Si les valeurs des composants formant chaque filtre sont identiques, les équations pour les fréquences critiques se simplifient sous la forme :

$$fc = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.12)$$

1.5. SOURCES DE PERTURBATION INTRINSEQUES

Se sont des bruits internes aux systèmes de mesure [Asc 99]. On distingue :

1.5.1. Bruit thermique

Il est généré par les composants électroniques internes aux systèmes, et lié au caractère aléatoire que présentent au niveau microscopique les phénomènes de conduction électrique. Ce bruit est caractérisé par sa densité spectrale, sa distribution d'amplitude et le mécanisme physique responsable de sa génération. Le phénomène de bruit interne peut être attribué à deux processus : un bruit thermique et un bruit électrique. Le bruit thermique est lié principalement à

l'agitation thermique des porteurs de charges, appelée aussi bruit de Johnson. Il se présente là où il y a une résistance électrique.

1.5.2. Bruit de grenaille

Le bruit électrique, appelé aussi bruit de grenaille (shot noise) est dû aux fluctuations statistiques du courant électrique associées au franchissement d'une barrière de potentiel. Les jonctions p-n et Shottky, les émissions photoélectrique et thermoélectrique fournissent les exemples les plus courants de barrières de potentiels. Il n'existe que lorsqu'un courant continu I_0 est imposé à travers la barrière de potentiel.

1.5.3. Bruit en 1/f

Ce bruit (flicker noise) s'ajoute aux autres composantes du bruit interne. Il est de nature aléatoire et il a approximativement une densité spectrale qui varie inversement avec la fréquence. Dans les composants à semiconducteurs, ce bruit est associé généralement aux conditions de surface du cristal et particulièrement dans les circuits MOSFET.

En conclusion, la minimisation du bruit intrinsèque revient à un bon choix des résistances, des courants de polarisation de circuits amplificateurs à faible consommation et à faible bruit. Ensuite à travailler dans des conditions où la température T n'est pas trop élevée. La limitation convenable en fréquence des signaux inutiles permet de réduire considérablement ces bruits.

1.6. SOURCES DE PERTURBATION EXTRINSEQUES

Dans cette partie, les différentes sources de bruit externes et les techniques récentes de rejection ont été présentées [Bri 02]. Ces bruits sont prédominants, et si divers. Ils sont classés comme suit :

1.6.1. Bruit électrique

➤ Le bruit du 50 Hz associé au secteur est la source prédominante. En effet, il est possible d'observer des potentiels entre la surface du corps et la terre de l'ordre de 10V. Pour des signaux d'amplitude de l'ordre de mV ou de μ V, une réduction importante du bruit est nécessaire. La valeur maximale limite du bruit admissible dans les mesures biologiques est de 10 μ V. Quant aux électrodes, elles introduisent du bruit de quelques μ V en mode commun.

Des techniques peuvent être appliquées pour réduire le niveau de ce bruit, telle que la mise à la terre, ou la réalisation d'un filtre réjecteur. Il peut être implémenté numériquement, ou analogiquement. Le filtre analogique atténue seulement 10% de la valeur d'entrée. De plus, à cette fréquence le spectre présente des informations importantes et son rejet affecte l'information que porte le signal, mais ses performances sont limitées par la tolérance des composants utilisés. Pour cela, ce

filtre est implémenté préférentiellement en numérique. Il peut être programmé sous plusieurs logiciels tel que Matlab.

1.6.2. Bruit biologique

Le corps exige certains mécanismes pour fonctionner, chaque mécanisme produit une activité électrique. Parfois, c'est inévitable de mesurer l'activité électrique associée à d'autres phénomènes physiologiques, lors de la mesure d'un signal spécifique.

Lors du contact d'électrode avec la peau, il apparaît un changement de tension de plus de 300mV. Ce potentiel est appelé 'baseline wander', il est dû au mauvais contact, la respiration, ou une tension changeant proportionnellement avec la respiration.

Quelques bruits sont dus à d'autres signaux physiologiques, comme l'EMG affectant la mesure d'électro-oculogramme⁴ (EOG). De plus, il y a le potentiel d'offset, existant entre deux points du corps qui présente une source de bruit additionnelle. Afin de réduire le niveau de ce bruit, deux techniques existent : la première est le placement attentif d'électrodes, en les plaçant loin d'une source de prélèvement d'un autre signal biologique. La deuxième est de filtrer les composantes fréquentielles qui ne contribuent pas dans la constitution du signal d'intérêt.

1.6.3. Bruit électromagnétique

Les interférences électromagnétiques résultent de la présence de tensions ou de courants indésirables, influençant négativement les performances du système électronique. Elles peuvent résider à l'intérieur du système (intrasystem), ou entre deux systèmes (intersystem).

La cause de ces interférences est l'existence d'un couplage imprévu entre la source et le récepteur au moyen d'un chemin de transmission, qui peut être un conducteur ou une liaison radio. En cas de conducteur, l'interférence se produit par un chemin métallique. Dans le cas de liaison radio, l'interférence aura lieu par un couplage entre des champs proche et lointain des différentes liaisons. Ces liaisons sont illustrées dans la figure ci-après (Fig.1.15).

⁴ Electro-oculogramme (EOG) : Activité électrique de l'œil.

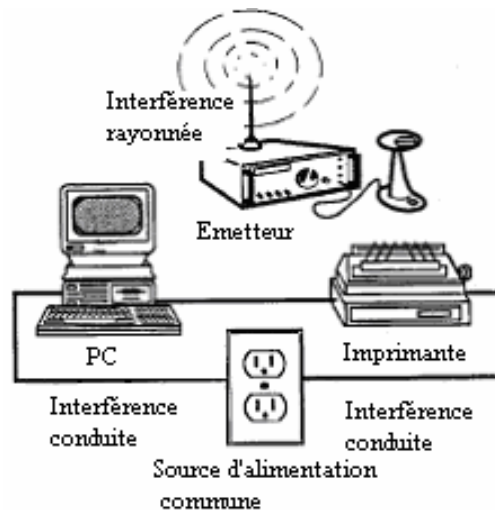


Fig.1.15. Interférences électromagnétiques

Les perturbations électromagnétiques ont le plus souvent comme origine des phénomènes internes à l'installation [Gro 98]. Elles mettent en œuvre trois éléments :

- **La source** génère des perturbations par des variations brusques de grandeurs électriques (tension ou courant).
- **Le mode de couplage** : Trois modes de couplage à distinguer :
 - Capacitif ou galvanique (transmission à travers un transformateur).
 - Inductif (transmission par rayonnement d'un champ magnétique).
 - Par impédance commune (transmission via une prise de terre).
- **La victime** désigne tout matériel susceptible d'être perturbé (en général un matériel électronique).

1.6.3.1. Classification de couplages électromagnétiques

Les couplages électromagnétiques sont classés comme suit :

i. Couplage par conduction

Couplage par conduction directe : Il se produit lorsqu'un conducteur appartenant à un récepteur véhicule un courant électrique qui provient directement d'une source de bruit.

Couplage par impédance commune : Il apparaît lorsque les courants électriques de deux systèmes distincts empruntent un même trajet dont l'impédance ne peut être négligée. A travers l'impédance de ce conducteur commun, le courant de retour d'un circuit provoque une variation de potentiel de référence de l'autre. Cette variation peut apparaître dans l'expression du signal de sortie V_s ou bien se traduire par l'apparition d'un signal de mode commun.

ii. Couplage par champ

Couplage en champ proche : Les caractéristiques du champ électromagnétique rayonné par une source de radiation varient en fonction de la distance qui la sépare du lieu où le champ est observé. Près de la source, le champ électromagnétique rayonné dépend essentiellement des caractéristiques de la source. Cette région est appelée la zone de rayonnement en champ proche ou zone d'induction.

Couplage en champ lointain : Au delà de la zone de rayonnement en champ proche s'étend la zone de rayonnement dite en champ lointain. Dans cette zone, les caractéristiques du champ électromagnétique rayonné ne dépendent que du milieu dans lequel le champ se propage.

iii. Couplage par boucle de masse

Une boucle de masse apparaît lorsque deux systèmes interconnectés par une ligne de transmission sont chacun mis à la masse qui peut être directe, ou bien s'effectue par capacité parasite. Lors d'un couplage par boucle de masse, il apparaît une différence de potentiel entre les références de potentiel qui peut avoir deux origines :

- La circulation dans le plan de masse d'un courant i_G , externe aux deux systèmes.
- La présence d'un champ d'inductance magnétique externe traversant la boucle de masse.

1.7. BLINDAGE ET MISE A LA MASSE (OU TERRE)

Les trois méthodes de réduction des interférences électromagnétiques dans la conception d'un système sont : la *mise à la masse*, le *blindage* et le *filtrage*. Le contrôle de ces interférences se fait par une bonne mise à la masse, ensuite par un bon blindage et enfin par un filtrage adéquat [Hem 00].

La mise à la masse est un processus électrique d'établir un chemin à faible impédance entre deux points d'un système. Une masse idéale équivaut au potentiel '0V'.

Le blindage est l'opération d'enfermer l'énergie rayonnée d'une liaison donnée d'un volume spécifique, ou d'empêcher l'énergie rayonnée d'atteindre un volume donné.

Le filtrage est l'opération d'éliminer les interférences en contrôlant le spectre fréquentiel d'un signal traversant un conducteur.

1.7.1. Mise à la masse

1.7.1.1. Techniques de mise à la masse

Avant d'entamer cette partie, il y a une confusion au plan terminologie pour la désignation entre '*terre*' et '*masse*'. Ces deux mots sont des synonymes, le premier

est utilisé en général dans le royaume uni et l'Europe, le dernier est utilisé aux états unis (USA) et CANADA [Arm 00].

Il existe trois techniques de mise à la masse [Cha 93] : Flottante, en un seul point et à point multiple. Ces techniques sont illustrées dans la figure suivante (Fig.1.16) :

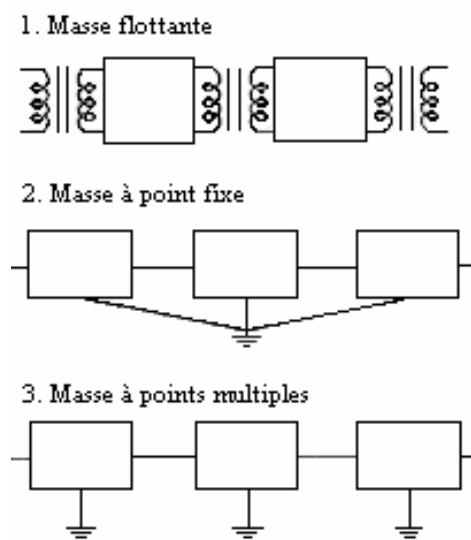


Fig.1.16. Différents types de système de masse

La masse flottante est utilisée pour isoler un circuit d'un plan de masse commun. Les charges électrostatiques sont des risques avec ce type de mise à la masse. Des tensions dangereuses peuvent être développées ou bien un bruit produisant une décharge peut y avoir lieu. Généralement, des résistances sont utilisées pour contrôler ce problème. Ce type de mise à la masse est utilisé en basses fréquences où le couplage capacitif est négligeable, c'est le cas des systèmes de prélèvement de signaux physiologiques.

La mise à la masse en un seul point dans un circuit, est élaborée en connectant toutes les masses à un point commun. Il n'y a pas de génération d'interférences car à travers le circuit, il n'y a pas de différence de potentiel. En hautes fréquences, des précautions doivent être prises à fin d'éviter le couplage capacitif résultant.

Le système de mise à la masse multipoints existe lorsque toutes les masses sont reliées à un plan de masse. Des précautions sont à prendre en compte pour éviter les boucles de masse lors de la conception des circuits.

1.7.1.2. Masse des signaux

Les tensions et courants de polarisation continus nécessaires au fonctionnement d'un dispositif électronique sont fournis par la source d'alimentation qui, généralement, reçoit l'énergie nécessaire du réseau de distribution. A cette fin, la source d'alimentation est placée au secondaire d'un transformateur dont le primaire est relié au réseau de distribution (Fig.1.17). Les tensions continues délivrées sont référencées à une borne dite 0V qui est, a priori, flottante. Elle est reliée au

conducteur servant de référence de potentiel commune à l'ensemble des signaux à traiter par les circuits connectés à cette alimentation : c'est la *masse du signal* ou *masse électronique* [Asc 99].

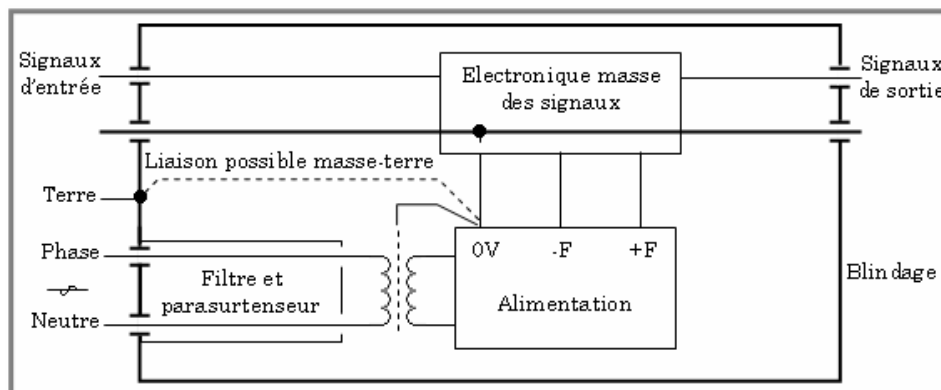


Fig.1.17. Alimentation d'un appareillage et masse des signaux

Le conducteur de masse distribuant le potentiel de référence à l'ensemble des circuits doit par définition être équipotentiel. En réalité, un conducteur de masse n'ayant jamais une impédance nulle entre deux points distincts, il existe une différence de potentiel de masse, due à la circulation dans l'impédance de masse, d'un courant de masse.

Lorsque des signaux haute fréquence (signaux numériques) sont présents, l'impédance de connexions à la masse peut devenir importante due à leur inductance. Pour cela, il faut réduire au minimum les longueurs de ces connexions, ce qui s'obtient en utilisant comme conducteur de masse un plan conducteur ou *plan de masse* et les liaisons des différents composants à ce plan soient plus courtes.

Afin de minimiser les risques de perturbation, il faut que la différence de potentiel entre deux points du plan de masse demeure très faible par rapport aux signaux traités par les circuits connectés au même plan. Il ne faut donc pas connecter au même plan des dispositifs traitant des signaux de niveaux ou de vitesses de variation très différents pour ne pas perturber les circuits à niveau faible. Pour cela, des règles d'association des circuits en blocs existent comme (Fig.1.18) :

- Bloc analogique de faible niveau.
- Bloc de puissance : commande de moteurs, relais.
- Bloc des circuits numériques.

L'ensemble des conducteurs de masse du signal est connecté en un seul point qui est le *point unique de masse* (PUM). Il y a intérêt à placer le point unique de masse aussi voisin que possible du bloc des circuits à faible niveau. Ce point est relié par une liaison spécifique aux 0V des alimentations, et, lorsque la référence de potentiel est la terre locale, au châssis (masse mécanique) et au réseau équipotentiel de terre.

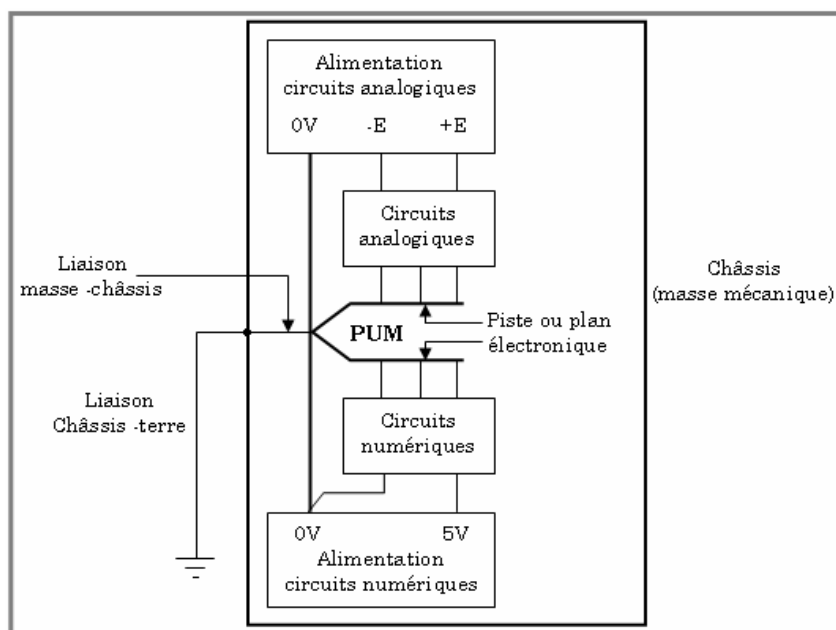


Fig.1.18. Connexions des masses de divers circuits

1.7.1.3. Masses mécaniques - Réseau de terre

i. Distribution électrique et terre

Dans les installations industrielles, l'énergie nécessaire au fonctionnement des appareillages est fournie par le réseau public de distribution d'énergie. Ce réseau triphasé comporte trois fils (Φ_1 , Φ_2 , Φ_3) dits de phases et un fil neutre (N). Les structures métalliques accessibles des appareillages électriques (carcasses, carters, racks, châssis) constituent au sens de l'électrotechnique, les *masses mécaniques*.

En cas de défaut d'isolement entre les circuits électriques et ces masses, celles-ci risquent d'être mises sous tension et leur contact par un opérateur reposant sur le sol ou touchant simultanément un autre conducteur relié à la terre (conduite d'eau) peut être une source d'accidents [Asc 99].

Afin de réduire ce risque, les masses mécaniques doivent impérativement être reliées à la terre pour limiter, en cas de défaut, la différence de potentiel à laquelle un opérateur peut être soumis à leur contact et de déconnecter le réseau.

Cette liaison s'effectue par un conducteur de terre PE qui est relié à une prise de terre réalisée au moyen d'un ou plusieurs pieux métalliques reliés entre eux et enfoncés dans le sol ou au moyen d'une grille métallique enterrée. Trois schémas de liaisons des masses mécaniques à la terre sont à distinguer :

➤ **Schéma TT** : Le neutre du secondaire du transformateur MT/BT⁵ est relié au poste de transformation, à une prise de terre dite *terre du neutre*. Le bâtiment dispose de sa propre prise de terre à la quelle sont reliées les masses mécaniques,

⁵ MT/BT: Moyenne tension/basse tension.

cette terre est dite locale ou terre des masses. Ce schéma est celui de toute installation alimentée par le réseau public de distribution BT (Fig.1.19).

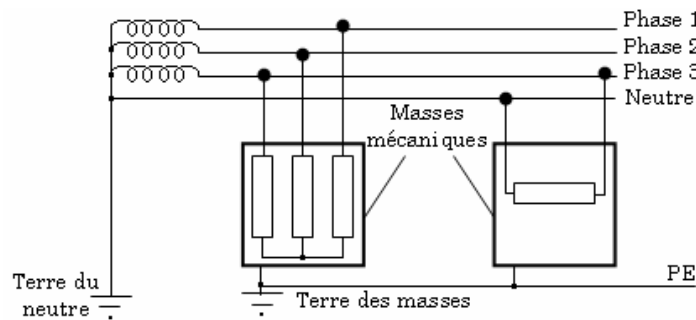


Fig.1.19. Schéma TT

➤ **Schéma IT :** Le neutre du secondaire du transformateur MT/BT est isolé (Fig.1.20.a) ou relié à la terre par une impédance Z élevée (Fig.1.20.b). Le bâtiment dispose d'une prise de terre locale à laquelle sont reliées les masses mécaniques. Ce schéma est utilisable dans les installations disposant d'un poste de transformation privé.

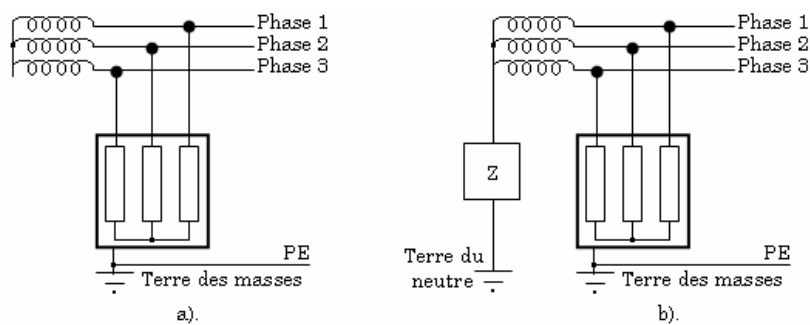


Fig.1.20. Schéma IT. a) A neutre isolé, b) A neutre impédant

➤ **Schéma TN :** Le bâtiment étant alimenté par un poste de transformation privé, une autre solution est de relier le neutre à la terre locale du bâtiment. Deux modes de liaison des masses à la terre étant utilisables :

- Schéma TNA : Les masses mécaniques sont reliées au conducteur du neutre (Fig.1.21.a).
- Schéma TNB : Les masses mécaniques sont reliées à un conducteur (PE) qui est connecté à la prise de terre du neutre (Fig.1.21.b).

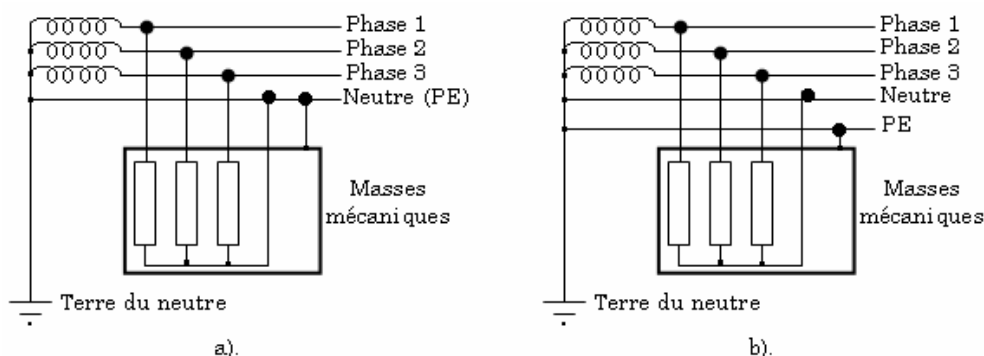


Fig.1.21. Schéma TN. A) Neutre et conducteur de protection confondus, b) Séparés

L'ensemble des conducteurs reliant les masses mécaniques à la terre constitue le réseau de terre. Ce réseau doit être en principe équipotentiel de façon à éviter toute différence de potentiel entre les masses mécaniques qui y sont reliées et qu'un opérateur pourrait toucher simultanément. C'est pourquoi tous les conducteurs de terre doivent être interconnectés afin de constituer un réseau maillé. De même, afin d'éviter toute différence de potentiel entre les masses mécaniques et d'autres parties métalliques du bâtiment en contact avec la terre (descente de foudre, canalisations, armatures du béton) ces dernières doivent être partie intégrante du réseau de terre.

ii. Réseaux de terre et masse des signaux

Les petits équipements électroniques qui sont autonomes, peuvent fonctionner convenablement en étant isolés de la terre : c'est le cas d'un poste de radio ou de télévision. Par contre, les systèmes importants (salle de contrôle) exigent, pour les signaux échangés, une référence de potentiel unique, étendue à l'ensemble du système. Cette référence de potentiel doit être distribuée par un réseau conducteur qui constitue le réseau de référence des masses du signal [Asc 99].

Les qualités exigées d'un réseau de référence des masses du signal sont en fait les mêmes que celles exigées du réseau de sécurité de terre. C'est pourquoi le réseau de terre peut être utilisé pour distribuer la référence des masses du signal à l'ensemble des dispositifs électroniques interconnectés.

La liaison des conducteurs de masse du signal au réseau de terre est alors organisée par des liaisons courtes et de forte section :

- Les divers conducteurs de masse du signal au 0V de leurs alimentations.
- Les 0V des alimentations au conducteur de terre.
- Les châssis au réseau de terre.

La liaison des masses électroniques au réseau de terre présente d'autres avantages. Un circuit flottant, non relié à la terre, est porté à un potentiel non contrôlé par rapport à la terre ; il constitue donc un risque pour un opérateur en contact avec le sol. Un circuit isolé de la terre présente par rapport à des conducteurs qui y sont reliés, en particulier le châssis, des capacités parasites susceptibles de provoquer l'injection dans le circuit de courants parasites proportionnels à la différence de potentiel entre le circuit et la terre. La liaison de la masse des signaux au réseau de terre supprime ce risque en supprimant la différence de potentiel masse-terre. C'est la raison pour laquelle certains appareils oscilloscope, ordinateur ont leur masse du signal reliée systématiquement au châssis, lui-même relié au réseau de terre.

Si des équipements situés dans deux bâtiments possédant chacun sa terre propre vont interconnectés, la différence de potentiel qui risque d'exister entre ces terres apparaît comme une différence de potentiel de masse ; elle se traduit comme

tension de mode commun pour les signaux transmis. Les solutions possibles sont :

- L'interconnexion de l'ensemble des terres afin d'assurer au mieux l'équipotentialité d'un réseau de terre unique.
- La transmission différentielle du signal permettant une réjection de la tension de mode commun.
- L'isolement galvanique assurant l'indépendance électrique des équipements de chaque bâtiment, les transmissions entre bâtiments étant assurées par coupleur optoélectronique ou fibre optique.

1.7.2. Blindage

Le contrôle du couplage du champ proche ou lointain est accompli en utilisant les techniques de blindage. La première étape dans la conception du blindage est la détermination du niveau du champ indésirable au point non blindé, et le niveau du champ tolérable [Hem 00].

1.7.2.1. Théorie d'enceinte

Un blindage électromagnétique est une enceinte métallique qui sépare la source de rayonnement électromagnétique perturbateur du circuit à protéger [Asc 99]. L'atténuation fournie par le blindage résulte de trois mécanismes de perte (Fig.1.22) :

1. L'énergie incidente est réfléchiée (R) par la surface du blindage où il y a des discontinuités d'impédance à l'interface air-métal. Ce mécanisme n'exige pas une épaisseur particulière du matériaux mais simplement une discontinuité d'impédance.
2. L'énergie atténuée (A) qui traverse l'interface passant à travers le blindage.
3. L'énergie qui atteint la face opposée du blindage, rencontre une autre interface air-métal, et une partie est réfléchiée (B) dans le blindage. Ce terme est seulement significatif quand $A < 15\text{dB}$, et généralement négligé car l'épaisseur de la barrière est suffisamment grande pour dépasser 15dB de la loi de perte.

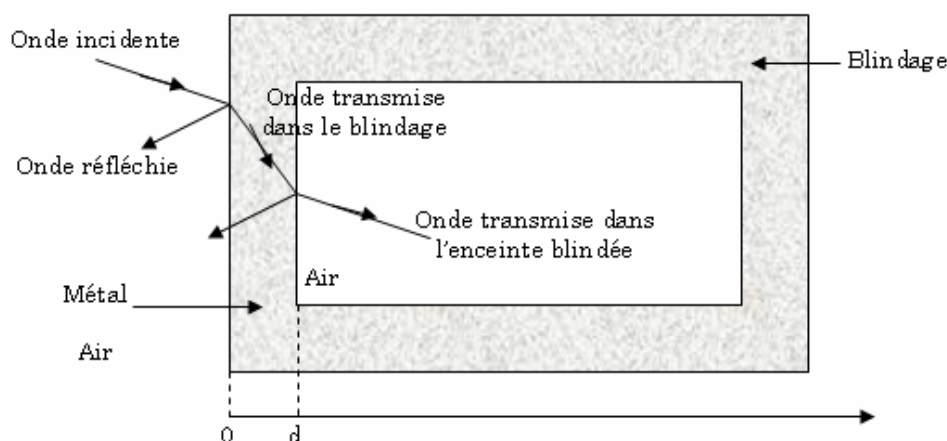


Fig.1.22. Réflexion et transmission d'une onde électromagnétique par un blindage

L'efficacité du blindage est définie comme étant égale à l'atténuation de l'intensité du champ électrique ou magnétique que le blindage respectif est capable de réaliser. D'où les équations de l'efficacité de blindage :

$$SE_E = 20 \log \left(\frac{E}{E_b} \right), \text{ ou : } SE_H = 20 \log \left(\frac{H}{H_b} \right) \quad (1.13)$$

Où E et H représentent les intensités du champ électrique et magnétique sans blindage, et E_b, H_b les intensités du champ avec blindage. Cette atténuation est définie dans le domaine fréquentiel, en dB.

L'efficacité de blindage peut être décomposée comme suit :

$$S = R + A + B \text{ (dB)} \quad (1.14)$$

La perte d'absorption est indépendante du type d'onde (électrique/magnétique) et est donnée par: $A = 1.314 (f \mu_r \sigma_r)^{1/2} d \text{ (dB)}$ (1.15)

Où d est l'épaisseur du blindage en cm, μ_r est la perméabilité relative, f est la fréquence en Hz, et σ_r est la conductivité du métal relative à celle du cuivre.

La perte en réflexion est fonction de l'impédance intrinsèque de l'interface métallique. Pour une source à faible impédance elle est de :

$$R = 20 \log_{10} \{ [1.173 (\mu_r / f \sigma_r)^{1/2} / D] + 0.0535 D (f \sigma_r / \mu_r)^{1/2} + 0.354 \} \text{ dB} \quad (1.16)$$

Où D est la distance de la source en mètres. Pour une source d'onde plane, la perte en réflexion est : $R = 168 - 10 \log_{10} (f \mu_r / \sigma_r) \text{ dB}$ (1.17)

Pour une source à impédance élevée, la perte en réflexion est :

$$R = 362 - 20 \log_{10} [(\mu_r f^3 / \sigma_r)^{1/2} D] \text{ dB} \quad (1.18)$$

1.7.2.2. Pénétrations dans le blindage

L'efficacité du blindage d'une enceinte est fonction du blindage et de toutes les fuites associées avec la pénétration dans l'enceinte. Pour de petits instruments : ordinateurs, et d'autres équipements similaires, le blindage typique exigé est de l'ordre de 60dB.

Une bonne conception du blindage doit prendre en compte une variété de spécifications physiques et électriques. Pour les équipements électroniques, une variété de pénétrations à étudier est nécessaire ayant relation avec le système à concevoir. Une conception attentive est requise pour maintenir l'intégrité du blindage nécessaire.

1.7.2.3. Test du blindage

La spécification la plus communément utilisée pour évaluer le blindage est la procédure donnée dans la norme MIL-STD-285. Elle consiste à établir un niveau de référence sans le blindage, puis enfermer le récepteur dans le blindage et déterminer la différence. Le rapport est l'efficacité du blindage. Cela demande

quand même l'utilisation de matériaux dans la construction du blindage. Un soin doit être pris dans l'évaluation des résultats puisque la valeur mesurée est fonction d'une variété de facteurs, qui ne sont pas tous définies.

1.7.2.4. Résumé d'une bonne pratique de blindage

- De bons conducteurs, comme le cuivre et l'aluminium, doivent être utilisés pour le blindage de champ électrique, à fin d'obtenir une perte de réflexion élevée.
- Les matériaux magnétiques, comme le fer et spécialement des alliages à haute perméabilité, doivent être utilisés pour le blindage de champ magnétique, à fin d'obtenir une perte d'absorption élevée.
- Un blindage multiple est nécessaire lorsqu'une efficacité de blindage trop élevée est requise.
- Les circuits générant des interférences internes doivent être isolés électriquement et physiquement. L'isolation électrique est réalisée par la conception de circuits. L'isolation physique peut être réalisée par un blindage adéquat.

Le but du blindage est d'empêcher les champs perturbateurs de pénétrer dans un conducteur interne. Le type du matériau de blindage et les connections du blindage ont une influence directe sur la performance du blindage.

Un blindage est fait en matériau non magnétique, il a de mauvaises propriétés pour atténuer les champs magnétiques basses fréquences. Lorsqu'il n'est pas connecté à la masse ou connecté d'un seul côté, il atténue seulement la composante électrique du champ incident.

Dans cette partie, des concepts théoriques à propos des techniques de recueil du signal cardiaque ont été présentés. Ainsi, que l'étude du conditionneur à base d'amplificateur d'instrumentation ou d'isolation a été abordée. Enfin, une étude qualitative est portée sur les divers bruits existants lors de l'acquisition des signaux. Dans ce qui suit, l'accent va être mis sur le système de prélèvement et de monitoring du signal ECG.

