



جامعة أبو بكر بلقايد - تلمسان



Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen

Faculté de Technologie

Département de Génie Biomédical

Laboratoire de Recherche de Génie Biomédical

MEMOIRE DE PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du Diplôme de

MASTER en GENIE BIOMEDICAL

Spécialité : Instrumentation Biomédicale

Présenté par : CHOURAKI BILAL

REALISATION D'UN BIO-AMPLIFICATEUR

Soutenu le 23 Juin 2022 devant le Jury

Mr. DIB Nabil	<i>Prof</i>	Université de Tlemcen	Encadreur
Mr. KERAI Salim	<i>Prof</i>	Université de Tlemcen	Président
Mr. HAMZA CHERIF Lotfi	<i>Prof</i>	Université de Tlemcen	Examineur

Année universitaire 2021-2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Nous remercions ALLAH le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté de mener à terme ce présent travail.

Notre gratitude pour nos parents pour leurs encouragements et leurs soutien pendant tous les cycles de nos études et vie.

Nous remerciant Monsieur «DIB NABIL» d'avoir accepté de nous encadrer et nous lui somme très reconnaissant pour ses précieuses aides et son soutien, ses remarques pertinentes, sa disponibilité, sa confiance et les précieux conseils qu'il nous a prodigués tout le long de la réalisation de notre projet.

Aussi, nous tenons à remercier messieurs «KERAI SALIM» et «HAMZA CHERIF LOTFI», pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à notre travail en acceptant de faire partie de ce jury. C'est un honneur pour nous d'avoir l'occasion de discuter les résultats de nos recherches avec ces personnages.

Un grand remerciement aussi à l'ensemble des enseignants qui nous ont accompagnés le long de nos années dans l'université.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements pour tous les travaillons dans le magasin d'électronique et laboratoire. Sans oublier les personnes avec qui nous avons partagé les années d'études dans la faculté de technologie, surtout nos chères amies de promos instrumentation biomédical 2021/2022, auxquels nous souhaitons bon courage.

Dédicaces

Je voudrais dédier ce travail tout spécialement à mes chers parents, mes deux sœurs Hadjer et Ritadj qui m'ont élevé et soutenu tout au long de ma vie.

给一直支持我的未婚夫安莹

A toute ma famille,

A tous mes chers amis,

A tous qui mon aidé de proche ou de loin.

Chouraki

Bilal

ملخص:

تتضمن هذه المذكرة إنجاز جهاز لتضخيم الإشارات الفيزيولوجية الكهربائية للنشاط القلبي، النشاط العضلي والإشارات الكهربائية الدماغية. تضخيم هذه الإشارات يتم بواسطة مضخم للأجهزة والذي هو نفسه مصنوع من مضخمات تشغيلية (UA741) والتي تقيس فرق الكمون بين قطبين متبوعة بفلتر تماثلي يرتكز على ثلاثة أنواع من الفلاتر المدمجة في نفس الدارة، ويتم التحكم فيها بواسطة متحكم (أردوينو).

الكلمات المفتاحية: الإشارة الكهربائية للنشاط القلبي، الإشارة الكهربائية للنشاط العضلي، الإشارات الكهربائية الدماغية، مضخم، فلتر، متحكم (أردوينو).

Abstract:

This report consists in the realization of a device for the amplification of the electrophysiological signals ECG, EMG and EEG. The amplification of these signals is made by an instrumentation amplifier which is by itself made by operational amplifiers (UA741) which measures the difference of potential between two electrodes followed by an analogue filter. Stage based on three filters integrated in the same circuit, the selection of each signal is performed with a microcontroller (Arduino).

Keywords: ECG, EMG, EEG, Instrumentation Amplifier, Operational Amplifier, Filter, Microcontroller (Arduino).

Résumé :

Ce mémoire consiste à la réalisation d'un dispositif d'amplification des signaux électrophysiologiques ECG, EMG et EEG. L'amplification de ces signaux est faite par un amplificateur d'instrumentation qui est lui-même fait d'amplificateurs opérationnels (UA741) qui mesure la différence de potentiel entre deux électrodes suivi d'un filtre analogique. Etage basé sur trois filtres intégrés dans un même circuit, la sélection de chaque signal s'effectue avec un microcontrôleur (Arduino).

Mots clés: ECG, EMG, EEG, Amplificateur d'Instrumentation, Amplificateur Opérationnel, Filtre, Microcontrôleur (Arduino).

Sommaire

Remerciements	I
Dédicaces	II
Sommaire	IV
Liste des Figures	VII
Chapitre 01 :	2
Généralités sur les signaux électrophysiologiques	2
I.1.L'électrocardiographie :	3
I.1.1.historique :	3
I.1.2. Anatomie du cœur :	3
I.1.3 L'électrocardiogramme ECG :	4
I.1.4. La genèse du signal ECG :	5
I.1.5. Les caractéristiques temporelles de l'ECG:	6
I.1.6. Les caractéristiques fréquentielles de l'ECG :	6
I.1.7. Principe de mesure du signal ECG :	7
I.1.8.Dérivation électrocardiographique:	7
I.1.8.1 Les dérivations périphériques :	7
I.1.8.2 Les dérivations précordiales :	8
I.2 l'électromyographie :	9
I. 2.1 historique :	9
I. 2.2 L'Anatomie musculaire :	10
I. 2.3. Le couplage excitation – contraction :	11
I.2.4.Le signal EMG :	11
I. 2.4.1 Source de signal EMG :	11
I. 2.4.2 Caractéristiques du signal EMG:	13
I. 3. L'électroencéphalographie :	13
I. 3.1.historique :	13
I. 3.2. Anatomie du cerveau :	13
I.3.3.Fonctionnement élémentaire du neurone :	14
I.3.4 Définition de l'EEG:	15
I.3.5 les ondes cérébrales :	16
I.3.6.Etat de vigilance physiologique :	17
I.3.7. Evolution du tracé de la naissance jusqu'à l'âge adulte:	18
I.3.7.1 EEG normal du nouveau-né, avant 3 mois:	18

I.3.7.2 Evolution de l'EEG normal entre 3 et 12 mois:	19
I.3.7.3 Evolution de l'EEG normal entre 1 et 3 ans:	19
I.3.7.4 Evolution de l'EEG normal entre 3 et 5 ans:	19
I.3.7.5 Evolution de l'EEG normal entre 6 et 12 ans:	19
I.3.7.6 Evolution de l'EEG normal entre 12 et 20 ans:	20
I.3.7.7 Vieillessement:	20
I.3.8 Les capteurs:	20
I.3.8.1 Le principe:	20
I.3.8.2 Les différentes électrodes:	20
I.3.9 Emplacement des électrodes:	21
I.3.9.1 Le système 10-20:	21
I.4 conclusion:	22
Chapitre 02 :	23
Conception et la réalisation de circuit d'amplificateur biologique	23
II.1 Introduction:	24
II. 2 Configuration du système d'amplification :	24
II. 3 Le schéma bloc générale:	24
II. 4 Circuit de protection contre les phénomènes électriques transitoires:	25
II. 5 L'amplification:	26
II. 6 Amplificateur opérationnel idéal:	26
II.7 Amplificateur d'instrumentation :	27
II.8 Filtrage:	31
II.8.1 Généralités:	31
II.8.2. Définition de filtre :	31
Filtre idéal :	32
II.9 Simulation:	35
II.9.1 Le filtre passif passe-haut:	35
II.9.2 Circuit de filtrage ECG:	36
Le filtre actif passe-bas:	36
II.9.3 Circuit de filtrage EMG:	38
Le filtre actif passe-bas de structure de RAUCH:	38
II.9.4 Circuit de filtrage EEG :	40
Un filtre Actif passe-bas de type Fliege:	40
II.10 Alimentation :	41
II.11 Le Microcontrôleur:	42
II.11.1 l'Arduino:	42

II.11.2 l'Arduino IDE:	42
II.11.3 le rôle d'Arduino dans notre montage:	42
II.12 Conclusion :	43
Chapitre 03 :	44
Résultats & Interprétation	44
III .1 Introduction:	45
III.2 Résultats:	45
III.2.1 Le signal ECG:	45
III.2.1.1 l'amplification :	45
III.2.1.2 le filtrage:	46
III.2.2 Le signal EMG:	49
III.2.2.1 l'amplification :	50
III.2.2.2 le filtrage:	51
III.2.3 Le signal EEG:	53
III.2.3.1 l'amplification :	53
III.2.3.2 le filtrage:	54
III.2.4 Partie Microcontrôleur:	56
III.2.4.1 La réaction du circuit avec l'Arduino:	56
III.2.4.2 Le code Arduino utilisé:	57
III.3 Conclusion :	57
Annexe 01	IV
Annexe 02	IX
Annexe 03	XV
Les références bibliographiques de 1 ^{er} chapitre:	XXI
Les références bibliographiques de 2 ^{ème} chapitre:	XXII

Liste des Figures

Figure 1.1 Structure anatomique du cœur humain [2]	4
Figure 1.2 : Ondes et intervalles de l'ECG [7]	5
Figure 1.3 : Triangle d'Einthoven	7
Figure 1.4.1: Montage d'Einthoven pour l'enregistrement des dérivations bipolaires des membres	8
Figure 1.4.2: Montage de Goldberger [11]	8
Figure 1.5: Position des électrodes précordiales [13]	9
Figure 1.6 : ECG à 12 dérivations [13].....	9
Figure 1.7 : schéma descriptive de la composition musculaire.....	10
Figure 1.8: structure myofibrillaire.....	10
Figure 1.9: comportement d'une fibre musculaire.....	11
Figure 1.10 : Potentiel d'Action.	12
Figure 1.11: Génération du potentiel d'action de l'unité motrice (PAUM).....	13
Figure 1.12 : lobes cérébraux.....	14
Figure 1.13: structure de neurone.	15
Figure 1.14: Rythmes corticaux.....	17
Figure 1.15 : système standard international de placement des électrodes. A) vue de la gauche, B) vue de dessus.) Localisation et nomenclature des électrodes selon la société américaine l'électroencéphalographie.	21
Figure 2.1 : Schéma bloc de la chaine de mesure.....	24
Figure 2.2 : dispositifs de protection.....	25
Figure 2.3: Protection de l'amplificateur d'instrumentation contre les transitoires.	25
Figure 2.4 : a : Circuit de protection d'Amp-In sous Proteus ; b : Sub-circuit de protection sous Proteus.....	26
Figure 2.4: Amplificateur différentiel.....	28
Figure 2.5: Amplificateur d'instrumentation.	28
Figure 2.6: a : Circuit de changement de Rg contrôlé par un relais et un Arduino sous Proteus; b : Sub-circuit de changement de Rg contrôlé par un relais et un Arduino sous Proteus.	30
Figure 2.7: a : Circuit d'amplification des trois signaux sous Proteus; b : Sub-circuit d'amplification des trois signaux sous Proteus.....	30
Figure 2.8: Types des filtres.....	31
Figure 2.9: La réponse d'un filtre idéal	32
Figure 2.10: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas	33
Figure 2.11: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre passe-haut.....	33
Figure 2.12: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande.	34
Figure 2.13: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre coupe-bande.	34

Figure 2.14: a : Schéma électrique du circuit de filtre passe-haut sous Proteus; b : Sub-circuit de filtre passe-haut sous Proteus.....	35
Figure 2.15: Tracé de la réponse fréquentielle de filtre passe-haut sous Proteus.	36
Figure 2.16: Tracé de Bode du filtre passe-haut sous Multisim.	36
Figure 2.17: a : Schéma électrique du filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Proteus; b : Sub-circuit de filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Proteus.....	37
Figure 2.18: Tracé de la réponse fréquentielle de filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Proteus.....	37
Figure 2.19: Tracé de Bode du filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Multisim.	37
Figure 2.20: Filtre actif passe-bas structure RAUCH.	38
Figure 2.21: a : Schéma électrique du filtre actif passe-bas structure de RAUCH pour le signal EMG sous Proteus. b : Sub-circuit du filtre actif passe-bas structure RAUCH pour le signal EMG sous Proteus.....	39
Figure 2.22 : Tracé de la réponse fréquentielle de filtre actif passe-bas structure RAUCH pour le signal EMG sous Proteus.	39
Figure 2.23 : Tracé de Bode du filtre actif passe-bas structure de RAUCH de signal EMG sous Multisim.	39
Figure 2.24 : Circuit électronique structure de FLIEGE. [27].....	40
Figure 2.25 : a : Schéma électrique du filtre actif passe-bas de structure de FLIEGE pour le signal EEG sous Proteus; b : Sub-circuit du filtre actif passe-bas structure de FLIEGE pour le signal EEG sous Proteus.....	40
Figure 2.26: Tracé de la réponse fréquentielle de filtre actif passe-bas structure de FLIEGE pour le signal EEG sous Proteus.	41
Figure 2.27 : Tracé de Bode du filtre actif passe-bas structure de FLIEGE de signal EEG sous Multisim.	41
Figure 2.28 : Image d'Arduino UNO [27].....	42
Figure 2.29: Montage complète du circuit bioamplificateur sous Proteus.	43
Figure 2.30: a : Circuit d'alimentation de relai ; b : Sub-circuit de relai; c : les boutons poussoirs pour contrôler le signal à mesuré; d : le relai.(le tous sous Proteus).....	43
Figure 3.1: a : Circuit de simulation du signal ECG brut sous Proteus ; b : Sub-circuit de simulateur ECG sous Proteus.....	45
Figure 3.2: Les signaux ECG obtenu sur l'oscilloscope sous Proteus.....	46
Figure 3.3: La réponse de filtre ECG pour les basses fréquences sous Proteus.	47
Figure 3.4: La réponse de filtre ECG pour les fréquences dans la bande passante de filtre sous Proteus.....	48
Figure 3.5: La réponse de filtre ECG pour les hautes fréquences sous Proteus.	49
Figure 3.6: a : Circuit de simulation du signal EMG brut sous Proteus ; b : Sub-circuit de simulateur EMG sous Proteus.....	50
Figure 3.7 : Les signaux EMG obtenu sur l'oscilloscope sous Proteus.....	50

Figure 3.8 : La réponse de filtre EMG pour les fréquences dans la bande passante de filtre sous Proteus.....	51
Figure 3.9: La réponse de filtre EMG pour les hautes fréquences sous Proteus.....	52
Figure 3.10: Simulation du signal EEG brut on utilise le générateur du signal sous Proteus.....	53
Figure 3.11: Les signaux EEG obtenu sur l’oscilloscope sous Proteus (l’onde Gamma).	53
Figure 3.12: La réponse de filtre EEG pour les fréquences dans la bande passante de filtre sous Proteus.....	54
Figure 3.13 : La réponse de filtre EEG pour les hautes fréquences sous Proteus.....	55
Figure 3.14: réaction du circuit lorsqu’en presse sur les bouton sous Proteus.	56
Figure 3.15: Le code Arduino utilisé.	57

Introduction générale

Le monde où nous vivons aujourd'hui impose l'efficacité, la rapidité et la justesse. C'est la raison essentielle qui a poussé les chercheurs à s'intéresser, il y a quelques années, à une science qui permettrait de faciliter le quotidien de l'homme en lui offrant certains outils qui peuvent l'aider à optimiser son temps pour répondre aux exigences de la vie actuelle. La science dont nous parlons ne peut être autre que l'électronique, technique utilisant des variations de grandeurs électriques (charge, courant, champ électrique...) en vue de la transmission d'informations conformes aux attentes de beaucoup de disciplines.

De cette manière l'électronique s'est introduite dans quasiment tous les domaines de la vie quotidienne. Son évolution a permis l'invention puis le développement des appareils servant en informatique, en mécanique, en biologie, en médecine... Appliquée à cette dernière, l'électronique se voit dotée d'une nouvelle discipline connue sous le nom de génie biomédical.

Le génie biomédical représente donc une application des principes et des techniques de l'ingénierie dans le domaine médical visant au contrôle des systèmes biologiques ou au développement d'appareils servant au diagnostic et au traitement des patients. Grâce à des activités interdisciplinaires intégrant les sciences de l'ingénieur avec les sciences biomédicales et de la pratique clinique, le génie biomédical permet de contribuer d'abord à la compréhension des systèmes vivants puis d'apporter une amélioration de la santé humaine d'une part; puis dans une systémique, cette discipline va faire progresser les connaissances en ingénierie, en médecine et en biologie.

En fait, l'électronique appliquée aux sciences médicales regroupe plusieurs applications (Stimulateur cardiaque par exemple), et des appareils où l'électronique améliore simplement les caractéristiques (Stéthoscope électronique). Il est certain qu'en pratique quotidienne à domicile, l'environnement technique est beaucoup plus réduit.