Chapitre 2

Système de prélèvement et de monitorage du signal ECG

Système de prélèvement et de monitorage du signal ECG

2.1. Standards de performance-----	31
2.2. Précautions de sécurité -----	32
2.3. Système de recueil du signal ECG-----	33
2.4. Mise en œuvre du système de recueil du signal ECG.	49

Lors de l'acquisition de signaux physiologiques, le sujet de test se trouve en contact avec des appareillages électriques. Une infime erreur peut provoquer sa mort subite, c'est des courants de fuite circulant dans le corps qui peuvent engendrer ce type de risque. Pour cela, la connaissance des normes de performance et de sécurité est indispensable lors de la conception de système d'acquisition. La présente partie énumère les normes de performance et de sécurité et présente la réalisation du système de recueil du signal ECG.

2.1. STANDARDS DE PERFORMANCE

Chaque équipement biomédical issu des différents fabricants doit adhérer aux standards de performance minimaux [Cel 01]. En général, des standards ont été fixés par des organismes industriels ou des associations professionnelles tels que :

- American Heart Association (AHA)
- Association for the Advancement of Medical Instrumentation (AAMI)
- American National Standards Institute (ANSI)
- International Electrotechnical Commission (IEC)

Des organismes nationaux locaux comme *Federal Drug Administration* aux états Unis (USA), et *Therapeutic Goods Administration* (TGA) en Australie sont généralement exigés pour certifier un instrument spécifique. Quoiqu'il y a des différences significatives entre les standards issu des états unis ou ceux d'Europe. Maintenant, il y a une tendance croissante pour standardiser ces exigences et de les développer en commun.

Le tableau suivant (Tableau.2.1) résume les standards de performance appliqués en électrocardiographie issus de AAMI et ANSI.

Gamme d'entrée dynamique	Signal de $\pm 5\text{mV}$ et tolérance de $\pm 300\text{mv}$ pour l'offset DC.
Précision du gain	$\pm 5\%$ pour des sélections de gain fixées à 20mm/mV , 10mm/mV et 5mm/mV .
Erreur du système	L'erreur maximale permise est de $\pm 10\%$, pour des signaux d'entrée limités à $\pm 5\text{mV}$ et une vitesse de variation maximale de 125mV/s .
Impédance d'entrée	Au moins $2\text{M}\Omega$ à 10Hz .
Courant direct	$0,2\text{mA}$ pour toutes les connections des électrodes du patient.
CMRR à 50/60Hz	Taux de réjection en mode commun doit être de -90dB .
Bruit du système	10mV lorsque toutes les entrée sont connectées ensemble.
Courant de risque sur le patient	10mA dans le cas de défaut d'alimentation spécifique.

Tableau 2.1 : ANSI-AAMI EC11-1991 Exigences de performance pour un électrocardiographe

2.2. PRECAUTIONS DE SECURITE

La sécurité du patient porte l'intérêt fondamental lors de la conception des systèmes d'acquisition biomédicaux, qui se trouve connecté aux circuits électroniques. Si des erreurs de contact parviennent, un nombre de risques existe, plus particulièrement :

- Quand un courant électrique circule à travers le corps, la probabilité de détérioration du tissu cellulaire dépend : de l'intensité du courant pénétrant, du chemin pris, et de la durée de pénétration.
- En présence de contact altéré après placement des électrodes sur la peau, le passage d'un fort courant à travers le patient est possible.
- La circulation du courant à travers le tissu cellulaire provoque l'augmentation locale de température à son niveau, ce qui peut entraîner des brûlures.
- La saline, la sueur et le sang sont des solutions électriquement conductrices. Dans certaines situations, un contact imprévu avec des circuits en marche peut être provoqué, ce qui présente un risque sur le patient.

Le courant alternatif provoque des fibrillations ventriculaires. Les muscles squelettiques sont plus sensibles au courant direct, ce qui peut entraîner une contraction tétanique¹. De même, des lésions électrochimiques peuvent y parvenir si un courant direct passe à travers plusieurs tissus durant une période prolongée.

2.2.1. Standards de sécurité

Pour répondre aux besoins de sécurité du patient, une organisation nommée '*International Standards Organisation*' a publié des standards fixes permettant de maximiser la sécurité du patient. Un bref aperçu est donné ci-dessous en plus des tâches qu'ils peuvent accomplir :

2.2.1.1. AS/NZS 2500/1995 Guide de sécurité utilisé pour les soins du patient

Ce standard définit deux niveaux d'électrocution '*macrochoc*' et '*microchoc*'. Le macrochoc aura lieu quand le courant circulant à travers la surface du corps induit la fibrillation. Il provoque la mort en cas de non suivie médicale. Le microchoc se produit quand le courant de fuite circulant à travers le cœur, est produit par un contact du corps avec une source électrique [Asn 04].

2.2.1.2. AS/NZS 3200.1.0 :1998 Equipement médical électrique, Part 1.0 : Recommandations générales de sécurité

Ce standard s'occupe d'un nombre de problèmes de sécurité lié à la construction du système, et la maintenance. L'intérêt est porté sur les courants de fuite à travers

¹ Tétanique : Contraction involontaire des muscles.

la terre et le patient. La limite maximale de sécurité du courant de fuite à travers la terre est de 0.5mA. Quand au courant de fuite à travers le patient, peut avoir lieu lors de la soumission à des voltages actifs ou aux couplages capacitifs, entre le patient et les circuits électriques. Pour cela, le courant maximale de fuite admissible à travers le patient est de $10\mu A$ DC et de $100\mu A$ AC [Asn 98].

2.2.1.3. Source d'énergie alternative AC

Une mise à la terre ou l'utilisation de l'amplificateur d'isolation peut assurer la protection. Lors des opérations normales, le courant de fuite à travers le patient est le courant de bias à l'entrée de l'amplificateur d'instrumentation. Dans ce cas, un courant excessif peut circuler si l'alimentation de l'amplificateur est connectée accidentellement aux entrées des amplificateurs ou à leurs sorties. A fin d'éviter cela, des résistances sont insérées en série aux entrées des amplificateurs, pour limiter l'intensité du courant de fuite.

2.2.1.4. Batterie d'alimentation DC

A fin d'éviter les risques de circulation des courants de fuite, l'alimentation en usage médical doit être électriquement isolée du patient. Comme l'alimentation est la principale source de ces courants, une isolation est indispensable. Les batteries DC assurent cette isolation. Si les circuits conçus sont connectés aux appareils de mesure tel que l'oscilloscope, il y a un risque qu'un fort courant de fuite AC ne circule pas dans le sens figuré, et emprunte le corps humain comme court chemin.

2.3. SYSTEME DE RECUEIL DU SIGNAL ECG

Dans cette partie, le système de recueil du signal ECG va être décrit. Il est constitué des étages suivants : étage de conditionnement et de mise en forme, étage de numérisation et l'étage d'acquisition et de gestion hardware du système par le AN2131QC. La figure suivante (Fig.2.1) illustre le schéma bloc du système réalisé.

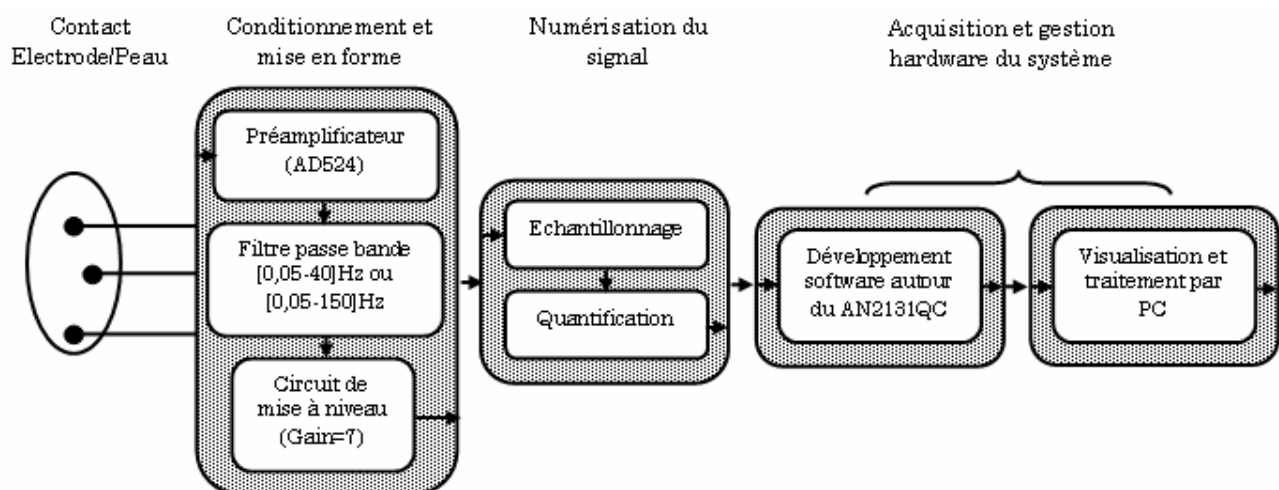


Fig.2.1. Système de recueil du signal ECG

2.3.1. Conditionnement et mise en forme du signal ECG

Le circuit de conditionnement et de mise en forme du signal est schématisé dans la figure ci-dessous (Fig.2.2). Les électrodes étant connectées aux entrées du préamplificateur où le signal est suffisamment amplifié. A ce niveau, le signal est filtré en utilisant deux filtres passe bande de bande passante différente, et enfin le signal est mis à niveau pour qu'il sera manipulé par le reste de la chaîne de mesure.

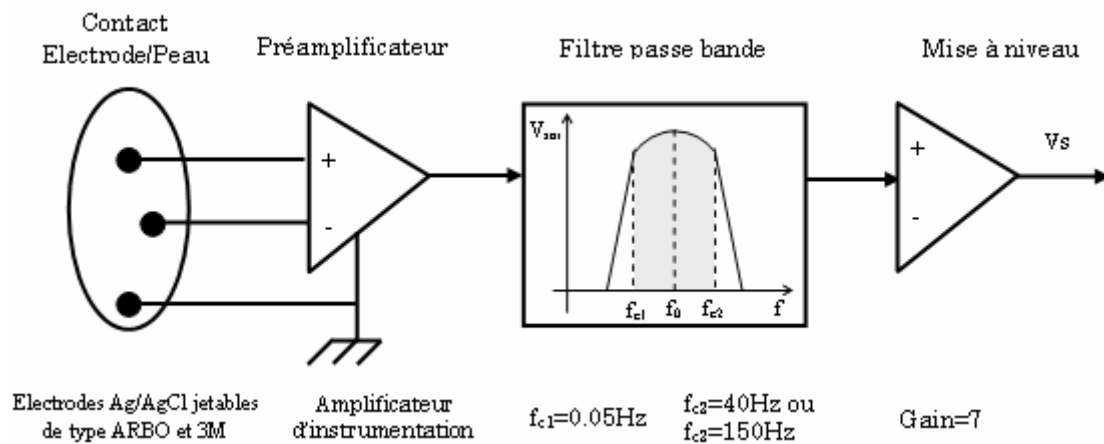


Fig.2.2. Circuit de conditionnement et de mise en forme du signal ECG

2.3.1.1. Placement d'électrodes

Les électrodes utilisées sont impolarisables et jetables. Leur placement se fait de façon attentive pour ne pas avoir un prélèvement d'une autre activité comme l'EMG². Ceci se fait après un bon nettoyage de la peau. Le positionnement des électrodes est illustré dans la figure suivante (Fig.2.3). La troisième électrode dite de référence étant reliée à la masse et déposée sur la jambe gauche du sujet de test.

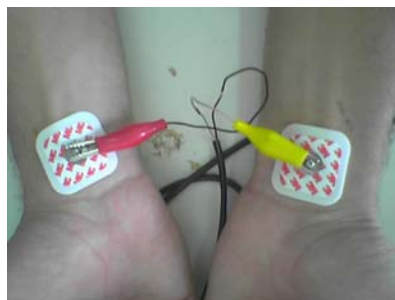


Fig.2.3. Placement des électrodes sur la peau

2.3.1.2. Préamplificateur (AD524)

L'environnement de recueil du signal cardiaque est fortement bruité. Pour cela, l'amplificateur d'instrumentation est utilisé. Les électrodes des deux poignés sont reliées à ses entrées positive et négative, la troisième est reliée à sa broche de masse. Des résistances de protection ont été incorporées entre les électrodes et les entrées de cet amplificateur pour limiter le courant d'entrée. Ses principales

² EMG : Electromyogramme est l'activité électrique des muscles.

caractéristiques sont :

- Gain en tension programmable.
- Impédance d'entrée : $10^9\Omega$.
- Taux de réjection en mode commun entre 80 et 120 dB selon la valeur du gain.
- Possédant un produit gain-largeur de bande passante de 25Mhz.
- Courant d'entrée de 15 nA.

Afin d'avoir un CMRR maximal de 120dB, le gain est fixé à 1000. L'ajustement du décalage par étalonnage est utilisé pour annuler toute tension de décalage de sortie, causée par une tension de décalage d'entrée multipliée par le gain. L'étage du préamplificateur réalisé est montré dans la figure ci-dessous (Fig.2.4).

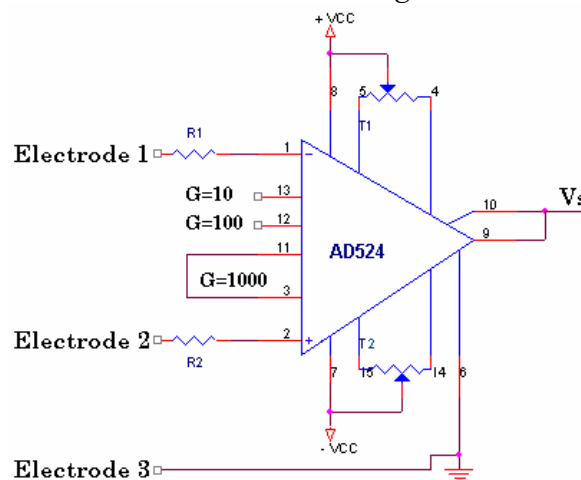


Fig.2.4. Preamplificateur à base de l'AD524

2.3.1.3. Filtrage

L'étage de filtrage réalisé est un filtre passe bande. Il est constitué d'un filtre passe haut du 2^{ème} ordre dont la fréquence de coupure est de $f_{c1}=0.05\text{Hz}$ ($R_{A1}=R_{B1}=9\text{k}\Omega$, $C_{A1}=C_{B1}=330\mu\text{F}$), et d'un filtre passe bas du 4^{ème} ordre dont la fréquence de coupure est : soit $f_{c2}=40\text{Hz}$ ($R_{A2}=R_{B2}=120\Omega$, $C_{A2}=C_{B2}=33\mu\text{F}$) ou $f_{c2}=150\text{Hz}$ ($R_{A2}=R_{B2}=11\text{k}\Omega$, $C_{A2}=C_{B2}=100\text{nF}$). Les filtres sont actifs de configuration Butterworth, et de structure Sallen & Key utilisant l'amplificateur opérationnel OP07.

Afin d'avoir un transfert maximal d'énergie, et une meilleure adaptation d'impédance, un amplificateur suiveur a été intercalé entre l'étage filtre passe haut et filtre passe bas. La figure suivante (Fig.2.5) présente l'étage de filtrage réalisé.

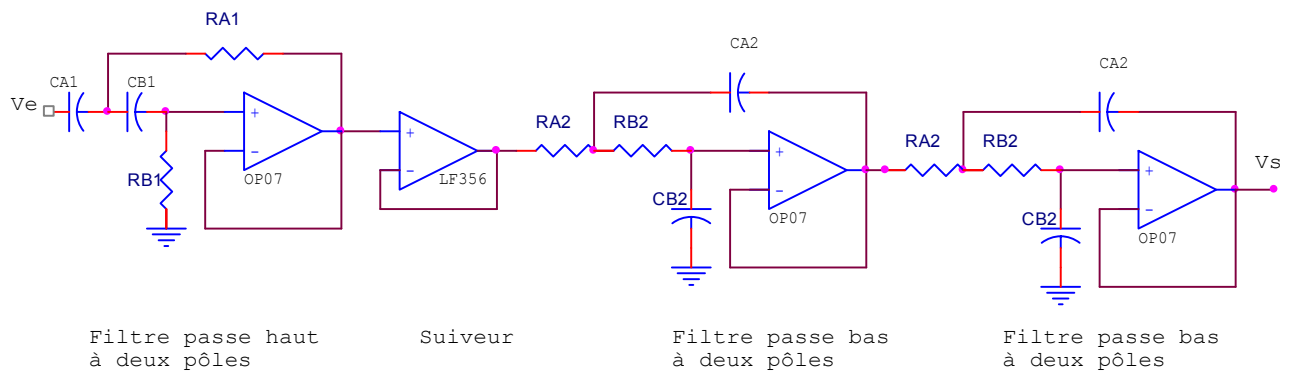


Fig.2.5. Etage de filtrage réalisé

2.3.1.4. Mise à niveau

A ce niveau le signal obtenu est faible, son amplitude est de l'ordre de 0.8V. Pour cela, un circuit de mise à niveau est nécessaire pour une amplification adéquate. Cet étage amplificateur est à base de l'amplificateur opérationnel LF356 avec un gain de 7. A sa sortie, le signal est acheminé vers l'étage de conversion analogique/numérique, où il sera numérisé. La figure suivante montre le circuit de mise à niveau réalisé (Fig.2.6).

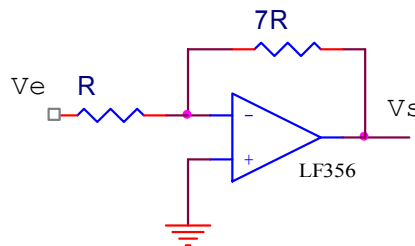


Fig.2.6. Circuit de mise à niveau

2.3.2. Numérisation du signal

L'étage de numérisation permet la conversion analogique/numérique du signal issu de l'étage de mise en forme. Le signal à ce niveau va être transmis vers les ports du kit EZ-USB où est gérée l'acquisition du signal. Il comporte les modules suivants : un sommateur, un échantillonneur-bloqueur, et un convertisseur analogique/numérique [Asc 99].

2.3.2.1. Echantillonneur-Bloqueur

L'échantillonneur-bloqueur assure les fonctions suivantes :

- Prélever à un instant donné avec précision un échantillon d'une tension variable appliquée à son entrée.
- Mémoriser cet échantillon.
- Délivrer en sortie une tension égale à celle de l'échantillon mémorisé.

Dans le cas de signaux dont la variation risque d'être importante, pendant la durée d'une conversion analogique/numérique, l'échantillonneur-bloqueur doit nécessairement précéder le convertisseur (CAN) de façon à lui présenter une

tension stable, représentative du signal à l'instant de l'échantillonnage.

i. Nécessité de l'échantillonneur-bloqueur

La fréquence maximale du signal à partir de laquelle l'échantillonneur-bloqueur est nécessaire, est calculée ci-dessous. Soit un signal sinusoïdal :

$$v_i = V_i \cdot \sin \omega t \quad (2.1)$$

Pendant la durée t_c d'une conversion, la variation Δv_i du signal doit être inférieure à un maximum spécifié : $q/2$, où q est le quantum du convertisseur. Soit :

$$\Delta v_i \leq q/2 \quad (2.2)$$

La valeur maximale de Δv_i a pour expression :

$$\Delta v_{i \max} = \left(\frac{dv_i}{dt} \right)_{\max} \cdot t_c \quad (2.3)$$

$$\text{Où :} \quad \left(\frac{dv_i}{dt} \right)_{\max} = 2\pi F V_{i \max} \quad (2.4)$$

La valeur $V_{i \max}$ correspond à un signal d'amplitude crête à crête V_{pe} , qui est la tension d'entrée pleine échelle du CAN. Soit :

$$V_{i \max} = V_{pe} / 2 \quad (2.5)$$

Sachant que :

$$q = V_{pe} / 2^n \quad (2.6)$$

Tel que n est le nombre de bits. L'inéquation (2.2) devient :

$$2\pi F \cdot \frac{V_{pe}}{2} \cdot t_c \leq \frac{V_{pe}}{2 \cdot 2^n} \quad (2.7)$$

$$\text{D'où l'équation suivante : } F = \frac{1}{2\pi 2^n t_c} = F_l \quad (2.8)$$

F_l est la fréquence limite au-delà de laquelle, et pour les conditions indiquées (n et t_c), l'échantillonneur-bloqueur devient nécessaire. Dans le cas où : $n=12$ bits, et t_c est de $25\mu s$ (pour un convertisseur ADC574AK), F_l est égale à 1,55Hz. Alors que la fréquence du filtre passe bas (pour l'ECG) est au minimum 40Hz. D'où, 'la nécessité' de l'échantillonneur-bloqueur.

Les éléments de base constituant l'échantillonneur-bloqueur sont :

- Un interrupteur, généralement de type FET et son circuit de commande.
- Un condensateur de mémorisation.
- Deux étages tampons, l'un à l'entrée et l'autre à la sortie.

La commande de l'interrupteur s'opère par un signal logique $S/\overline{H}$, deux états sont à distinguer :

➤ A l'état haut de durée t_s , ce signal provoque la fermeture de l'interrupteur, c'est la phase d'*échantillonnage* pendant laquelle la tension d'entrée est reliée à travers l'étage tampon d'entrée au condensateur, qui tend à se charger à la même valeur.

➤ A l'état bas, de durée t_h , le signal logique entraîne l'ouverture de l'interrupteur, c'est la phase de *blocage*. Pendant cette phase, le condensateur chargé mémorise la tension acquise pendant la phase précédente, et par l'étage tampon de sortie, présente cette tension à l'entrée du CAN.

ii. Temps caractéristiques de l'échantillonneur-bloqueur

Lors de la succession des phases d'échantillonnage de durée t_s et de blocage de durée t_h , divers intervalles de temps sont définis dont la prise en compte est nécessaire, pour garantir la précision des opérations d'échantillonnage et de blocage. Trois phases sont à distinguer :

Phase d'échantillonnage

Pendant cette phase, le condensateur de mémorisation C doit pouvoir se charger rapidement sous une tension v_c aussi voisine que possible de la tension d'entrée v_i . Le *temps d'acquisition* à ε près $t_{acq}(\varepsilon)$ est l'intervalle de temps minimal entre la commande d'échantillonnage et l'instant où la tension v_c aux bornes du condensateur de mémorisation devient égale, à ε près, à la tension d'entrée v_i .

Transition échantillonnage-blocage

Le signal de blocage étant appliqué, le *temps de retard à l'ouverture* t_{ad} est le temps écoulé jusqu'à ce que le commutateur soit effectivement ouvert. Il en résulte que la durée effective d'échantillonnage est : $t_s + t_{ad}$, t_s étant la durée du signal logique d'échantillonnage.

L'acquisition à ε près du signal d'entrée exige donc :

$$t_s + t_{ad} \geq t_{acq}(\varepsilon) \quad (2.9)$$

Le temps t_{ad} est connu avec une certaine *incertitude* δt_{ad} . Elle est en général très inférieure à t_{ad} mais elle entraîne une incertitude δv_i sur la valeur de la tension d'entrée v_i à l'instant d'ouverture. A partir de l'instant où l'interrupteur est effectivement ouvert, il s'écoule un certain temps jusqu'à ce que le régime transitoire en sortie soit suffisamment amorti pour que la tension de sortie v_o devienne égale, à ε près, à la tension v_c aux bornes du condensateur C, c'est le *temps d'établissement* à ε près : $t_e(\varepsilon)$.

Phase de blocage

C'est pendant cette phase que s'effectue la conversion analogique/numérique. Après application de la commande de blocage, il faut attendre un temps $t_{ad} + t_e(\varepsilon)$ pour que la tension de sortie de l'échantillonneur-bloqueur soit stabilisée à ε près et

avant d'initier la conversion dont la durée t_c .

La durée t_h de la commande de blocage doit donc satisfaire à l'inéquation :

$$t_h \geq t_{ad} + t_e(\varepsilon) + t_c \quad (2.10)$$

En conclusion, il apparaît que le signal de commande de l'échantillonneur-bloqueur doit satisfaire aux relations suivantes, en négligeant δt_{ad} :

$$t_s \geq t_{acq}(\varepsilon) - t_{ad} \quad (2.11)$$

$$t_h \geq t_{ad} + t_e(\varepsilon) + t_c \quad (2.12)$$

$$t_s + t_h \geq t_{acq}(\varepsilon) + t_e(\varepsilon) + t_c \quad (2.13)$$

$t_s + t_h$, étant la période d'échantillonnage-blocage. Lorsque le temps t_{ad} est petit par rapport aux autres temps, pratiquement :

$$t_s \geq t_{acq}(\varepsilon) \quad (2.14)$$

$$t_h \geq t_e(\varepsilon) + t_c \quad (2.15)$$

$$t_s + t_h \geq t_{acq}(\varepsilon) + t_e(\varepsilon) + t_c \quad (2.16)$$

Pour l'échantillonneur-bloqueur SHC298, la courbe d'évolution de la tension de sortie v_o en fonction de la tension d'entrée v_i , est montrée dans la figure suivante (Fig.2.7), ainsi que les différents temps d'acquisition et d'ouverture.

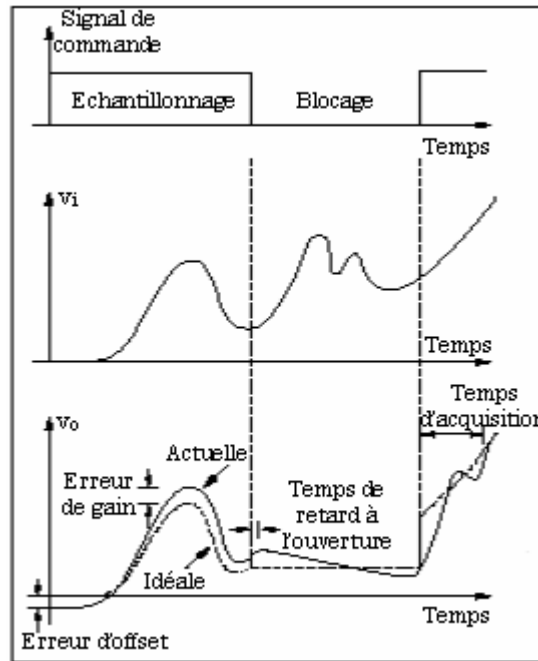


Fig.2.7. Evolution de v_o en fonction de v_i de l'échantillonneur-bloqueur

Dans le système développé, le choix s'est porté sur l'échantillonneur-bloqueur de type LF398. Il est caractérisé par :

- Temps d'acquisition inférieur à $10\mu s$.
- Offset d'entrée faible de $10mV$.
- Impédance d'entrée de $10^{10} \Omega$.

Il est utilisé dans l'acquisition de données, la conversion analogique/numérique et la démodulation synchrone. Sa capacité de maintien est de $C_h=0,01\mu F$. Il est commandé par un signal périodique de fréquence 1kHz. Son brochage est montré dans la figure suivante (Fig.2.8) incluant le réglage de l'offset.

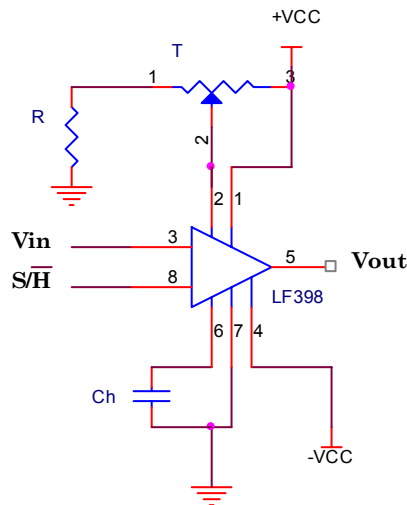


Fig.2.8. Brochage typique du LF398

2.3.2.2. Convertisseur analogique/numérique

Un convertisseur analogique/numérique (CAN) recevant à son entrée une tension analogique v_i délivre en sortie un mot de n bits correspondant, selon un code binaire déterminé, à la valeur numérique N associée à v_i . Un CAN est caractérisé par :

- La plage de tension analogique convertible.
 1. Pour un convertisseur unipolaire, la plage s'étend de 0V à V_{pe} qui est dite *tension pleine échelle*.
 2. Pour un convertisseur bipolaire, la plage est symétrique autour de 0V : de $-V_{pe}/2$ à $+V_{pe}/2$, l'extension de la plage étant égale à V_{pe} .

La tension V_{pe} est égale à une tension E_{ref} appliquée au CAN.

- Le nombre n de bits du mot de sortie.
- Le temps t_c nécessaire pour effectuer une conversion.

Le convertisseur par approximations successives est l'un des divers procédés de conversion analogique/numérique dont le principe est cité ci-dessous :

i. Convertisseur par approximations successives

À la tension v_i correspond une valeur numérique N dont l'expression générale en binaire sur n bits est : $N=b_{n-1} b_{n-2} \dots b_1 b_0$.

Les indices j correspondent aux poids respectifs 2^j des divers bits. Par comparaison, de v_i avec n valeurs de tension convenablement choisies, la valeur 1 ou 0 des n bits de b_{n-1} à b_0 est successivement déterminée. Les comparaisons se

poursuivent ainsi bit après bit en conservant à chaque fois les valeurs des bits précédemment testés, et en mettant à 1 le bit en cours de test. Les valeurs des n bits du résultat N de la conversion sont ainsi successivement déterminées par une suite de n comparaisons.

Les éléments constitutifs d'un CAN à approximations successives sont les suivants et illustrés dans la figure ci-dessous (Fig.2.9) :

- Un registre constitué de n bascules (FF_i). La sortie (1 ou 0) de chacune des bascules étant à la fin de la conversion, égale à l'un des bits du résultat numérique N .
- Un convertisseur numérique-analogique (CNA) qui délivre en sortie une tension v_d proportionnelle à la valeur numérique d'un mot d'entrée N de n bits : $v_d = N.q$, où q est le quantum, $q=E_{ref}/2^n$, E_{ref} étant une tension de référence appliquée au CNA.
- Un comparateur qui effectue la comparaison de la tension d'entrée v_i et de la tension v_d délivrée par le CNA.
- Une logique de commande activée par la sortie du comparateur.

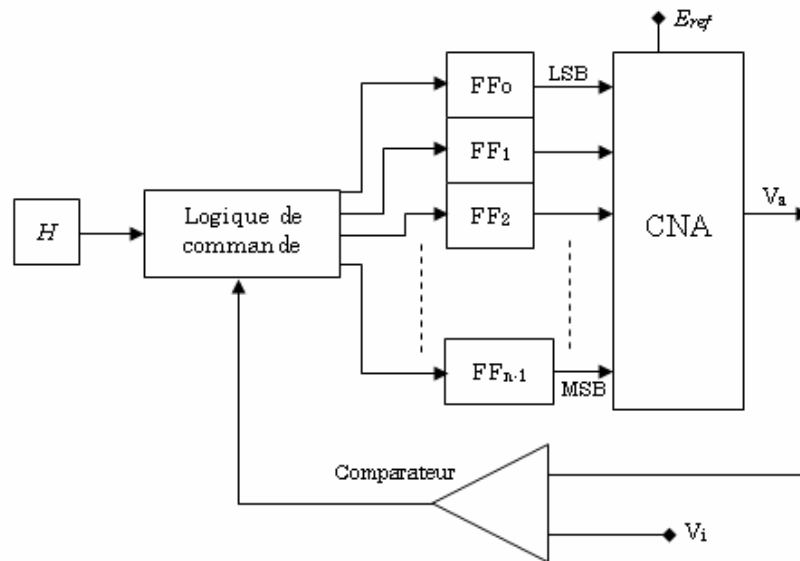


Fig.2.9. Schéma du CAN par approximations successives

ii. Convertisseur bipolaire

Lorsque le signal à convertir est bipolaire comme c'est le cas du signal ECG, il s'avère nécessaire de le décaler, en sorte que la tension d'entrée v_i à l'étage de conversion, soit toujours comprise entre 0 et V_{pe} , avec ajout du circuit sommateur avant l'échantillonneur bloqueur. La valeur ajoutée est à éliminer par traitement, lorsque le signal est aperçu sur l'interface graphique développée. La figure suivante montre le circuit du sommateur réalisé (Fig.2.10).