En pratique ou dans notre vie il est souvent nécessaire de mesurer l'activité électrique humaine différentes pour le but de diagnostic de plusieurs maladies qui est en relation soit à l'activité cardiovasculaire (ECG) ou musculaire (EMG), encéphalique(EEG) etc.

Notre travail comporte une description détaillée des étapes essentielles qui permettant l'amplification et le filtrage de ces trois signaux sous forme d'un circuit unie appelé le « bio-amplificateur », elle est structurée en trois chapitres.

- Dans le premier chapitre, nous présentons une recherche bibliographique sur l'anatomie du système cardiaque, musculaire, encéphalique ainsi Nous décrivons également l'ECG, EMG, EEG.
- Dans le deuxième chapitre, nous présentant notre circuit pratiquement on commence par un schéma bloc général puis l'étude détaillé de chaque partie de circuit électronique, ainsi le rôle de chaque étage et la relation entre les différents étages.
- Dans le troisième chapitre, on va présenter les différents signaux amplifiés et filtrés récupérés en cas d'une simulation et en cas réel.

Chapitre 01 :
Généralités sur les signaux électrophysiologiques

I. Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter les caractéristiques des certains signaux biomédicaux. En particulier les signaux d'électrocardiographie(ECG), électromyographie (EMG), électroencéphalographie (EEG). Afin de comprendre la genèse des signaux, on va décrire et illustrer l'anatomie du cœur, des muscles et des cellules nerveuses.

I.1.L'électrocardiographie :

I.1.1.historique :

1842: Un physicien italien Carlo Matteucci montre qu'un courant électrique accompagné chaque battement cardiaque.

1887: Un physiologiste anglais John Burden publie le premier électrocardiogramme d'un humain.

1897: Clément Ader, ingénieur électronique, adapte un système d'amplification appelé Galvanomètre à corde, jusque-là utilisé pour les communications télégraphiques sous-marines.

1903: Einthoven parvient à recueillir ces courants d'une manière satisfaisante en Utilisant un montage électrique rappelant le pont de Wheatstone. Il obtiendra en 1924 un prix Nobel pour ses travaux sur l'électrocardiographie. Les dérivations précordiales sont utilisées pour le diagnostic m médical à partir de 1932 et les dérivations frontales unipolaires à partir de 1942, ce qui permet à Emanuel Goldberger le réaliser le premier tracé sur 12 voies.

Aujourd'hui l'électrocardiographie est une technique relativement peu coûteuse, permettant à l'aide d'un examen indolore et sans danger, de surveiller l'appareil cardiocirculatoire, notamment pour la détection des troubles du rythme me et la prévention de l'infarctus du myocarde.[1].

I.1.2. Anatomie du cœur :

Le cœur est une machine motrice vivante, une véritable pompe destinée à distribuer le fluide nourricier et excitateur des fonctions à tous les organes de notre corps.

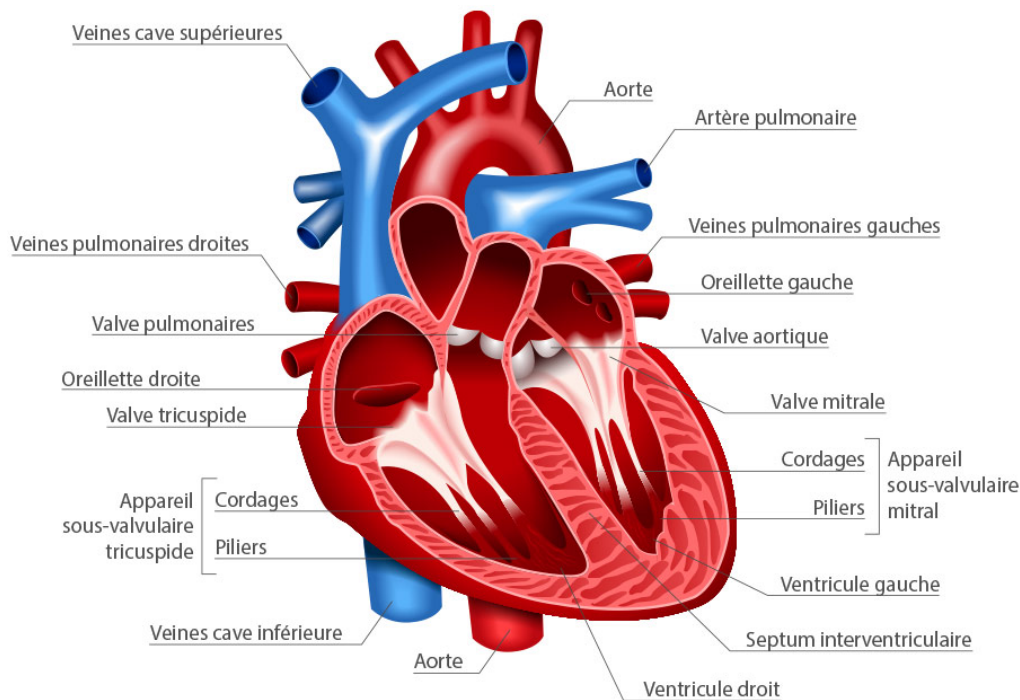


Figure 1.1 Structure anatomique du cœur humain [2]

Dans le cœur humain, on voit quatre compartiments ou cavités : deux cavités forment la partie supérieure ou base du cœur, appelées oreillettes et recevant le sang de toutes les parties du corps au moyen de gros tuyaux nommés veines, deux cavités forment la partie inférieure ou la pointe du cœur, appelées ventricules et destinées à chasser le liquide sanguin dans toutes les parties du corps au moyen de gros tuyaux nommés artères. La figure 1.1 montre la structure anatomique du cœur humain (la couleur rouge indique l'artère qui est riche en oxygène et la couleur bleue indique la veine qui est riche en sang et pauvre en dioxygène) [3].

I.1.3 L'électrocardiogramme ECG :

L'électrocardiographie est l'étude des variations de l'enregistrement de l'activité électrique des cellules cardiaques, dont dépend la contraction du cœur.

Cet examen permet une évaluation sémiologique et diagnostique pour aboutir à une action thérapeutique [4].

L'ECG enregistre les impulsions électriques qui déclenchent les contractions cardiaques. Au repos, les cellules sont chargées négativement à l'intérieur. Lors de la contraction, les cellules se dépolarisent. Ainsi, une onde progressive de stimulation traverse le cœur, entraînant la contraction du myocarde.

Les ondes de dépolarisation et de repolarisation sont enregistrées sur l'ECG. Le signal graphique enregistrable est l'électrocardiogramme (ECG). Ce signal, modifié en cas d'anomalie de la commande de l'influx électrique ou de sa propagation, de la masse globale et régionale des cellules ou de leur souffrance éventuelle, donne des renseignements importants et très utilisés en cardiologie [5].

Un électrocardiogramme (ECG) est une trace graphique du courant électrique généré par le muscle du cœur durant un battement cardiaque. Il offre une information sur la condition et la performance du cœur.

I.1.4. La genèse du signal ECG :

Le myocarde a comme particularité de présenter une dépolarisation spontanée. Cette activité électrique va générer une dépolarisation qui se propage à l'intérieur du cœur par l'intermédiaire du système nerveux intrinsèque, Cette activité intrinsèque du cœur s'apprécie sur le tracé ECG [6].

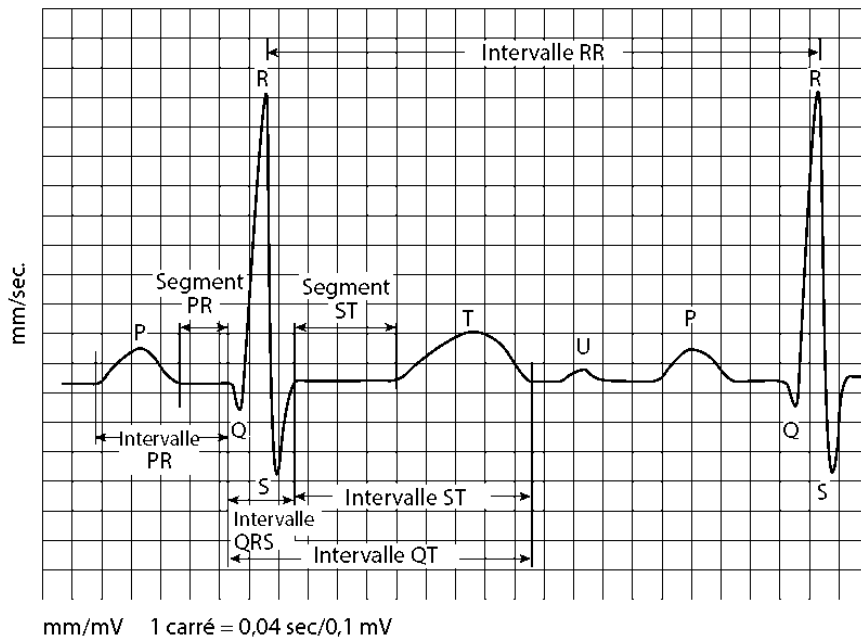


Figure 1.2 : Ondes et intervalles de l'ECG [7]

❖ L'onde P :

Elle est liée à la dépolarisation auriculaire. C'est une onde de petite amplitude, arrondie, parfois diphasique. Le rythme physiologique est dit sinusal. Dans ce cas les ondes P auriculaires précèdent régulièrement les complexes ventriculaires. Les ondes P dites « sinusales » sont toujours positives en D1 et en D2. La repolarisation auriculaire n'est pas visible sur l'ECG normal car elle est masquée par la dépolarisation ventriculaire.

❖ Intervalle PQ :

C'est un court segment iso électrique qui sépare l'onde P du complexe ventriculaire.

Il représente l'intervalle du temps entre le début de la dépolarisation des oreillettes et le début de la dépolarisation ventriculaire. Il représente le temps nécessaire à l'impulsion électrique pour se propager du nœud sinusal jusqu'aux ventricules et il est mesuré entre le début de l'onde P et le début du complexe QRS.

❖ **Complexe QRS :**

Il témoigne de la dépolarisation ventriculaire, et se compose de plusieurs déflexions rapides :

- L'onde Q : Physiologiquement, elle est de faible amplitude (moins du tiers du complexe QRS) et de durée brève (inférieure à 0,04 seconde).
- L'onde R : Elle est par définition la première onde positive, qu'elle soit ou non précédée d'une onde Q.
- L'onde S : Est une onde négative qui fait suite à une onde R.

❖ **Segment ST :**

Il correspond au début de la repolarisation ventriculaire. Il est généralement isoélectrique et suit horizontalement la ligne de base.

❖ **Onde T :**

Elle est le témoin électrique de la repolarisation ventriculaire. Sa durée est imprécise du fait de sa fin progressive. Elle est généralement dirigée dans le même sens que le complexe QRS. Sa forme est asymétrique, avec un premier versant en pente faible, un sommet arrondi et un 2ème versant descendant en pente rapide.

❖ **Onde U :**

C'est une onde positive de faible amplitude, inconstante, qui débute à la fin de l'onde T, et dont l'origine demeure discutée [8].

I.1.5. Les caractéristiques temporelles de l'ECG:

Les valeurs des paramètres de l'ECG est couramment constatées chez un adulte en bonne santé sont présentées dans le tableau ci-dessous :

	Onde P	Complexe QRS	Onde T	Intervalle PQ	Intervalle ST	Intervalle QT	Onde R
Durée (s)	< 0,11	0.08	0.2	0.12-0.2	0.2	0.36	0.07-0.1
Amplitude (mv)	< 0,25	Qa<0, Ra>0, Sa<0	>0	Isoélectrique: 0	Isoélectrique: 0	-	1.60

Tableau 1.1 Paramètres caractérisant un battement cardiaque [9]

I.1.6. Les caractéristiques fréquentielles de l'ECG :

L'étude de Thakor et al. Présente l'analyse spectrale de l'ECG, avec une analyse spectrale des complexes QRS isolés ainsi que différentes sources de bruit. Les spectres observés après moyen-âge sur 150 battements. Il a été démontré que les composantes fréquentielles d'un ECG normal ont les caractéristiques suivantes :

- le spectre de l'ECG s'étend entre une fréquence nulle et environ 100 Hz.
- l'onde P se caractérise par une bande spectrale de basse fréquence et de faible amplitude, ses composantes fréquentielles sont entre 0, 5 Hz et 10 Hz.
- l'onde T se caractérise sur une bande spectrale analogue à celle de l'onde P entre 0,5Hz et 10 Hz.
- le complexe QRS possède un contenu fréquentiel bien plus important que les autres ondes de l'ECG. Ses composantes fréquentielles sont entre 10 Hz et 15 Hz.
- le contenu fréquentiel de la ligne de base et des éventuels artefacts de mouvement se situe entre 0, 5 Hz et 7 Hz. [9]

I.1.7. Principe de mesure du signal ECG :

Le signal ECG enregistre l'activité électrique du cœur. Lorsque la cellule est excitée par un stimulus mécanique, chimique ou électrique, une dépolarisation représente la phase 0 du potentiel d'action. La variation du champ électrique entourant la cellule «propagation de la dépolarisation» génère un vecteur électrique et lorsque ce vecteur se dirige vers l'électrode, une déflexion négative est observée.

Lorsque plusieurs cellules sont dépolarisées simultanément, l'ensemble des vecteurs élémentaires génère un vecteur résultant qui déterminera l'axe électrique de l'onde P, du QRS et de l'onde T. [10]

I.1.8.Dérivation électrocardiographique:

Un ECG standard comporte au minimum 12 dérivations, 6 dans le plan frontal et 6 dans le plan horizontal.

I.1.8.1 Les dérivations périphériques :

❖ Les dérivations d'Einthoven :

- DI est positive dans le sens R vers L.
- DII est positive dans le sens R vers F.
- DIII est positive dans le sens L vers F.

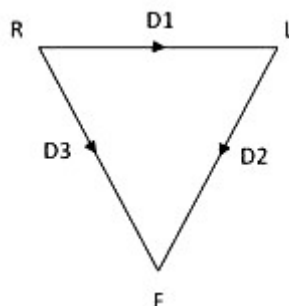


Figure 1.3 : Triangle d'Einthoven

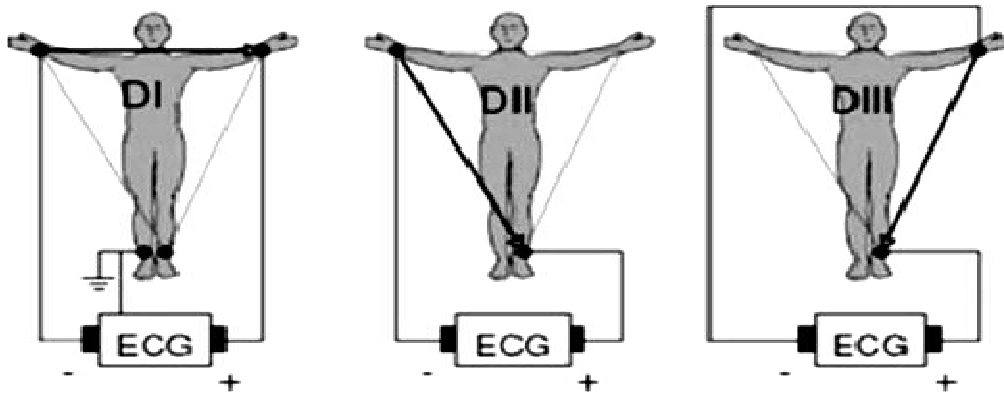


Figure 1.4.1: Montage d'Einthoven pour l'enregistrement des dérivations bipolaires des membres

❖ Les dérivations de Goldberger :

Il a utilisé les mêmes électrodes qu'Einthoven, chaque électrode est considérée comme pôle positif, les 2 autres électrodes étant des références négatives.