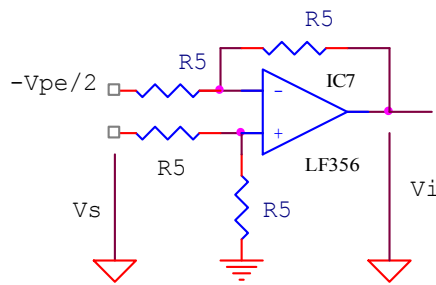


Fig.2.10. Circuit du sommateur

Le choix s'est porté sur le convertisseur analogique/numérique par approximations successives à 12 bits de type : ADC574AK. La tension de référence est fixée à 10V, d'où la configuration du signal d'entrée en mode bipolaire recouvrant la gamme de -5V à +5V. Il est caractérisé par :

- Temps de conversion de 25μs.
- Possibilité de convertir un signal bipolaire de ±5V ou ±10V d'amplitude.
- Tension de référence de 10V ou 20V.
- Alimentation telle que : $V_{Logic} = 5V$, $V_{CC} = +12V$, et $V_{EE} = -12V$.
- La masse analogique doit être reliée à la masse numérique à l'extérieur du composant.

Le brochage réalisé du convertisseur analogique/numérique est donné dans la figure ci-dessous (Fig.2.11).

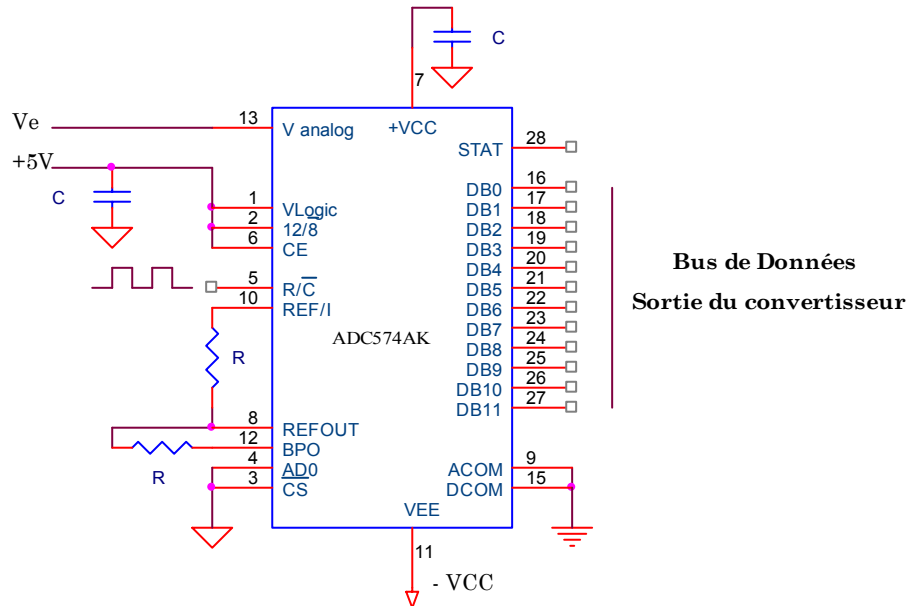


Fig.2.11. Brochage du convertisseur AD574AK

L'échantillonnage se fait à une fréquence de 1kHz et une résolution de 12 bits [Ber 00]. Le schéma de l'étage de conversion analogique/numérique réalisé est illustré dans la figure suivante (Fig.2.12).

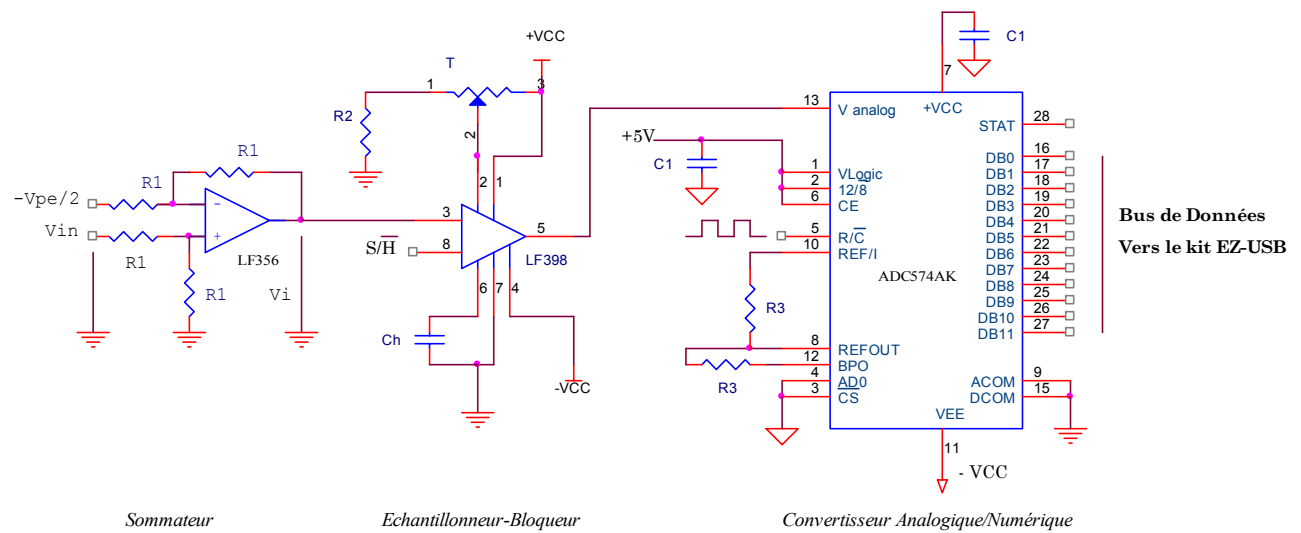


Fig.2.12. Etage de conversion analogique/numérique réalisé

2.3.3. Acquisition et gestion hardware du système par le AN2131QC

Les concepteurs de périphériques ont intégré le bus USB dans leurs produits. Ces périphériques peuvent être classés en deux catégories : la première comportait des contrôleurs à protocole USB appelés : *USB Interface Engine*, qui est intégré avec un microcontrôleur. Ces périphériques permettent une communication rapide et facile via l'USB, établie à partir d'usage minime de programme. En effet, la plupart des fabricants offrent des exemples de code qui peuvent être utilisés immédiatement dans leurs systèmes de développement. La deuxième est un *independent USB Interface Engine* qui doit être gérée par un microcontrôleur externe, et cela est plus complexe. Dans ce travail, le choix comme déjà annoncé est porté sur l'usage du premier type de périphériques USB, qui est le kit EZ-USB de Cypress [Joh 00].

Le kit EZ-USB de la firme Cypress Semiconductor, dont sa version AN2131QC satisfait plusieurs fonctionnalités, telles que l'interface USB. La figure suivante montre l'image du kit (Fig.2.13) [Ezu 00].



Fig.2.13. Kit de développement EZ-USB de Cypress

En analysant les différents blocs de ce kit, la figure ci-dessous (Fig.2.14) montre un émetteur-récepteur USB connecté aux broches D+ et D- de l'USB. Une interface série SIE³ decode et encode les données séries et effectue une correction d'erreur, génère et contrôle tous le trafic entre la puce et le bus USB, charge la RAM interne de l'EZ-USB via le bus USB, et effectue une énumération par elle-même, alors que le microprocesseur 8051 est maintenue en reset.

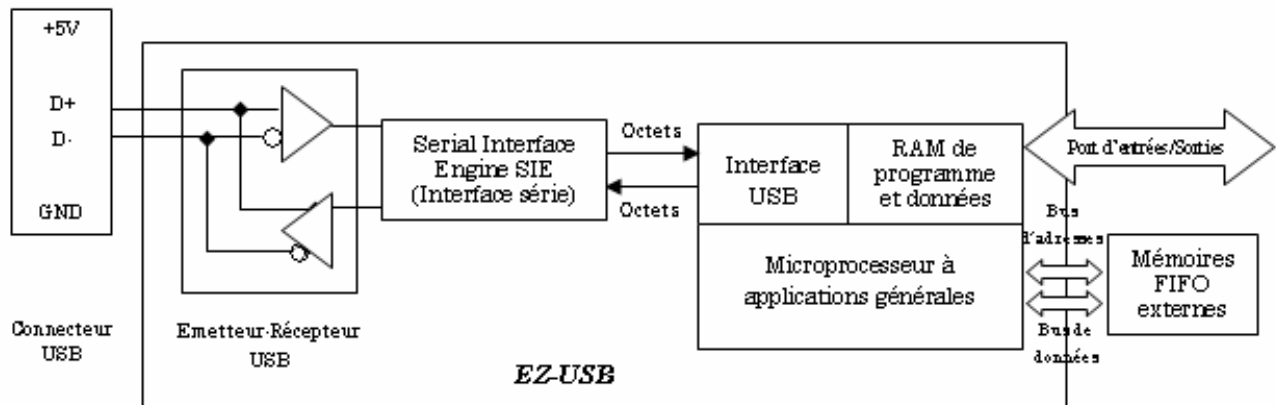


Fig.2.14. Diagramme bloc simplifié du AN2131QC

Lorsque l'EZ-USB est branché à un PC, il effectue une énumération par défaut auprès de l'hôte, et peut alors recevoir le code destiné au microprocesseur qui est basé sur l'assembleur du 8051 (A51). Lorsque ce code est reçu, il effectue une ré-énumération, avec les nouvelles caractéristiques reçues, ce processus est surtout très intéressant pour le développement, mais il est possible de charger le code directement d'une EEPROM externe au démarrage de l'EZ-USB.

L'EZ-USB utilise une interface SIE/USB (appelée USB Core) qui fonctionne comme un périphérique USB à vitesse moyenne. L'implémentation du Core 8051 simplifie la programmation du 8051 en supportant une grande partie du protocole USB.

Ce kit fonctionne à 3,3V. Ce qui simplifie la conception du périphérique USB en bus powered⁴. Du fait que l'alimentation 5V est disponible sur le connecteur USB. La spécification USB accepte une alimentation inférieure à 4,4V et qu'avec un régulateur délivre une alimentation de 3,3V.

La version utilisée est l'AN2131QC à 80 broches. En plus d'avoir 24 broches d'entrées/sorties, il contient un bus d'adresse à 16 bits et un bus de données de 8 bits pour la mémoire externe.

2.3.3.1. L'hôte est le maître

C'est un concept USB fondamental. Il y a exactement un maître dans un système USB : le PC. Les périphériques USB répondent aux requêtes de l'hôte. Ils ne

³ SIE: Serial Interface Engine.

⁴ Bus powered : Son alimentation est en provenance de l'USB.

peuvent pas envoyer des informations entre eux.

Il y a une excellente raison pour cette autorité de l'hôte, les architectures USB répondent aux compromis prix, et la bonne façon pour faire un périphérique à bas prix est de mettre le PC en position hôte. Pour cela, deux conséquences sont considérées :

- **Réception de données par l'hôte :** Pour envoyer des données à un périphérique USB, l'hôte émet un jeton de sortie (out token) suivi par la donnée. Si le périphérique a de l'espace pour la donnée, et l'a acceptée sans erreur, il envoie l'information à l'hôte.
- **Envoi de données à l'hôte :** Un périphérique USB n'envoie jamais des données spontanément à l'hôte. Néanmoins, dans l'EZ-USB, il n'y a pas un processus qui stoppe le chargement de données du 8051 à l'hôte dans un buffer de la terminaison (endpoint), et le prépare pour le transfert. Mais la donnée reste dans le buffer indéfiniment jusqu'à ce que l'hôte envoie un jeton d'entrée (IN token) à cette terminaison.

2.3.3.2. Direction d'USB

Par convention, le PC est l'hôte. Admettant que la sortie (out) signifie du PC au périphérique, et l'entrée (in) du périphérique au PC. Par exemple, une terminaison qui envoie des données au PC est une terminaison d'entrée (IN endpoint).

2.3.3.3. Trame

Le PC fournit une base de temps pour tous périphériques USB en transmettant un paquet début de trame SOF (Start Of Frame) chaque milliseconde. Ce temps a une signification pour les terminaisons isochrones.

2.3.3.4. Microprocesseur de l'EZ-USB

Le microprocesseur de l'EZ-USB est le core 8051 industriel. Il contient les composants suivants :

- Quatre cycles d'horloge comparés aux 12 cycles pour un 8051 standard. Donc, avoir une amélioration de la vitesse de l'ordre de 3X.
- Double pointeur de données pour une mémoire rapide lors des transferts mémoires.
- Deux UARTs.
- Trois compteurs de timer.
- Système d'interruption large.
- Une horloge de 24-MHz.
- Taille du registre interne de la RAM de 256 octets.
- Utilisant les instructions du 8051 standard. Programmer le 8051 standard implique la programmation de l'EZ-USB.

Le 8051 communique avec la SIE en utilisant des registres occupant les adresses hautes de l'espace mémoire de la RAM interne.

2.3.3.5. Terminaisons de l'EZ-USB (endpoints)

La spécification USB 1.1 définit une terminaison comme une source ou un récepteur de données. C'est en fait une FIFO qui se remplit ou se vide séquentiellement avec des octets USB. Le PC sélectionne la terminaison d'un périphérique en envoyant une adresse de quatre bits d'identification et d'un bit de direction. L'EZ-USB lit les données reçues de l'hôte dans une terminaison OUT, et les écrits dans les terminaisons en attendant que l'hôte vienne les récupérer, dans une terminaison IN. Donc, l'USB peut uniquement adresser 32 terminaisons, d'entrée de IN0 à IN15 et de sortie de OUT0 à OUT15.

Quatre types de terminaisons sont définis : paquet, Control, Interrupt, et Isochronous.

i. Terminaisons de type paquet (bulk) de l'EZ-USB

Les terminaisons de ce type sont unidirectionnelles. Donc une adresse est allouée à chaque terminaison par direction. Elles ont une taille de paquets maximale qui peut prendre les valeurs 8, 16, 32, ou 64 octets. L'EZ-USB fournit 14 terminaisons divisées en 7 terminaisons d'entrée IN (terminaison 1-IN à 7-IN), et 7 terminaisons de sortie OUT (terminaisons 1-OUT à 7-OUT).

ii. Terminaison 0 de type control de l'EZ-USB

Elle a une signification spéciale pour tout périphérique USB, car c'est une terminaison de contrôle, et elle est obligatoire sur tout périphérique USB. En respectant la spécification USB 1.1, l'hôte utilise des paquets jeton (Token) de type Setup pour s'adresser à cette terminaison, et elle seule est apte à y répondre. Il existe de différentes requêtes standard que l'hôte peut adresser au périphérique via cette terminaison de contrôle. De plus, à travers cette terminaison l'énumération est menée et le 8051 répond aux requêtes du périphérique émises par le PC.

Les terminaisons de contrôle sont bidirectionnelles. Elles sont seules acceptant des paquets USB (PID) de type SETUP.

iii. Terminaisons de type interrupt de l'EZ-USB

Les terminaisons de ce type sont presque identiques aux terminaisons de type bulk. 14 terminaisons de l'EZ-USB (EP1-EP7, IN et OUT) peuvent être utilisées comme des terminaisons de type interrupt. Elles ont des paquets de taille maximale de 64 octets. Le 8051 transfère les données à travers ces terminaisons exactement comme les terminaisons de type bulk.

iv. Terminaisons de type isochronous de l'EZ-USB

Elles sont utilisées pour les flux de données aux périphériques comme les données audio, et à partir des périphériques comme les cameras et les scanners. Une fois qu'il est informé de l'intervalle des trames (émission ou réception) donc de la bande passante par le PC, il garantit qu'il soit capable d'envoyer ou de recevoir les données à chaque trame.

L'EZ-USB contient 16 terminaisons de ce type, de 8 à 15 (8IN-15IN, et 8OUT-15OUT). 1.024 octets de mémoire FIFO sont disponibles à ces terminaisons, et peuvent être des mémoires FIFO pour fournir le double-buffering. En utilisant le double-buffering, le 8051 lit la donnée de sortie (OUT) depuis la FIFO ou terminaison isochrone contenant la donnée de la trame précédente alors que le PC écrit la donnée de la trame courante dans l'autre buffer. De la même manière, le 8051 charge la donnée d'entrée dans une FIFO ou terminaison isochrone qui va la transmettre à travers l'USB durant la prochaine trame alors que le PC lit la donnée de la trame courante depuis l'autre buffer.

2.3.3.6. Interruptions

Le core 8051 de L'EZ-USB ajoute sept sources d'interruption au système d'interruption du 8051 standard. Trois interruptions d'entre elles sont utilisées à l'intérieur du core, et les autres sont disponibles aux broches du périphérique. L'interruption INT2 est utilisée pour toutes les interruptions USB. L'interruption INT3 est utilisée par l'interface I²C. La troisième est utilisée pour l'indication wakeup.

2.3.3.7. Reset et gestion de l'alimentation

Le chip EZ-USB contient quatre resets : Reset d'activation de l'alimentation, reset du bus USB, reset du 8051, et reset de connection/déconnection USB.

Un périphérique USB peut être mis dans un état basse alimentation quand le PC signale une opération d'abondance (suspend operation). La spécification USB 1.1 indique qu'un périphérique s'alimentant par le bus USB ne peut tirer plus de 500µA depuis le courant fournit par Vcc en mode abondance. L'EZ-USB contient une logique pour éteindre son oscillateur interne et entrer en mode sommeil (sleep state). Une interruption spéciale est déclenchée par la broche wakeup, ou le wakeup signale sur le bus USB, le fonctionnement de l'oscillateur et des interruptions du 8051 pour l'opération de reprendre l'opération (resume operation).

2.3.3.8. Ports d'entrées/sorties (I/O)

L'EZ-USB dispose de 3 ports d'entrées/sorties de 8 bits chacun, qui sont le port A, B, et C. Ces ports ont la particularité d'avoir la possibilité d'être configuré bit par bit en tant qu'entrée/sortie standard, dans ce cas il faut choisir entre bit d'entrée ou de sortie, et ne peuvent pas être mis dans l'état haute impédance. Ces bits disposent

chacun d'une fonction alternative (alternate fonction). Le chip EZ-USB fournit deux systèmes d'entrées/sorties :

- Les broches d'entrées/sorties programmables.
- Le contrôleur I²C programmable.

La famille EZ-USB implémente les ports d'entrées/sorties en utilisant des registres mémoires. La figure ci-dessous (Fig.2.15) montre la structure de base d'une broche IO de l'EZ-USB. Le 8051 accède aux broches IO en utilisant trois bits de contrôle : OE, OUT, et PINS. Le bit OUT écrit la donnée de sortie dans le registre, le bit OE active le buffer de sortie, et le bit PINS indique l'état de la broche.

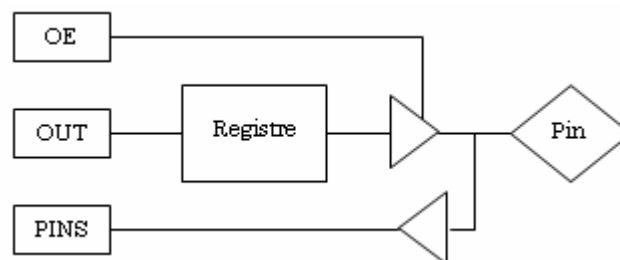


Fig.2.15. Broche d'entrée/sortie de l'EZ-USB

Pour configurer une broche en entrée, le 8051 met OE=0 pour désactiver le buffer de sortie. Pour configurer une broche en sortie, le 8051 met OE=1 pour activer le buffer de sortie, et écrit la donnée dans le registre de sortie. Le bit PINS traduit la valeur actuelle de la broche sans tenir compte de la valeur du bit OE.

Le core USB contient un contrôleur I²C. Ce contrôleur utilise les broches SCL⁵ et SDA⁶. Il décrit comment fonctionne le boot loader activé pour lire le contenu d'une EEPROM série externe. Le boot loader fonctionne automatiquement lorsque le 8051 est maintenu en reset.

Après que cette séquence du boot est achevée, et le 8051 sort de l'état du reset, le contrôleur I²C standard est disponible pour interfacer aux périphériques I²C externes, comme autres EEPROMs, périphériques d'entrées/sorties, périphériques de contrôle audio/vidéo, etc.

2.3.3.9. Mémoires de l'EZ-USB

La RAM des périphériques EZ-USB est divisée en deux régions (Fig.2.16) : une pour programme et donnée, et l'autre pour les buffers de l'USB et les registres de contrôle.

La première occupe l'espace mémoire 0x0000-0x1B3F, qui se charge par le core EZ-USB ou le bus I²C, et contient le programme et les données du 8051.

La deuxième occupe l'espace mémoire 0x7B40-0x7F3F, qui implémente les 16

⁵ SCL : Serial Clock.

⁶ SDA : Serial Data.

buffers des terminaisons bulk. Un espace de 192 octets en plus alloue l'espace 0x7F40-0x7FFF contenant les registres de contrôle de l'USB.

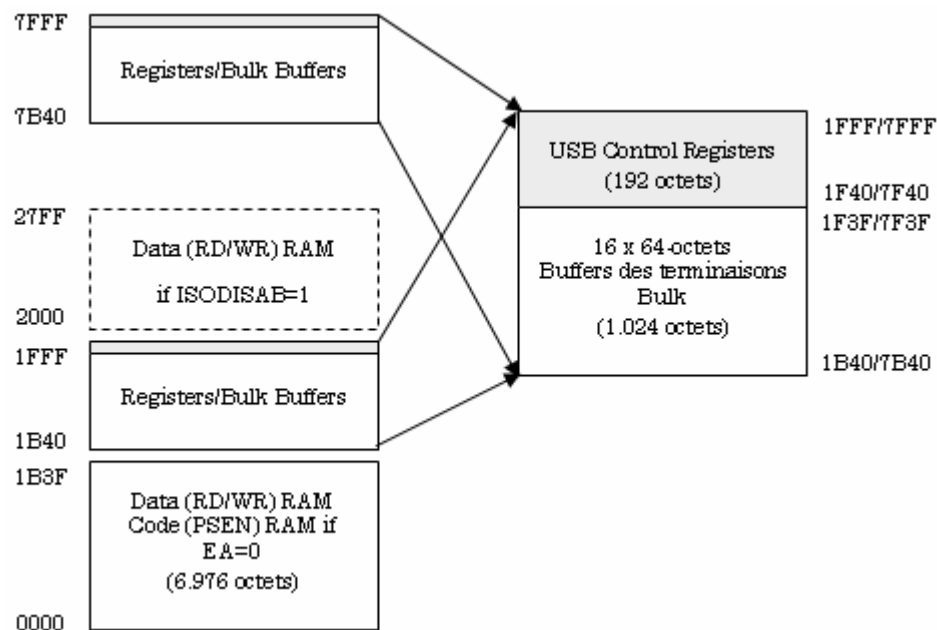


Fig.2.16. Mémoire paginée 8k octets de l'EZ-USB

Souvent le 8051 peut accéder aux buffers des terminaisons de l'EZ-USB aux adresses 0x1B40 ou bien 0x7B40. Le programme (firmware) doit être écrit de façon à accéder à cette mémoire seulement aux adresses 0x7B40-0x7FFF, pour maintenir la compatibilité avec les futures versions de la famille EZ-USB pouvant contenir plus de 8k octets de RAM.

2.4. MISE EN ŒUVRE DU SYSTEME DE RECUEIL DU SIGNAL ECG

Le système de recueil du signal ECG étudié ainsi réalisé est illustré dans la figure suivante (Fig.2.17). L'alimentation du système est assurée par deux batteries 12V/1,2A, et cela pour répondre aux spécifications de sécurités des systèmes d'acquisition biomédicaux.



Fig.2.17. Système de recueil du signal ECG réalisé

En ce qui concerne les techniques de réduction de bruit appliquées. Le préamplificateur est enfermé dans une enceinte métallique comme blindage. Les câbles reliant les électrodes aux entrées du préamplificateur sont blindés. Une mise à la masse du circuit électronique est réalisée ainsi que la mise à la terre pour protéger au maximum le sujet de test. Une vue interne du système réalisé est montrée dans la figure ci-dessous (Fig.2.18).

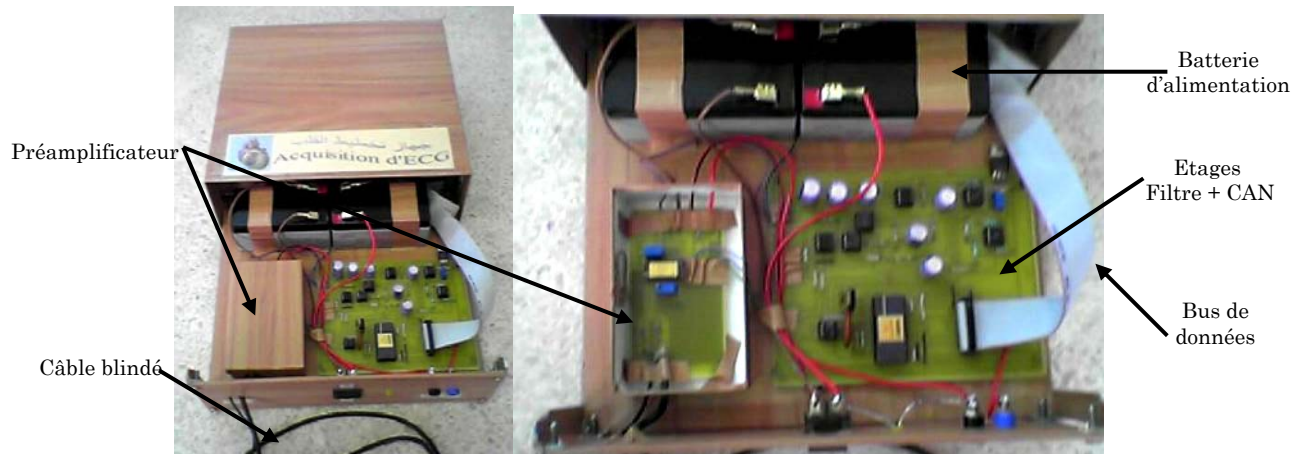


Fig.2.18. Vue interne du système développé

La figure suivante (Fig.2.19), donne une vue globale d'un test ECG de repos réalisé au sein du laboratoire. Le signal numérique est relié aux ports du kit EZ-USB à travers une nappe (bus de données). La liaison USB du kit est exploitée pour communiquer avec un PC portable. Ce système embarqué est simple à utiliser et est opérationnel sur terrain (transportable).

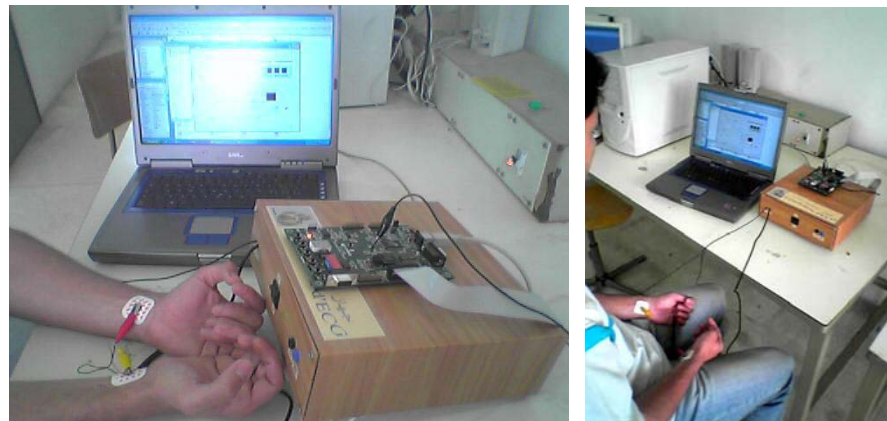


Fig.2.19. Test d'ECG de repos au sein du laboratoire

Dans cette partie, les exigences de performance et les précautions de sécurité ont été présentées. Ainsi que la description pratique du système de prélèvement du signal ECG réalisé. Une attention particulière est dédiée à la mise en oeuvre du système, en citant les techniques de réduction de bruit appliquées, telles que le blindage par enceinte et par câble, et la mise à la terre. Une description réelle des tests de prélèvement d'ECG effectués a été montrée. Dans la partie suivante, l'accent sera mis sur l'aspect software de la gestion de l'acquisition des données.

Chapitre 3

Gestion du système d'acquisition

Gestion du système d'acquisition

3.1. Implémentation software-----	52
3.2. Interface homme périphérique (HID)-----	59
3.3. Interface utilisateur-----	62

Dans cette partie, l'aspect software du système développé va être traité. En indiquant l'ensemble des outils mis en œuvre et les étapes suivies, lors de la programmation, la gestion d'acquisition et le transfert de données vers le PC. Cette partie va être clôturée par la présentation de l'outil interactif développé, permettant la visualisation du signal ECG sur le PC.

3.1. IMPLEMENTATION SOFTWARE

Les outils de programmation mis en œuvre lors du développement du programme d'acquisition et de gestion du kit EZ-USB, sont présentés dans cette partie. En citant les fonctionnalités implémentées, spécifiques au système développé [Val 04], [Anc 98].

3.1.1. Logiciels utilisés lors de la programmation de l'EZ-USB

Dans le cadre de la programmation du chip EZ-USB, le logiciel uVision2 de la société *Keil Software* a été utilisé. Ce logiciel est très utilisé pour la programmation de chip à base de microprocesseur de la famille Intel 8051. C'est un IDE¹, c'est-à-dire qu'il permet le développement de programme. Il contient un compilateur C51 et A51.

Afin de charger dans la RAM interne de l'EZ-USB le programme développé avec l'IDE uVision2 par l'interface USB, un outil informatique fourni par Cypress Semiconductor a été utilisé c'est l'*EZ-USB Control Panel*.

Cet outil permet de charger dans la RAM de l'EZ-USB un programme, préalablement converti au format Intel Hexadécimal, après sa compilation. Il effectue quelques transferts tels que l'envoi des requêtes GetDescriptor, permettant d'obtenir des informations sur les capacités du chip, ou des requêtes VendorRequest paramétrables, ainsi que des transferts de données en mode isochronous, bulk ou interrupt. La figure suivante représente l'interface de ce programme (Fig.3.1).

¹ IDE : Integrated Development Environment.

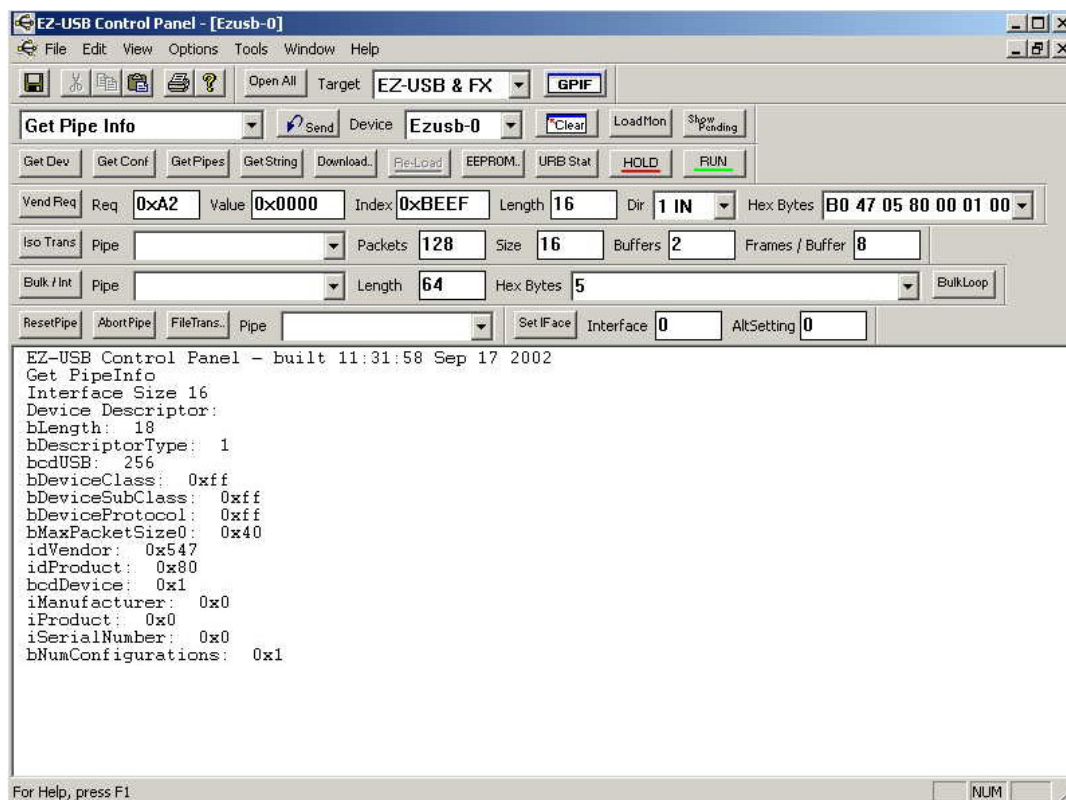


Fig.3.1. Interface de l'EZ-USB Control Panel

3.1.2. Description de la plateforme USB développée

Le programme développé est constitué de plusieurs modules dont quelques un ont été fournis par Cypress. Il est constitué des modules suivants :

- *gpHID_descriptors.a51* : Ce fichier A51 contient la table des descripteurs du kit.
- *int2jmp.a51* : Ce fichier A51 contient l'adresse des vecteurs d'interruption INT2 du kit.
- *fw2HID.C* : Ce fichier C51 contient la fonction `main( )` ou le programme principal, point d'entrée de tous programmes écrit en C51. Il s'occupe de l'initialisation de l'EZ-USB.
- *gpHIDapp.c* : Ce fichier C51 permet l'implémentation de l'ensemble des fonctions lié au programme développé.
- *Timer.c* : Ce fichier C51 décrit les routines de timer utilisées dans le programme développé. Les timers ont été implémentés pour générer les signaux de commande de l'échantillonneur-bloqueur et le signal Read/Convert du convertisseur analogique-numérique.

La figure ci-après (Fig.3.2) représente l'organigramme de la fonction `main( )` du programme développé.

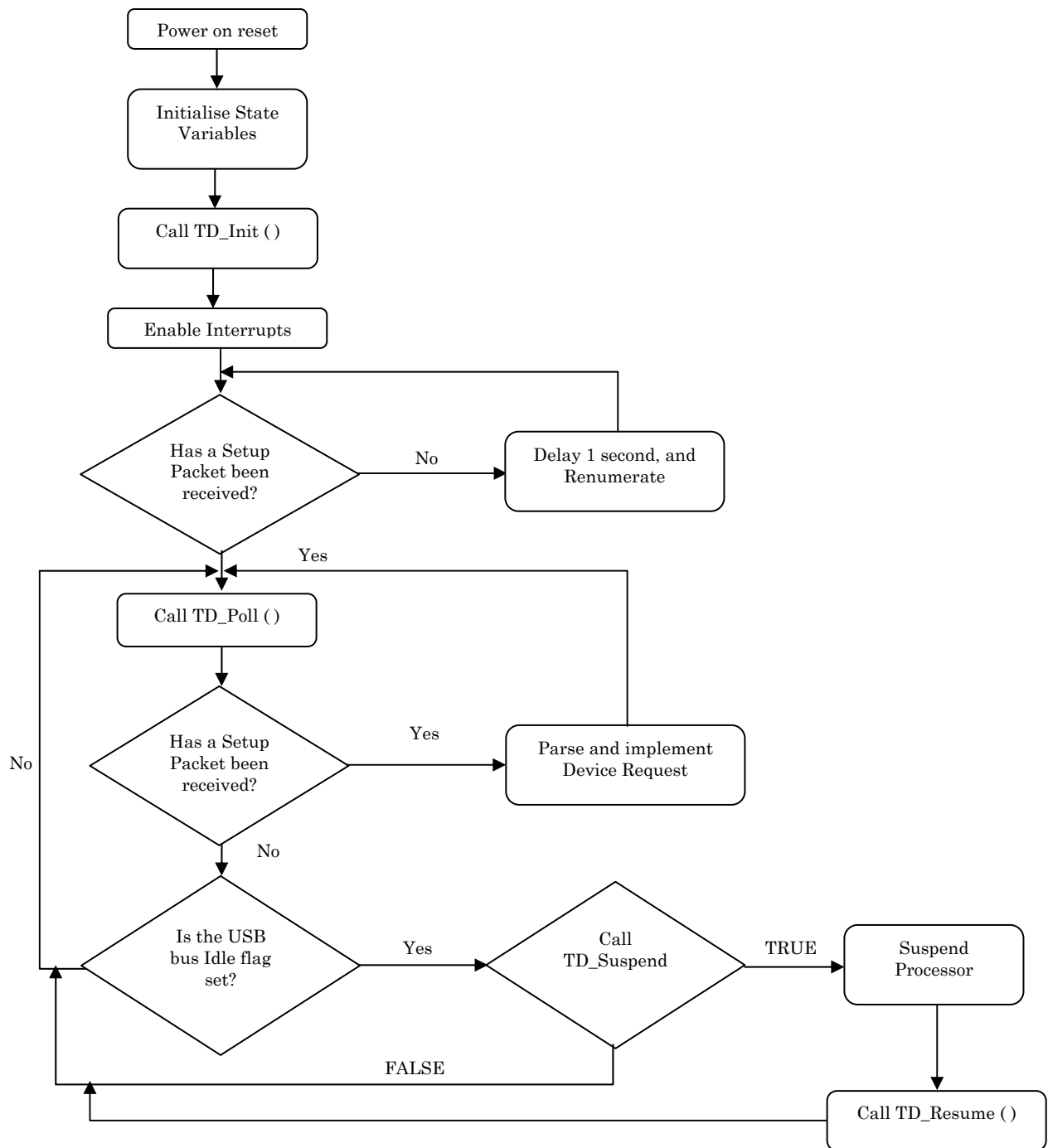


Fig.3.2. Organigramme des taches accomplies par la fonction *main()*

Après un reset, spécifié par l'état *Power-On-Reset* de la figure ci-dessus (Fig.3.2), la fonction *main()* se charge de déclarer les variables globales. La fonction *TD_Init()* s'occupe d'initialiser le μ contrôleur, les ports d'entrées/sorties et les terminaisons. Ensuite, l'ensemble de pointeurs de la table de descripteurs est initialisé, permettant un accès plus aisé au périphérique par la suite. Puis les interruptions sont activées, et à partir de ce moment, l'EZ-USB va pouvoir traiter les fonctions qui ont été validées lors de l'appel à *TD_Init*, et les interruptions USB suivantes :

- SUDAV : Traitée par la routine d'interruption INT_Sudav(). Cette interruption est déclenchée lorsque le registre SETUPDAT a été mis à jour sans erreur, et peut donc être traité. L'action implémentée par le programme est de mettre la variable globale GOTSUD à la valeur TRUE.
- SUTOK : Traitée par la routine d'interruption INT_Sutok(). Cette interruption est déclenchée lors de la réception d'un jeton Setup, elle est généralement utilisée pour le debugage.
- SOF : Traitée par la routine d'interruption INT_Sof(). Cette interruption est déclenchée lors de la réception d'un jeton SOF, signalant le début d'une nouvelle trame sur le bus USB. Les terminaisons configurées pour les transferts Isochrones sont généralement traitées par cette interruption.
- SUSP : Traitée par la routine d'interruption INT_SUSP(). Cette interruption est déclenchée lorsque l'EZ-USB détecte que l'hôte lui envoie une requête de contrôle pour le mettre en mode veille. L'action implémentée est de mettre la variable globale SLEEP à la valeur TRUE.
- URESET : Traitée par la routine d'interruption INT_URreset(). Cette interruption est déclenchée lorsque l'hôte signale la remise à zéro du bus USB.

Les autres interruptions USB ne sont validées que suivant les besoins de l'application. Ces interruptions sont déclenchées sur différentes actions concernant les terminaisons. Ces fonctions de traitement doivent obligatoirement être implémentées car l'ensemble des Interruptions USB correspond à l'unique interruption INT2 du microprocesseur. Il est donc nécessaire de joindre au programme une table d'interruption USB, permettant d'appeler la bonne fonction selon l'interruption.

Ensuite, le µcontrôleur exécute la fonction main() jusqu'à ce qu'elle détecte que la variable globale GOTSUD a été positionnée à la valeur TRUE. Elle appelle la fonction SetupCommand, qui analyse le jeton Setup reçu, et appelle si besoin la fonction de traitement à cette requête. Ensuite, si une interruption SUSP a été déclenchée, les traitements du CPU sont abandonnés, tant qu'une condition de réveil n'a pas été reçue : affirmation de l'un des signaux WAKEUP, ou la reprise du trafic sur le bus USB.

La fonction TD_Suspend() implémente les actions nécessaires pour mettre le chip en mode veille. Cette fonction retourne en général la valeur TRUE, ou bien la valeur FALSE dans le cas contraire.

La fonction TD_Resume() implémente les actions nécessaires pour la restauration de l'EZ-USB.

Puis la fonction main() appelle la fonction TD_Poll() qui implémente les actions souhaitées par le développeur, sachant que ces actions seront répétées tout au long de l'exécution du programme.

Ensuite, la fonction `SetupCommand( )` fonctionnant comme analyseur syntaxique, est susceptible d'appeler les fonctions de traitement des requêtes USB. Ces fonctions sont :

`DR_GetInterface( )`, `DR_SetInterface( )`, `DR_GetConfiguration( )`, `DR_SetConfiguration( )`, `DR_GetStatus( )`, `DR_ClearFeature( )`, `DR_SetFeature( )`, et implémentent les requêtes de même nom.

3.1.3. Table de descripteurs

La table de descripteurs contient l'ensemble des informations utiles pour énumérer le périphérique USB lors de sa connexion physique au PC, pour que l'hôte puisse lui allouer une adresse unique à son emplacement. Ces descripteurs doivent être listés dans l'ordre suivant :

```
Device Descriptor
  Configuration 1 Descriptor
    Interface 1 Descriptor
      Endpoint 1 Descriptor
      Endpoint 2 Descriptor
    ...
    Interface 2 Descriptor
      Endpoint 1 Descriptor
    ...
  ...
  Configuration 2 Descriptor
  ...
String Descriptor 1
String Descriptor 2
...
Class Descriptor 1
Class Descriptor 2
...
Null Descriptor
```

Le contenu de chaque descripteur est défini par la spécification USB, et toutes ses valeurs 16 bits (2 octets) sont exprimées dans le format *little-endian*. Si un identificateur vendor² est de 0x0547, il sera noté comme suit : 0x47 x05, c'est celui du kit utilisé.

3.1.3.1. Descripteur de périphérique (Device Descriptor)

Il présente les capacités générales du périphérique USB. Il y a un seul par périphérique, voici ci-dessous son listing. C'est dans cette partie que les numéros d'identités vendeur (VID) et produit (PID) sont spécifiés.

```
DeviceDscr:  db 18                ;; Descriptor length
             db DSCR_DEVICE      ;; Descriptor type (Device = 1)
             dw 0001H            ;; Specification Version (BCD)
```

² Identificateur vendor : C'est le numéro attribué au vendeur du kit EZ-USB.

```

db 000H      ;; Device class
db 000H      ;; Device sub-class
db 000H      ;; Device sub-sub-class
db 64        ;; Maximum packet size
dw 0a04H     ;; Vendor ID
dw 0100H     ;; Product ID
dw 0300H     ;; Product version ID
db 1         ;; Manufacturer string index
db 2         ;; Product string index
db 0         ;; Serial number string index
db 1         ;; Number of configurations

```

3.1.3.2. Descripteur de configuration (Configuration Descriptor)

Ce descripteur décrit une configuration du périphérique USB. Il peut avoir plusieurs. Il permet de décrire les différents modes de fonctionnement du périphérique. Une configuration peut avoir une ou plusieurs interfaces. Toutes les configurations sont mutuellement exclusives. Ce listing présente ce type de descripteur.

```

ConfigDscr: db          9          ;; Descriptor length
             db          DSCR_CONFIG ;; Descriptor type
             db          32        ;; Config+Endpoints length (LSB)
             db          00        ;; Configuration length (MSB)
             db          1         ;; Number of interfaces
             db          1         ;; Interface number
             db          3         ;; Configuration string
             db          10100000b  ;; Attributes
             db          0         ;; Power requirement (div 2ma)

```

3.1.3.3. Descripteur d'interface (Interface descriptor)

Ce descripteur permet de spécifier une configuration logique du périphérique USB. Il spécifie les terminaisons utilisables pour cette configuration. Le listing ci-après décrit ce descripteur.

```

db          9          ;; Descriptor length
db          DSCR_INTRFC ;; Descriptor type
db          0          ;; Zero-based index of this interface
db          0          ;; Alternate setting
db          2          ;; Number of end points
db          0ffH       ;; Interface class
db          00H        ;; Interface sub class
db          00H        ;; Interface sub sub class
db          4          ;; Interface descriptor string index

```

3.1.3.4. Descripteur de terminaison (Endpoint Descriptor)

Ce descripteur décrit les paramètres d'une terminaison. Il définit sa capacité et sa direction ainsi que le type de transfert USB utilisé. Le listing ci-après est un exemple. La terminaison est de type Bulk, et peut recevoir des paquets de données de 512 octets au maximum.

```

db 07H          ;; Descriptor length
db DSCR_ENDPNT  ;; Descriptor type
db 82H          ;; Endpoint number, and direction
db ET_BULK      ;; Endpoint type
db 40H          ;; Maximum packet size (LSB)
db 00H          ;; Max packet size (MSB)
db 00H          ;; Polling interval

```

3.1.3.5. Descripteur de chaîne de caractère (String Descriptor)

Ce descripteur contient une chaîne de caractères Unicode utilisée par le driver USB. Le listing ci-dessous montre un exemple.

```

StringDscr:  db      2 + 2                ;; String descriptor length
              db      DSCR_STRING
              db      09H,04H
              db      2 + 36              ;; Descriptor length
              db      DSCR_STRING        ;; Descriptor type
              db      'A',0,'n',0,'c',0,'h',0,'o',0,'r',0,' '
              db      ,0,'C',0,'h',0,'i',0,'p',0,'s',0,',',' ',0,' '
              db      ,0,'I',0,'n',0,'c',0,'.',0

```

3.1.3.6. Descripteur de classe (Class Descriptor)

Ce descripteur contient une donnée spécifique à la classe du périphérique USB. Il est défini par les spécifications de classes de périphériques USB.

3.1.3.7. Descripteur nul (Null Descriptor)

Ce descripteur permet de marquer la fin de la table de description.

3.1.4. Implémentation des Timers

Dans le module Timer.c, deux timers ont été implémentés :

- Un pour commander l'échantillonneur-bloqueur, où le timer0 du 8051 est généré. Cela pour fournir le signal sample/hold de l'échantillonneur-bloqueur. La fréquence de ce signal est de 1kHz.
- L'autre pour générer le signal read/convert du convertisseur analogique/numérique, où le timer1 du 8051 est généré.

3.1.5. Configuration des ports d'entrées/sorties

Dans le cadre de ce projet, l'information a été codée sur 12bits. Cela pour respecter les spécifications de conception des systèmes d'acquisition biomédicaux. Etant donné que chaque port possède 8 broches, donc deux ports d'entrées/sorties ont été utilisés. Le choix c'est porté sur l'usage du port A et d'ajouter 4 broches les moins significatives du port B, configurés en entrée car l'acquisition de données se fait des ports au PC, donc dans la direction d'entrée (IN).

A fin de minimiser la complexité du système conçu, deux broches inutilisées du port B ont été programmées pour générer les signaux timer0 et timer1. La figure ci-après (Fig.3.3) montre la configuration des ports et la constitution de la donnée.

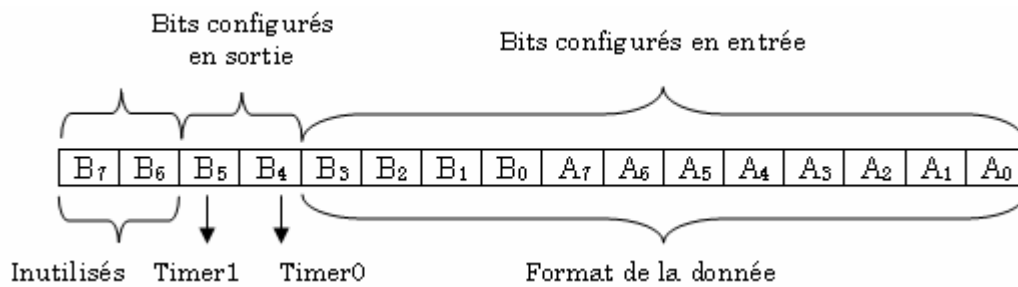


Fig.3.3. Configuration des ports A et B (format de la donnée)

3.1.6. Mode de transfert de données via le bus USB

Le mode de transfert le plus approprié est le bulk, du fait qu'il est flexible. Ce mode est réservé pour les gros transferts de données, et assure la reprise sur les erreurs. La terminaison 0 est utilisée pour le contrôle et la configuration, ainsi que plusieurs requêtes sont adressables par l'hôte via cette terminaison. Donc, la terminaison IN1 a été choisie.

En ce qui concerne le protocole de transfert USB, un paquet de 20 octets de la terminaison IN1 a été chargé, pour avoir à chaque trame USB 10 acquisitions (données), du fait que chaque octet (8 bits) présente la valeur d'un seul port A ou B. Donc, le transfert par paquets USB adopté est de longueur de 10 données et de durée 10 ms, en raison que la trame USB dure 1ms, et que l'accès du PC à la terminaison pour récupérer le paquet USB, depuis le buffer (64 octets) de la terminaison se fait chaque 10ms. Avec ce raisonnement 1000 acquisitions/seconde ont été atteintes.

Après avoir développé le programme d'acquisition en version de développement de `µvision2`, la compilation de ce dernier génère un fichier hexadécimal chargeable dans le microcontrôleur 8051.

3.2. INTERFACE HOMME PERIPHERIQUE (HID)

Windows 98 et Windows 2000 contiennent des applications qui ont besoin de communiquer avec des périphériques de classe HID³. Etant donné que le driver est un composant software permettant à l'application d'accéder au matériel. Le périphérique peut être dans le PC comme le disque dur, ou bien utilise un câble pour se connecter comme la souris ou le clavier [Axe 01].

3.2.1. Comment l'hôte détecte le périphérique ?

Communiquer avec une HID n'est pas simple que l'ouverture d'un port, fixer des paramètres, et lire ou écrire des données, comme c'est le cas pour le port RS-232 et le port parallèle. Avant d'échanger des informations avec une HID, il faut identifier le périphérique et avoir des informations à propos de ses rapports. Pour se faire, il y

³ HID : Human Interface Device.

a un nombre d'étapes à suivre par appel d'une série de fonctions appelées 'APIs'⁴. Au début, il faut trouver quelle HID est liée au système, puis examiner les informations jusqu'à ce que les attributs désirés ont pu être trouvés. Pour un périphérique habituel, l'application peut chercher les identificateurs VID et PID, ou bien la nature du périphérique comme une souris ou un joystick. Après l'avoir trouver, l'application peut échanger des informations avec, par envoi ou réception des rapports.

Les fonctions utilisées dans les communications des HIDs sont contenues dans des fichiers DLLs⁵, qui sont en nombre de trois illustrées dans le tableau suivant :

Nom du fichier	Type de la fonction incluse
hid.dll	Communications des HIDs
setupapi.dll	Trouver et identifier les périphériques
kernel32.dll	Echange d'informations, d'autres fonctions générales

Tableau 3.1 : Dlls utilisées dans la communication des HIDs

Trois fonctions différentes peuvent être supportées par les drivers des périphériques USB, afin de lire ou d'écrire, qui sont : 'ReadFile', 'WriteFile', et 'DeviceIoControl'.

3.2.1.1. DirectX

Une alternative d'utiliser les fonctions APIs pour accéder aux HIDs est d'utiliser les composantes de DirectX de Microsoft, qui valident le contrôle matériel d'un système. DirectX est à l'origine un outil destiné pour une gamme de programmeurs dont le but est d'assurer un accès rapide au matériel. Si un buffer d'entrée est interrogé avec 'ReadFile', les composantes de DirectX peuvent être configurées pour notifier une application, quand une donnée est disponible à lire. Les composantes 'DirectInput' de DirectX valident les communications avec les HIDs sous C++, Delphi, ou Visual Basic.

3.2.1.2. Utilisation des fonctions APIs

Une fonction API est part des applications Windows d'interface programmeurs, qui contient 1000 fonctions dont les applications peuvent les utiliser pour communiquer avec le système d'exploitation. Le code exécutable pour ces fonctions est dans les fichiers DLLs fournis avec Windows.

3.2.1.3. Utilisation de Visual Basic

Le processus d'appeler les fonctions APIs en Visual Basic a besoin d'un module contenant des déclarations pour les fonctions DLLs. Quelques-unes ont été fournies

⁴ API : Application Programmer's Interface.

⁵ DLLs : Dynamic linked library.

avec Visual Basic, qui demandent seulement les noms des DLLs, placées dans un répertoire standard ou spécifique. L'application n'a pas toujours besoin des appels d'APIs que lorsqu'il s'agit des applications voulant faire des fonctions que Visual Basic ne fait pas explicitement. Ces fonctions d'APIs demandent seulement des déclarations que Windows trouve dans les DLLs contenant le code de la fonction.

Pour utiliser les fonctions d'APIs dans un programme en Visual Basic, trois éléments sont nécessaires : Une DLL contenant la fonction, une déclaration qui permet à l'application de trouver et d'utiliser la fonction, et un appel qui provoque l'exécution de la fonction.

3.2.2. Connection et déconnection d'un périphérique

Quelques capacités d'une application peuvent être détectées ou contrôlées lorsque le périphérique est attaché ou déconnecté du bus USB. Pour se faire, Windows fournit plusieurs voies.

3.2.2.1. USB View

Une parmi ces voies est de chercher une liste de périphériques qui sont connectés. USB View est une application permettant d'afficher en forme d'arbre tous les hôtes, hubs, ou périphériques attachés aux hubs. Chaque descripteur du périphérique peut être vu. Le code utilise les fonctions DeviceIoControl pour récupérer les informations. C'est pareil pour le Visual Basic.

3.2.2.2. Notification du périphérique

Une autre voie de savoir si un périphérique est connecté, est d'utiliser la fonction RegisterDeviceNotification de Windows.

Lorsque le périphérique est attaché ou déconnecté, Windows reçoit un message comme DBT_DEVICE_ARRIVAL ou DBT_DEVICE_REMOVE_COMPLETE avec un pointeur qui identifie le périphérique. L'attachement ou la déconnection du périphérique résulte d'un message DBT_DEVNODES_CHANGED indiquant qu'un événement a eu lieu. Une autre façon de détecter un périphérique spécifique est d'examiner la réception du message DBT_DEVNODES_CHANGED.

La fonction CM_Request_Device_Eject prépare l'éjection physique et sécuritaire d'un périphérique. La fonction SetupDiChangeState peut désactiver un périphérique ou charger des drivers et faire fonctionner ce dernier.

3.3. INTERFACE UTILISATEUR

A fin de contrôler les séquences de programmes de la plateforme USB développée, il a fallu implémenter une interface graphique utilisateur HID. En effet, cette interface traduit l'interaction du périphérique avec le système d'exploitation. Pour cela, le choix a été porté sur l'utilisation de Visual Basic 6.0 qui n'interagit pas directement avec le périphérique en question, mais il lui accède à travers un driver de Windows [Gle 00].

Un outil informatique '*Acquisition d'ECG*' englobant plusieurs fonctionnalités a été développé, comme la visualisation du signal en temps réel, le développement d'une base de données pour l'enregistrement des propriétés des sujets de test, l'impression des tracés d'électrocardiogrammes, et la sauvegarde de l'acquisition sous fichier texte dont le nombre de points à enregistrer est à fixer par l'utilisateur, ce fichier peut subir un ensemble de traitements par d'autres logiciels performants tels que Matlab et Origin. Donc, l'ensemble des fonctionnalités mis à la portée de l'utilisateur clinique est amplement suffisant.

La figure suivante (Fig.3.4) illustre la page d'accueil du logiciel développé.

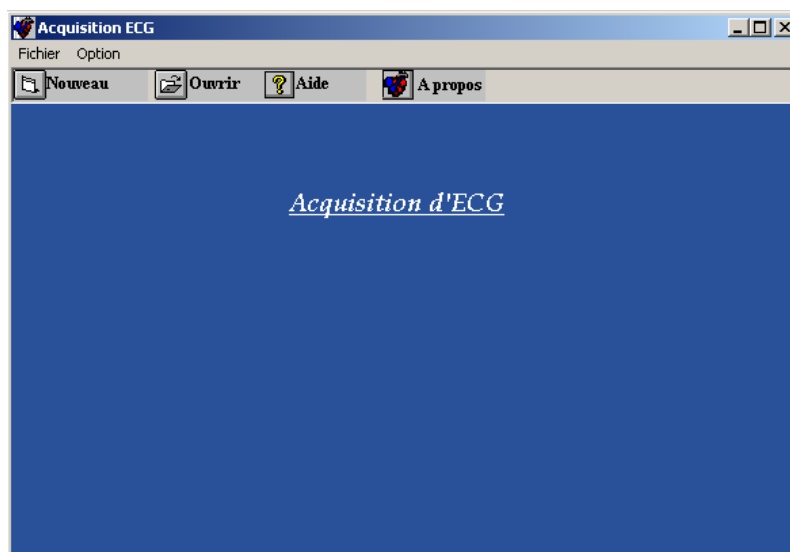


Fig.3.4. Page d'accueil du logiciel développé

En effet, le développement de cette application a mené à la création d'une base de données dans laquelle s'effectue l'enregistrement des différents champs concernant le sujet de test (patient) représentant ses propriétés. La façon de lui accéder est montrée dans la figure ci-après, en appuyant sur l'onglet 'nouveau' (Fig.3.5). Les différents champs sont illustrés dans la figure d'après (Fig.3.6).

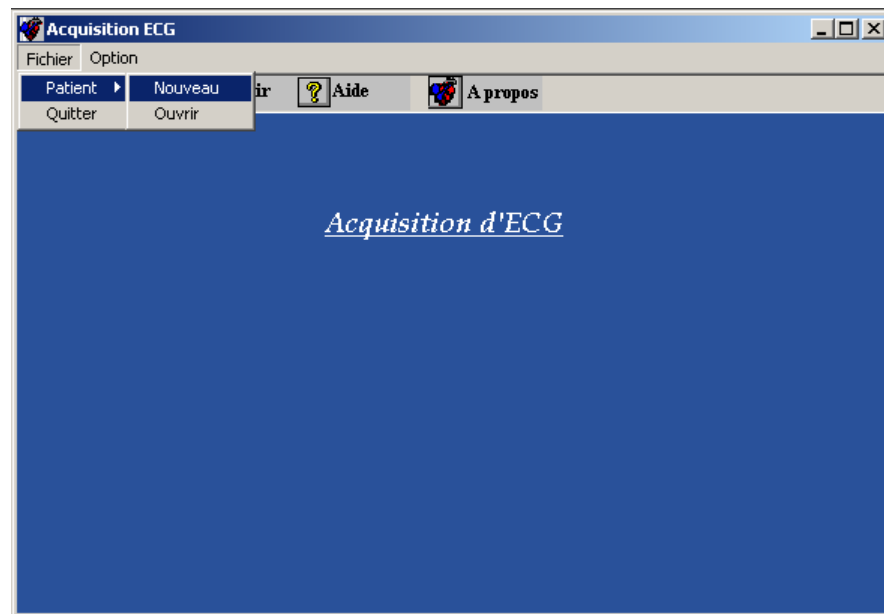


Fig.3.5. Chemin d'accès à la base de donnée

The screenshot shows the same 'Acquisition ECG' window, but now displaying a form titled 'Propriétés du patient'. The form has two columns of input fields. The left column contains 'Nom', 'Prénom', 'Age', and 'Sexe' (with a dropdown arrow). The right column contains 'Date', 'Heure', and 'Code'. At the bottom of the window, there is a row of four buttons: 'Enregistrer', 'Annuler', 'Acquisition', and 'Fermer'. The 'Enregistrer' button is highlighted with a dashed border.

Fig.3.6. Interface de la base de données du patient

Après avoir remplir ces champs, c'est l'enregistrement de ces informations qui est effectué, en appuyant sur l'onglet 'Enregistrer' (Fig.3.6). La figure ci-après (Fig.3.7) montre le message apparent après avoir effectuer l'enregistrement.

Fig.3.7. Enregistrement d'un patient dans une base de données

Pour lire à partir de cette base de données, en cas d'éventuelles modifications comme la suppression d'un patient. Aller à l'onglet 'Ouvrir' (Fig.3.5), la table du patient apparente est montrée dans la figure ci-dessous (Fig.3.8).

Nom	Prénom	Age	Sexe	Date	Heure	Code
MEZIANE	Nacéra	27	F	09/03/06	13:30	1021
arrache	saida	25	F	09/03/06	13:30	1021
méziame	dalila	25	F	09/03/06	13:30	1021
MEZIANE	Boubekeur	27	M	06/09/06	19:51	1

Fig.3.8. Consultation de la base de données

Pour accéder à l'interface d'acquisition du signal ECG en temps réel d'un patient, il suffit d'appuyer sur l'onglet 'Acquisition' en se référant à la figure ci-dessus (Fig.3.7). La fenêtre apparente (Fig.3.9) montre cette interface. De plus, il y a la possibilité de remplir la bande passante du filtre utilisé 40Hz ou 150Hz.

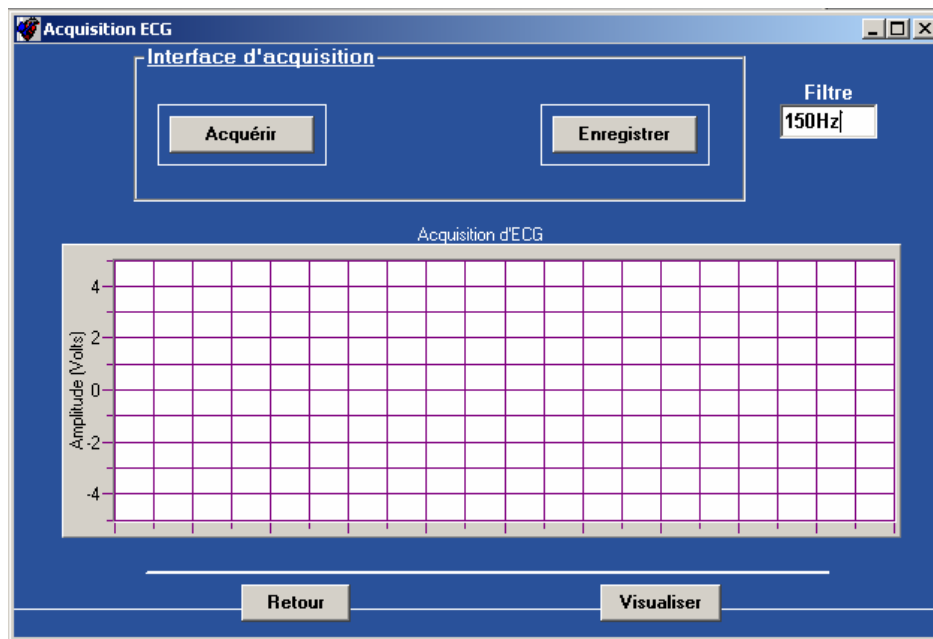


Fig.3.9. Interface d'acquisition du signal

En appuyant sur l'onglet 'Acquérir', s'il n'est connecté aucun périphérique USB, un message va apparaître pour indiquer qu'aucun périphérique n'est connecté comme c'est montré dans la figure ci-après (Fig.3.10).