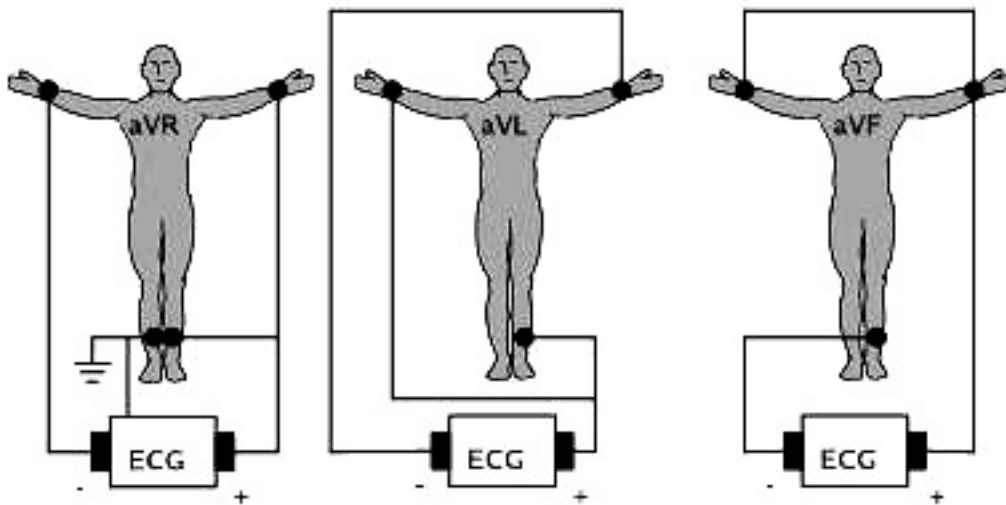


Figure 1.4.2: Montage de Goldberger [11]

I.1.8.2 Les dérivations précordiales :

❖ Les dérivations de Wilson :

Ce sont des dérivations unipolaires mises au point par Wilson, reprenant les mêmes principes de Goldberger, à savoir que la dérivation enregistrée est le pôle positif, les autres précordiaux servants de pôles négatifs. [12]

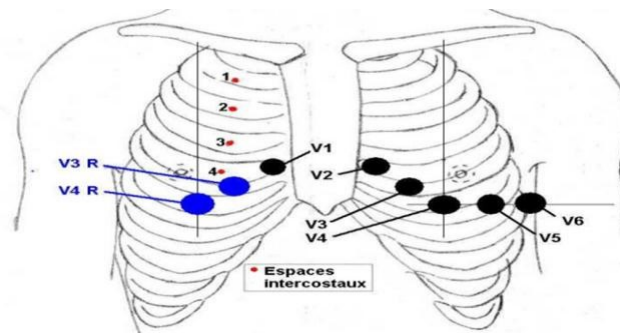


Figure 1.5: Position des électrodes précordiales [13]

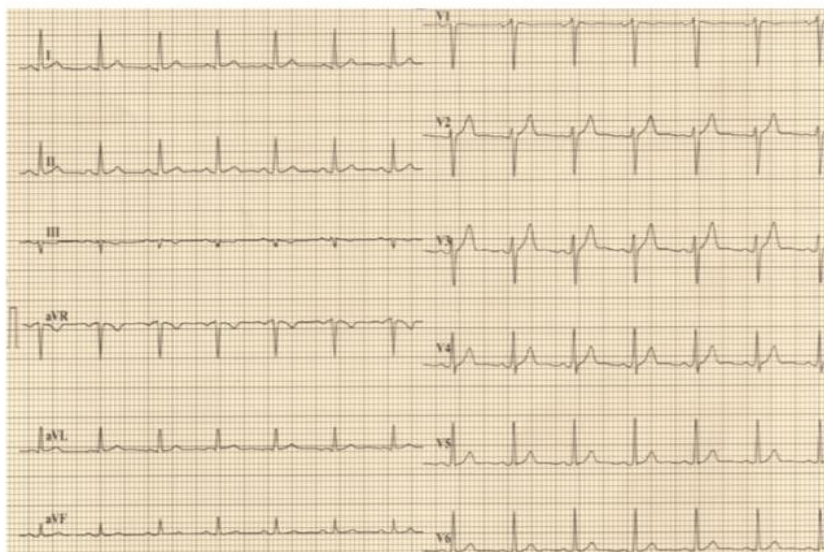


Figure 1.6 : ECG à 12 dérivations [13]

I.2 l'électromyographie :

I. 2.1 historique :

Au cours du XIXe siècle, les théories de Galvani influencèrent de nombreux physiologistes dont Du Bois Reymond qui jeta les bases de l'électrophysiologie. La découverte du galvanomètre à cordes par Einthoven permit le développement de l'électromyographie globale par dérivations cutanées. Des pas décisifs furent franchis de 1925 à 1945 : définition par Sherrington de l'unité motrice, utilisation par Adrian et Bronck de l'aiguille concentrique, progrès techniques dans l'amplification et l'enregistrement à partir de l'oscillographe cathodique. Après la Seconde Guerre mondiale, l'électromyographie élémentaire fut développée dans de nombreux laboratoires qui, progressivement, apportèrent des solutions aux problèmes posés par la réalisation et l'interprétation des enregistrements. Ce rappel historique se termine en 1960, année de la 1re Réunion Internationale d'Électromyographie à Strasbourg. [14]

I. 2.2 L'Anatomie musculaire :

L'unité de base du tissu musculaire squelettique est la fibre musculaire. Ces fibres s'apparentent à de longues formes cylindriques contenant noyaux, mitochondries, réticulum endoplasmique et myofibrilles. Les fibres sont disposées parallèlement. Elles mesurent de 10 à 100 μ m de diamètre et peuvent atteindre 30cm de longueur. Chaque fibre musculaire est située dans une membrane transparente fine appelée (Figure 1.7).

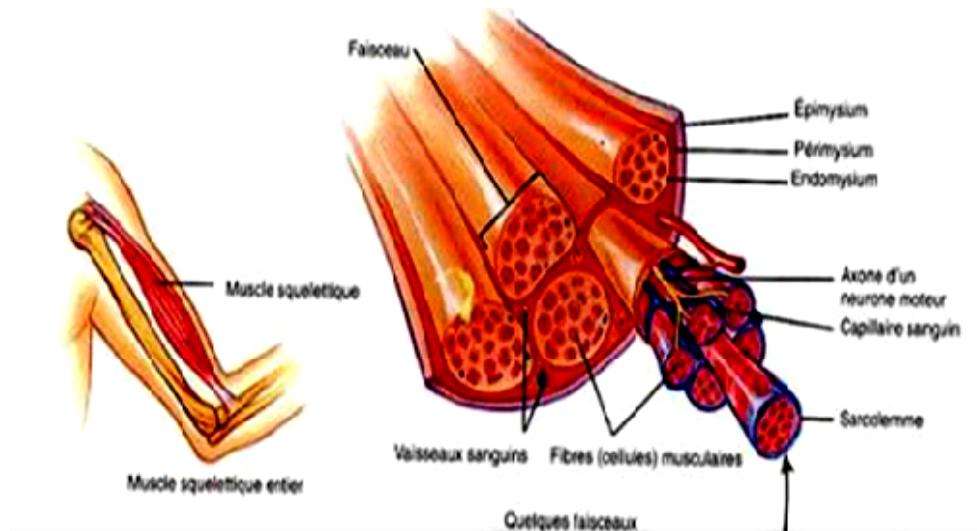


Figure 1.7 : schéma descriptive de la composition musculaire.

Les myofibrilles, occupant environ 80% du volume de la fibre musculaire, sont des éléments cylindriques, d'un diamètre de 1 à 2 μ m. Chaque myofibrille présente une alternance régulière de bandes sombres (A, anisotropes) et de bandes claires (I, isotropes), dont la parfaite correspondance d'une myofibrille à l'autre donne au muscle sa striation transversale. Au milieu de chaque bande A, se trouve une bande plus claire : la zone H (Hensen). Au milieu de cette zone H, on note une strie plus sombre : la bande M. Au milieu de chaque band I, se trouve une bande plus sombre, la ligne Z. L'espace cylindrique délimité par deux lignes Z consécutives est appelé sarcomère : c'est l'unité anatomo-physiologique du muscle. Étudiés au microscope électronique, les sarcomères présentent deux types de filaments : des filaments épais et des filaments fins. Les filaments épais, constitués par une protéine appelé myosine, sont situés au centre du sarcomère et correspondent à la bande A. Les filaments fins, composés d'une protéine appelée actine, sont attachés à chaque extrémité du sarcomère au niveau des lignes Z et disposés tout au long des bandes I. Des ponts reliant les filaments épais aux filaments fins, des ponts actine-myosine, sont responsables des changements de longueur du muscle pour développer la tension (Figure 1.8). [15]

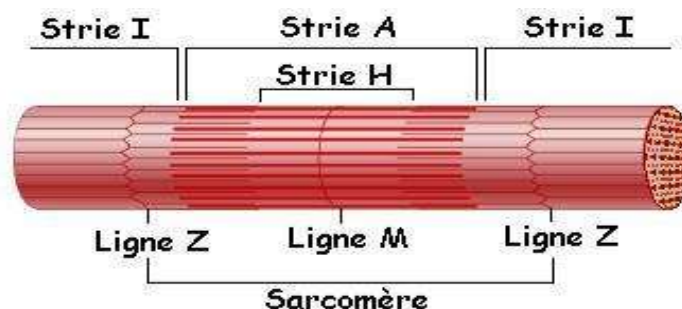


Figure 1.8: structure myofibrillaire

Un réseau de canules (réticulum sarcoplasmique) parcourt la fibre dans le sens de la longueur. Au-dessus de chaque jonction entre les bandes A et I, se trouve une autre structure tubulaire positionnée de façon transversale par rapport à l'axe de la fibre (tubule transverse), et au contact de laquelle le réticulum se transforme lui aussi en tube (Figure 1.8). Ces structures contiennent le calcium qui joue un rôle d'inhibiteur au niveau de la contraction musculaire. Plusieurs couches de tissus conjonctifs séparent et protègent les composantes des muscles squelettiques. L'endomysium sépare chaque fibre musculaire, le périnysium organise de 10 à 100 fibres musculaires en faisceaux et l'épimysium est la couche extérieure qui enveloppe tout le muscle. Ces membranes fournissent des fibres collagènes aux tissus conjonctifs qui attachent le muscle à d'autres structures (muscle, os, tendons) (Figure 1.9). [15]

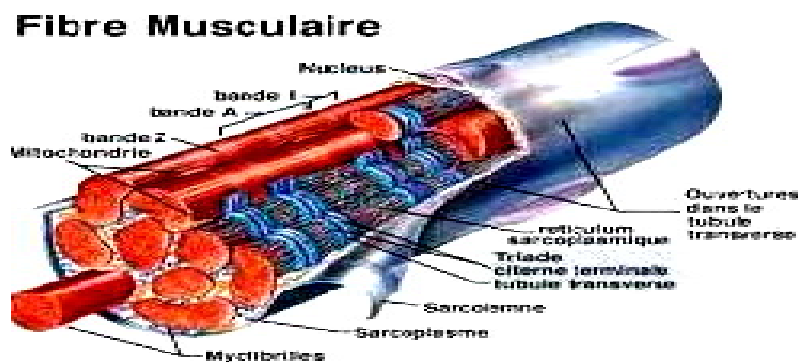


Figure 1.9: comportement d'une fibre musculaire.

I.2.3. Le couplage excitation – contraction :

L'évènement déclenchant de la contraction musculaire est une augmentation de la concentration intracellulaire en calcium. Au repos, cette concentration est d'environ $0,1\mu\text{mol.L}^{-1}$. Lors d'une stimulation, cette concentration peut grimper jusqu'à $0,1\text{ mmol.L}^{-1}$ soit une augmentation d'un facteur 1000. Le couplage excitation - contraction correspond aux mécanismes permettant cette forte augmentation. Dans les muscles squelettiques, cette augmentation est majoritairement due à la libération massive d'ions calcium stockés dans le réticulum sarcoplasmique. [16]

I.2.4. Le signal EMG :

Le signal électromyogramme est un signal électrophysiologique qui traduit l'activité électrique musculaire. [6].

I.2.4.1 Source de signal EMG :

❖ Excitabilité de la membrane musculaire et Potentiel d'Action :

L'excitation des fibres musculaires par le contrôle nerveux représente un facteur important en physiologie musculaire. Ce phénomène peut être expliqué par le modèle d'une membrane semi-perméable décrivant les propriétés électriques du sarcolemme. L'équilibre ionique entre l'intérieur et l'extérieur d'une cellule musculaire produit un potentiel, dit potentiel de repos, pour la membrane de la fibre musculaire

(approximativement -70 à -80 mV). Cette différence de potentiel qui est maintenue par des processus physiologiques (pompe ionique) conduit à une charge intracellulaire négative comparée au milieu externe.

L'activation d'un motoneurone alpha (induit par le système nerveux central ou par réflexe) provoque la conduction de l'excitation le long du nerf moteur. Après libération de transmetteurs au niveau de la plaque motrice, un potentiel de plaque motrice est formé sur les fibres musculaires innervées par cette unité motrice. Les caractéristiques de diffusion de la membrane des fibres musculaires sont brièvement modifiées et les ions Na^+ entrent. Si un certain niveau de seuil est dépassé, la dépolarisation de la membrane provoque un potentiel d'action (PA) et la différence de potentiel change rapidement de -80 mV jusqu'à $+30$ mV (Figure 1.11). C'est une bouffée électrique monopolaire qui est immédiatement suivie par une phase de repolarisation, puis d'une période d'hyperpolarisation de la membrane par retour des ions grâce au mécanisme actif de pompe ionique.

A partir de la plaque motrice, le potentiel d'action se propage le long de la fibre musculaire dans les deux directions à une vitesse de 1 à 5m/s , avec une amplitude approximative de 100mV .

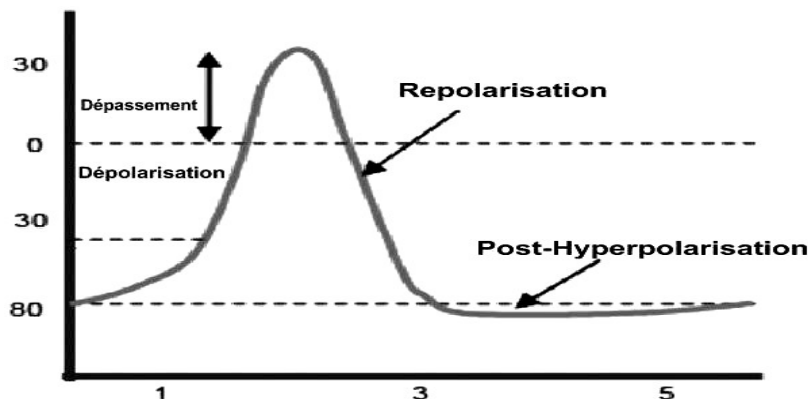


Figure 1.10 : Potentiel d'Action.

❖ Potentiel d'action de l'unité motrice (PAUM) :

Un nerf moteur possède beaucoup de branches et innerve beaucoup de fibres musculaires. Les différentes longueurs et diamètres des branches de la fibre nerveuse connectées à chaque fibre musculaire cause des temps de propagation différents et les potentiels nerveux arrivent à la plaque motrice avec des délais différents. En conséquence, les activations des fibres musculaires dans une unité motrice donnée sont asynchrones. Le Potentiel d'Action de l'Unité Motrice (PAUM) ainsi créé correspond à la sommation spatiotemporelle des PA de chaque fibre musculaire qui la compose (Figure 1.12). La forme du potentiel d'action d'unité motrice dépend des propriétés anatomiques et physiologiques des muscles, et des électrodes utilisées pour enregistrer le signal.

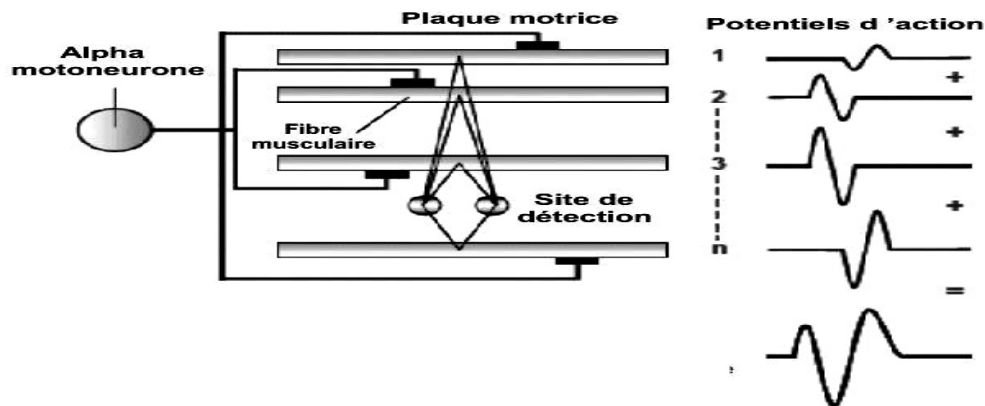


Figure 1.11: Génération du potentiel d'action de l'unité motrice (PAUM).