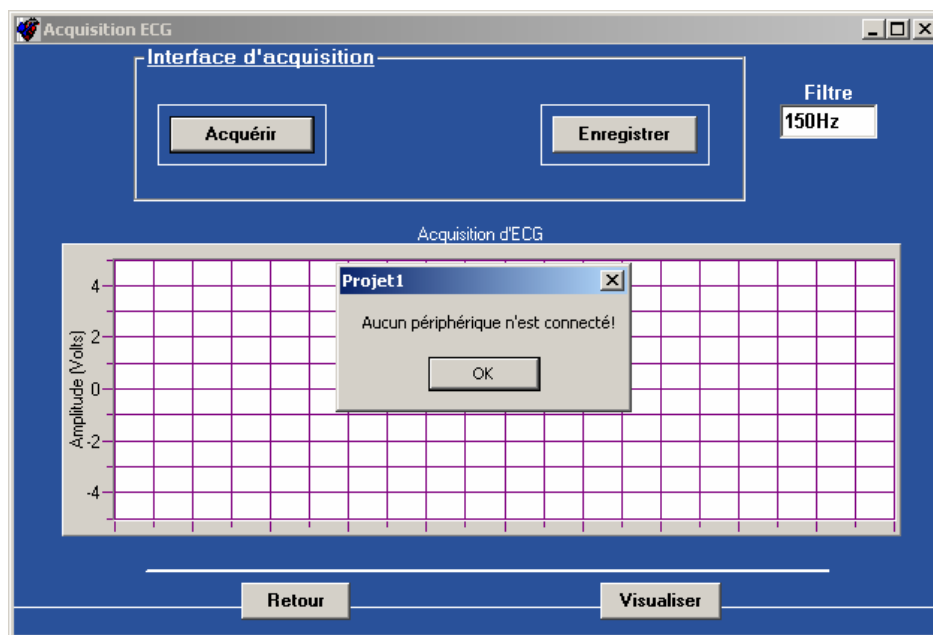


Fig.3.10. Aucun périphérique USB n'est connecté

Si le périphérique USB est connecté, l'acquisition se lance automatiquement, les données sont récupérées lorsque le PC accède aux buffers du kit et les ramènent, en obéissant au protocole USB décrit précédemment. Le signal ECG est visualisé en temps réel dans l'espace quadrillé comme c'est montré dans la figure ci-après (Fig.3.11).

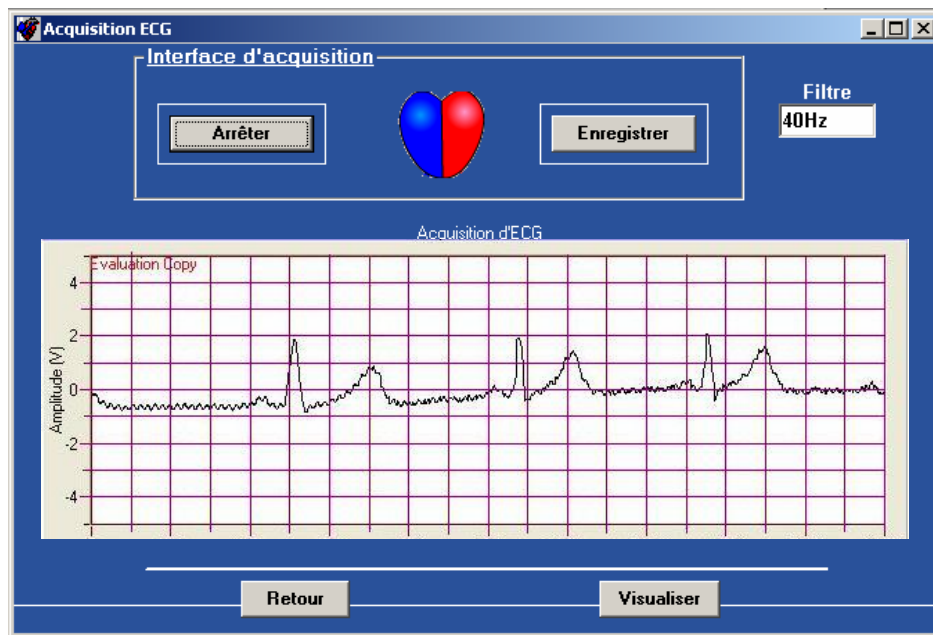


Fig.3.11. Signal ECG visualisé en temps réel

Pour enregistrer le signal ECG acquis, il faut cliquer sur l'onglet 'Enregistrer' de la figure ci-dessus (Fig.3.11), la fenêtre apparente permet à l'utilisateur de donner un nombre d'échantillons à enregistrer dans un fichier texte et de le valider (Fig.3.12).

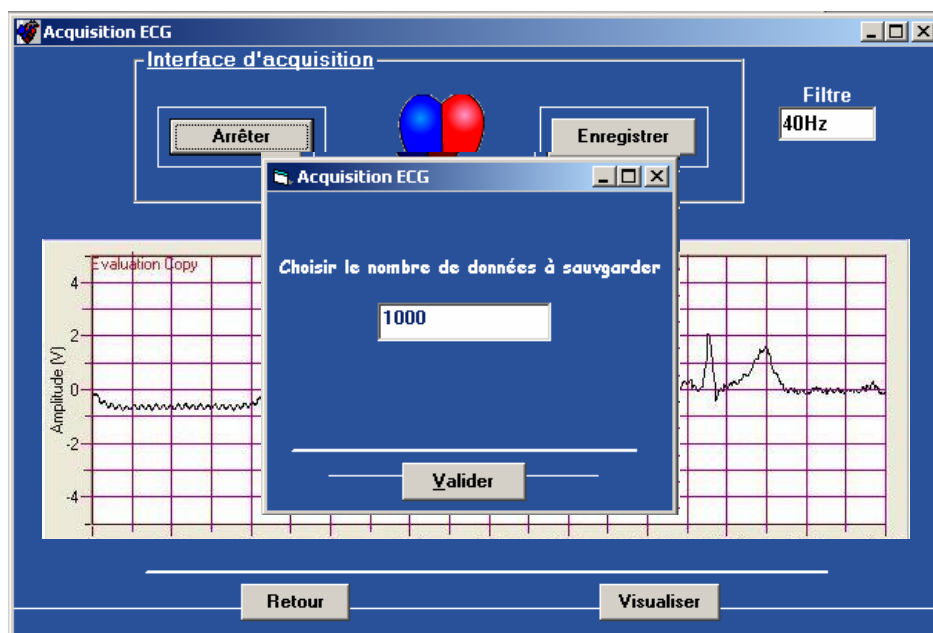


Fig.3.12. Saisir le nombre d'échantillons à enregistrer

Lorsque le nombre de points à enregistrer est validé, une boîte de dialogue s'affiche pour spécifier le nom et l'emplacement du fichier texte à enregistrer comme c'est montré dans la figure ci-après (Fig.3.13).



Fig.3.13. Boîte de dialogue pour enregistrer le fichier .txt

Après avoir spécifier le nom et l'emplacement du fichier texte à enregistrer, un message apparaît pour confirmer le nom et l'emplacement de ce fichier (Fig.3.14).

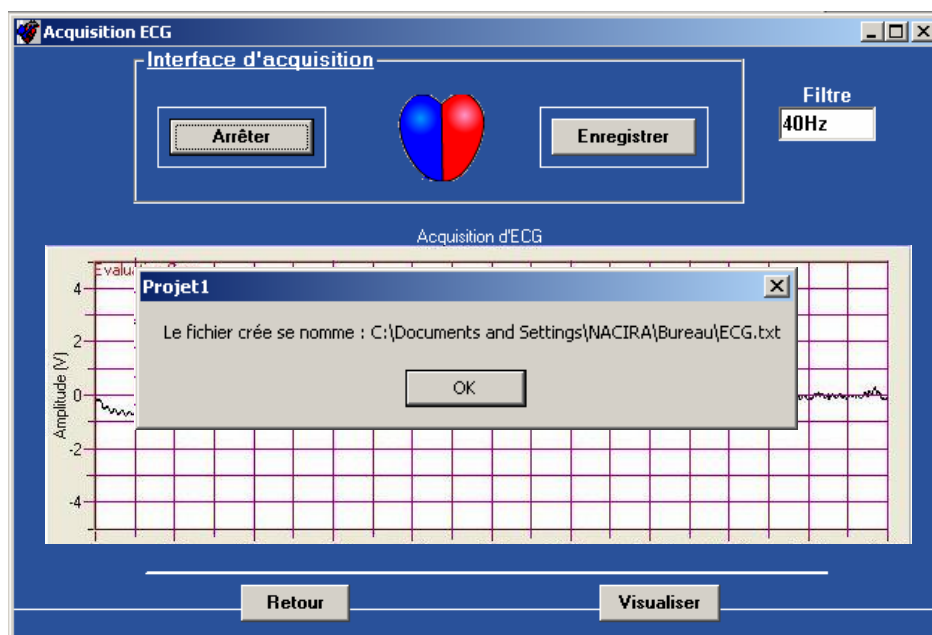


Fig.3.14. Nom et emplacement du fichier .txt

Pour arrêter l'acquisition, cliquer sur l'onglet 'arrêter' de l'interface d'acquisition. De plus si l'utilisateur voit des informations utiles sur le tracé en temps réel, il peut cliquer sur l'onglet 'visualiser' de la même interface, pour procéder à l'impression du signal comme c'est montré dans la figure suivante (Fig.3.15).

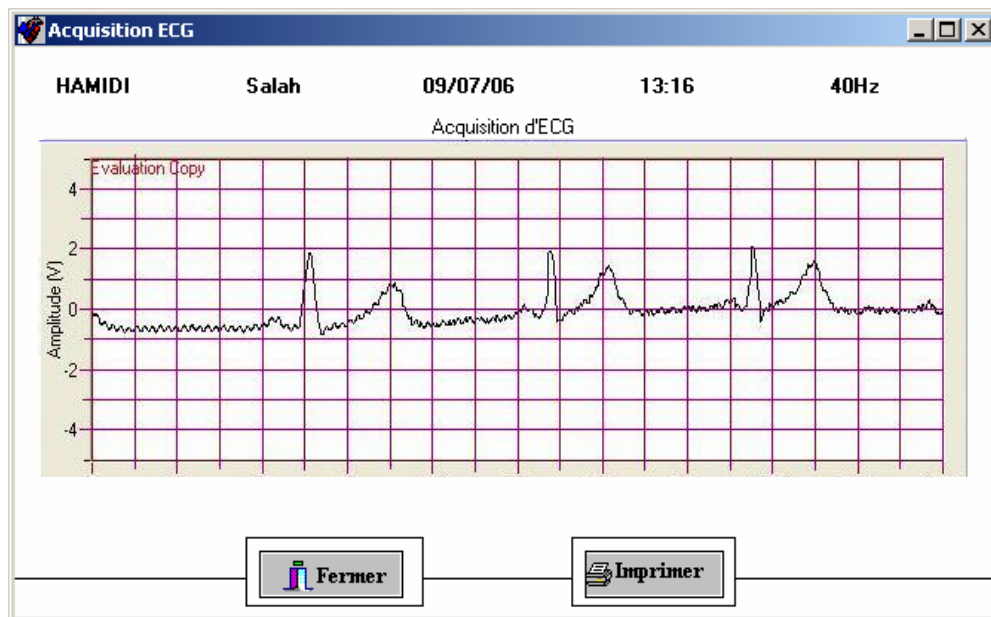


Fig.3.15. Graphe ECG visualisé avec possibilité d'impression

Comme tout logiciel, la rubrique d'aide qui détaille son utilisation ainsi que la page identificatrice de ce produit ont été implémentées.

Dans cette partie, les outils logiciels de mise en œuvre du système de prélèvement du signal ECG ont été présentés. La gestion de l'acquisition au moyen du kit EZ-USB a été relativement abordée. Dans la partie suivante, les différents résultats obtenus seront présentés. Une analyse fréquentielle a été portée. Pour tester l'efficacité du système, ainsi qu'une carte d'acquisition de la firme 'National Instrument' est utilisée, pour valider le système développé.

Chapitre 4

Expérimentation et validation du système réalisé

Expérimentation et validation du système réalisé

4.1. Tests préliminaires	70
4.2. Analyse temporelle	72
4.3. Analyse fréquentielle	74
4.4. Validation et performances du système réalisé	79

Dans cette partie, les résultats expérimentaux sont présentés. Des tests de prélèvements du signal ECG ont été effectués au sein du laboratoire, en considérant plusieurs paramètres. Des tests préliminaires ont été réalisés en diverses positions. Puis, une analyse temporelle et fréquentielle des résultats ont été portées pour voir l'efficacité du système réalisé. De plus, des tests de prélèvements du signal ECG avec la carte d'acquisition Daq1005 de National Instrument ont été réalisés pour voir la qualité du signal au niveau du conditionneur analogique réalisé, ainsi que la comparaison des résultats avec ceux du système réalisé a été effectuée.

4.1. TESTS PRELIMINAIRES

Des tests de prélèvement du signal ECG sur des sujets différents ont été effectués à des positions diverses. L'axe des coordonnées, présente le temps en ms et l'axe des ordonnées présente l'amplitude du signal ECG en Volt. La figure ci-dessous (Fig.4.1) montre l'acquisition d'un signal ECG au repos.

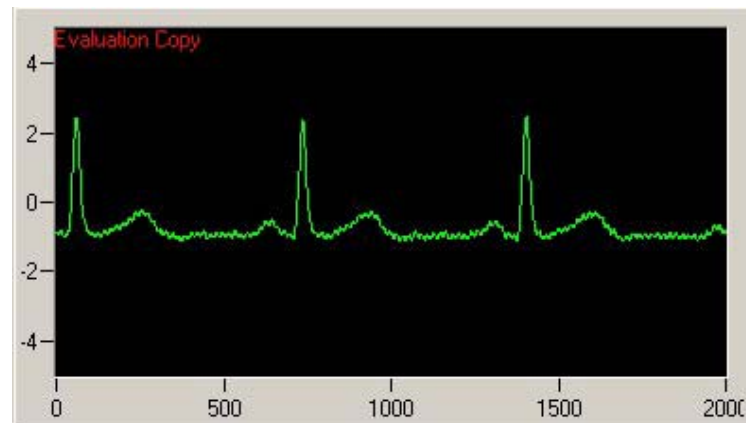


Fig.4.1. ECG au repos

La figure ci-dessous (Fig.4.2) montre un ECG au repos sur une période prolongée. Il est clair que le signal ECG est modulé par la respiration.

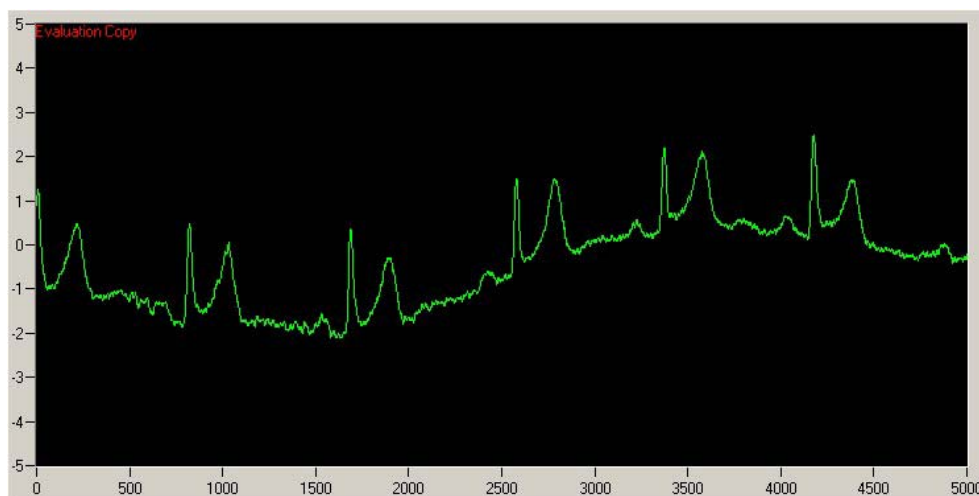


Fig.4.2. ECG au repos modulé par la respiration

La figure suivante (Fig.4.3) montre un ECG au repos, en appuyant sur les dents avec force. Cet effet est montré au milieu du tracé, c'est clair que l'amplitude du complexe QRS est augmentée à cause de cet artefact de mouvement.

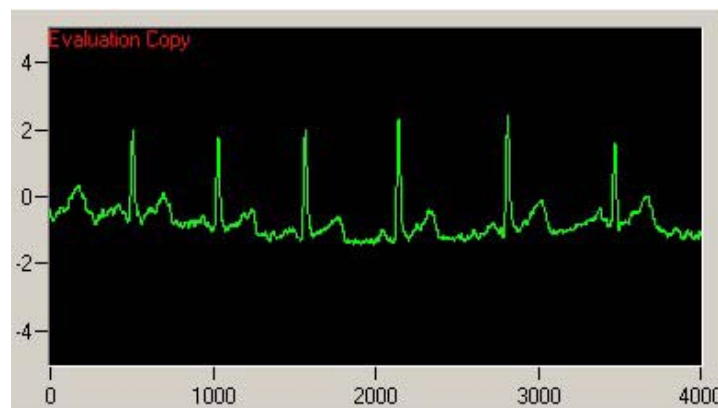


Fig.4.3. ECG au repos avec appuie des dents

Cette figure (Fig.4.4) montre un ECG en apnée. C'est apparent que l'amplitude du signal ECG s'est abaissée par rapport à un ECG normal. Le nombre de complexes est abaissé du fait du ralentissement de l'activité cardiaque.

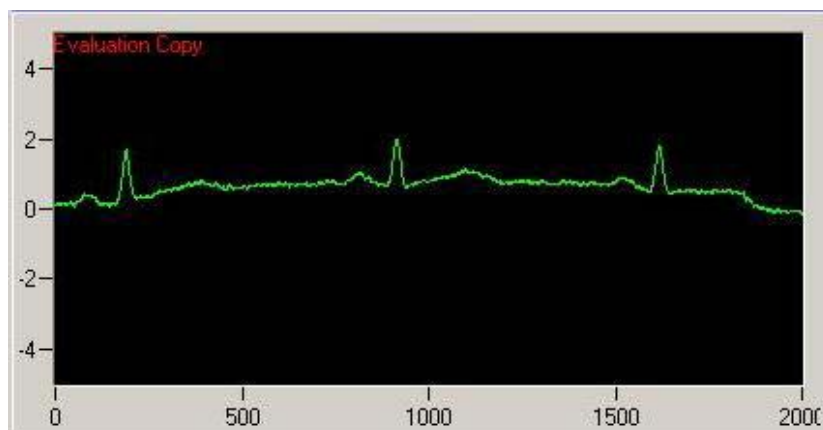


Fig.4.4. ECG en apnée

La figure suivante (Fig.4.5) montre un ECG au repos, en voie de sommeil. L'amplitude s'est encore affaiblie par rapport à la normale. Du fait que le sujet ne fait pratiquement aucun effort physique.

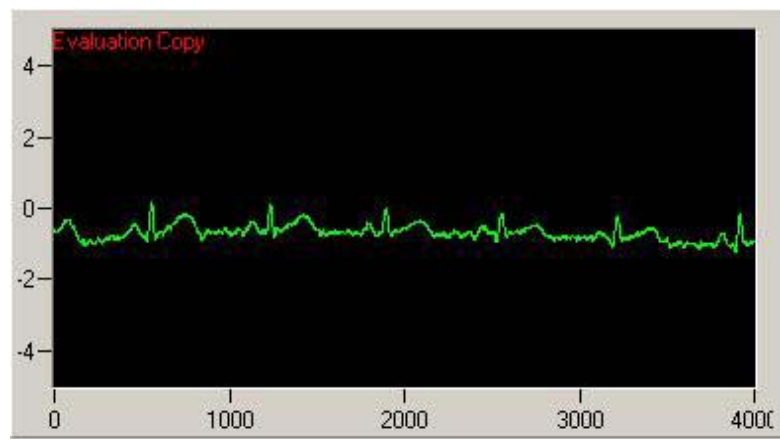


Fig.4.5. ECG en voie de sommeil

La figure ci-dessous (Fig.4.6) montre un ECG en voie de respiration. Dans ce cas, l'activité du cœur est active par rapport à la normale. Le nombre de complexes est supérieur par rapport à un ECG de repos. Même l'amplitude s'est augmentée.

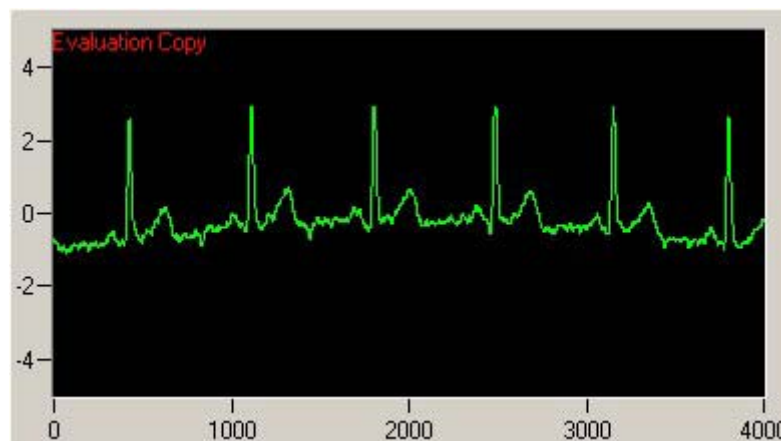


Fig.4.6. ECG en voie de respiration

Ces résultats ont été vus par des médecins spécialistes. Ils ont été validés, ainsi que leur interprétation. La qualité des signaux obtenus est satisfaisante en comparant aux résultats des équipements cliniques.

4.2. ANALYSE TEMPORELLE

Dans cette partie, deux procédés de filtrage ont été réalisés : 40Hz et 150Hz. Pour chacun, deux types de mesure ont été effectués, sans mise à la terre et avec mise à la terre.

4.2.1. Filtrage de 40Hz

La figure ci-après (Fig.4.7) montre un signal ECG sans mise à la terre, et celle d'après (Fig.4.8) présente un signal ECG avec mise à la terre pour un filtrage de 40Hz.

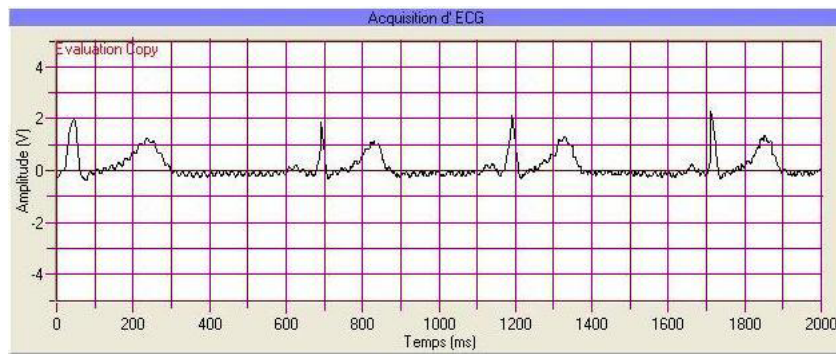


Fig.4.7. ECG (40Hz) sans mise à la terre

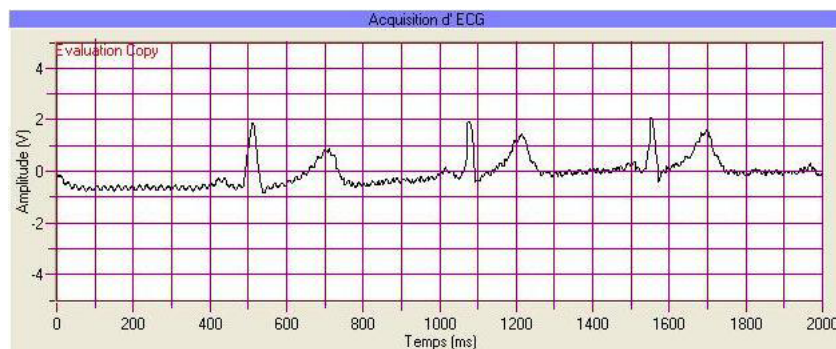


Fig.4.8. ECG (40Hz) avec mise à la terre

La remarque qui peut être faite est que le signal ECG avec mise à la terre est plus net, quoique le signal sans mise à la terre est de bonne qualité. Cela montre que les techniques de réduction du bruit appliquées comme le blindage ont donné leur preuve.

4.2.2. Filtrage de 150Hz

Pour le filtrage allant jusqu'à 150Hz, des prélèvements ont été réalisés dans les cas, sans mise à la terre (Fig.4.9) et avec mise à la terre (Fig.4.10).

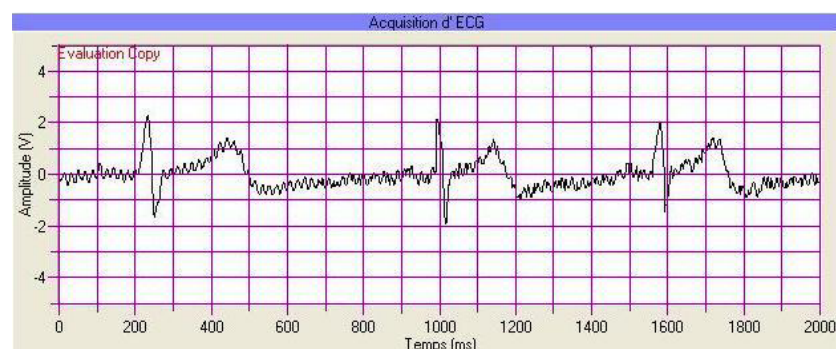


Fig.4.9. ECG (150Hz) sans mise à la terre

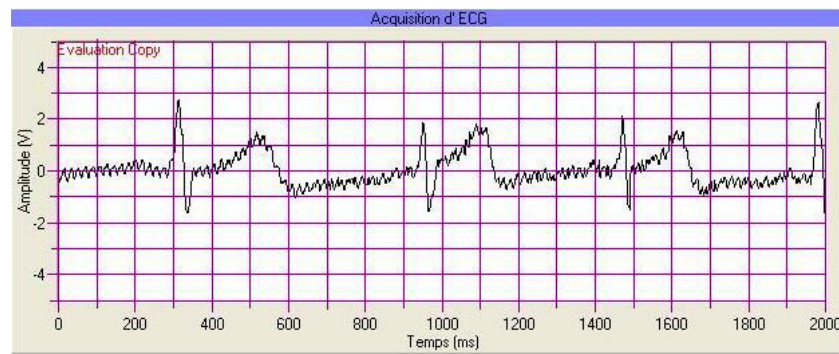


Fig.4.10. ECG (150Hz) avec mise à la terre

C'est pareil pour le cas du filtre de 40Hz, la différence entre ces deux mesures pour un filtrage de 150Hz est la présence de faible bruit dans le cas sans mise à la terre.

Pour les deux cas de filtres réalisés 40Hz et 150Hz, le signal ECG est plus net dans le premier cas (40Hz). Et cela, est dû aux composantes fréquentielles éliminées avec ce type de filtrage. Notant que les appareils biomédicaux utilisent une bande passante plus restreinte qui est de 35Hz, et cela est observé sur les tracés d'ECG standard réalisés au niveau des hôpitaux.

4.3. ANALYSE FREQUENTIELLE

Dans cette partie, une étude plus approfondie a été menée. Cela, est exploitée pour des fins de recherche ou clinique, tel que la mise en évidence d'anomalies ou bien l'identification du bruit additionnel au signal utile s'il y a eu lieu. La représentation du spectre d'amplitude donne des informations plus précises, sur les composantes fréquentielles du signal ECG acquis. Ainsi que le spectrogramme, qui donne une analyse tridimensionnelle du signal, il permet de détecter des anomalies de façon plus rapide et de définir le bruit s'il y a lieu [Saa 06].

4.3.1. Filtrage de 40Hz

Les deux figures suivantes montrent le spectre d'amplitude du signal ECG avec un filtrage de 40Hz, pour les deux cas de figure : sans mise à la terre (Fig.4.11) et avec mise à la terre (Fig.4.12). Ce calcul est développé avec le logiciel Matlab 6.5.

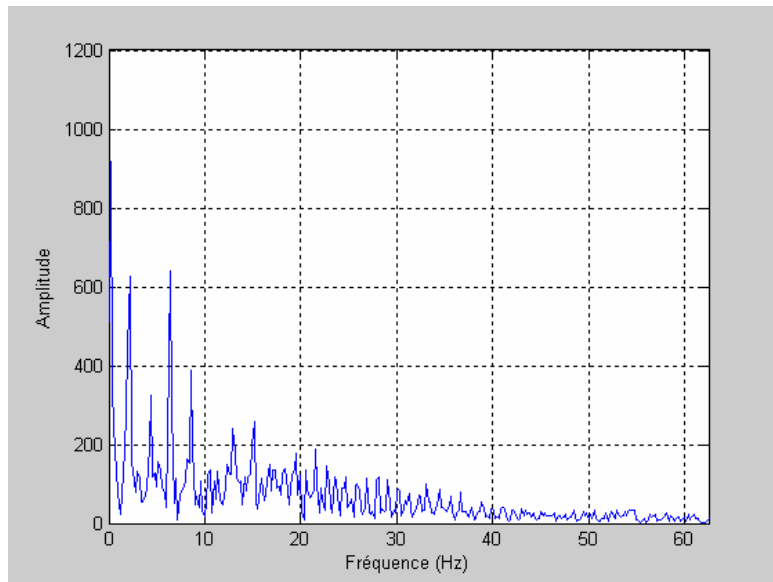


Fig.4.11. Spectre d'amplitude (40Hz) sans mise à la terre

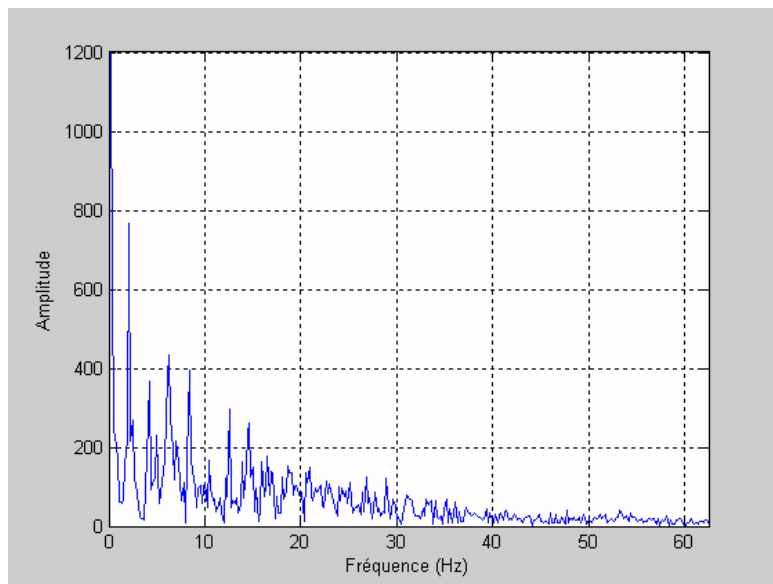


Fig.4.12. Spectre d'amplitude (40Hz) avec mise à la terre

Le spectre d'amplitude paraît normal dans les cas sans et avec mise à la terre. Au alentour de la fréquence 50Hz aucune raie n'apparaît, ce qui signifie que le bruit du 50Hz n'a pas pu passer et est totalement filtré.

Les deux figures suivantes montrent le spectrogramme du signal ECG avec un filtrage de 40Hz, pour les deux cas de figure : sans mise à la terre (Fig.4.13) et avec mise à la terre (Fig.4.14). Ce calcul est développé avec le logiciel Matlab 6.5.