I. 2.4.2. Caractéristiques du signal EMG:

Il est bien établi que l'amplitude du signal d'EMG soit stochastique (aléatoire) en nature et peut être raisonnablement représentée par une fonction de distribution de Gaussien. L'amplitude du signal peut s'étendre le système mv de 0 à 10mV (crête à crête). L'énergie utilisable du signal est limitée aux 0 à 500Hz de gamme de fréquence, avec de l'énergie dominante étant dans la gamme de 50-150Hz. Les signaux utilisables sont ceux avec de l'énergie au-dessus du niveau de bruit électrique [17].

I. 3. L'électroencéphalographie :

I. 3.1. historique :

C'est en 1924, à Léna, que Hans Berger put recueillir avec un galvanomètre à corde le premier EEG humain à partir d'électrodes placées sur le scalp, on imagine la difficulté d'enregistrer des différences de potentiel de l'ordre de quelques dizaines de millièmes de volt. Il publia en 1929 sa découverte de deux types d'activités électrique cérébrales quasi sinusoïdales qu'il dénomma « rythme alpha » et « rythme bêta ». La difficulté fut de s'assurer que la variation de potentiels obtenus constituait bien une activité bioélectrique d'origine corticale et non pas des artéfacts provoqués par la pulsation des vaisseaux, la contraction des muscles, le mouvement des yeux ou le tremblement de la tête. C'est lui qui donna le nom d'électroencéphalogramme à cette méthode. La découverte de Berger ne fut reconnue qu'en 1937, la réaction d'arrêt du rythme alpha quand le sujet est attentif. L'EEG devient véritablement un examen très répandu dans les hôpitaux dans les années 1950. [18]

I. 3.2. Anatomie du cerveau :

Le cerveau proprement dit est formé de deux hémisphères cérébraux, d'aspect plissé dont la substance blanche, interne, est recouverte d'un cortex cérébral gris, d'épaisseur variable. Trois sillons plus accentués (scissure de Sylvius, sillon de Rolando, sillon perpendiculaire) divisent chaque hémisphère en quatre lobes comprenant chacun un certain nombre de circonvolutions.

- Le lobe frontal.
- Le lobe temporal.
- Le lobe pariétal.

- Le lobe occipital.

Le cerveau est disposé au-dessus du tronc cérébral lui-même faisant suite à la moelle épinière. Il repose également sur le dessus du cervelet et est séparé de celui-ci par la tente du cervelet.

Chaque hémisphère abrite système ventriculaire de forme complexe : C'est une cavité remplie de liquide céphalo-rachidien dont l'excès (par obstacle à son écoulement) entraînera une dilatation ventriculaire appelée hydrocéphalie qui progressivement comprimera les structures cérébrales.

Les hémisphères sont unis l'un à l'autre par deux ponts de substance blanche : le corps calleux et le trigone. Entre ces deux ponts, les ventricules latéraux ne sont séparés que par une fine cloison transparente.

La substance blanche est avec la substance grise une des deux catégories de tissus du système nerveux. Elle forme la partie interne du cerveau et la partie superficielle de la moelle épinière. La substance blanche est composée de fibres nerveuses, les axones et les dendrites, qui relient différentes parties du cerveau et transmettent les impulsions nerveuses de et vers les neurones. La substance grise est constituée du corps cellulaire des neurones.

Généralement, la substance blanche peut être considérée comme la partie du cerveau responsable de la transmission des informations, alors que la substance grise est responsable du traitement des informations (car elle est composée des corps cellulaires des neurones) [19].

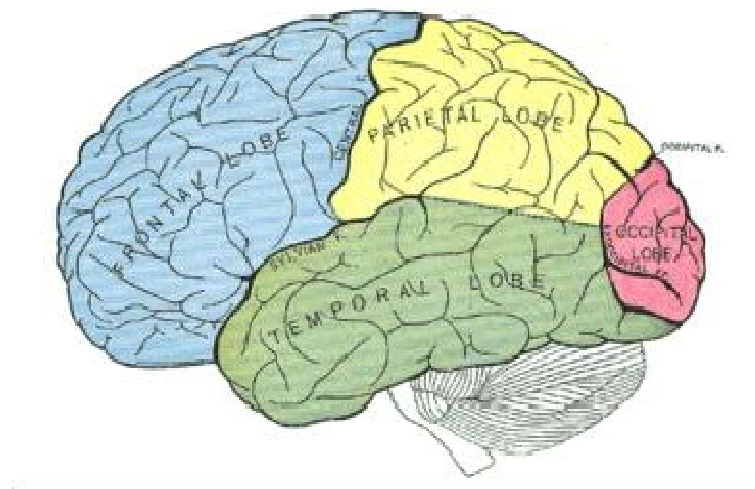


Figure 1.12 : lobes cérébraux.

I.3.3.Fonctionnement élémentaire du neurone :

L'activité de chaque neurone peut être décomposée en celle de ses différents constituants : Axone, soma et dendrite. On peut considérer le neurone comme un système à deux pôles.

Un pôle récepteur somatodendritique et un pôle effecteur axonique. Ce système cellulaire est caractérisé par la polarisation de sa membrane.

La charge électrique des cellules cérébrales (neurones ou substance grise) varie constamment dans le temps. Chaque neurone n'est pas indépendant du neurone voisin, il ne se charge pas et ne se décharge pas de façon anarchique : la synchronisation est suffisante au sein de groupes importants de neurones pour créer des différences de potentiel (d.d.p) mesurable au niveau du cuir chevelu. La mesure de ces d.d.p. et l'enregistrement de leur variation dans le temps constituent l'électroencéphalographie.

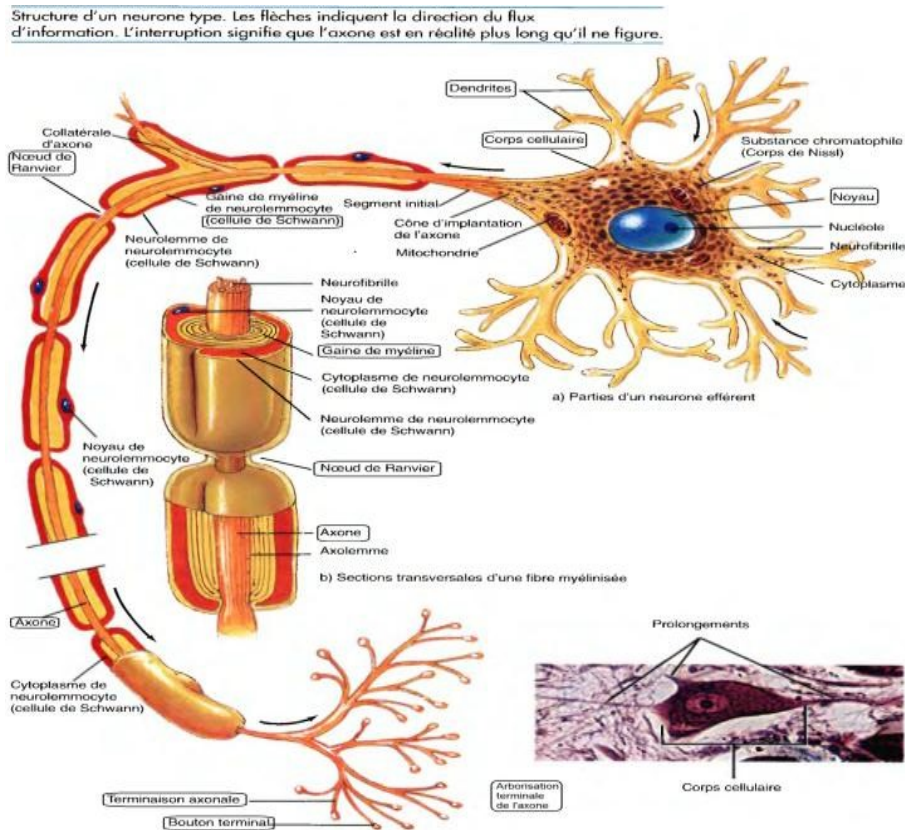


Figure 1.13: structure de neurone.

I.3.4 Définition de l'EEG:

L'électroencéphalogramme (EEG) est l'enregistrement de différences de potentiels électrique effectués sur la surface de la tête.

L'électroencéphalographie est la mesure de l'activité électrique du cerveau par des électrodes placées sur le cuir chevelu souvent représenté sous la forme d'un tracé appelé électroencéphalogramme. L'EEG est un examen indolore et non invasif qui renseigne sur l'activité neurophysiologique du cerveau au cours du temps et en particulier du cortex cérébral soit dans un diagnostic en neurologie.

Le signal EEG est de très faible amplitude, de l'ordre du microvolt. Il se présente différemment selon l'âge, selon l'état de vigilance.

I.3.5 les ondes cérébrales :

Les rythmes (dits de base) caractérisant l'état cérébral sur des périodes temporelles variables allant de quelques secondes à quelques minutes voire une heure.

Dans les zones du cerveau, l'influx nerveux fonctionne en relative cohérence et de façon rythmique. Les neurones s'activent ensemble, comme une pulsation, puis se calment, puis s'activent de nouveau. Grâce à de petites électrodes placées sur le cuir chevelu et reliées à un appareil appelé électroencéphalographie. Le rythme de ces pulsations peut se traduire en forme d'onde.

Rythme	Bande passante	Localisation	Amplitude	Corrélat comportementaux
Delta	0-4Hz	Diffus	>30 μ V	sommeil lent
Thêta	4-8 Hz	Centro temporal	20 μ V	veille sommeil paradoxal
Alpha	8-14Hz	Amplitude maximale postérieure	25-75 μ V (autour de 50 μ V)	Veille calme
Bêta	14-30Hz	Antérieur et moyen	< 20 μ V	Veille active sommeil paradoxal
Gamma	>30Hz	Antérieur et moyen	< 20 μ V	Veille active sommeil paradoxal

Tableau 1.2 : les différents rythmes physiologiques de base en EEG. [20]

❖ **Les ondes delta :**

Ce sont les plus lentes des ondes cérébrales, leur fréquence est faible (de 0 à 4Hz) mais leur amplitude est plus élevée. Elles apparaissent sur un tracé EEG d'un patient en état de sommeil lent.

❖ **Les ondes thêta :**

Les ondes thêta possèdent des fréquences assez basses (de 4 à 8Hz), sont produites lors de la première phase du sommeil lent.

Les ondes thêta ouvrent l'esprit au monde subconscient, à une compréhension soudaine, à des intuitions et à plus de créativité.

❖ **Onde alpha :**

Les ondes alpha jettent un pont entre conscient et subconscient. C'est le rythme principal de la détente chez les adultes. On rapporte que des rythmes alpha sont dérivés de la matière blanche du cerveau. La matière blanche est la matière du cerveau qui relie toutes les pièces à l'une à l'autre.

Les ondes alpha sont plus en activité dans la région occipitale, dans le cortex et dans sa bande périphérique.

❖ **Onde bêta :**

C'est un rythme qui est dominant quand nous avons les yeux ouverts, écoutons et pensons au cours de la résolution de problèmes analytiques, prise de décision, et traitement des informations relatives au monde qui nous entoure. Rythme BETA médian-localisation : localisé, peut être focalisé.

❖ **Onde gamma :**

Les GAMMA (au-dessus de 30Hz, jusqu'à approximativement 80Hz) est la seule fréquence présente dans chaque partie du cerveau. Quand le cerveau doit traiter simultanément l'information de différents secteurs, l'activation d'une fréquence de 40Hz favorise l'information entre les secteurs exigés pour un traitement simultané. Une bonne mémoire est associée à l'activité de 40Hz, tandis qu'une insuffisance d'onde de 40Hz crée des incapacités d'étude.

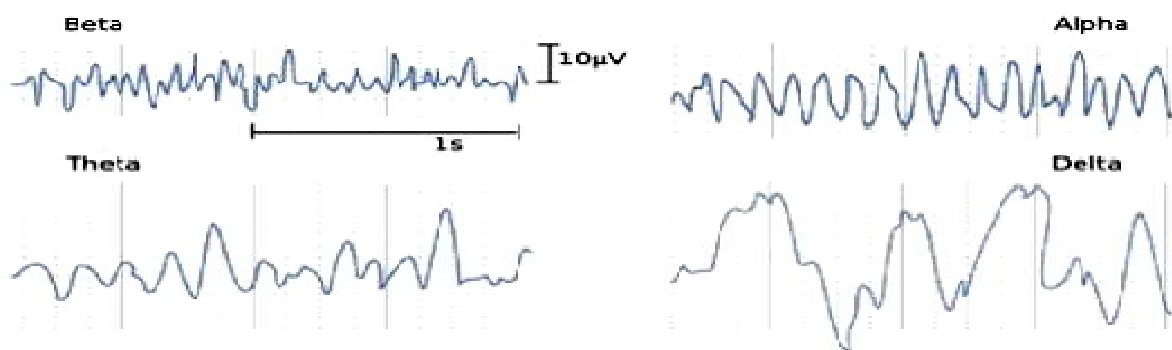


Figure 1.14: Rythmes corticaux.

I.3.6. Etat de vigilance physiologique :

Ces états neurophysiologiques et comportementaux ont été regroupés en trois états dits états de vigilance : la veille, le sommeil lent et le sommeil paradoxal.

Ces états de vigilance sont eux-mêmes, en fonction de leurs caractéristiques principalement électrophysiologiques et comportementales. [21]

➤ **Tracé de veille :**

Les régions occipitales ou occipito-pariétales sont le siège d'un rythme alpha, dont l'amplitude moyenne est de 20 à 50µV, souvent moins ample à gauche qu'à droite.

L'alpha est associé ou remplacé par une activité thêta rythmique de 4 à 6 c/s de même topographie et de même réactivité, parfois appelée alpha variant.

Pendant l'ouverture des yeux l'alpha disparaissent et si le sujet est laissé libre de ne pas fixer son regard. Les régions rolandiques (centre) sont le siège d'une activité bêta et parfois de rythme mu.

L'activité bêta est retrouvée sur les régions frontales.

Les régions temporales sont souvent le siège d'une activité thêta intermittente modérée.

➤ **Tracé de sommeil :**

Le sommeil est corrélé la disparition physiologique de la conscience. C'est un comportement instinctif et appétitif et son caractère incontournable apparaît dans l'impossibilité de rester éveillée de plus 2 ou 3 jours.

Un enregistrement de sommeil ne peut être purement électroencéphalographie mais doit être polygraphique, c'est-à-dire comporter l'enregistrement des mouvements oculaires.

Le sommeil est, en fait, constitué par deux types de sommeil très différents : Le sommeil à ondes lentes et le sommeil paradoxal.

- **Le sommeil à ondes lentes : se laisse décomposer en quatre stades :**

Stade I (assoupissement) : se caractérise par une fragmentation, une diffusion du rythme alpha puis par sa disparition au profit d'une activité thêta peu ample.

Stade II : l'activité de fond est essentiellement thêta, sur les régions rolandiques et au vertex s'inscrivent des fuseaux de sommeil.

Stades III : l'activité de fond se ralentit encore pour devenir du delta, fuseau de sommeil. Stades IV : uniquement constitué par une activité delta ample.

- **Le sommeil paradoxal :**

Se caractérise par une activité EEG rapide, proche de la veille, l'apparition de mouvements oculaires rapides.

Au cours d'une nuit de sommeil, 5 à 6 cycles de 90 minutes environ, comportant les 4 stades de sommeil à ondes et une phase de sommeil paradoxal sont observés, les phases de sommeil paradoxal devenant de plus en plus longues au cours de la nuit.

I.3.7. Evolution du tracé de la naissance jusqu'à l'âge adulte:

I.3.7.1 EEG normal du nouveau-né, avant 3 mois:

A cette période, EEG présente les caractéristiques suivantes :

- L'activité de fond appartient à la bande thêta, d'aspect irrégulier, mélangée à des activités delta.

- En sommeil calme : le tracé peut être alternant ou constitué par une activité très ample et diffuse.
- Entre 6 et 8 semaines la vie, les fuseaux du sommeil apparaissent.

I.3.7.2 Evolution de l'EEG normal entre 3 et 12 mois:

Les caractéristiques de cette période sont les suivantes :

- Dès l'âge de 3 à 4 mois, le rythme de base, plus rapide, est une activité thêta a 5-6Hz que l'on retrouve au niveau des régions postérieures.
- Entre 6 et 12 mois de vie, l'amplitude des fuseaux du sommeil et la durée des salves diminuent mais leur nombre augmente.
- Pendant les douze premiers mois de vie, le délai d'apparition de la première période du sommeil.