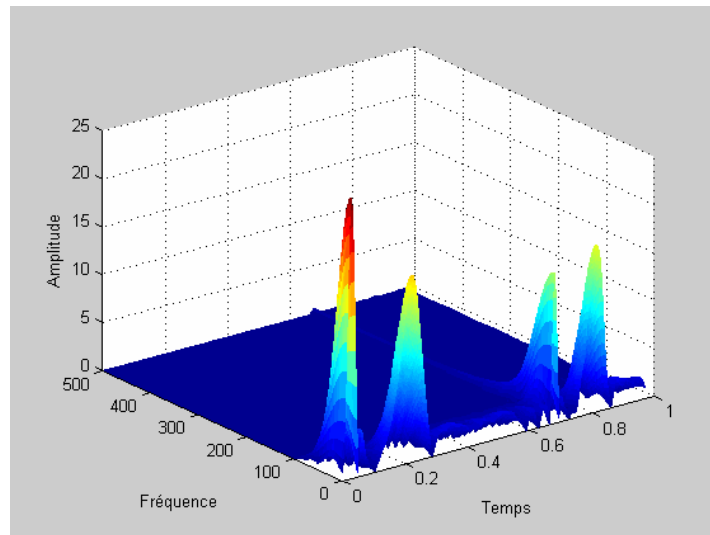


Fig.4.13. Spectrogramme (40Hz) sans mise à la terre

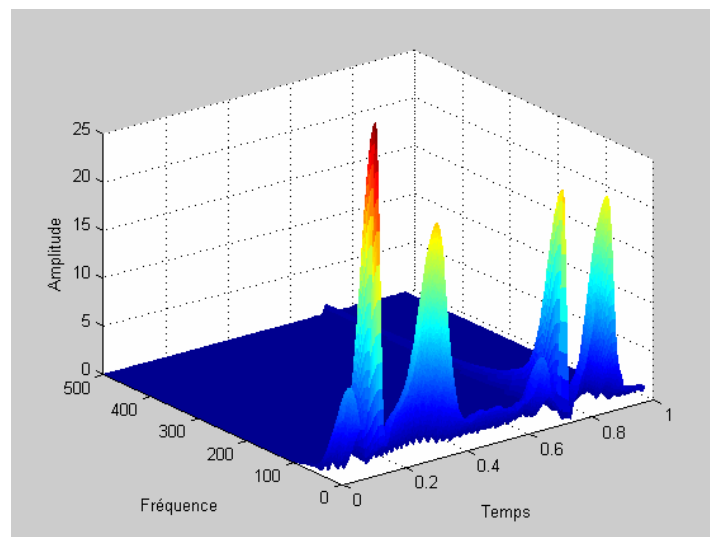


Fig.4.14. Spectrogramme (40Hz) avec mise à la terre

Les spectrogrammes résultants montrent l'allure du signal en fonction du temps et de la fréquence. Le signal est moins bruité dans le cas avec mise à la terre, de même la différence entre les deux mesures est petite. Ce qui est déjà remarqué pour le spectre d'amplitude.

4.3.2. Filtrage de 150Hz

De même, les deux figures suivantes montrent le spectre d'amplitude du signal ECG pour le cas de filtrage allant jusqu'à 150Hz, pour les deux cas : sans mise à la terre (Fig.4.15) et avec mise à la terre (Fig.4.16).

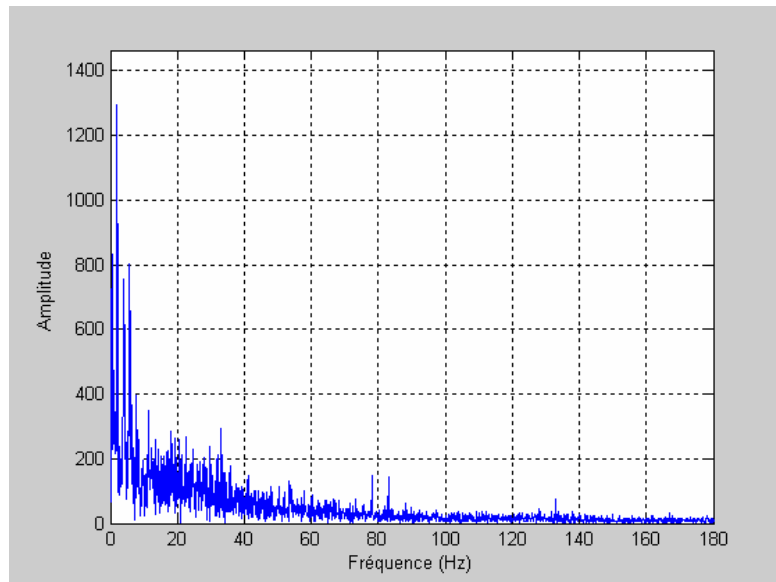


Fig.4.15. Spectre d'amplitude (150Hz) sans mise à la terre

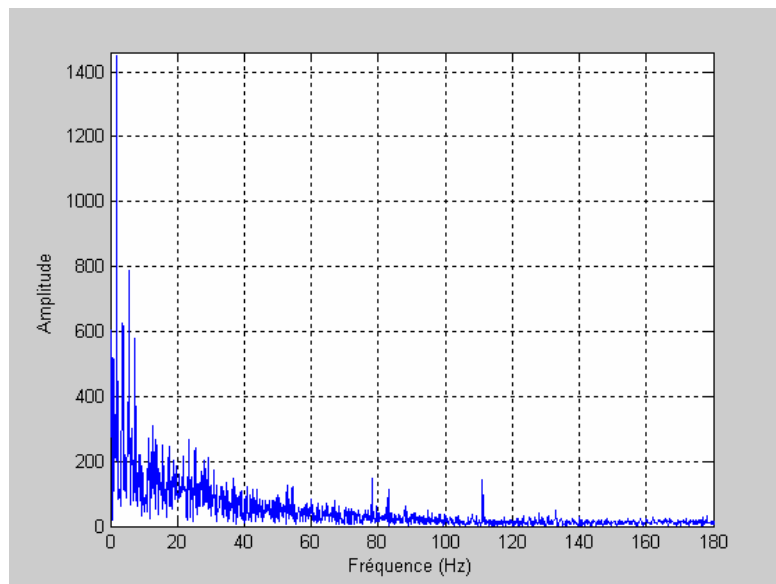


Fig.4.16. Spectre d'amplitude (150Hz) avec mise à la terre

D'après les figures des spectres d'amplitude pour les cas : sans et avec mise à la terre, un faible bruit s'est additionné au signal, et cela du fait que la gamme fréquentielle est plus large (150Hz), mais au niveau de la fréquence 50Hz, il n'y a pas de raies importantes, c'est seulement l'information que présente le signal à ce niveau.

De plus, les deux figures suivantes montrent le spectrogramme du signal ECG pour le cas de filtrage allant jusqu'à 150Hz, pour les deux cas : sans mise à la terre (Fig.4.17) et avec mise à la terre (Fig.4.18).

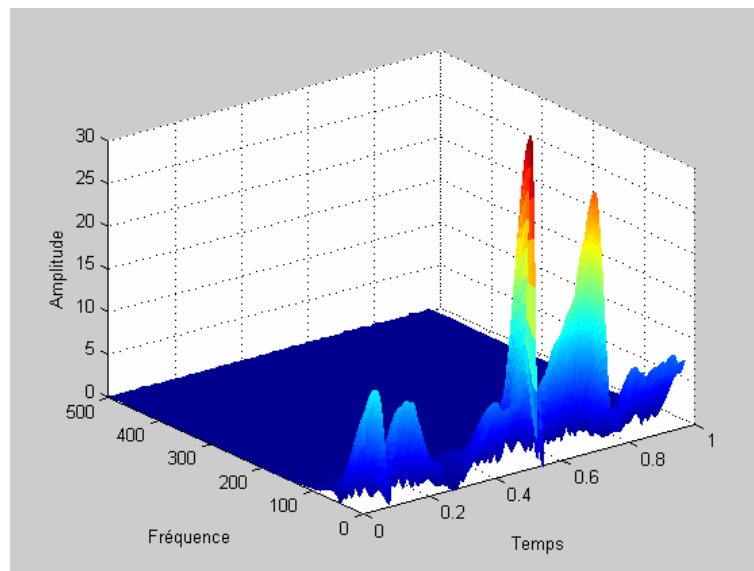


Fig.4.17. Spectrogramme (150Hz) sans mise à la terre

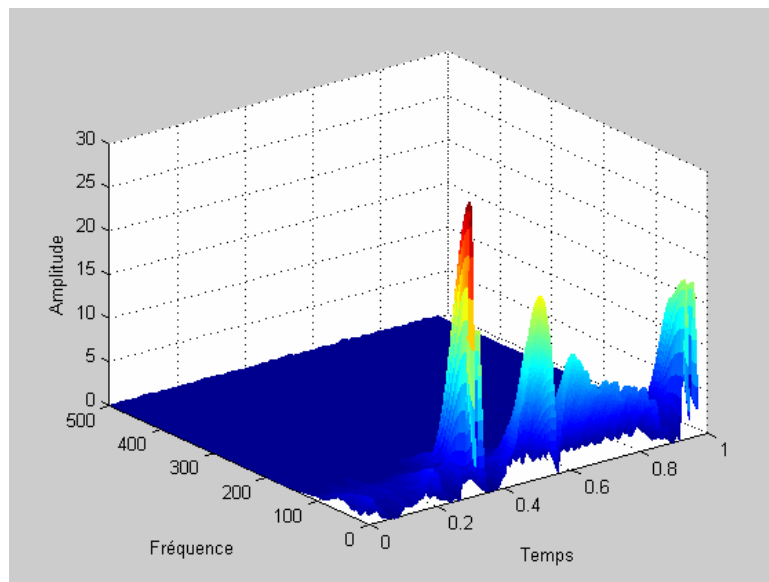


Fig.4.18. Spectrogramme (150Hz) avec mise à la terre

En analysant les spectrogrammes des deux mesures effectuées, une courbure apparaît au niveau du 50Hz, c'est l'information du signal à cette fréquence. Les deux mesures ne présentent pas de grandes différences ceci montre l'efficacité des techniques de réduction du bruit utilisées.

D'après ces résultats, l'énergie du signal ECG se trouve dans la bande passante considérée que ça soit 40Hz ou 150Hz. Le système réalisé est pratiquement insensé au bruit du 50Hz, du fait que sont alimentation est en provenance des batteries. Pour le cas de filtre de 150Hz, le 50Hz est part de l'information spectrale que porte le signal ECG et non pas du bruit. Lorsque les deux cas sont considérés avec et sans mise à la terre, pour chaque filtre, la différence est pratiquement négligeable. Cela,

permet de dire que le système réalisé est conçu de façon à rejeter les bruits en utilisant le blindage par câble et par enceinte déjà mentionné (voir chapitre 2).

4.4. VALIDATION ET PERFORMANCES DU SYSTEME REALISE

Dans cette partie, le signal issu de l'étage analogique réalisé est visualisé sur PC au moyen de la carte d'acquisition Daq1005. Des tests sont effectués avec le système développé pour mener une étude comparative entre les deux systèmes de gestion de l'acquisition, le kit EZ-USB et la carte d'acquisition Daq1005.

La carte d'acquisition Daq1005 est caractérisée par [Daq 04] :

- Vitesse élevée.
- Multifonctions.
- Branchement sur le bus PCI de l'ordinateur.
- Bande passante allant jusqu'à 200kHz.
- Pas de switches ou de jumpers sur cette carte.

Elle est composée des éléments suivants :

- Convertisseur analogique-numérique à 16bits.
- Bus DMA.
- 24 lignes d'entrées/sorties.
- Quatre compteurs d'entrées.
- Deux timers de sortie.
- 16 entrées analogiques unipolaires, ou 8 entrées analogiques différentielles avec 7 gammes de gain programmable (± 10 V à ± 156 mV à pleine échelle).

Dans ce qui suit, les figures suivantes illustrent le signal obtenu pour les deux cas de figure, le système réalisé et la carte d'acquisition Daq1005 avec une fréquence d'échantillonnage de 1000échantillons/s. Le calcul du spectre d'amplitude et du spectrogramme est effectivement effectué pour une étude fréquentielle plus évoluée. Les figures du signal ECG, du spectre d'amplitude, et du spectrogramme sont obtenues à l'aide de la programmation sous le logiciel Matlab 6.5.

4.4.1. Pour le filtrage de 40Hz

Les figures suivantes représentent le signal ECG, son spectre d'amplitude, et son spectrogramme. Pour les deux systèmes d'acquisition le kit EZ-USB et la carte Daq1005, les deux cas sont considérés : sans mise à la terre et avec mise à la terre dont le but est de voir l'effet de la terre sur la qualité du signal acquis pour un filtre de 40Hz.

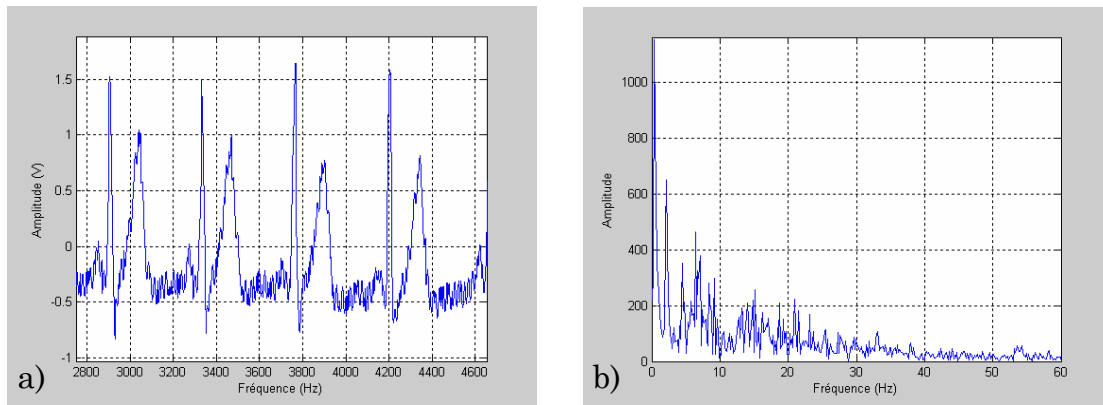


Fig.4.19. a) ECG, b) Spectre d'amplitude, avec le kit EZ-USB (sans mise à la terre)

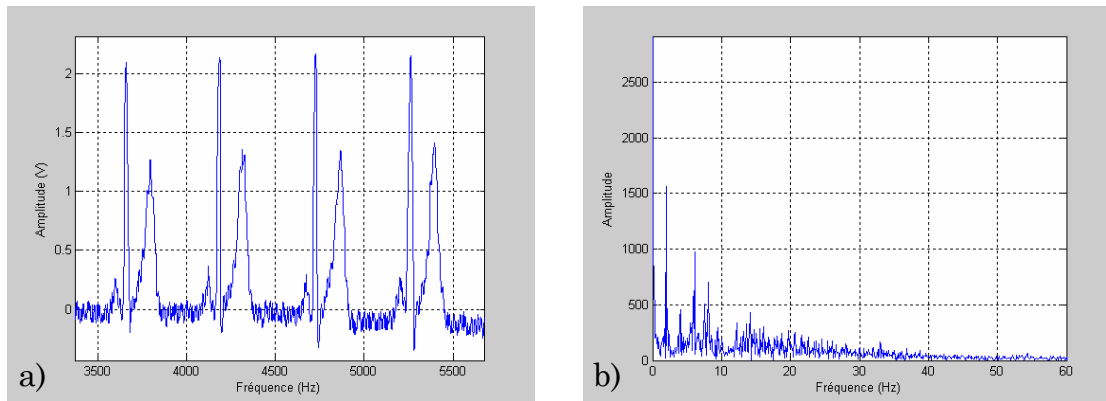


Fig.4.20. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec le kit EZ-USB (avec mise à la terre)

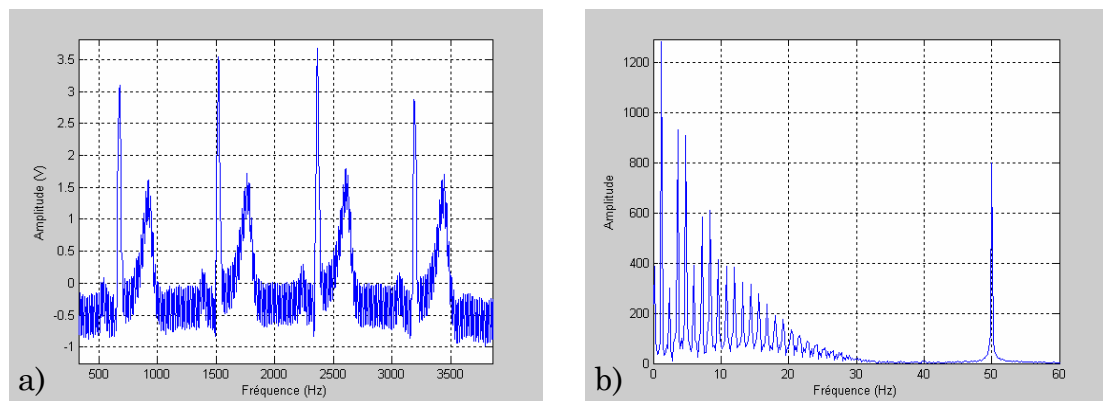


Fig.4.21. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (sans mise à la terre)

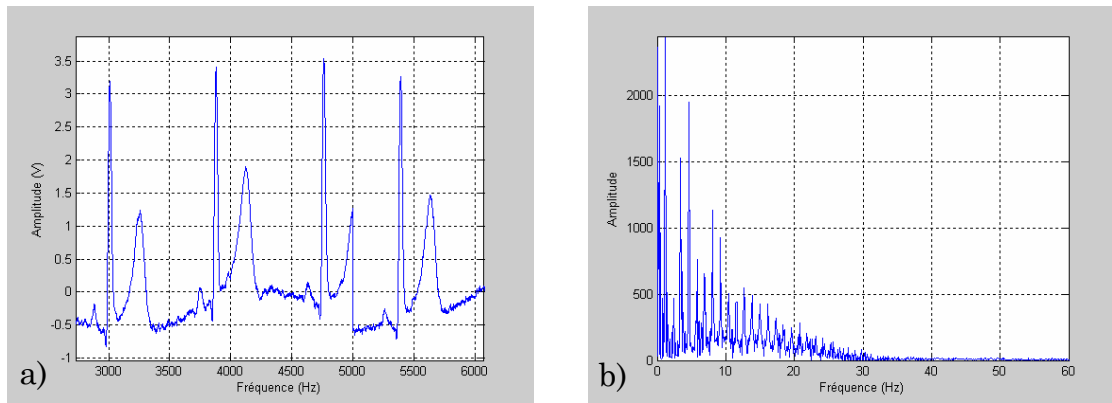


Fig.4.22. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (avec mise à la terre)

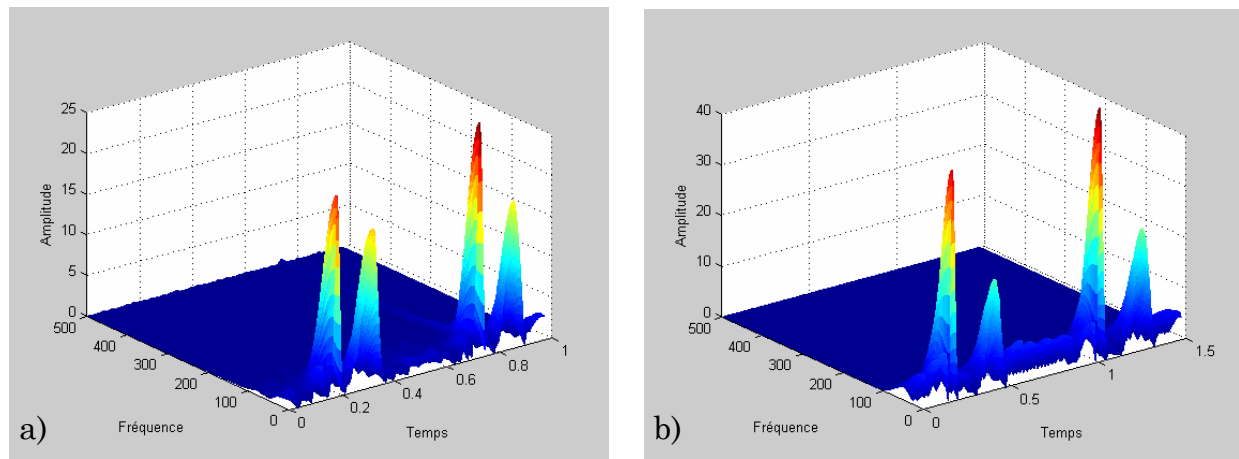


Fig.4.23. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB, b) Avec la carte Daq1005 (sans mise à la terre)

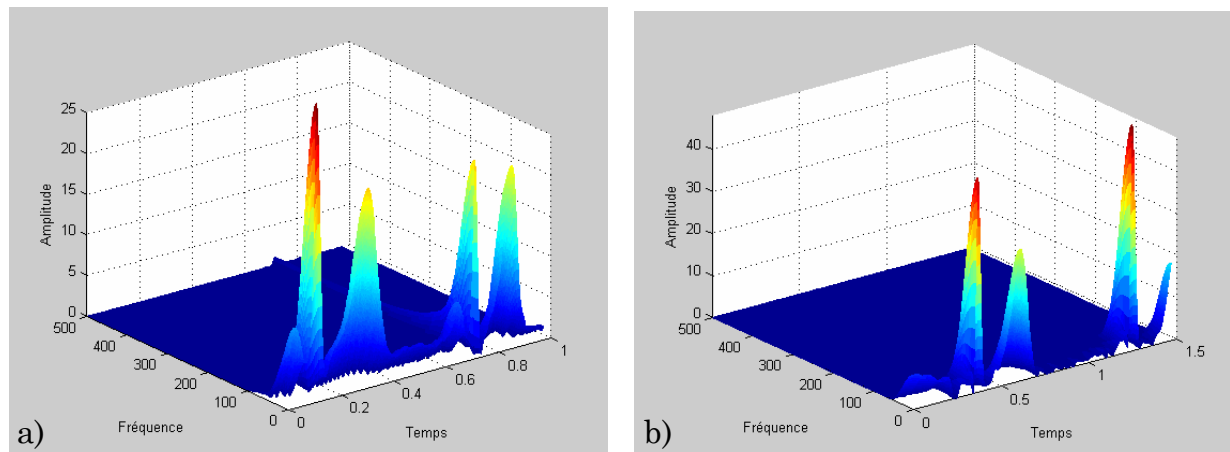


Fig.4.24. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB, b) Avec la carte Daq1005 (avec mise à la terre)

D'après les résultats obtenus pour le filtrage de 40Hz, le signal obtenu est satisfaisant dans les cas du kit EZ-USB et de la carte Daq1005. Seulement, une observation particulière est apparente dans le cas de la carte Daq1005 sans mise à la terre, c'est le pic important à la fréquence 50Hz alors que normalement cette

fréquence est filtrée, qui pour les mêmes conditions de prélèvement n'apparaît pas avec le kit EZ-USB. Ce pic correspond au bruit remarquable sur le signal ECG, ainsi que sur le spectre d'amplitude et le spectrogramme, c'est le bruit 50Hz du secteur. La cause de ce bruit est que la carte Daq1005 est alimentée par le PC, qui lui-même est alimenté par le secteur, ce qui nuit le signal acquis en cas sans mise à la terre. Alors que l'étage numérique réalisé est alimenté par des batteries d'où absence de ce pic dans le cas sans mise à la terre. Le remède est apparent lorsque la mise à la terre est considérée en utilisant la carte Daq1005.

4.4.2. Pour le filtrage de 150Hz

Les figures ci-dessous représentent le signal ECG, son spectre d'amplitude, et son spectrogramme pour un filtre de 150Hz. Pour les deux systèmes d'acquisition le kit EZ-USB et la carte Daq1005, les deux cas sont considérés : sans mise à la terre et avec mise à la terre.

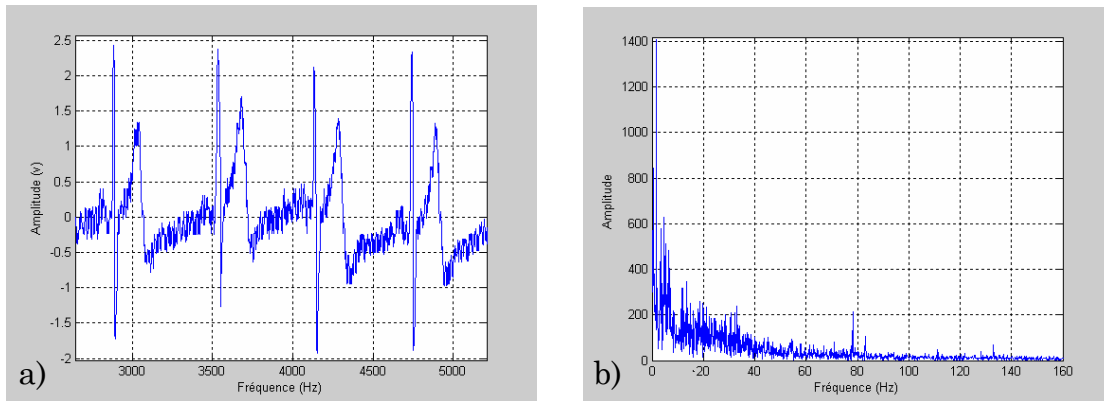


Fig.4.25. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec le kit EZ-USB (sans mise à la terre)

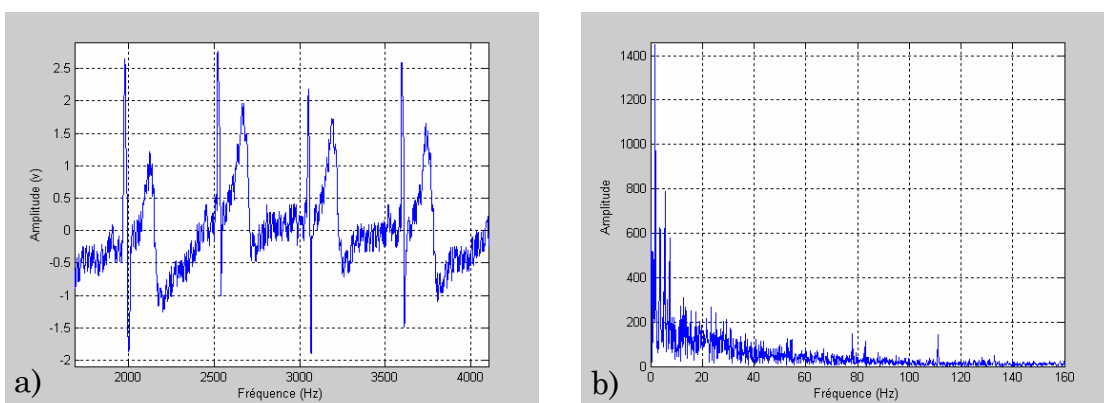


Fig.4.26. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec le kit EZ-USB (avec mise à la terre)

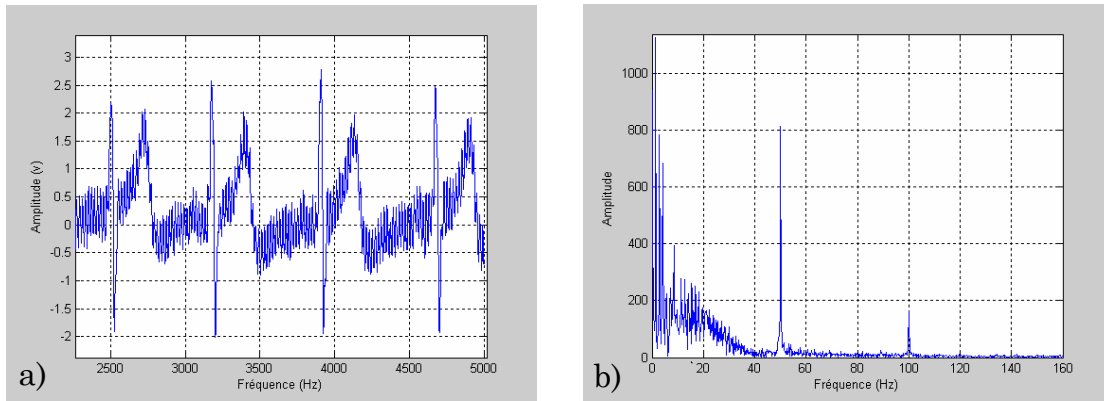


Fig.4.27. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (sans mise à la terre)

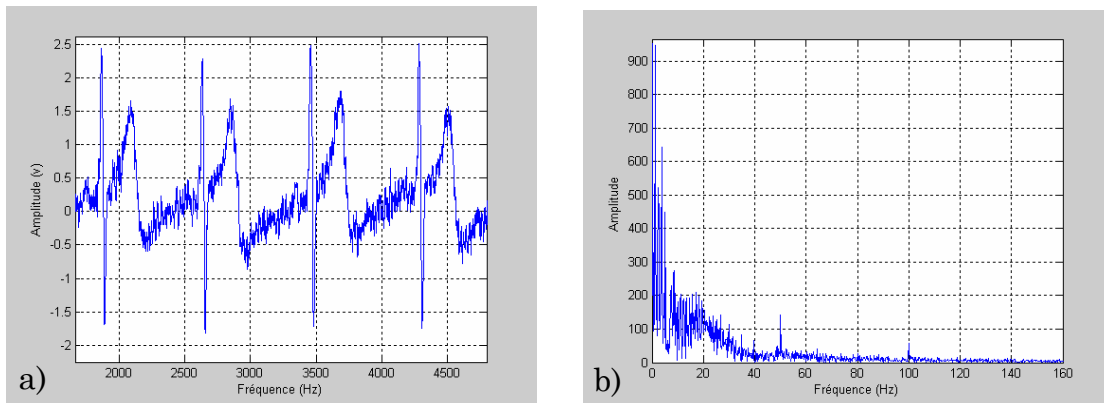


Fig.4.28. a) ECG, b) Spectre d'amplitude avec la carte Daq1005 (avec mise à la terre)

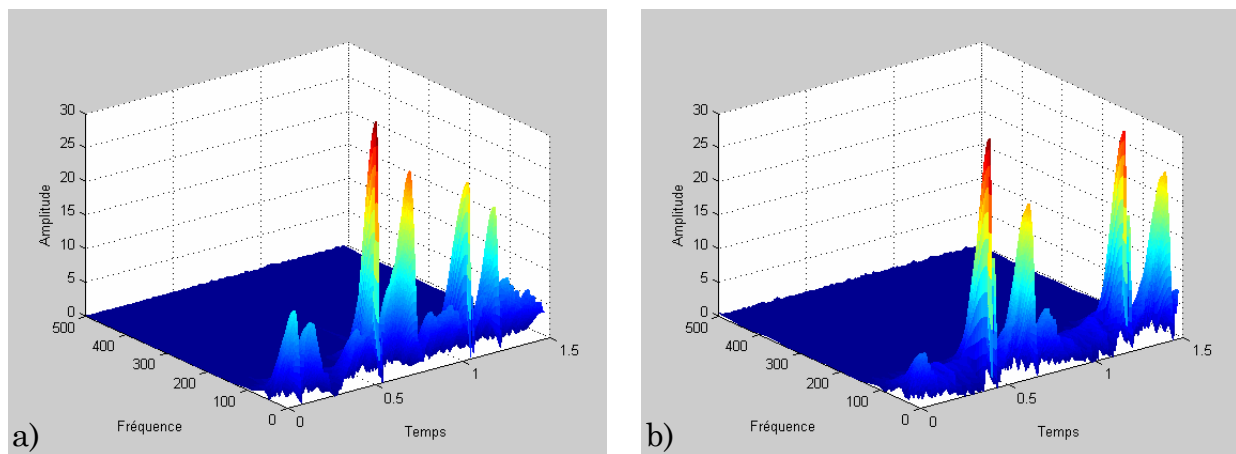
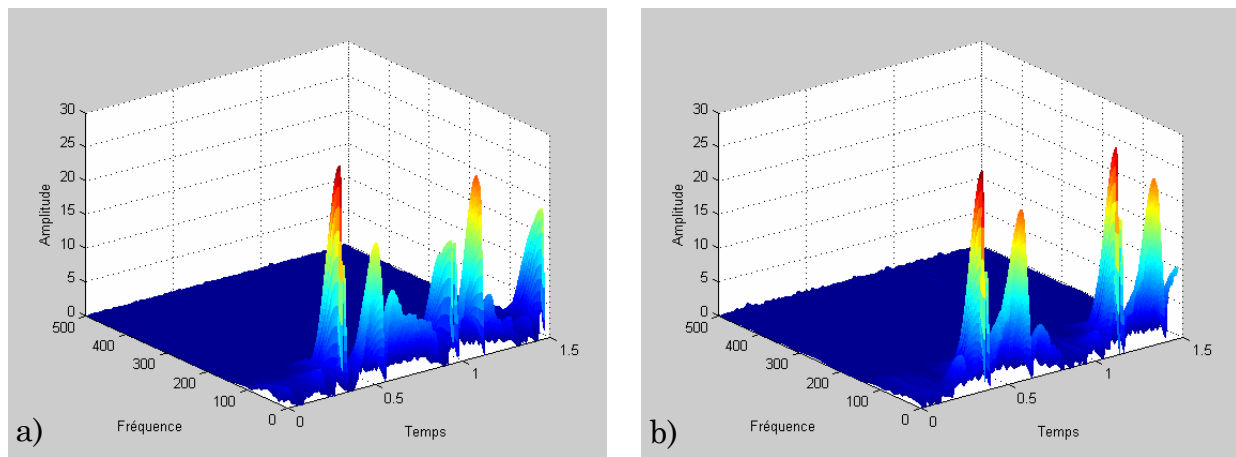


Fig.4.29. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB, b) Avec la carte Daq1005 (sans mise à la terre)



*Fig.4.30. Spectrogramme. a) Avec le kit EZ-USB,
b) Avec la carte Daq1005 (avec mise à la terre)*

D'après les résultats obtenus, les mêmes remarques que celles du filtre 40Hz sont considérées, seulement le spectre s'étend à plus de 40Hz du fait que la gamme fréquentielle considérée s'étendait jusqu'à 150Hz. De même, en cas de sans mise à la terre, le kit présente de meilleurs résultats, car avec la carte Daq1005, un pic important à la fréquence 50Hz est observé.