I.3.7.3 Evolution de l'EEG normal entre 1 et 3 ans:

Les caractéristiques de cette période sont les suivantes :

- L'accélération de la fréquence du rythme de base se poursuit.
- L'activité de base varie d'un thêta rapide a 6-7Hz autour de 2 ans.
- Rythme alpha lent à 7-8Hz aux environs de 3 ans.
- Le sommeil lent est caractérisé par l'apparition d'une activité lente postérieure diffuse.

I.3.7.4 Evolution de l'EEG normal entre 3 et 5 ans:

Durant cette période l'évolution des traces est la suivante :

- Le rythme de fond est un rythme alpha de 8Hz qui se renforce lorsque l'enfant ferme les yeux.
- L'activité de fond est entrecoupée par la survenue d'ondes lentes physiologiques.
- Le rythme mu rolandique apparaît, sa réactivité peut être testée en demandant e l'enfant de serrer les poings ou de bouger les orteils.

I.3.7.5 Evolution de l'EEG normal entre 6 et 12 ans:

Les caractéristiques à cet âge sont les suivantes :

- L'électrogène de base est constituée par un rythme alpha au niveau des régions postérieures.
- Il existe au niveau des régions antérieures chez les enfants de 6 à 12 ans une activité thêta.

I.3.7.6 Evolution de l'EEG normal entre 12 et 20 ans:

Les caractéristiques de cette période sont les suivantes :

- Le tracé au repos est constitué d'un rythme de base appartenant à la bande alpha à 10Hz.
- Les ondes lentes occipitales (delta) angulaires survenant lors de l'ouverture des yeux.
- Une activité rythmique à 4Hz enregistrée sur le vertex.

I.3.7.7 Vieillesse:

- Le vieillard normal le rythme alpha se ralentit de 1/2 à 3/4 de c/s par décade au-delà de 60 ans.
- 40% des sujets au-dessus de 60 ans on trouve des ondes delta dans les régions temporales, beaucoup plus souvent à gauche qu'à droite.
- Les rythmes rapides sont fréquents surtout chez la femme.
- Le sommeil se modifie : l'endormissement est plus long, les éveils plus fréquents, le stade de sommeil profond à ondes lentes.

I.3.8 Les capteurs:

I.3.8.1 Le principe:

Les électrodes ont pour rôle d'assurer un contact étroit et stable avec la peau, leur conception et leur réalisation se heurtent à de nombreux problèmes :

- Problème électrique : fidélité et stabilité quelle que soit la durée de l'examen; résistance peau électrodes aussi faible; surface de contact réduite au minimum pour ne pas augmenter la diffusion physiologique.
- Problème pratique : l'électrode doit être rapidement placée et aisément supportée par la malade.
- Problème mécaniques : mise en place et fixation.

I.3.8.2 Les différentes électrodes:

La plupart des électrodes actuellement utilisées sont en argent recouvert d'une mince couche de chlorure d'argent afin d'éviter les phénomènes de polarisation. La surface en contact avec la peau ne doit pas dépasser un demi-centimètre carré.

➤ **Électrodes tampon : (Electrode maintenue à l'aide d'un casque) :**

- Le tampon est formé de mousse synthétique entourée de tissu (fil, coton ou fibre artificielle).
- L'utilisation d'un casque pour les maintenir facilement la symétrie de leur mise en place.
- Le tampon de ces deux types d'électrodes doit être imbibé en permanence par un liquide électrolytique qui assure la continuité de la transmission électrique, on utilise de l'eau salée à

Système « 10-20 » de H. Jasper proposé par la fédération internationale des sociétés d'électroencéphalographie et de neurophysiologie.

Les mesures antéro-postérieures sont basées sur la distance entre la nasion et l'inion en passant le vertex. Le système 10-20 est basé sur la relation entre le lieu d'implantation de l'électrode et de la sous-région du cortex cérébral. Chaque point sur ce chiffre à gauche indique une éventuelle position de l'électrode. Chaque site dispose d'une lettre (pour identifier les lobes) et d'un numéro ou d'une autre lettre pour identifier l'emplacement de l'hémisphère.

Les lettres sont marqués sur cette ligne et désignés par les appellations: fronto-polaire(Fp), frontal(F), centre(C) ou rolandique(R), pariétal(P) et occipital(O).

Le premier point (Fp) et le dernier (O) sont à une distance respective du nasion et de l'inion égale à 10% de la longueur total. Et les points suivants a une distance les uns des autres égale a 20%. Les mesures transversales sont basées sur la distance entre les points pré-auriculaires droit et gauche. Sur la ligne par ces deux points et le point rolandique médian sont placées à 10%, 20% au-dessus, les électrodes rolandiques latérales. Une ligne circulaire, dérivant les bords de la calotte crânienne, passe par les points Fronta-polaire et Occipital médians et les électrodes temporales.

I.4 conclusion:

Dans ce chapitre nous avons présenté des notions générales sur l'anatomie et le fonctionnement physiologique du cœur, du muscle et de cerveau. Une description de l'activité électrique de ces derniers a été faite, par la suite on a détaillé les caractéristiques de chaque signal physiologique qui les concerne.

L'analyse anatomique et physiologique du cœur, muscle et du cerveau est indispensable pour comprendre les phénomènes bioélectriques des organes. Ce qui va nous aider à connaître l'origine des signaux ECG, EMG et EEG pour ensuite faire la conception de Bioamplificateur adéquate.

Ces notions apparaissent importantes dans le chapitre suivant qui est consacré à l'étude théorique de Bioamplificateur.

Chapitre 02 :
Conception et la réalisation de circuit d'amplificateur
biologique

II.1 Introduction:

Les signaux électriques sont des différences de potentiel qui varient en fonction du temps de manière non périodique leur forme peut être caractérisée par les fréquences de Composantes qui les constituent, par certains aspects, les ondes changent rapidement dans le Temps alors que par d'autres elles changent plus lentement. La connaissance de ces paramètres qui entrent en jeu peuvent être employés pour sélectionner quel type de circuit convient afin d'amplifier le mieux possible le signal. Ce chapitre est consacré à l'étude des facteurs techniques qui conditionnent d'une manière générale l'enregistrement et la mesure des activités électriques de cœur, des neurones et des muscles. Ce chapitre consiste à étudier :

- Etude détaillée de chaque circuit électronique.
- Le rôle de chaque étage et la relation entre les différents étages.
- Un schéma bloc général.

II. 2 Configuration du système d'amplification :

Puisqu'il s'agit d'amplification des trois signaux électrophysiologique ECG, EMG et EEG , il faudra représenter un schéma bloc qui permet d'avoir une idée sur le principe et les dispositifs électroniques utiles afin d'amplifier le mieux possible les signaux désirés. Le schéma bloc au-dessous nous montre les étapes essentielles qui nous permettent l'amplification des signaux ECG, EMG et EEG. (Figure 2.1).

Dans ce qui suit nous allons :

- Expliquer le rôle et le fonctionnement de chaque bloc (définition, propriétés)
- Décrire les caractéristiques des composants et des circuits utilisés pour la mesure des signaux.

II. 3 Le schéma bloc générale:

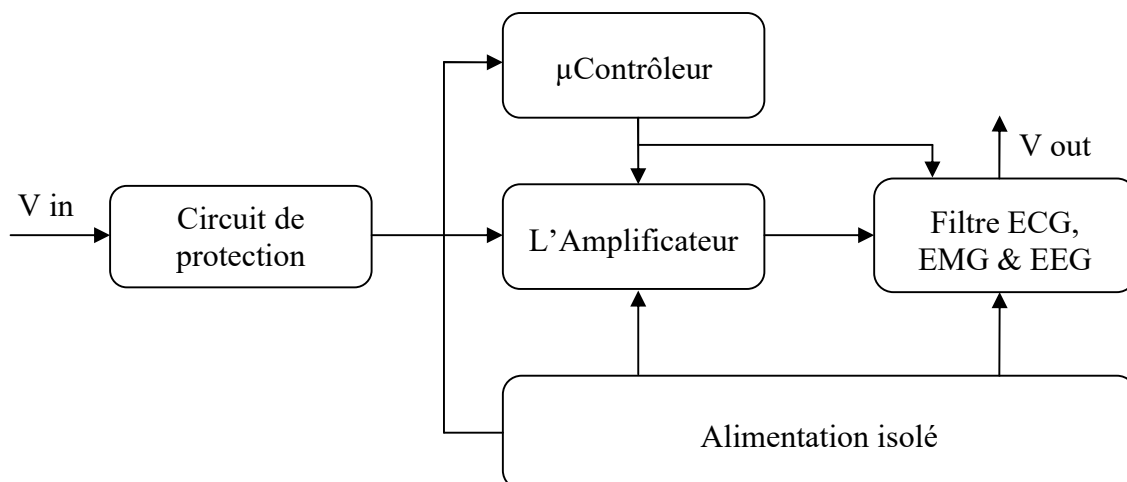


Figure 2.1 : Schéma bloc de la chaîne de mesure.

II. 4 Circuit de protection contre les phénomènes électriques transitoires:

La surveillance des signaux électrophysiologiques est nécessaire, si le patient a besoin d'une intervention par d'autre dispositifs médical (défibrillateur,...), ces cas présentent également un risque pour l'amplificateur d'instrumentation.

Les amplificateurs d'instrumentations doivent être protégés contre de sérieux dommages par l'utilisation d'un moyen de limitation contre les phénomènes transitoires.

Les dispositifs utilisés pour la protection contre ces derniers sont des diodes (voir figure 2.2), diodes Zener, un autre type de protection est d'utiliser des tubes à décharge gazeux telle que représenté en figure 2.2. [22]

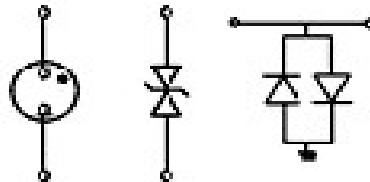


Figure 2.2 : dispositifs de protection.

Les diodes de silicium en parallèles limitent la tension approximativement à 600 mV. Le passage de non conducteur à la conduite n'est pas très pointu, et la déformation du signal commence à environ 300 mV qui peuvent être dans la marge des tensions d'entrée selon les électrodes utilisées. La tension de claquage peut être augmentée en branchant plusieurs diodes en série.

La tension de claquage de deux diodes Zener en opposition est modérée, la tension de claquage en directe est de 0.6V, en polarisation inverse elle peut atteindre 2 à 20 V.

La tension de claquage du tube à décharge gazeux est élevée. Ce composant apparait comme ouvert jusqu'à ce qu'il atteigne sa tension de claquage qui est de l'ordre de 50 à 90V. Le circuit de la Figure 2.3 montre la façon avec laquelle l'amplificateur d'instrumentation est protégé. [1]

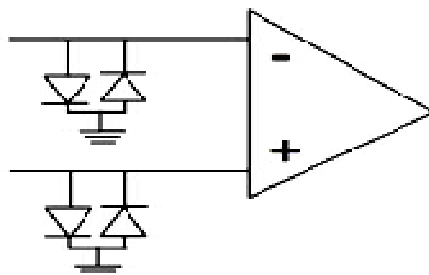


Figure 2.3: Protection de l'amplificateur d'instrumentation contre les transitoires.

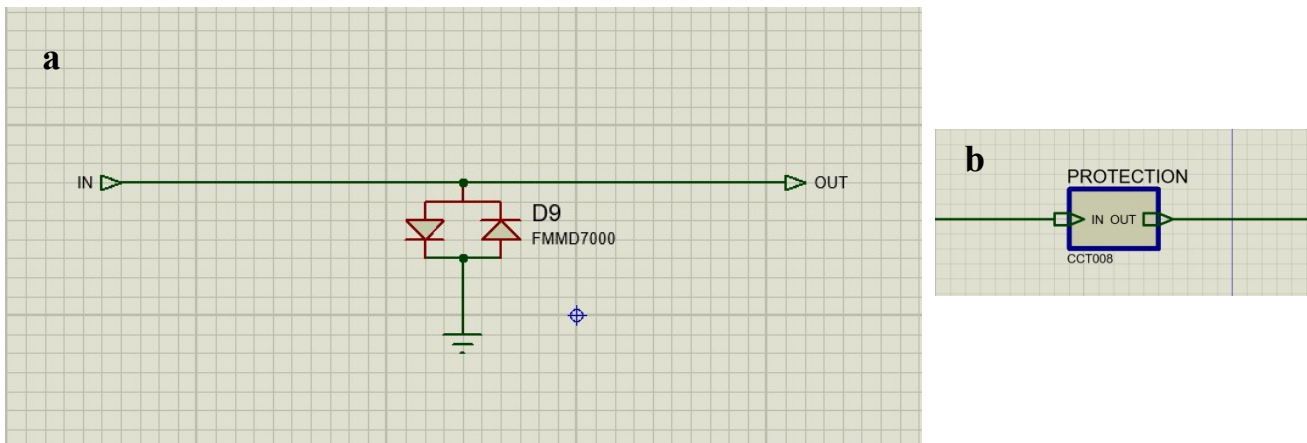


Figure 2.4 : a: Circuit de protection d'Amp-In sous Proteus ; b: Sub-circuit de protection sous Proteus

II. 5 L'amplification:

Généralement les signaux électrophysiologiques sont des signaux de faibles amplitudes. Pour avoir une bonne précision il est nécessaire de les amplifier. Mais cette amplification ne doit concerner que le signal utile. Mais souvent on a une présence d'une tension parasite ainsi qu'une tension de mode commun due au conditionneur associée au capteur.

Pour éliminer ou atténuer fortement tout signal ne contenant pas d'information et pour ne garder que le signal utile on fait appel à un amplificateur d'instrumentation. C'est amplificateur différentiel à fort taux de rejection en mode commun.

II. 6 Amplificateur opérationnel idéal:

C'est un composant électronique analogique. Il constitue une brique de base dans un circuit électronique. Il peut réaliser diverses opérations sur un signal électrique: Amplification, comparaisons, soustractions, additions, déphasages (décalages dans le temps), filtrages ...etc. Les différentes fonctions à réaliser par le composant sont définies par les résistances, condensateurs, diodes ...etc. Auxquels il est branché ainsi que de la topologie du circuit externe.

C'est un circuit intégré, c'est à dire qu'il est formé d'une multitude de composants électroniques élémentaires (résistances, transistors, condensateurs, diodes ...etc.) formant un circuit complexe et intégrés dans un boîtier. Ce circuit est connecté à l'extérieur par des bornes de raccordement : 3 bornes fonctionnelles et 2 bornes d'alimentation.

Caractéristiques :

- Le gain est le facteur d'amplification de la tension d'entrée et qui doit être très grand $G \gg \infty$
- Résistance d'entrés infinie.
- Bande passante très grande.

II.7 Amplificateur d'instrumentation :

Les amplificateurs d'instrumentation ne sont pas des amplificateurs opérationnels. Ce sont des circuits complets associant plusieurs amplificateurs opérationnels et les composants nécessaires à leur bon fonctionnement : résistances, capacités de compensation.

Ces amplificateurs peuvent être fabriqués à l'aide d'éléments discrets, mais la plupart du temps, on leur préférera des amplis intégrés, se présentant sous la même forme que des amplificateurs opérationnels. Ces composants intégrés auront plusieurs avantages sur les montages à éléments discrets : simplicité de mise en œuvre, nombre de composants limité, très grande précision, due notamment à un ajustage par laser des résistances sur la puce. Ce procédé permet d'apparier les composants d'une façon meilleure qu'avec des composants discrets, et autorisera des TRMC beaucoup plus élevés.

Les amplificateurs d'instrumentation se distinguent notamment des amplificateurs opérationnels par le fait qu'ils ont un gain " élevé " comparé à ces derniers (de 1 à 1000 contre 106 et plus). On pourra être tentés de fabriquer un amplificateur d'instrumentation avec ces amplificateurs opérationnels spéciaux ; dans certains cas (besoin de rapidité, TRMC élevé à haute fréquence...). On pourra y gagner, mais il ne faudra pas oublier qu'il sera nécessaire d'apparier les résistances de façon très " serrée ".

L'amplificateur d'instrumentation peut être réalisé soit de manière discrète en combinant trois amplificateurs opérationnels soit de manière intégrée. Une étude succincte d'un amplificateur d'instrumentation réalisé avec trois amplificateurs opérationnels est présentée dans ce qui suit mettre en exergue les caractéristiques spécifiques qu'on retrouve dans ce genre d'amplificateurs.

Les caractéristiques idéales d'un amplificateur d'instrumentation :

- Une impédance d'entrée infinie
- Une impédance de sortie nulle
- Un TRMC infinie
- Un Gain différentiel réglable.