4.4.3. Discussion des résultats

Dans le cas de filtrage de 150Hz, les mêmes observations que pour le filtrage de 40Hz sont portées. Les résultats avec le kit sont satisfaisants, pratiquement il n'y a aucune différence entre les systèmes EZ-USB et la carte Daq1005 dans le cas avec mise à la terre. Le 50Hz est une information du signal et non pas un bruit, qu'apparaît clairement dans le spectre d'amplitude et le spectrogramme associés. Pour le cas sans mise à la terre, le système réalisé demeure insensé au bruit 50Hz du secteur car il est alimenté par des batteries. Alors que pour la carte Daq1005, le bruit du 50Hz nuit beaucoup le signal acquis, son pic est important du fait que la carte Daq1005 est alimentée par le PC qui lui-même est alimenté par le secteur.

D'après cette étude approfondie, menée à l'échelle temporelle, fréquentielle, et tridimensionnelle, ainsi que l'étude comparative menée lors de l'utilisation de la carte Daq1005, la conclusion qui peut être faite est que le système réalisé est de qualité satisfaisante, et est conforme aux spécifications de conception des systèmes biomédicaux. De plus, les techniques de réduction du bruit appliquées au système réalisé telles que l'usage de câble blindé entre les électrodes et les entrées du préamplificateur, la mise du préamplificateur dans une enceinte métallique, et la mise de tout le système d'acquisition dans un boîtier métallique, ont donné leurs preuves lorsque le signal apparaît insensé au bruit du secteur même sans mise à la terre. Donc, ce système peut être utilisé dans n'importe quelle circonstance sans avoir de risques de détérioration de la qualité du signal acquis avec un maximum de protection garanti.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, l'étude et la conception d'un système de monitoring sur PC du signal cardiaque a été réalisé. Ce système est à base du processeur AN2131QC qui exploite le port USB pour le transfert de données en temps réel vers le PC. La visualisation sur PC était possible grâce à l'outil informatique interactif développé, et même l'enregistrement dans une base de données des sujets de tests. Une synthèse de remarques a été portée à propos des travaux effectués, cités comme suit :

➤ La préparation de la peau est nécessaire pour avoir un maximum d'informations sur la surface de la peau.

➤ Des tests effectués à des périodes interrompues, ont permis d'avoir de meilleurs résultats en périodes de vacances, sans blindage. Alors qu'en période des cours normale, le blindage était nécessaire pour arriver à des résultats acceptables. Cela s'explique par le lieu géographique du laboratoire où se sont déroulés les tests d'acquisition, en plus de la salle machine, des laboratoires de traitement du signal voisins, il y avait une armoire électrique qui était la source principale du bruit.

➤ La nature de la peau des sujets de tests, il y avait des personnes dont le résultat était difficile à avoir, alors que pour d'autres c'était facile. Cela s'explique par la différence de conductibilité de la peau pour chaque personne.

➤ Le résultat dépend de l'état des électrodes, au premier temps de leur utilisation ou en période proche de leur péremption. Lorsqu'elles sont neuves de meilleurs résultats ont été obtenus. Alors que le signal est absent lorsqu'elles sont devenues invalides.

➤ L'utilisation d'un câble blindé a permis d'éliminer la majeure partie du bruit. Ainsi que la mise à la terre, ce qui a confirmé l'étude théorique menée aux chapitres précédents.

L'expérimentation était un meilleur apprentissage. Donc, des perspectives possibles pour la relève et la continuité de ce travail sont possibles telles que :

✓ Plusieurs voies sont envisageables, pour étudier les signaux issus par d'autres dérivées.

✓ Elargissement de la bande passante du signal étudié, en réalisant un multiplexage pour avoir plusieurs bandes fréquentielles.

✓ Réaliser une sélection de voies pour exploiter plusieurs signaux physiologiques à fin d'avoir plusieurs diagnostics avec un seul système.

✓ Utiliser d'autres systèmes numériques performants tels que les cartes FPGA et les cartes à DSP.

✓ S'investir dans le domaine de traitement du signal, pour développer des filtres numériques, effectuer la segmentation ainsi que l'extraction d'informations

dans des tracés où résident des anomalies délicates à détecter avec une bande passante restreinte.

En fin de compte, ce travail ne pourrait jamais se faire en fournissant des efforts d'une seule personne, du fait que des spécialistes ont été intervenus, des cliniciens pour voir la qualité du signal et des électrotechniciens pour avoir des idées sur les mises à la terre.

Comme fin de tout ce parcours, ce travail est un focus sur la technologie USB qui n'est pas facile à maîtriser, mais nécessite des connaissances poussées en ce qui concerne les éléments de la programmation et d'implémentation. Cette technologie qui ne date que de quelques années (voir Annexe1), est en pleine expansion dans divers domaines d'applications.

Références bibliographiques

Références bibliographiques ---

Livres

- [And 01] ANDERSON. D & DZATKO. D, '*Universal Serial Bus System Architecture*', Second Edition, Mindshare, 2001.
- [Arm 00] ARMSTRONG. K, '*Grounding and shielding in electronic instruments*', IEE, 2000.
- [Asc 99] ASCH. G, '*Acquisition de données du capteur à l'ordinateur*', Dunod, 1999.
- [Axe 01] AXELSON. J, '*USB Complete*', Second Edition, 2001.
- [Ber 00] BERBARI. E. J, '*Principles of Electrocardiography*', The Biomedical Engineering Handbook, Volume 1, Second Edition, CRC & IEEE Press, 2000.
- [Cha 92] CHAROY. A, '*Parasites et perturbations des électroniques : Règles et conseils d'installation*', Tome 2, Dunod, 1992.
- [Fen 04] FENARD. X, '*Le bus USB : Guide du concepteur*', 2^{ème} Edition, Dunod, 2004.
- [Flo 00] FLOYD. T. L, '*Electronique: Composants et systèmes d'application*', 5^{ème} Edition, Reynold Goulet, 2000.
- [Gre 88] GREMY. F & LETERRIER. F, '*Biophysique générale et médicales*', Tome 1, Flammarion, 1988.
- [Hem 00] HEMMING. L. H, UNGVICHIAN. V, ROMAN. J. M, UMAN. M. A & RUBINSTEIN. M, '*Compatibility*', The Electrical Engineering Handbook, CRC Press, 2000.
- [Hyd 02] HYDE. J, '*USB Design by Example : A Practical Guide to Building I/O Devices*', Intel University Press, 2002.
- [Mai 00] MAINARDI. L. T, BIANCHI. A. M & CERUTTI. S, '*Digital Biomedical Signal Acquisition and Processing*', The Biomedical Engineering Handbook, Second Edition, CRC & IEEE Press, 2000.
- [Nag 00] NAGEL. J. H, '*Biopotential amplifiers*', The Biomedical Engineering Handbook, Volume 1, Second Edition, CRC & IEEE Press, 2000.
- [Pru 05] PRUTCHI. D & NORRIS. M, '*Design and Development of medical electronic instrumentation : A Practical Perspective of the Design, Construction, and Test of Medical Devices*', Wiley-Interscience, 2005.

Thèses

- [Bri 02] BRIMS. W, '*Wireless ECG*', Thesis of Bachelor, University of Queensland, 2002.
- [Cou 97] COUDERC. J. P, '*Analyse quantitative des composantes temps-échelle de l'ECG à haute résolution moyenné pour l'évaluation du risque de tachycardies ventriculaires et de la mort subite après un infarctus du myocarde*', Thèse de Doctorat, INSA, 1997.
- [Dub 04] DUBOIS. R, '*Application des nouvelles méthodes d'apprentissage à la détection précoce d'anomalies en électrocardiographie*', Thèse de Doctorat, Université PARIS 6, 2004.
- [Gle 00] Glennie. M, '*USB Radio*', Thesis of Bachelor, University of Queensland, 2000.
- [Joh 00] JOHNSTON. B, '*URAM : A Universal Serial Bus Controlled Low Bandwidth Radio Frequency Network*', Thesis of Bachelor, University of Queensland, 2000.
- [Kao 84] Kaoua. M, '*Mise au point d'un système microprogrammé pour la surveillance intensive d'arythmies cardiaques de plusieurs malades*', Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 1984.
- [Vir 98] VIRTANEN. J, '*EEG combined with MEG and TMS in studies of human brain function*', Thesis of Doctor, University of Helsinki, 1998.

Articles

- [Bur 00] BURKE. M. J & GLEESON. D. T, 'A micropower dry-electrode ECG preamplifier', *IEEE Transactions on biomedical engineering*, Vol. 47, N°2, 2000.
- [Saa 06] SAADI. H, MAIZI. D, BENAÏSSA. K, ATTARI. M, 'Détection et localisation des défauts de la machine asynchrone par les outils de traitement du signal', *5^{ème} journées de mécanique, JM'05*, Ecole Militaire Polytechnique, 2006.

Normes

- [Asn 98] AS/NZS 3200.1.0:1998, '*Medical Electrical Equipment, Part 1.0: General requirements for safety – Parent Standard*', Australian/New Zealand Standard, 1998.

- [Asn 04] AS/NZS 2500:2004, '*Guide to the safe use of electricity in patient care*', Australian/New Zealand Standard, Fourth edition, 2004.
- [Uni 96] '*Universal Serial Bus Specification*', Revision 1.0, 1996.
- [Uni 00] '*Universal Serial Bus Specification*', Revision 2.0, 2000.

Manuels d'utilisation

- [Anc 98] ANCHOR CHIPS, '*Anchor EZ-USB Frameworks*', Anchor Chips, Inc, 1998.
- [Daq 04] '*DaqBoard/1000 and /2000 Series User's Manual : For PCI-bus & Compact PCI-bus Data Acquisition Boards*', p/n 1033-0901 Rev. 6.0, IOtech, Inc, 2004.
- [Ezu 00] '*The EZ-USB Integrated Circuit*', EZ-USB Technical Reference Manual, Version 1.9, 2000.

Revue

- [Cel 01] CELLER. B, '*Physiological monitoring*', Health informatics in Australia, 2001.
- [Cha 93] CHAUVET. F, '*Compatibilité électromagnétique*', Techniques de l'Ingénieur, Génie électrique et électronique, Vol D, D 1 900-E 3 750, 1993.
- [Gro 98] GROUPE SCHNEIDER, '*Les Schémas de Liaison à la Terre*', Intersections, 1998.

Projet de recherche

- [Val 04] VALLAEYS. J, '*Ajout d'une interface USB à l'électronique du capteur PHOS*', Projet ALICE, Institut Supérieur d'Informatique de Modélisation et de leurs Applications (ISIMA) & Centre Européen de la Recherche Nucléaire (CERN), 2004.

Sites Internet

<http://www.cypress.com>
<http://u.s.b.free.fr>
<http://www.usb.org>
<http://www.usb-by-example.com/>
<http://www.beyondlogic.org/usbnutshell/usb1.htm>

Annexes

Annexes

1. Introduction au bus USB-----	91
2. Boucle de rétroaction négative -----	99
3. Amplificateur d'instrumentation de base -----	100
4. Fiches techniques des composants -----	102
5. Schéma électrique du système de prélèvement du signal ECG---	107
6. Nomenclature des composants -----	108

Annexe 1

Dans cette partie, une multitude d'informations est présentées, en vue de comprendre les divers aspects concernant : le bus USB, la conception d'amplificateur d'instrumentation, la technique de la boucle de rétroaction utilisée afin de réduire le bruit de mode commun, et l'ensemble des fiches techniques des composants utilisés dans la réalisation du système de prélèvement du signal cardiaque. Pour clôturer, le schéma électrique du système d'ECG développé et la nomenclature des composants sont montrés.

1. INTRODUCTION AU BUS USB (UNIVERSAL SERIAL BUS)

Vue les limites des liaisons séries et parallèles lors de l'interfaçage avec le PC. Leur usage est graduellement rendu obsolète dans le cas d'acquisition de données rapide et très poussée. De ce point est apparu le bus USB (Universal Serial Bus) qui peut atteindre 480Mbits/s de vitesse de transfert de données.

1.1. Comparaison entre le port série et le port USB

Le bus USB est créé pour satisfaire ce que les liaisons séries et parallèles n'ont pas pu assurer. Le tableau suivant compare le bus USB au port série.

Port USB	Port Série
Est à moitié bidirectionnel	Utilise deux liaisons Tx/Rx
bus à trois vitesses fixes.	Exécute à différentes vitesses
USB est un bus	N'est pas un bus
USB a des hubs pour l'expansion	/
Le port USB peut fournir son alimentation	Ne fournit pas son alimentation
L'USB a un protocole complet permettant l'identification et le chargement automatique du driver	Ne l'est pas

Tableau 1.1 : Comparaison entre le bus USB et le port série

1.2. Bus USB (Universal Serial Bus)

En 1994, le bus USB est né de l'alliance de sept partenaires industriels (Compaq, DEC, IBM, Intel, Microsoft, NEC et Northern Telecom), qui ont commencé à créer la norme USB. Ce bus a été conçu à l'origine pour faciliter le transfert de données, en particulier de définir une connectique « universelle » et « Plug & Play », utilisable aussi bien pour une souris que pour un modem ou un moniteur. Conçu également pour répondre au besoin d'intégration entre le monde du PC et celui du téléphone.

1.2.1. Avantages de L'USB

En janvier 1996, la spécification (norme) USB version 1.0 opérationnelle est sortie, après plusieurs années de développement. Les premiers produits ont vu le jour en fin 1997. A cette époque, le manque de composants USB a retardé la mise à jour de la norme. En septembre 1998, paraît la dernière version officielle (version 1.1), c'est celle utilisée actuellement. Cette spécification définit 2 vitesses de fonctionnement : 1,5Mbps (Low Speed) et 12Mbps (Full Speed) [Uni 96].

Puis en avril 2000, est sortie la spécification 2.0. Cette nouvelle norme supporte toutes les caractéristiques de l'USB 1.1 : 1,5 Mbps, 12 Mbps, elle rajoute une vitesse de 480 Mbps (High Speed) et optimise l'utilisation de la bande passante. Cependant, pour pouvoir utiliser cette vitesse de transfert, il faut être équipé de cartes mères et de contrôleurs USB supportant la norme USB 2.0 [Uni 00].

Les avantages de l'USB sont nombreux : Alimentation possible des dispositifs via le câble USB, indépendance vis à vis des machines hôtes, jusqu'à 127 périphériques à connecter, plusieurs vitesses et 4 types de transferts.

L'USB se configure automatiquement, c'est la propriété 'plug & play'. Cela signifie que si l'utilisateur connecte un périphérique USB, Windows le détecte automatiquement et charge le driver approprié s'il est disponible dans les fichiers de Windows. Si ce n'est pas le cas, Windows demande d'installer le disque (CDROM) contenant ce driver afin qu'il le copie dans son répertoire de drivers (généralement c:/Windows/system32/drivers), et ceci se fait une seule fois. Lors du prochain branchement, le périphérique USB recharge automatiquement son driver [Hyd 02].

L'USB possède une caractéristique très intéressante : c'est le mode veille lorsque le périphérique n'est pas utilisé. En effet, le bus USB se met en mode veille après 3ms d'arrêt. Pendant ce mode, le composant ne consomme que 500µA.

1.2.2. Câble USB

Le câblage USB a la même structure quelle que soit la vitesse de transmission. Il comporte deux paires de fils (Fig.1.1) : La paire du signal destinée au transfert de données $D+$ et $D-$ et la paire d'alimentation GND et V_{BUS} . La première paire est non blindée pour les périphériques lents tels que les claviers et les souris fonctionnant à 1.5Mbps/s, tandis que les caméras, le PC et autres ont recours à une paire de fils torsadée blindée pour atteindre les 12Mbps/s.

La longueur maximale autorisée par la norme est de 3m pour un câble non blindé, et de 5m pour un câble blindé. Le câble USB est composé de deux fiches bien différentes (Fig.1.1) : En amont d'une fiche appelée connecteur USB de type A, branchée à l'hôte (PC). L'extrémité aval par contre peut se retrouver en deux versions : Connecteur USB du type B et un mini-connecteur de type B. Ce dernier est réservé aux dispositifs de très faibles dimensions tels que les appareils photo numériques.

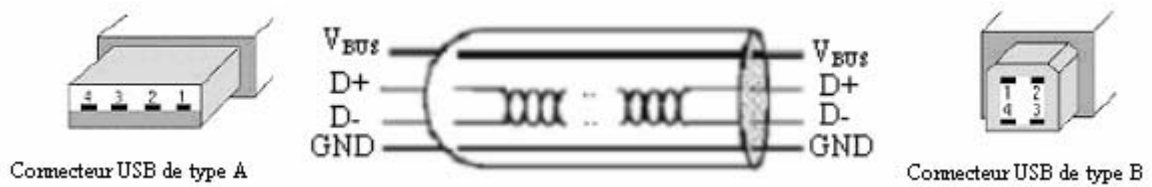


Fig.1.1. Câble USB et les connecteurs de type A et B

1.2.3. Topologie du Bus USB

La topologie USB est de type *étoile série*. Elle tolère jusqu'à 5 niveaux de concentrateurs. La spécification USB limite le nombre de périphériques à 127. Un dispositif conforme à la norme 2.0 peut-être relié à un HUB 1.1 mais dans ce cas le trafic est celui défini par la norme 1.1. Les divers cas possibles sont précisés dans la figure ci-après (Fig.1.2) [Fen 04].

À l'initialisation d'un périphérique, celui-ci reçoit une adresse. Les transferts à vitesse moyenne déclenchés par l'hôte parcourent tous les tronçons, mais seule la fonction adressée va évidemment répondre. Par exemple, s'il s'agit d'un ordre d'impression il sera reçu par tous les périphériques, mais seule l'imprimante le comprendra.

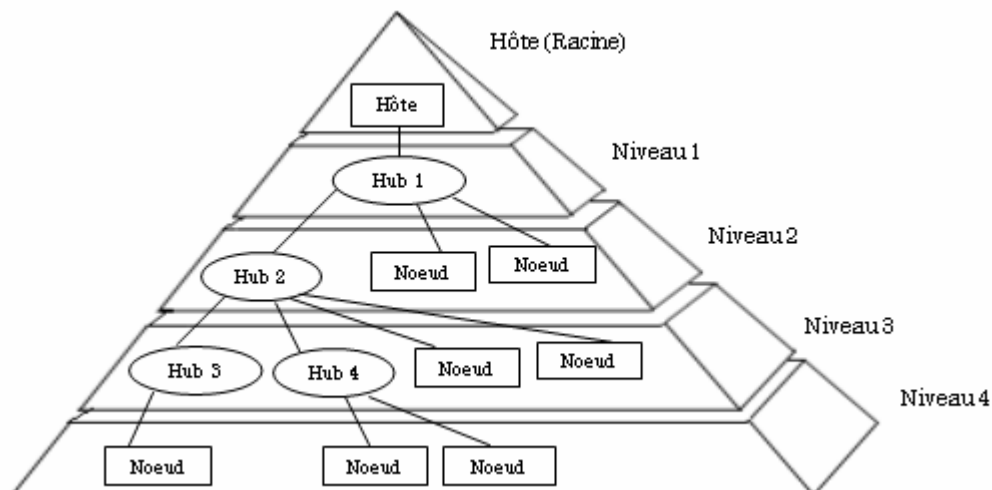


Fig.1.2. Topologie du bus USB

1.2.4. Type de paquet USB

Contrairement à la liaison série RS232 et les interfaces séries similaires, le format de données envoyées n'est pas défini. L'USB a quatre types de paquet :

- Jeton (Token).
- Début de trame (SOF=Start Of Frame).
- Donnée (Data).
- Reprise sur erreur (Acknowledge=Handshake).

Le paquet jeton indique le type de la transaction qui va suivre. Il transporte l'adresse USB et indique le sens de transfert. Les paquets de données contiennent les données utiles. Les paquets Handshake sont utilisés pour valider les données ou rapporter les erreurs. Les paquets début de trame indiquent le commencement d'une

nouvelle trame.

L'entité de transfert USB est appelée transaction (Fig.1.3). Elle est généralement constituée de paquets juxtaposés, la transition étant un paquet SOF indiquant le début d'une autre transaction. Donc, un transfert est composé d'une succession de transactions.

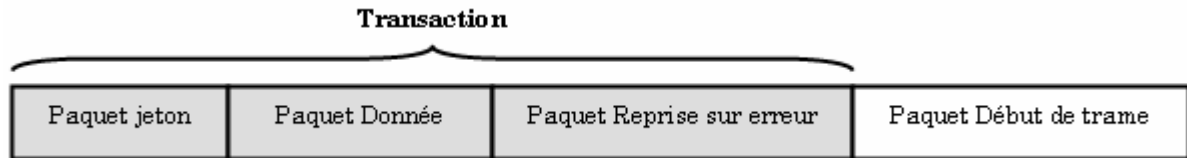


Fig.1.3. Transaction USB

Les différents paquets ont une structure bien définie illustrée dans la figure ci-dessous (Fig.1.4) :

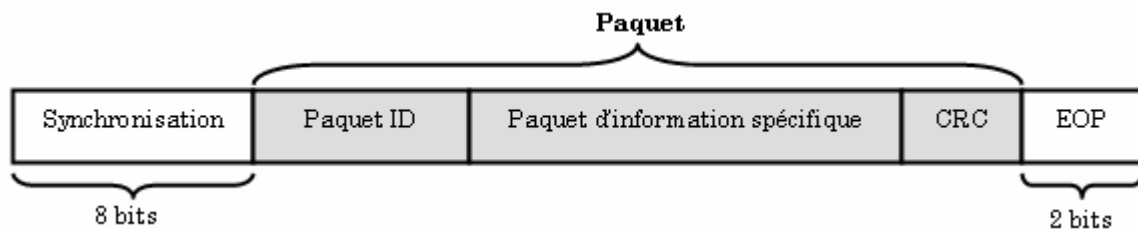


Fig.1.4. Structure des paquets USB

La structure des paquets étant identique et le format est différent selon la nature du paquet. Les différents formats de paquet sont illustrés ci-dessous. Les trames ont une durée de 1ms, elles sont marquées par le jeton SOF. Les transactions sont regroupées à l'intérieur des trames sans qu'il y ait de chevauchement. Une trame peut contenir une ou plusieurs transactions destinées à un même périphérique.

- **Sync** : Tous les paquets commencent avec un champ Sync. Ce champ fait 8 bits de longueur pour la basse et pleine vitesse, ou 32 bits pour la haute vitesse. Il est utilisé pour synchroniser l'horloge du récepteur avec celle de l'émetteur/récepteur. Les 2 derniers bits indiquent l'endroit où le champ PID commence.
- **PID** : Il signifie Paquet ID. Ce champ identifie le type de paquet qui est envoyé. Il y a 4 bits pour le PID. Toutefois pour s'assurer qu'il a été reçu correctement, les 4 bits sont complétés et répétés faisant un PID de 8 bits au total. Le tableau ci-après montre les valeurs possibles. Avec :

SOF = Début de trame (Start Of Frame).

SETUP = Configuration.

ACK = Validation (Acknowledge).

NAK = Pas de validation (No Acknowledge).

STALL = Bloqué.

PREamble = Synchronisation initiale.

Split = Partager.

Ping = S'assurer d'une bonne connexion.

Groupe	Valeur PID	Identificateur Paquet
Token	0001	OUT Token
	1001	IN Token
	0101	SOF Token
	1101	SETUP Token
Data	0011	DATA0
	1011	DATA1
	0111	DATA2
	1111	MDATA
Handshake	0010	ACK Handshake
	1010	NAK Handshake
	1110	STALL Handshake
	0110	NYET (Aucune réponse encore)
Special	0000	PREamble
	1100	ERR
	1000	Split
	0100	Ping

Tableau 1.2 : Valeurs possibles des PIDs

- **ADDR** : Le champ adresse détermine à quel appareil le paquet est destiné. Sa longueur est de 7 bits, lui permet de supporter 127 appareils. L'adresse 0 n'est pas valide, tant qu'un appareil n'a pas encore d'adresse attribuée, il doit répondre aux paquets envoyés à l'adresse 0.
- **ENDP** : Le champ de terminaison est composé de 4 bits, autorisant 16 terminaisons possibles.
- **CRC** : Les Contrôles à Redondances Cycliques sont exécutés sur les données à l'intérieur du paquet de charge utile. Tous les paquets jetons ont un CRC de 5 bits tandis que les paquets de données ont un CRC de 16 bits.
- **EOP** : Fin de Paquet.

1.2.5. Types de transfert USB

Il existe quatre modes de transferts [And 01] :

i. Transfert en mode Contrôle

Ce mode de transfert est compatible avec la basse et la moyenne vitesse. Il est utilisé pour les opérations d'initialisation et de configuration. Il est éventuellement utilisable pour les transferts standard. Le mode contrôle est aussi utilisé pour obtenir un débit à basse vitesse, ou utiliser le driver de classe HID standard. Il consiste en trois étapes (Fig.1.5). Le Setup contient 8 octets de la donnée contrôle USB. La donnée utile si nécessaire. Le STATUS permet au périphérique d'indiquer si

l'opération de contrôle est exécutée avec succès.

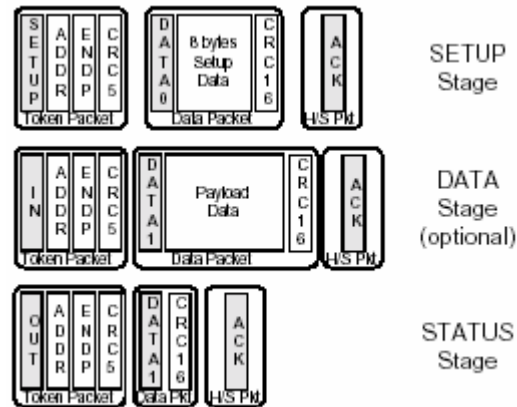


Fig.1.5. Transfert en mode contrôle

ii. Transfert en mode Interrupt

Ce mode de transfert est également compatible avec l'USB moyenne et basse vitesse. Il est destiné à des échanges limités et périodiques. Il garantit la reprise sur les erreurs, et est utilisé pour des transferts à l'initiative du périphérique (asynchrones) et pour des transferts périodiques ou permanents comme les claviers (Fig.1.6).



Fig.1.6. Transfert en mode interrupt

iii. Transfert en mode Isochrone

Ce mode de transfert est uniquement compatible avec la moyenne vitesse de l'USB. La bande passante est garantie, par contre dans ce mode il n'y a pas de reprise sur erreur. Il est utilisé pour des transferts nécessitant un flux de données régulier comme les caméras ou les téléphones (Fig.1.7).



Fig.1.7. Transfert en mode isochrone

iv. Transfert en mode Bulk

Ce mode de transfert est uniquement compatible avec l'USB moyenne vitesse. Il est réservé pour les gros transferts de données (ex : imprimantes...). Le débit est variable et dépend de la disponibilité. Ce mode assure la reprise sur les erreurs (Fig.1.8).

Les échanges isochrones sont les plus privilégiés dans le sens où l'hôte leur réserve

une bande passante garantie. Celui-ci peut refuser l'accès au bus à un périphérique s'il juge que les ressources qu'il requiert ne sont pas disponibles.

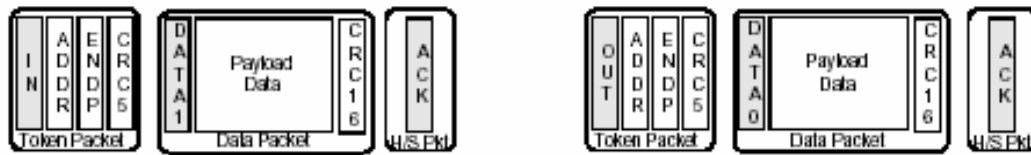


Fig.1.8. Transfert en mode bulk (in et out)

1.2.6. Enumération

Le terme *énumération* désigne un processus USB par lequel le système identifie et configure le périphérique, en lui donnant une adresse unique. C'est une gestion dynamique de la connexion et de la déconnexion des périphériques reliés à un bus USB. En effet, lors de la connexion (ou déconnexion) il y a une phase de détection et une phase d'identification effectuée par l'hôte. Lors de cette phase, le périphérique fournit à l'hôte une suite de descripteurs permettant son identification complète. L'hôte lui assigne une adresse unique. Le driver correspondant est automatiquement chargé.

1.2.7. Descripteurs

Tout composant USB doit obligatoirement posséder les descripteurs standard. Tous les transferts d'informations durant la phase d'énumération, se font suivant le type Contrôle.

Lors du branchement du périphérique, l'hôte doit le reconnaître. Tout le processus d'énumération se fait grâce aux descripteurs qui sont rassemblés dans un fichier texte, qui est ensuite programmé dans le système USB. Ces descripteurs fournissent au PC toutes les informations nécessaires à son identification, telles que la puissance utile, le type de périphérique, le dispositif de transfert de données, le module de gestion... etc.

Généralement, dans la plupart des périphériques, toutes ces informations sont stockées dans la ROM des composants, et lors de l'énumération, le périphérique envoie simplement ce fichier pour se faire connaître. Les descripteurs standard indispensables sont regroupés en 4 catégories :

- Descripteur de périphérique (Device descriptor).
- Descripteur de configuration (Configuration descriptor).
- Descripteur d'interface (Interface descriptor).
- Descripteur de terminaison (Endpoint descriptor).

D'autres descripteurs spécifiques à chaque périphérique USB sont possibles :

- Device_qualifier descriptor qui sont uniquement nécessaires pour les composants USB à moyenne et haute vitesse.
- Other_speed_configuration descriptor qui sont également nécessaires pour les composants USB à moyenne et haute vitesse.

- Strings descriptor pour stocker du texte comme par exemple le nom du vendeur ou du produit.
- Interface_power descriptor qui sont uniquement compatibles avec l'USB 2.0 et permettent d'avoir des informations sur la gestion de l'énergie.

1.2.8. Classes de périphériques

La plupart des périphériques USB partagent des qualités avec d'autres, comme les imprimantes, les disques durs et les souris. Lorsqu'un groupe de périphériques partage les mêmes attributs, cela définit la spécification des classes [Axe 01].

Ces classes offrent plusieurs avantages. Elles facilitent le développement des drivers, et détaillent l'implémentation de ces derniers. La spécification de classe définit le nombre et le type de terminaisons supportées par celle-ci. Elle peut encore définir le format de données à transférer, incluant les informations de contrôle. La classe HID définit comment interpréter les données envoyées par un clavier, une souris, etc.

Annexe 2

2. BOUCLE DE RETROACTION NEGATIVE

Cet étage amplificateur est inséré avec le préamplificateur, dont le but est d'inverser l'interférence en mode commun provoquée par les électrodes, et de l'injecter dans le corps du patient. Le gain approprié est entre 30 à 50 selon les recommandations de AAMI (*Association for the Advancement of Medical Instrumentation*). La sortie de cet amplificateur est connectée à l'électrode collée sur la jambe du patient [Bur 00].

L'implémentation de cette boucle permet de porter le potentiel de mode commun, l'inverser et le maintenir. Cela, pour essayer d'induire un courant opposé à celui circulant à travers le corps provoquant le bruit. Mais, il existe toujours une petite phase résiduelle entre le bruit existant dans le corps et le courant qui l'oppose, ce qui laisse circuler un petit signal de bruit. Il peut provenir du couplage capacitif entre l'alimentation et les câbles des électrodes.

Cette boucle de rétroaction a l'avantage qu'elle ne présente pas un chemin de faible impédance vers la masse de l'électrode de référence. Seulement cette technique est implémentée sur quelques circuits comme l'AD620. La figure ci-dessous montre le schéma électrique approprié (Fig.2.1).