❖ L'amplificateur différentiel:

On montre de manière générale que quel que soit la structure interne d'un amplificateur différentiel, celui-ci ne donne pas à sa sortie la tension attendue (tension proportionnelle à la différence des deux tensions d'entrée) mais une tension donnée par :

$$S = Ad[e1 - e2 + \left(\frac{1}{TRMC}\right) \frac{2e1}{e2}]$$

$$S = Ad(e1 - e2) + Amc\left(e1 + \frac{e2}{2}\right)$$

$$S = Ad(e1 + e2) + \varepsilon$$

Avec :

TRMC: Taux de rejection en mode commun du montage.

$(e1 + \frac{e2}{2})$: Tension en mode commun.

Amc: Gain en mode commun du montage.

\mathcal{E} : Tension d'erreur du montage.

La qualité d'un amplificateur-différentielle dépend notamment du taux de réjection en mode Commun que l'on souhaite le plus grand possible.

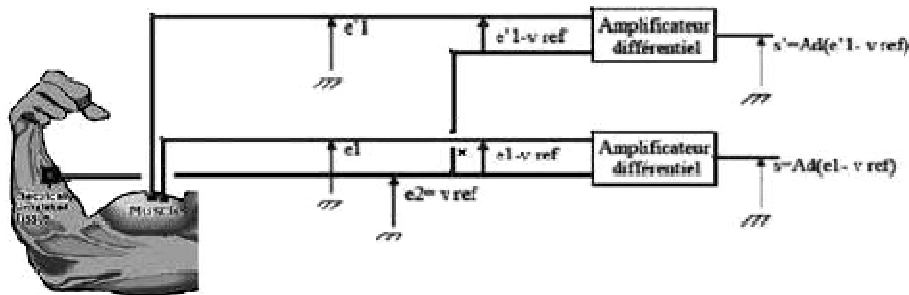


Figure 2.4: Amplificateur différentiel.

Un amplificateur d'instrumentation de base comprend trois amplis-op et quelques résistances. Le gain en tension est déterminé par une résistance externe R_G . Un amplificateur d'instrumentation de base est illustré à la figure 2.5. Les amplis-op 1 et 2 forment des configurations sans inversion fournissant une impédance d'entrée et un gain en tension élevés.

Le troisième est utilisé comme amplificateur différentiel à gain unitaire. La résistance qui détermine le gain R_G est connectée de façon externe comme illustré à la figure en dessous.

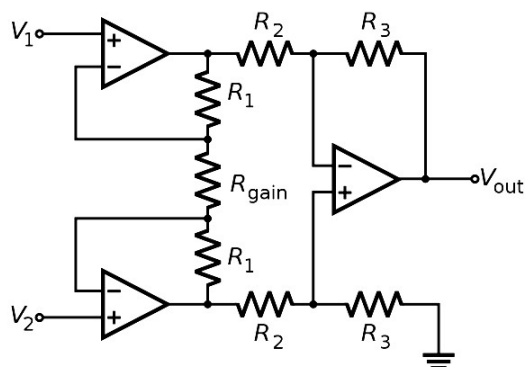


Figure 2.5: Amplificateur d'instrumentation.

Chapitre 02 : Conception et la réalisation de circuit d'amplificateur biologique

La tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$V_s = \left(\frac{R_3}{R_2}\right) \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) (V_{e1} + V_{e2}) \dots [24]$$

Alors le gain en boucle fermé est donné par :

$$G = \left(\frac{R_3}{R_2}\right) \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) \dots [24]$$

Dans notre réalisation le choix est porté sur une version intégrée de trois amplificateur opérationnel monter sous forme d'un amplificateur d'instrumentation, il s'agit du circuit intégré uA741 de Texas Instruments (voir l'annexe).

L'uA741 est à faible coût avec une haute précision qui nécessite une seule résistance externe d'offset (décalage) pour régler des gains de 1 à 200000.

L'uA741, avec sa grande précision et sa bonne linéarité, sa faible tension de décalage de $\pm 15\text{mV}$ et de dérive de température $0,2\text{V}/^\circ\text{C}$ max, est idéal pour une utilisation faible niveau de tension d'entrée de $150\mu\text{V}/\text{Hz}$, $500\text{nA}/\text{Hz}$ Bruit d'entrée en vigueur. En outre, l'uA741 est bien adapté pour les applications multiplexées avec son temps de stabilisation de $0,3\mu\text{s}$ à 5%. [23]

Amplificateurs d'instrumentation, comme notre montage offrent une haute TCMR, qui est une mesure de la variation de la tension de sortie lorsque les deux entrées sont changées en des quantités égales. Pour des performances optimales TCMR et qui peut arriver à 90db.

Notre amplificateur d'instrumentation offre la possibilité de fixer le gain à l'aide de la valeur de résistance R_G selon la formule suivante :

$$R_G = \frac{2R_1}{\left(\frac{R_2}{R_3}G\right) - 1} \dots [24]$$

Comme l'opération est basée sur trois signaux donc nous avons adaptés pour chaque signal sa propre résistance et par la suite son propre gain.

- Pour l'amplification du signal ECG & EMG la résistance est de $R_G=20\text{k}\Omega$ ce qui nous donne un gain de 20.
- Pour la détection du signal EEG la résistance $R_G= 2,2\text{k}\Omega$ est de ce qui nous donne un gain de 100.

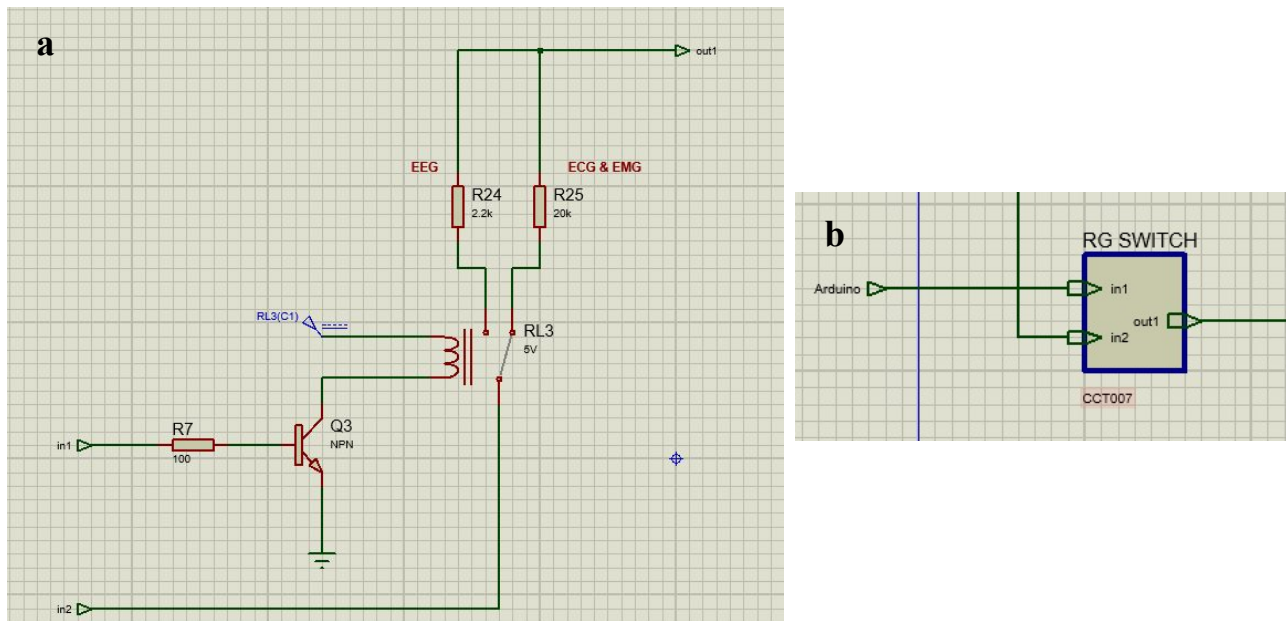


Figure 2.6: **a**: Circuit de changement de R_g contrôlé par un relais et un Arduino sous Proteus; **b**: Sub-circuit de changement de R_g contrôlé par un relais et un Arduino sous Proteus.

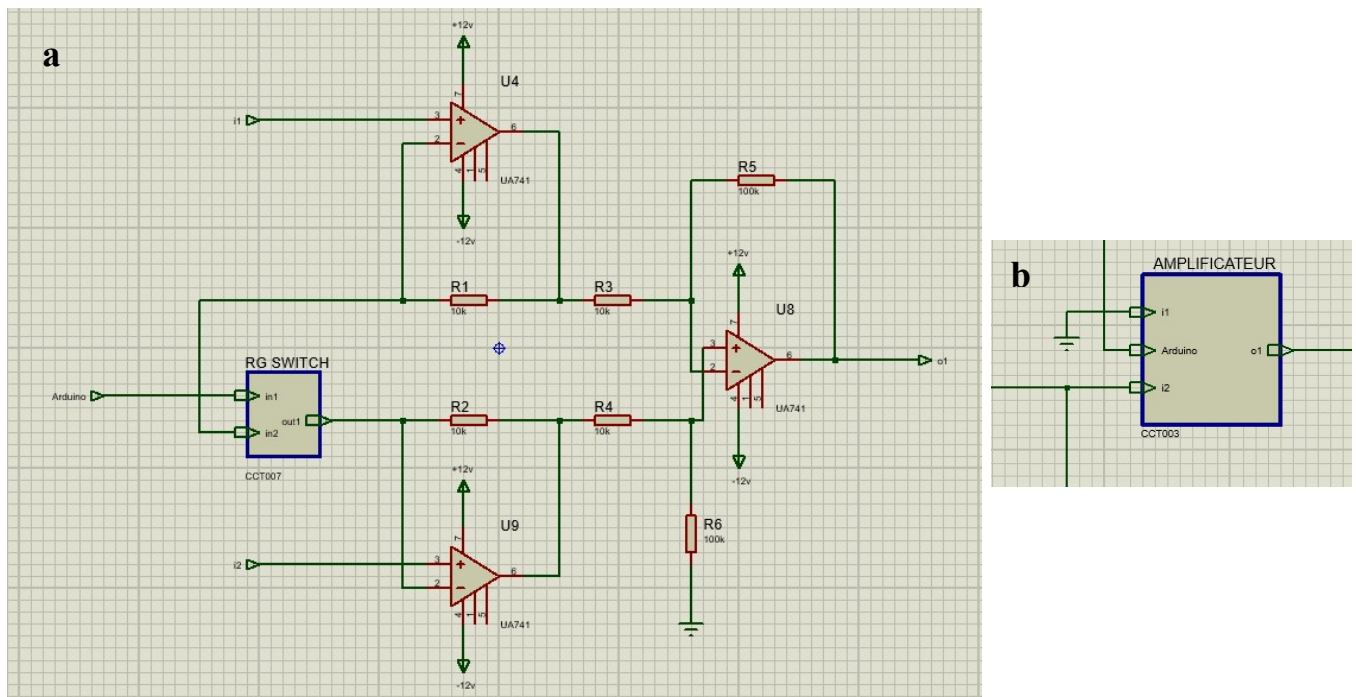


Figure 2.7: **a**: Circuit d'amplification des trois signaux sous Proteus; **b**: Sub-circuit d'amplification des trois signaux sous Proteus.

II.8 Filtrage:

II.8.1 Généralités:

Les signaux électro physiologiques qu'on étudie sont toujours plus au moins mêlés à des signaux parasites ne provenant pas de cœur, des neurones et des muscles. De plus, la peau atténue le signal dans le cas des EMG de surface. Il empêche d'avoir un signal propre à l'activité du muscle à mesurer, On distingue collectivement ces parasites sous le terme de bruit. La possibilité de réaliser un enregistrement dépend en définitive de la possibilité d'amplifier sélectivement le signal intéressant, tout en rejetant le bruit parasite non désiré.

De nombreux signaux électriques interfèrent avec l'enregistrement des signaux électro physiologique désirés, ils peuvent tantôt masquer les signaux recherchés ou en fausser la mesure les sources de bruit sont multiples, câbles d'alimentation en 50 Hz interférence radio, pour cela nous avons préférés d'alimenter notre circuit par une batterie et utiliser une opération de filtrage.

II.8.2. Définition de filtre :

Un filtre est une quadri pôle linéaire (2 bornes d'entrées, et 2 bornes de sorties), qui ne laisse passer que les signaux compris dans un domaine de fréquence limité, appelé la bande passante du filtre. En sortie de capteur on observe toujours des signaux aléatoires d'origines externes ou internes au capteur qui se superposent à la mesure, a cause des phénomènes du couplage capacitifs et inductifs. [25]

Les filtres analogiques se divisent eux même en deux :

- **Les filtres passifs :** Ils ne sont composés que d'éléments passifs (résistances, condensateur bobines).
- **Les filtres actifs :** Il y a en plus une amplification du signal d'entrée par un élément actif (AOP, Transistor).

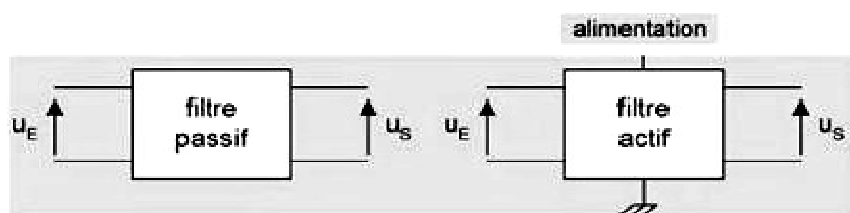


Figure 2.8: Types des filtres.

On classe les filtres en deux grandes familles: **Analogique** et **Numérique**. Ce dernier sera étudié dans les prochains paragraphes.

Le filtrage s'applique à des signaux représentés sous forme analogique (filtres analogiques}, ou sous forme numérique après échantillonnage du signal (filtres numériques).

Filtre idéal :

Le filtre idéal permet de transmettre sans distorsion une partie du spectre (bande passante) et bloque toutes les autres parties (bande coupée), avec un passage abrupt (discontinuité) entre ces deux parties.

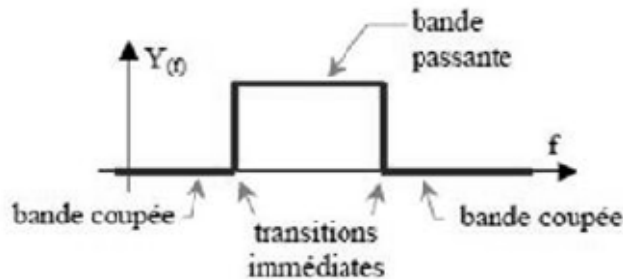


Figure 2.9: La réponse d'un filtre idéal

Un filtre est caractérisé par une fonction de transfert $T(j\omega)$ déterminant le rapport V_s/V_e des tensions d'entrée et de sortie et sa fréquence de coupure. On définit la fréquence de coupure ω_c d'un système comme étant celle pour laquelle le gain maximum en tension est divisée par $\sqrt{2}$.

$$G(\omega_c) = G_{max} \cdot \sqrt{2}$$

Or

$$\text{Log}\sqrt{2} = 0.15015 = \frac{3}{20}$$

On peut donc aussi définir la fréquence de coupure comme la fréquence qui correspond à une diminution de **3db** du gain maximum.

$$G(\omega_c) = G_{max} - 3\text{db}$$

Pratiquement, un filtre est caractérisé par deux courbes de réponse, amplitude/fréquence et phase/fréquence. Ils peuvent être classés en 4 familles.

Les fréquences de coupure F_{c1} et F_{c2} correspondent aux fréquences pour lesquelles le module de la fonction de transfert:

$$G(\omega_c) = G_{max} \cdot \sqrt{2}$$

Il existe différentes catégories de filtres selon l'allure de leur courbe de réponse en fréquence:

➤ **Filtre passe-bas:**

Un filtre passe-bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être

appelé filtre coupe-haut. Le concept de filtre passe-bas est une transformation mathématique appliquée à des données (un signal). L'implémentation d'un filtre passe-bas peut se faire numériquement ou avec des composants électroniques. Cette transformation a pour fonction d'atténuer les fréquences supérieures à sa fréquence de coupure f_c et ce, dans le but de conserver uniquement les basses fréquences.

La fréquence de coupure du filtre est la fréquence séparant les deux modes de fonctionnement idéaux du filtre : passant ou bloquant. [26] La pente de la courbe de réponse dépend de l'ordre du filtre. La bande passante est égale à C.