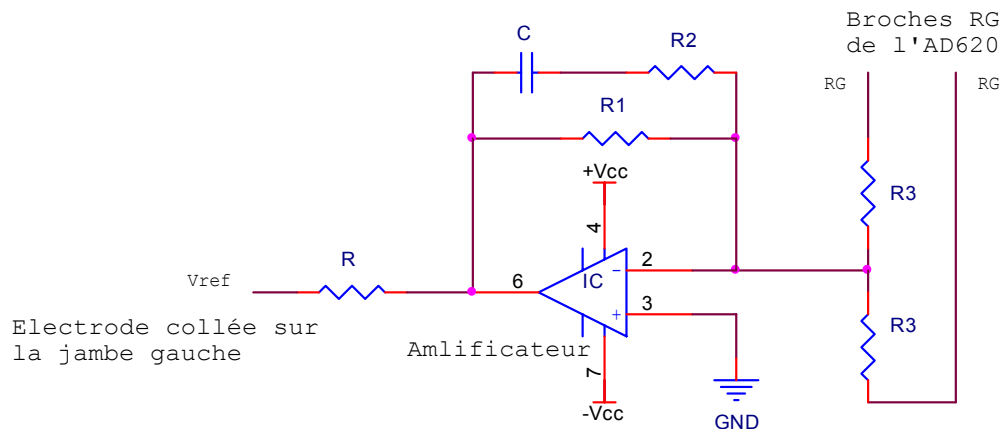


Fig.2.1. Boucle de rétroaction négative

Le gain de cette boucle est défini par :

$$G = R1 / R3 \quad (2.1)$$

Annexe 3

3. AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION DE BASE

La figure ci-dessous (Fig.3.1) illustre un amplificateur d'instrumentation. Les amplis-Op 1 et 2 forment des configurations sans inversion fournissant une impédance d'entrée et un gain en tension élevés. Le 3^{ème} est utilisé comme amplificateur différentiel à gain unitaire.

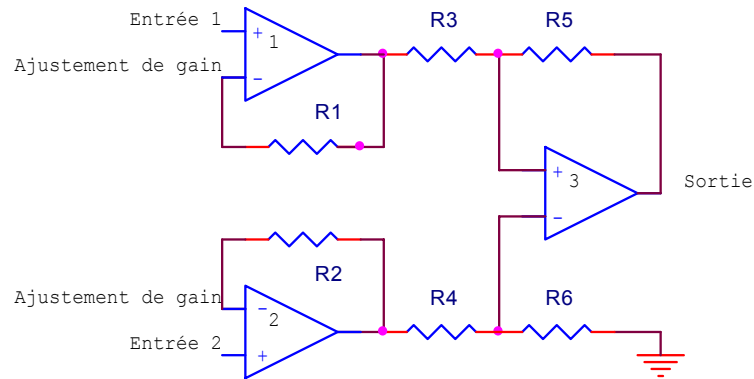


Fig.3.1. Amplificateur d'instrumentation de base

La résistance R_g détermine le gain. Elle est connectée de façon externe comme c'est montré dans la figure ci-dessous (Fig.3.2).

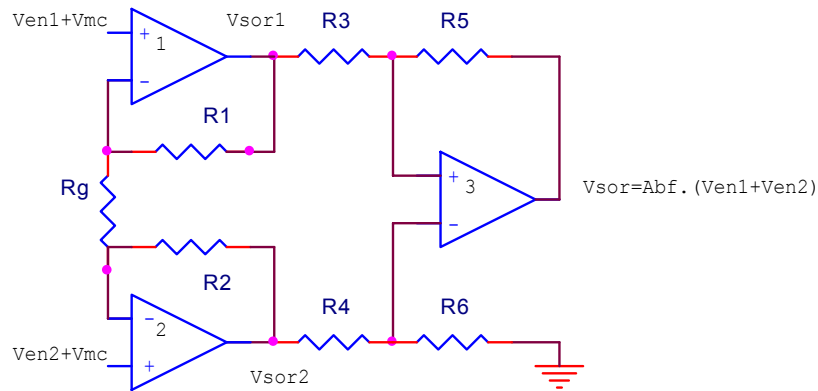


Fig.3.2. Ampli d'instrumentation et sa Résistance externe R_g déterminant le gain

L'ampli-Op 1 reçoit le signal d'entrée différentiel V_{en1} à son entrée (+). Le gain de ce signal est :

$$A_v = 1 + R_1 / R_g \quad (3.1)$$

Il reçoit également le signal V_{en2} sur son entrée inverseuse (-) en provenance de l'ampli-Op 2. V_{en2} est amplifié par l'ampli-Op 1 avec un gain de :

$$A_v = R_1 / R_g \quad (3.2)$$

La tension en mode commun V_{mc} de l'entrée positive est amplifiée par le faible gain de mode commun de l'ampli-Op1. La tension de sortie totale de l'ampli-Op 1 est :

$$V_{sor1} = \left(1 + \frac{R_1}{Rg}\right).V_{en1} - \left(\frac{R_1}{Rg}\right).V_{en2} + V_{mc} \quad (3.3)$$

De même pour l'ampli-Op 2 :

$$V_{sor2} = \left(1 + \frac{R_2}{Rg}\right).V_{en2} - \left(\frac{R_2}{Rg}\right).V_{en1} + V_{mc} \quad (3.4)$$

L'ampli-Op 3 reçoit V_{sor1} sur l'une de ses entrées et V_{sor2} sur l'autre. Donc, la tension différentielle dirigée vers l'ampli-Op 3 est égale à :

$$V_{en3} = V_{sor2} - V_{sor1} \quad (3.5)$$

$$V_{sor2} - V_{sor1} = \left(1 + \frac{R_2}{Rg} + \frac{R_1}{Rg}\right).V_{en2} - \left(1 + \frac{R_2}{Rg} + \frac{R_1}{Rg}\right).V_{en1} + V_{mc} - V_{mc} \quad (3.6)$$

Si $R_1=R_2=R$:

$$V_{sor2} - V_{sor1} = \left(1 + \frac{2R}{Rg}\right).V_{en2} - \left(1 + \frac{2R}{Rg}\right).V_{en1} + V_{mc} - V_{mc} \quad (3.7)$$

Puisque les tensions en mode commun sont égales (V_{mc}), elles s'annulent entre elles. Donc, on aura :

$$V_{sor2} - V_{sor1} = \left(1 + \frac{2R}{Rg}\right).(V_{en2} - V_{en1}) \quad (3.8)$$

L'ampli-Op possède un gain unitaire car $R_3=R_5=R_4=R_6$ et que $A_V=R_5/R_3=R_6/R_4$.

La sortie finale de l'amplificateur d'instrumentation est (sortie de l'ampli-Op 3) :

$$V_{sor} = 1.(V_{sor2} - V_{sor1}) = \left(1 + \frac{2R}{Rg}\right).(V_{en2} - V_{en1}) \quad (3.9)$$

Le gain en boucle fermée se résume à :

$$A_{bf} = \frac{V_{sor}}{V_{en2} - V_{en1}} = 1 + \frac{2R}{Rg} \quad (3.10)$$

Où $R_1=R_2=R$. Cette équation démontre que le gain de l'amplificateur d'instrumentation peut être déterminé par la valeur de la résistance externe Rg lorsque R_1 et R_2 possèdent des valeurs connues fixes.

Annexe 4

4. FICHES TECHNIQUES DES COMPOSANTS

4.1. Fiche technique de l'AD524



Precision
Instrumentation Amplifier

AD524

FEATURES

Low Noise: $0.3 \mu\text{V p-p}$ 0.1 Hz to 10 Hz
Low Nonlinearity: 0.003% ($G = 1$)
High CMRR: 120 dB ($G = 1000$)
Low Offset Voltage: $50 \mu\text{V}$
Low Offset Voltage Drift: $0.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Gain Bandwidth Product: 25 MHz
Pin Programmable Gains of 1, 10, 100, 1000
Input Protection, Power On-Power Off
No External Components Required
Internally Compensated
MIL-STD-883B and Chips Available
16-Lead Ceramic DIP and SOIC Packages and
20-Terminal Leadless Chip Carriers Available
Available in Tape and Reel in Accordance
with EIA-481A Standard
Standard Military Drawing Also Available

PRODUCT DESCRIPTION

The AD524 is a precision monolithic instrumentation amplifier designed for data acquisition applications requiring high accuracy under worst-case operating conditions. An outstanding combination of high linearity, high common mode rejection, low offset voltage drift and low noise makes the AD524 suitable for use in many data acquisition systems.

The AD524 has an output offset voltage drift of less than $25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, input offset voltage drift of less than $0.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, CMR above 90 dB at unity gain (120 dB at $G = 1000$) and maximum nonlinearity of 0.003% at $G = 1$. In addition to the outstanding dc specifications, the AD524 also has a 25 kHz gain bandwidth product ($G = 1000$). To make it suitable for high speed data acquisition systems the AD524 has an output slew rate of $5 \text{ V}/\mu\text{s}$ and settles in $15 \mu\text{s}$ to 0.01% for gains of 1 to 100.

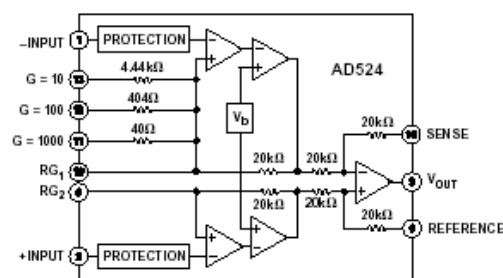
As a complete amplifier the AD524 does not require any external components for fixed gains of 1, 10, 100 and 1000. For other gain settings between 1 and 1000 only a single resistor is required. The AD524 input is fully protected for both power-on and power-off fault conditions.

The AD524 IC instrumentation amplifier is available in four different versions of accuracy and operating temperature range. The economical "A" grade, the low drift "B" grade and lower drift, higher linearity "C" grade are specified from -25°C to $+85^\circ\text{C}$. The "S" grade guarantees performance to specification over the extended temperature range -55°C to $+125^\circ\text{C}$. Devices are available in 16-lead ceramic DIP and SOIC packages and a 20-terminal leadless chip carrier.

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD524 has guaranteed low offset voltage, offset voltage drift and low noise for precision high gain applications.
2. The AD524 is functionally complete with pin programmable gains of 1, 10, 100 and 1000, and single resistor programmable for any gain.
3. Input and output offset nulling terminals are provided for very high precision applications and to minimize offset voltage changes in gain ranging applications.
4. The AD524 is input protected for both power-on and power-off fault conditions.
5. The AD524 offers superior dynamic performance with a gain bandwidth product of 25 MHz, full power response of 75 kHz and a settling time of $15 \mu\text{s}$ to 0.01% of a 20 V step ($G = 100$).

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

4.2. Fiche technique de l'op07

Ultralow Offset Voltage
Operational Amplifiers

OP07

FEATURES

Low V_{OS} : 75 μV Max
 Low V_{OS} Drift: 1.3 $\mu V/^{\circ}C$ Max
 Ultra-Stable vs. Time: 1.5 μV /Month Max
 Low Noise: 0.6 μV p-p Max
 Wide Input Voltage Range: $\pm 14 V$
 Wide Supply Voltage Range: 3 V to 18 V
 Fits 725, 108A/308A, 741, AD510 Sockets
 125 $^{\circ}C$ Temperature-Tested Dice

APPLICATIONS

Wireless Base Station Control Circuits
 Optical Network Control Circuits
 Instrumentation
 Sensors and Controls
 Thermocouples
 RTDs
 Strain Bridges
 Shunt Current Measurements
 Precision Filters

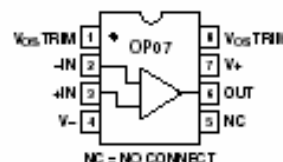
GENERAL DESCRIPTION

The OP07 has very low input offset voltage (75 μV max for OP07E) which is obtained by trimming at the wafer stage. These low offset voltages generally eliminate any need for external nulling. The OP07 also features low input bias current (± 4 nA for OP07E) and high open-loop gain (200 V/mV for OP07E). The low offsets and high open-loop gain make the OP07 particularly useful for high-gain instrumentation applications.

The wide input voltage range of $\pm 13 V$ minimum combined with high CMRR of 106 dB (OP07E) and high input impedance provides high accuracy in the noninverting circuit configuration. Excellent linearity and gain accuracy can be maintained even at

PIN CONNECTIONS

Epoxy Mini-Dip (P-Suffix)
 8-Pin SO (S-Suffix)



high closed-loop gains. Stability of offsets and gain with time or variations in temperature is excellent. The accuracy and stability of the OP07, even at high gain, combined with the freedom from external nulling have made the OP07 an industry standard for instrumentation applications.

The OP07 is available in two standard performance grades. The OP07E is specified for operation over the $0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$ range, and OP07C over the $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range.

The OP07 is available in epoxy 8-lead Mini-DIP and 8-lead SOIC. It is a direct replacement for 725, 108A, and OP05 amplifiers; 741-types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer. For improved specifications, see the OP177 or OP177. For ceramic DIP and TO-99 packages and standard micro circuit (SMD) versions, see the OP77.

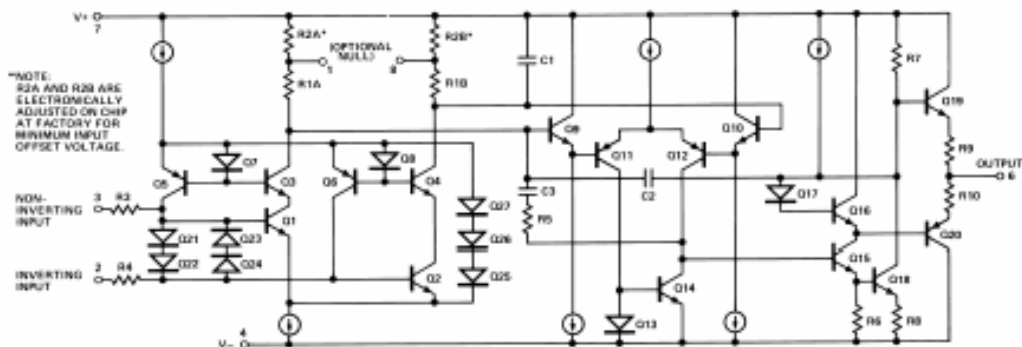


Figure 1. Simplified Schematic

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700
 Fax: 781/326-8703

www.analog.com
 © Analog Devices, Inc., 2002

4.3. Fiche technique du LF356



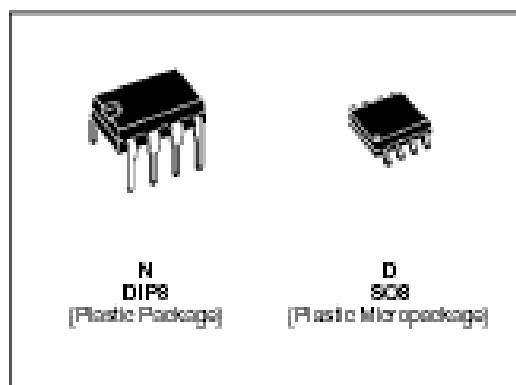
LF155-LF255-LF355
LF156-LF256-LF356
LF157-LF257-LF357

WIDE BANDWIDTH SINGLE J-FET OPERATIONAL AMPLIFIERS

- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- HIGH SPEED J-FET OP-AMPS : up to 20MHz, 50V/ μ s
- OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT DOES NOT DEGRADE DRIFT OR COMMON-MODE REJECTION AS IN MOST OF MONOLITHIC AMPLIFIERS
- INTERNAL COMPENSATION AND LARGE DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE CAPABILITY (UP TO $V_{CC}^{(+)}$)

TYPICAL APPLICATIONS

- PRECISION HIGH SPEED INTEGRATORS
- FAST D/A AND CONVERTERS
- HIGH IMPEDANCE BUFFERS
- WIDEBAND, LOW NOISE, LOW DRIFT AMPLIFIERS
- LOGARITHMIC AMPLIFIERS
- PHOTOCELL AMPLIFIERS
- SAMPLE AND HOLD CIRCUITS



ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LF355, LF356, LF357	0°C, +70°C	•	•
LF255, LF256, LF257	-40°C, +105°C	•	•
LF155, LF156, LF157	-55°C, +125°C	•	•

Example : LF355N

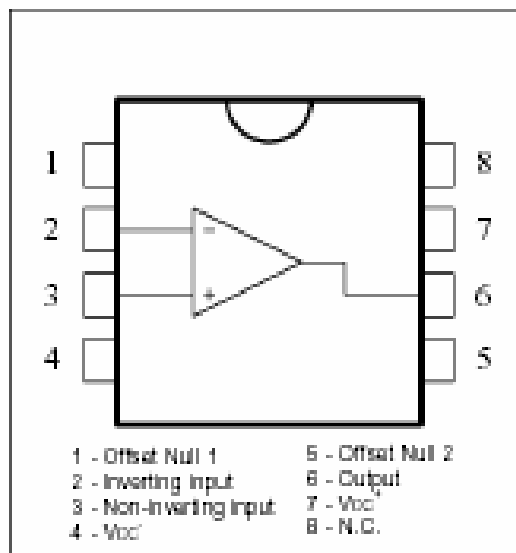
DESCRIPTION

These circuits are monolithic J-FET input operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET on the same chip with standard bipolar transistors.

These amplifiers feature low input bias and offset currents, low input offset voltage and input offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection.

The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise level.

PIN CONNECTIONS (top view)



4.4. Fiche technique du LF198

Philips Semiconductors Linear Products

Product specification

Sample-and-hold amplifiers

LF198/LF298/LF398

DESCRIPTION

The LF198/LF298/LF398 are monolithic sample-and-hold circuits which utilize high-voltage ion-implant JFET technology to obtain ultra-high DC accuracy with fast acquisition of signal and low droop rate. Operating as a unity gain follower, DC gain accuracy is 0.002% typical and acquisition time is as low as 6 μ s to 0.01%. A bipolar input stage is used to achieve low offset voltage and wide bandwidth. Input offset adjust is accomplished with a single pin and does not degrade input offset drift. The wide bandwidth allows the LF198 to be included inside the feedback loop of 1MHz op amps without having stability problems. Input impedance of $10^{10}\Omega$ allows high source impedances to be used without degrading accuracy.

P-channel junction FETs are combined with bipolar devices in the output amplifier to give droop rates as low as 5mV/min with a 1 μ F hold capacitor. The JFETs have much lower noise than MOS devices used in previous designs and do not exhibit high temperature instabilities. The overall design guarantees no feedthrough from input to output in the hold mode even for input signals equal to the supply voltages.

Logic inputs are fully differential with low input current, allowing direct connection to TTL, PMOS, and CMOS; differential threshold is 1.4V. The LF198/LF298/LF398 will operate from ± 5 V to ± 18 V supplies. They are available in 8-pin plastic DIP, 8-pin Cerdip, and 14-pin plastic SO packages.

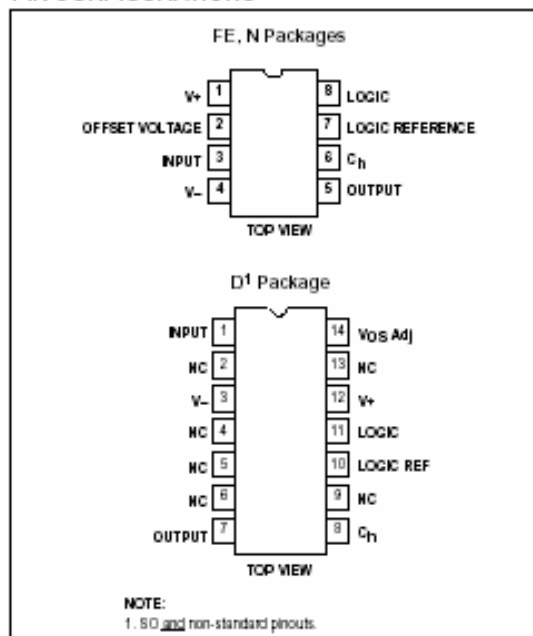
FEATURES

- Operates from ± 5 V to ± 18 V supplies
- Less than 10 μ s acquisition time
- TTL, PMOS, CMOS compatible logic input
- 0.5mV typical hold step at CH=0.01 μ F
- Low input offset
- 0.002% gain accuracy
- Low output noise in hold mode
- Input characteristics do not change during hold mode
- High supply rejection ratio in sample or hold
- Wide bandwidth

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LF198FE	0580A
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	LF398D	0175D
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to +70°C	LF398FE	0580A
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	LF398N	0404B
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-25°C to +85°C	LF298FE	0580A
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LF298N	0404B

PIN CONFIGURATIONS



APPLICATION

- The LF198/LF298/LF398 are ideally suited for a wide variety of sample-and-hold applications, including data acquisition, analog-to-digital conversion, synchronous demodulation, and automatic test setup

4.5. Fiche technique de l'ADC574AK

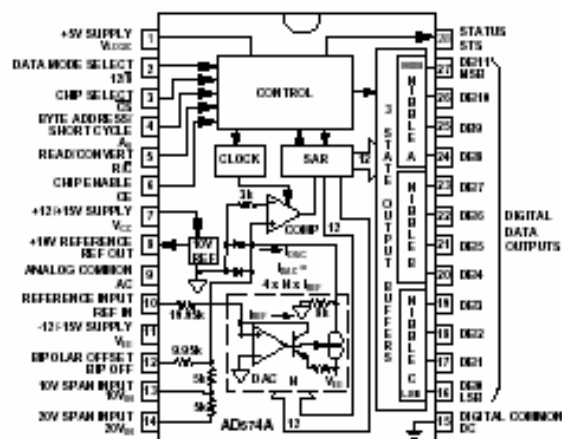


Complete
12-Bit A/D Converter

AD574A*

FEATURES

Complete 12-Bit A/D Converter with Reference and Clock
8- and 16-Bit Microprocessor Bus Interface
Guaranteed Linearity Over Temperature
0°C to +70°C – AD574AJ, K, L
–55°C to +125°C – AD574AS, T, U
No Missing Codes Over Temperature
35 μ s Maximum Conversion Time
Buried Zener Reference for Long-Term Stability and Low Gain T.C. 10 ppm/°C max AD574AL
12.5 ppm/°C max AD574AU
Ceramic DIP, Plastic DIP or PLCC Package
Available in Higher Speed, Pinout-Compatible Versions (15 μ s AD674B, 80 μ s AD774B; 10 μ s (with SHA) AD1674)
Available in Versions Compliant with MIL-STD-883 and JAN QPL

BLOCK DIAGRAM AND
PIN CONFIGURATION

PRODUCT DESCRIPTION

The AD574A is a complete 12-bit successive-approximation analog-to-digital converter with 3-state output buffer circuitry for direct interface to an 8- or 16-bit microprocessor bus. A high precision voltage reference and clock are included on-chip, and the circuit guarantees full-rated performance without external circuitry or clock signals.

The AD574A design is implemented using Analog Devices' Bipolar/I²L process, and integrates all analog and digital functions on one chip. Offset, linearity and scaling errors are minimized by active laser-trimming of thin-film resistors at the wafer stage. The voltage reference uses an implanted buried Zener for low noise and low drift. On the digital side, I²L logic is used for the successive-approximation register, control circuitry and 3-state output buffers.

The AD574A is available in six different grades. The AD574AJ, K, and L grades are specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range. The AD574AS, T, and U are specified for the –55°C to +125°C range. All grades are available in a 28-pin hermetically-sealed ceramic DIP. Also, the J, K, and L grades are available in a 28-pin plastic DIP and PLCC, and the J and K grades are available in ceramic LCC.

The S, T, and U grades in ceramic DIP or LCC are available with optional processing to MIL-STD-883C Class B; the T and U grades are available as JAN QPL. The Analog Devices' Military Products Databook should be consulted for details on /883B testing of the AD574A.

*Protected by U.S. Patent Nos. 3,803,590; 4,213,806; 4,511,413; RE 28,633.

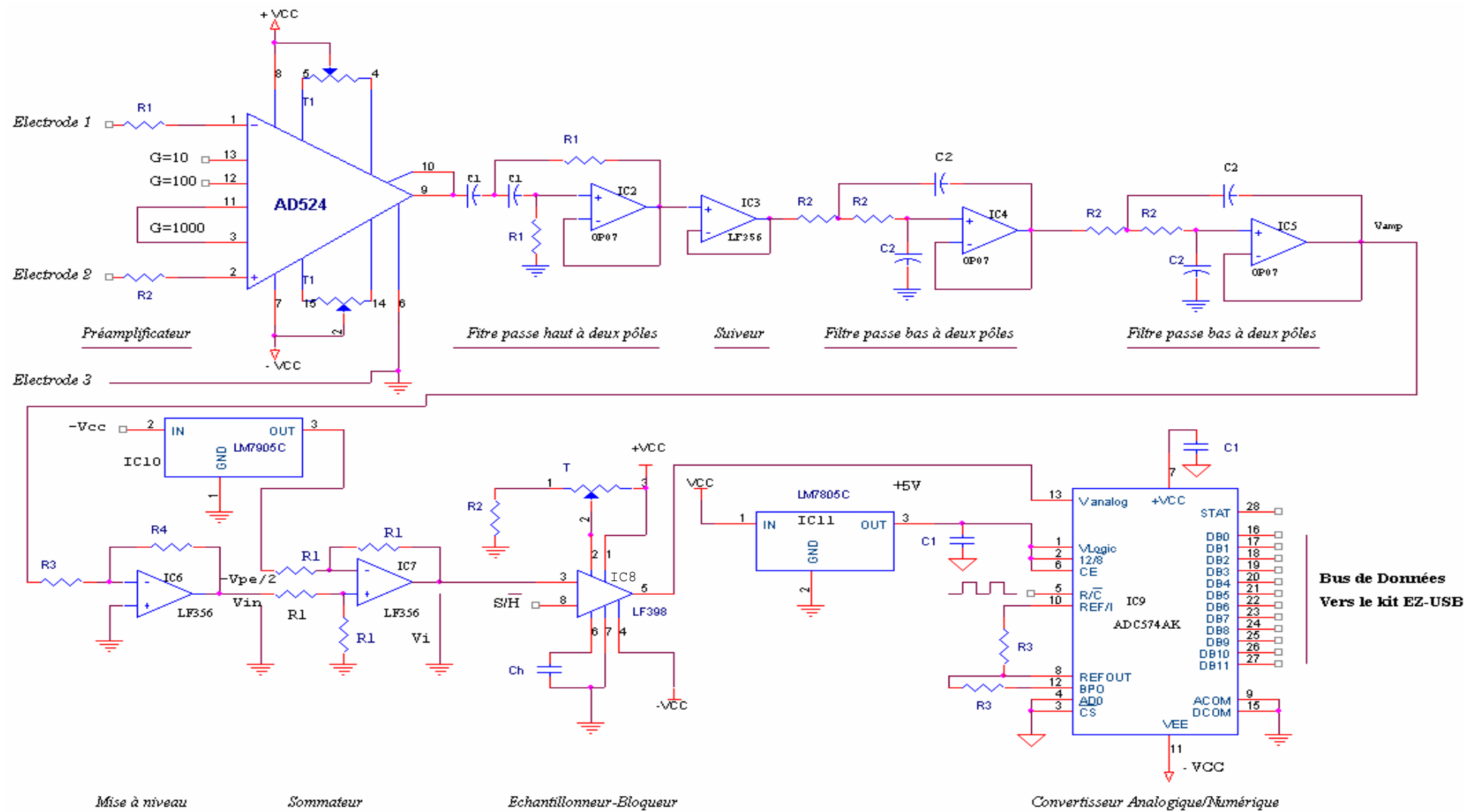
REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD574A interfaces to most 8- or 16-bit microprocessors. Multiple-mode three-state output buffers connect directly to the data bus while the read and convert commands are taken from the control bus. The 12 bits of output data can be read either as one 12-bit word or as two 8-bit bytes (one with 8 data bits, the other with 4 data bits and 4 trailing zeros).
2. The precision, laser-trimmed scaling and bipolar offset resistors provide four calibrated ranges: 0 volts to +10 volts and 0 volts to +20 volts unipolar, –5 volts to +5 volts and –10 volts to +10 volts bipolar. Typical bipolar offset and full-scale calibration errors of $\pm 0.1\%$ can be trimmed to zero with one external component each.
3. The internal buried Zener reference is trimmed to 10.00 volts with 0.2% maximum error and 15 ppm/°C typical T.C. The reference is available externally and can drive up to 1.5 mA beyond the requirements of the reference and bipolar offset resistors.
4. AD674B (15 μ s) and AD774B (8 μ s) provide higher speed, pin compatibility; AD1674 (10 μ s) includes on-chip Sample-and-Hold Amplifier (SHA).

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703



Title			
Schéma électrique du système de prélèvement du signal ECG			
Size	Document Number	Annexe 5	Rev
A4			
Date:	Sunday, July 30, 2006	Sheet	1 of 1

Annexe 6

6. NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

6.1. Préamplificateur

$2R, R=220k\Omega.$

$T_1=T_2=22k\Omega.$

$IC1=AD524.$

6.2. Filtre 40Hz

$2C_1, C_1=330\mu F.$

$2R_1, R_1=9K\Omega.$

$4C_2, C_2=33\mu F.$

$4R_2, R_2=120\Omega.$

$IC2=IC4=IC5=OP07.$

$IC3=LF356.$

150HZ

$2C_1, C_1=33\mu F.$

$2R_1, R_1=9K\Omega.$

$4C_2, C_2=100nF.$

$4R_2, R_2=11k\Omega.$

$IC2=IC4=IC5=OP07.$

$IC3=LF356.$

6.3. Mise à niveau

$R3=1k\Omega.$

$R4=7k\Omega.$

$IC6=LF356.$

6.4. Etage de conversion Analogique/Numérique

$4R5, R5=100k\Omega.$

$T3=22k\Omega.$

$R6=21k\Omega.$

$C3=0,01\mu F.$

$IC7=LF356.$

$IC8=LF198.$

$IC10=LM7905.$

$2R7, R7=50\Omega.$

$2C4, C4=0,47\mu F.$

$IC9=ADC574AK.$

$IC11=LM7805.$

() :

.Ag/AgCl

.AD524

. ADC574AK

.Cypress

EZ-USB

EZ-USB

:

ABSTRACT

In this work, a data acquisition system for physiological signals has been developed and a particular attention is dedicated to USB bus, which allows an easy data transfer in real time to a personal computer. The visualization on PC and the recording were possible with the use of the interactive computing tool which has been developed. The present work highlights the system which is divided into two parts : electronic (analogical and numerical), and physiologic which allows the ECG signal swab using the Ag/AgCl surface electrodes. In the electronic part, a complete monitoring system has been studied and realized. The conditioning circuit is planned around the AD524 instrumentation amplifier. The issued signal from the conditioner is transmitted to an analog/digital conversion stage which is built around the ADC574AK converter. The numerical part insures the acquisition management, based on the use of the EZ-USB board from Cypress firm. Experimental tests have been achieved in the laboratory of instrumentation for different subjects.

Key words :

ECG, derivation, electrode, EZ-USB, shielding, acquisition, graphic interface.

RÉSUMÉ

Dans ce travail, un système de recueil de signaux physiologiques à base du processeur AN2131QC a été développé et une attention particulière est dédiée au port USB, permettant de faciliter le transfert de données en temps réel vers le PC. La visualisation sur PC ainsi que l'enregistrement étaient possibles grâce à l'outil informatique interactif développé. Le présent travail met en valeur la partie système qui se divise en deux parties : électronique (analogique et numérique), et physiologique qui permet le recueil du signal ECG au moyen d'électrodes de surface Ag/AgCl. Dans la partie électronique, un système de monitoring complet a été étudié et réalisé. Le circuit de conditionnement est conçu à base de l'amplificateur d'instrumentation AD524. Le signal issu du circuit de conditionnement est transmis vers l'étage de conversion analogique/numérique réalisé à base du circuit de conversion ADC 574AK. La partie numérique assurant la gestion de l'acquisition est basée autour du kit EZ-USB de la firme Cypress. Des tests expérimentaux ont été effectués au laboratoire d'instrumentation sur des sujets différents.

Mots clés :

ECG, dérivation, électrode, EZ-USB, blindage, acquisition, interface graphique.