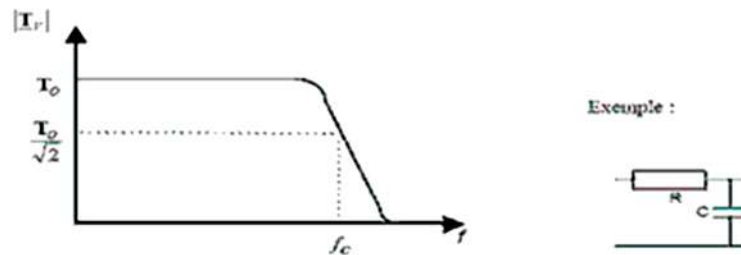


Figure 2.10: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas

➤ Filtre passe-haut :

Un filtre passe-haut est un filtre qui laisse passer les hautes fréquences et qui atténue les basses fréquences, c'est-à-dire les fréquences inférieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-bas.

Le concept de filtre passe-haut est une transformation mathématique appliquée à des données (un signal). L'implémentation d'un filtre passe-haut peut se faire numériquement ou avec des composants électroniques. Cette transformation a pour fonction d'atténuer les fréquences inférieures à sa fréquence de coupure f_c . Et ce, dans le but de conserver uniquement les hautes fréquences. La fréquence de coupure du filtre est la fréquence séparant les deux modes de fonctionnement idéaux du filtre. [26]

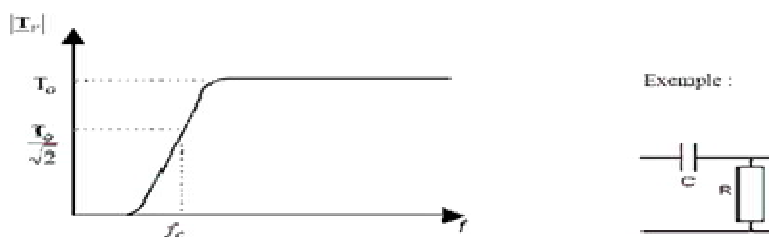


Figure 2.11: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre passe-haut

➤ Filtre passe-bande:

Un filtre passe-bande est un filtre ne laissant passer qu'une bande ou intervalle de fréquences compris entre une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute du filtre.

La bande passante est égale à $F_{c1} - F_{c2}$.

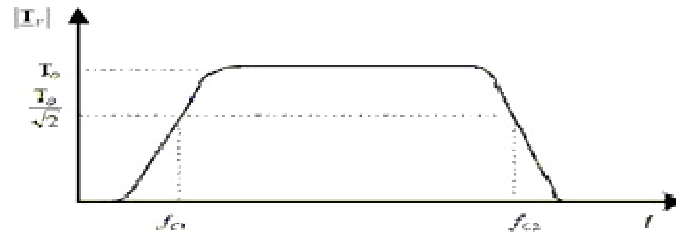


Figure 2.12: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande.

➤ **Filtre coup-bande:**

Il est composé d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas dont les fréquences de coupure sont souvent proches mais différentes, la fréquence de coupure du filtre passe-bas est systématiquement inférieure à la fréquence de coupure du filtre passe-haut.

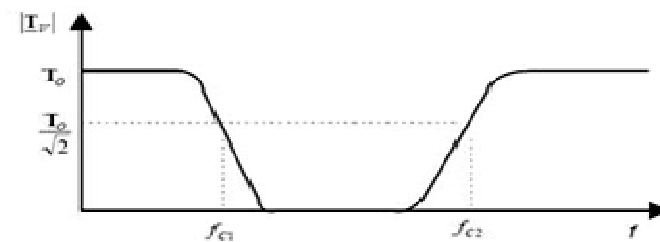


Figure 2.13: Courbe qui représente la réponse fréquentielle d'un filtre coupe-bande.

$$H(jw) = \frac{1 + ajw}{1 + bjw}$$

$$H(jw) = \frac{1 + a1jw + a2jw^2}{1 + b1jw + b2jw^2}$$

Pour tout type de filtre, l'atténuation est toujours spécifiée par un nombre suivi de dB par octave.

- **6db** par octave est un filtre du 1^{ère} ordre.
- **12db** par octave est un filtre du 2^{ème} ordre.
- **18db** par octave est un filtre du 3^{ème} ordre.
- **24db** par octave est un filtre du 4^{ème} ordre.
- **30db** par octave est un filtre du 5^{ème} ordre.
- **36db** par octave est un filtre du 6^{ème} ordre.
- **42db** par octave est un filtre du 7^{ème} ordre.

Les filtres analogiques réels présentent donc une imperfection avec lesquelles il faut trouver des compromis en fonction de son application:

- Transition progressive entre la bande passante et la bande coupée.
- Irrégularité du gain dans la bande passante (ondulations).
- Affaiblissement dans la bande coupée.
- Irrégularité du temps de propagation.

Les compromis fait sur ces différentes imperfections peuvent être regroupés sur un graphique appelé gabarit du filtre.

Ce gabarit fixe les limites de la fonction de transfert du filtre réalisé. Il existe de nombreuses fonctions mathématique, appelées fonction d'approximations, pouvant répondre à l'exigence du gabarit normalisé. Les principales fonctions d'approximations sont les suivantes :

- Fonctions de Bessel
- Fonction de butter Worth
- Fonction de chebychev
- Fonction de cauer

II.9 Simulation:

L'opération du filtrage pour les trois signaux ECG, EMG et EEG dans le circuit réalisé se compose de deux filtres: Un filtre passe-bas et un filtre passe-haut.

Pour notre filtre passe-haut on a choisi la même structure pour les trois signaux.

II.9.1 Le filtre passif passe-haut:

Ce filtre est constitué d'une capacité de 50 μ F et une résistance de 100K Ω (Voir la figure 2.14).

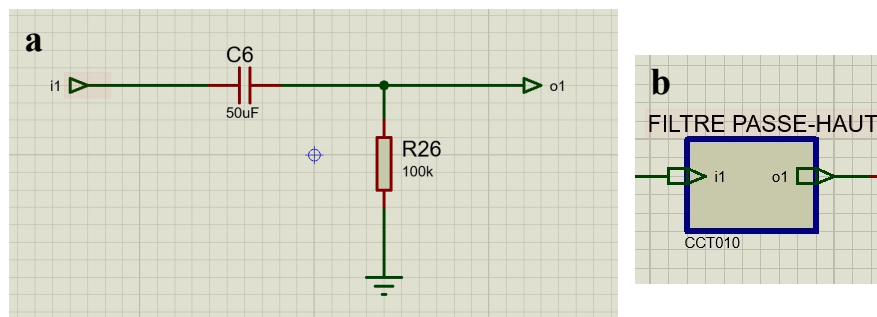


Figure 2.14: **a**: Schéma électrique du circuit de filtre passe-haut sous Proteus; **b**: Sub-circuit de filtre passe-haut sous Proteus

La fréquence de coupure de ce filtre est approximativement de 0.031Hz (31mHz) d'après la relation:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \dots [26]$$

Comme il est illustré dans la figure le tracé de la réponse fréquentielle :



Figure 2.15: Tracé de la réponse fréquentielle de filtre passe-haut sous Proteus.

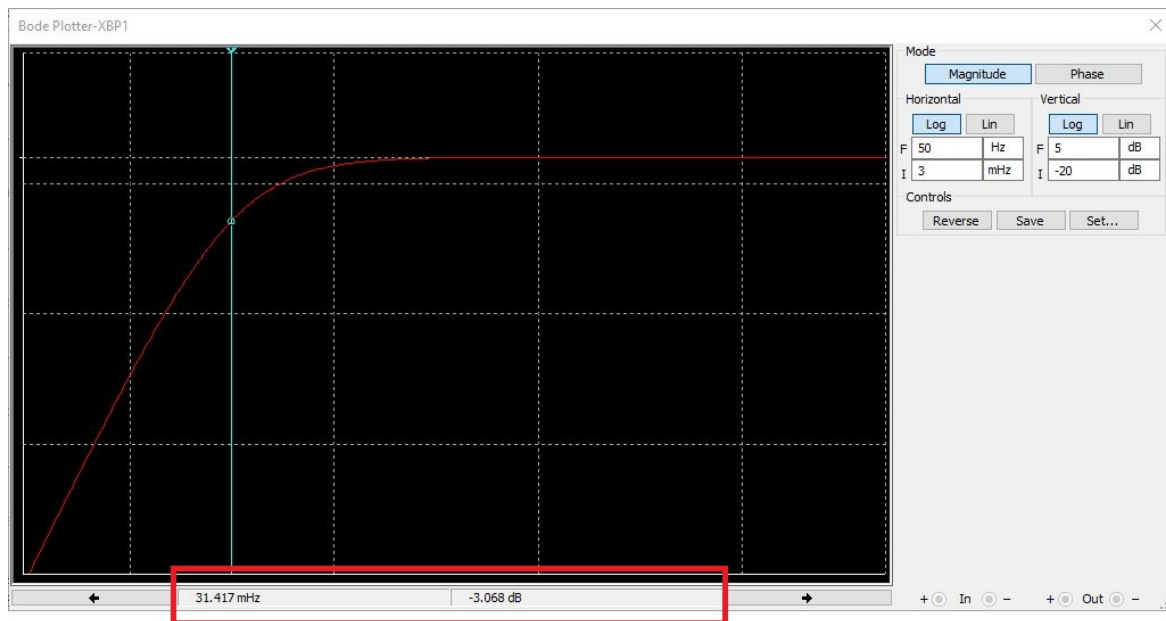


Figure 2.16: Tracé de Bode du filtre passe-haut sous Multisim.

II.9.2 Circuit de filtrage ECG:

Le filtre actif passe-bas:

La fréquence de coupure de ce filtre est de approximativement de 80Hz. Comme il est illustré dans la figure. Pour ce type de filtre on a choisi un amplificateur de type OP07.

Sachant que $R_{10}=20k\Omega$, $C_1=0.1\mu F$.

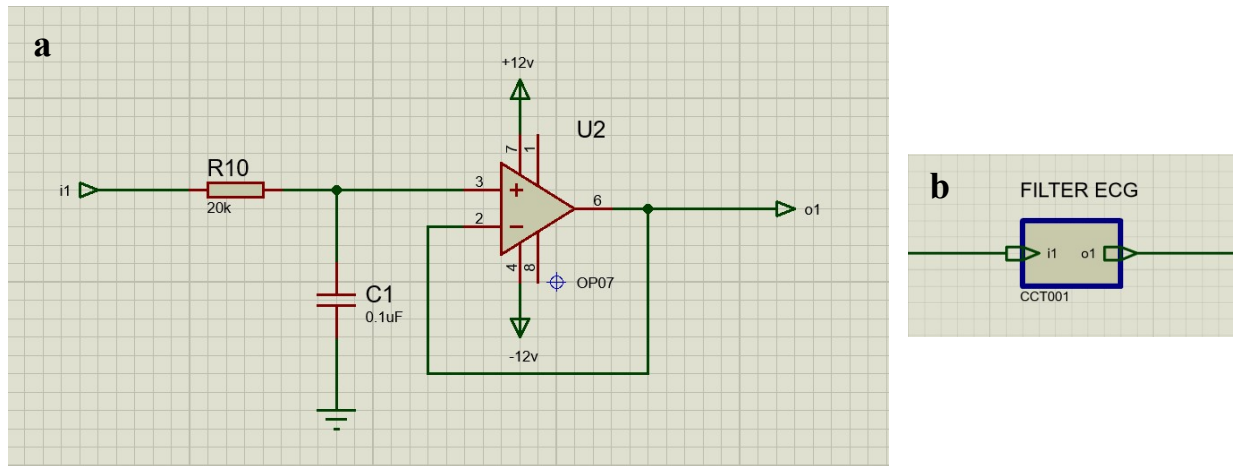


Figure 2.17: a) Schéma électrique du filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Proteus; b) Sub-circuit de filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Proteus.



Figure 2.18: Tracé de la réponse fréquentielle de filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Proteus.

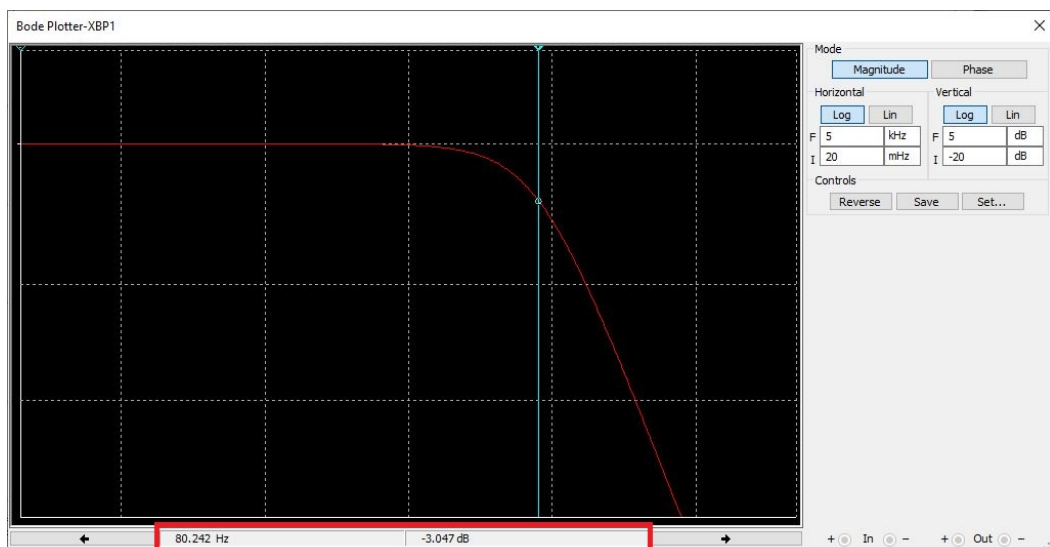


Figure 2.19: Tracé de Bode du filtre actif passe-bas pour le signal ECG sous Multisim.

II.9.3 Circuit de filtrage EMG:

Le filtre actif passe-bas de structure de RAUCH:

Les filtres de Rauche utilisent un amplificateur opérationnel associé à des cellules RC. La structure de base d'ordre 2 comporte 5 impédances et un amplificateur. Pour les cellules d'ordre 3, on ajoute une cellule RC avant une cellule d'ordre 2.

Ce sont des cellules prédéfinies permettant de réaliser des passe bas polynomiaux, leur intérêt provient des tables qui ont été calculées et diffusées par des auteurs.

Les filtres sont réalisés en associant des étages d'ordre 2 et 3 en passe-bas.

Pour réaliser ce filtre on utilise 3 résistances et 2 condensateurs ou et sa fonction de transfert est :

$$H = \frac{-1}{\frac{Z3}{Z5} + \frac{Z1}{Z5} + \frac{Z1}{Z4} + \frac{Z1.Z3}{Z2.Z5} + \frac{Z1.Z3}{Z4.Z5}}$$

$$Z1 = Z3 = Z4 = R; Z2 = \frac{1}{j\omega C1} \text{ \& } Z5 = \frac{1}{j\omega C2}$$

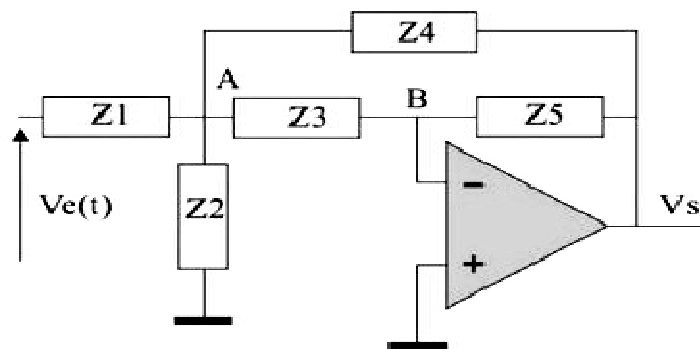


Figure 2.20: Filtre actif passe-bas structure RAUCH.

Comme nous l'avons mentionné au paravent la bande fréquentielle d'un signal EMG est comprise entre 0Hz et 500Hz et peut aller jusqu'à 1000Hz, pour notre circuit la valeur de fréquence de coupure est de 600Hz. Pour cela on a choisi un amplificateur de type OP07; R11=R12=R13=10kΩ et C2=C3=10nF.

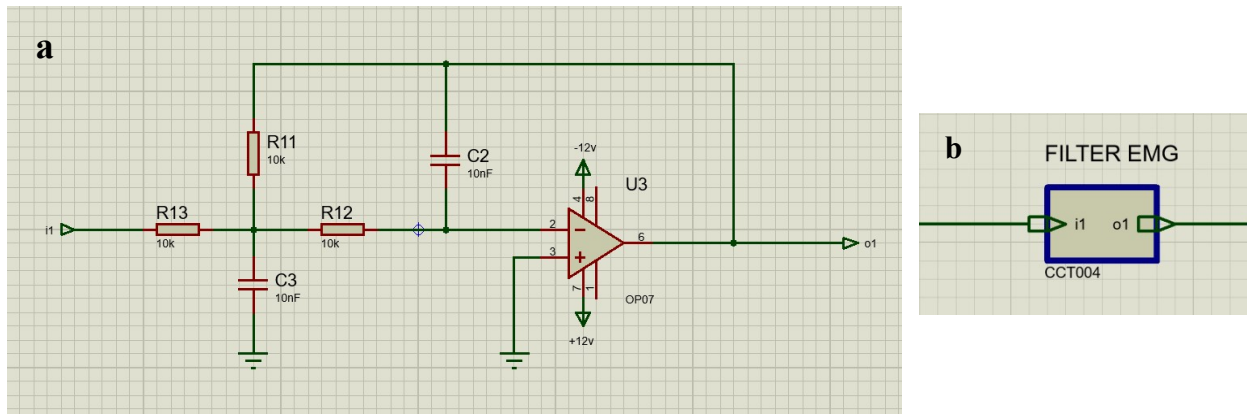


Figure 2.21: **a**: Schéma électrique du filtre actif passe-bas structure de RAUCH pour le signal EMG sous Proteus. **b**: Sub-circuit du filtre actif passe-bas structure RAUCH pour le signal EMG sous Proteus.



Figure 2.22 : Tracé de la réponse fréquentielle de filtre actif passe-bas structure RAUCH pour le signal EMG sous Proteus.

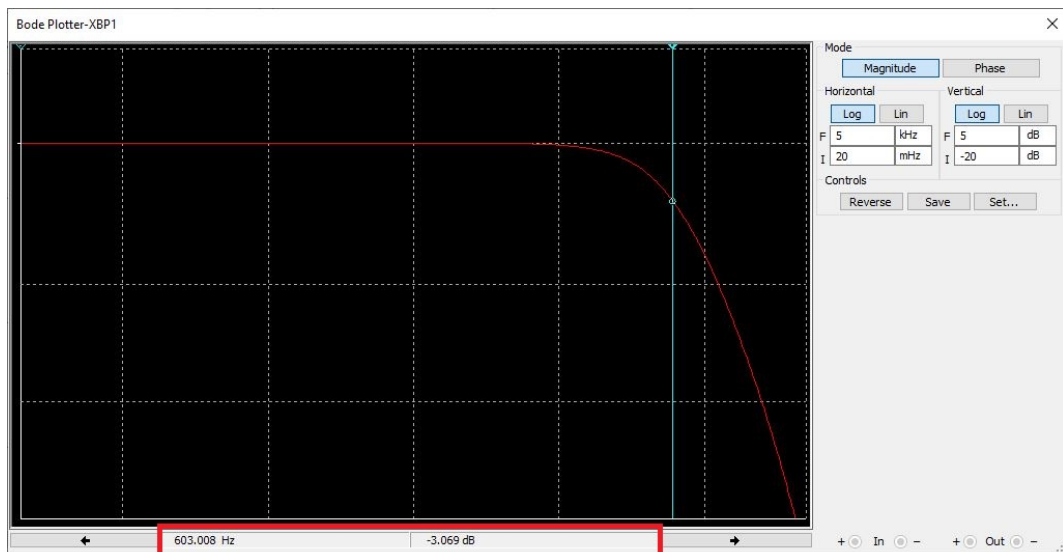


Figure 2.23 : Tracé de Bode du filtre actif passe-bas structure de RAUCH de signal EMG sous Multisim.

II.9.4 Circuit de filtrage EEG :

Nous avons vu précédemment que le signal EEG possède une amplitude de l'ordre de quelques microvolts, ce qui nécessite l'utilisation d'un filtre stable, le filtre de type Flegel peut nous garantir une tel propriété.

Un filtre Actif passe-bas de type Fliege:

Le filtrage du signal EEG est effectué a travers un filtre passe-bas de type Fliege filter sa structure est donnée par la figure suivante :

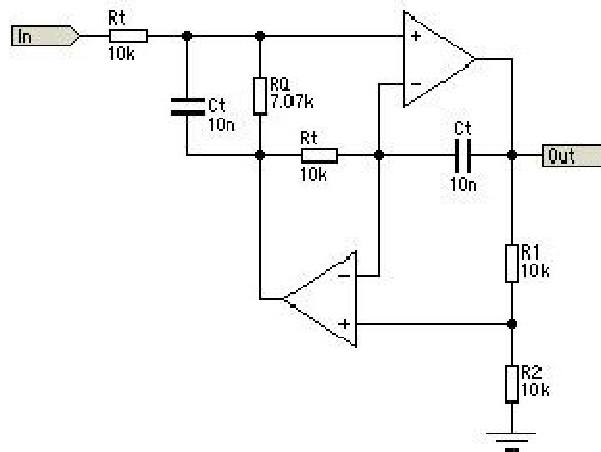


Figure 2.24 : Circuit électronique structure de FLIEGE. [27]

Pour ce type de filtre La fréquence est déterminée par la valeur de R_t et C_t , dans le cas du signal EEG nous avons choisi ces valeurs de tel sort avoir une fréquence de coupure de 33.8Hz.

Pour notre circuit on utilise 2 amplificateur de type TL081, $R_8=R_{27}=R_t=47k\Omega$; $R_9=R_Q=63k\Omega$; $R_{28}=R_{29}=10k\Omega$; $C_7=C_8=C_t=100nF$.

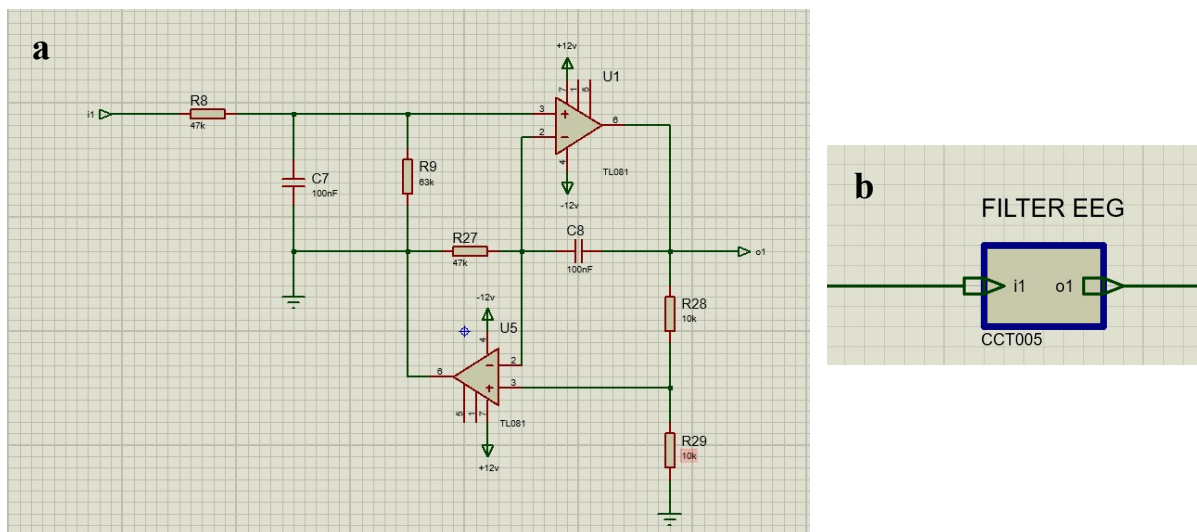


Figure 2.25 : a) Schéma électrique du filtre actif passe-bas de structure de FLIEGE pour le signal EEG sous Proteus; b) Sub-circuit du filtre actif passe-bas structure de FLIEGE pour le signal EEG sous Proteus.

Remarque: Q est contrôlé par la résistance RQ , lorsque la valeur de Q est grande, le filtre devient plus proche de parfait.



Figure 2.26: Tracé de la réponse fréquentielle de filtre actif passe-bas structure de FLIEGE pour le signal EEG sous Proteus.

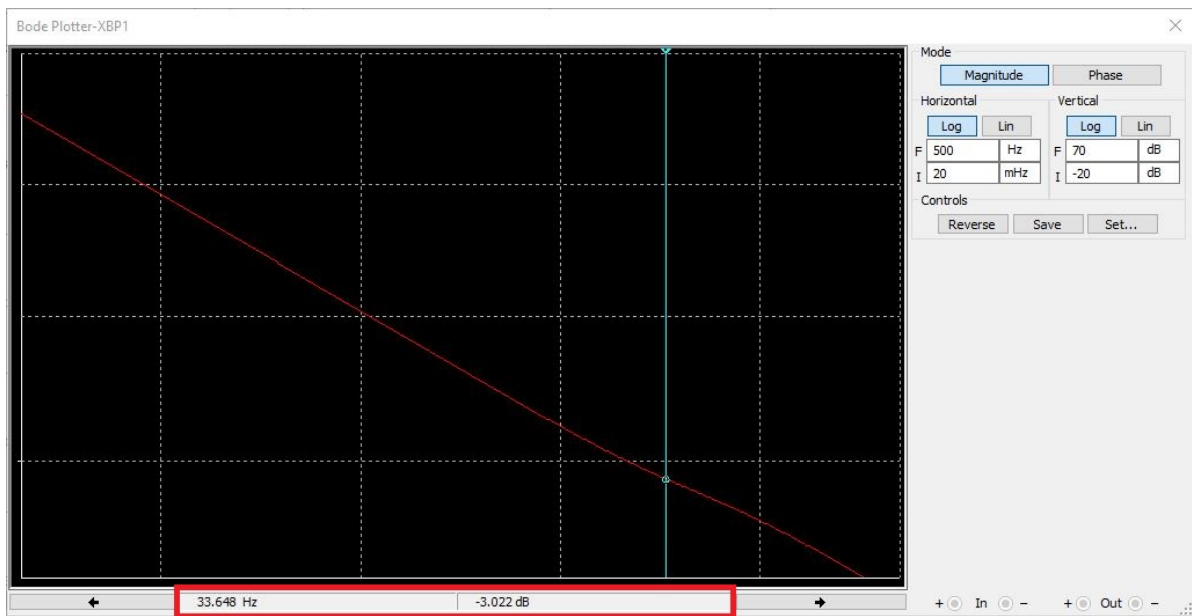


Figure 2.27 : Tracé de Bode du filtre actif passe-bas structure de FLIEGE de signal EEG sous Multisim.

II.10 Alimentation :

L'artefact de secteur est le plus commun des artefacts. Son amplitude est variable, étant alimenté par le secteur c'est la source d'un artefact de 50Hz, et pour pouvoir remédier à ce problème on prévoit d'employer une batterie de 9V, qui alimente le circuit électronique d'une manière stable et isolé.

II.11 Le Microcontrôleur:

II.11.1 l'Arduino:

Arduino est la marque d'une plateforme de prototypage open-source qui permet aux utilisateurs de créer des objets électroniques interactifs à partir de cartes électroniques matériellement libres sur lesquelles se trouve un microcontrôleur (d'architecture Atmel AVR comme l'Atmega328p, et d'architecture ARM comme le Cortex-M3 pour l'Arduino Due).[26]

Le microcontrôleur peut être programmé pour analyser et produire des signaux électriques, de manière à effectuer des tâches très diverses comme la domotique (le contrôle des appareils domestiques — éclairage, chauffage...), le pilotage d'un robot, de l'informatique embarquée, etc. [26]

Dans notre montage on utilise l'**Arduino UNO** parce que il est simple avec une taille moyenne et des pins suffisent.



Figure 2.28 : Image d'Arduino UNO [27]

II.11.2 l'Arduino IDE:

est une application Java, libre et multi-plateforme dérivée de Processing servant d'éditeur de code et de compilateur, et qui peut transférer le firmware et le programme au travers de la liaison série (RS-232, Bluetooth ou USB selon le module). Il est également possible de se passer de l'interface Arduino, et de compiler et téléverser les programmes via l'interface en ligne de commande. [28][26]

Le langage de programmation utilisé est le C++, compilé avec avr-g++ [29], et lié à la bibliothèque de développement Arduino, permettant d'utiliser la carte et ses entrées/sorties. La mise en place de ce langage standard rend aisé le développement de programmes sur les plates-formes Arduino à toute personne maîtrisant le C ou le C++. [26]

II.11.3 le rôle d'Arduino dans notre montage:

On utilise l'Arduino pour arriver à contrôler le signal mesuré à l'aide des boutons poussoir que permettent au manipulateur de choisir le signal à affiché.

Lorsque le manipulateur appuie au button, l'Arduino change le filtre passe-bas et la résistance R_g de l'amplificateur à l'aide des relais de 5V corresponde au signal choisi (ECG, EMG ou EEG).

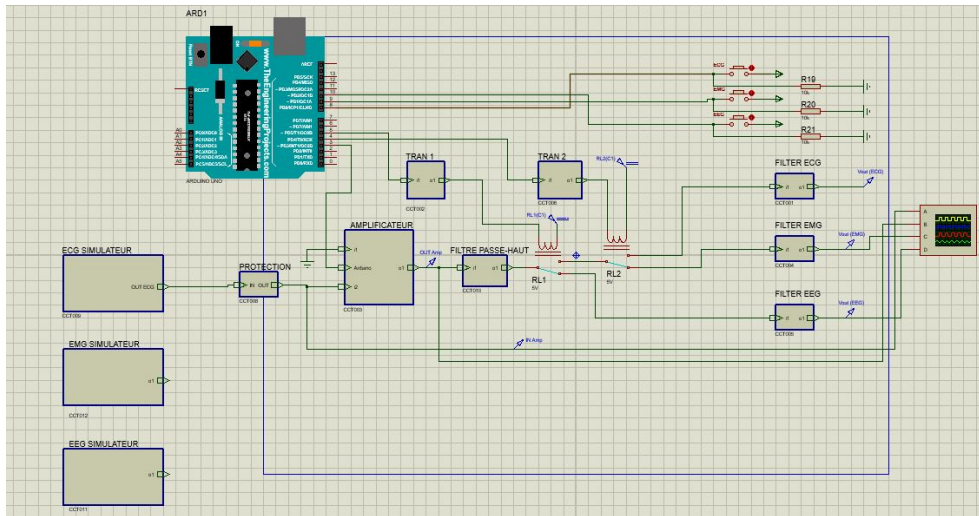


Figure 2.29: Montage complète du circuit bioamplificateur sous Proteus.

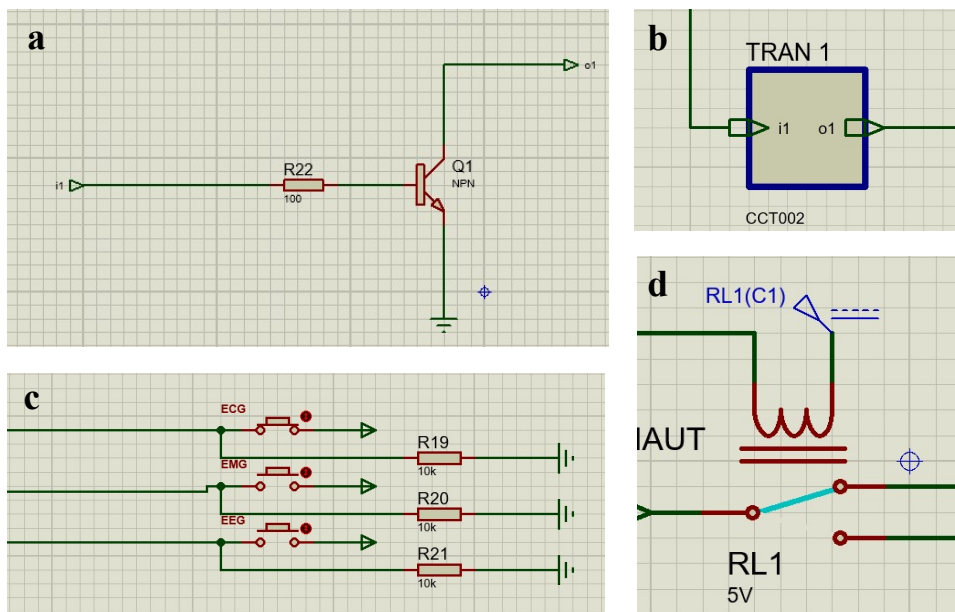


Figure 2.30: *a*: Circuit d'alimentation de relai ; *b*: Sub-circuit de relai; *c*: les boutons poussoirs pour contrôler le signal à mesuré; *d*: le relai.(le tous sous Proteus).

Remarque: Le code Arduino utilisé a été montré dans le chapitre 3.

II.12 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les circuits électronique qui permet de mesurer l'activité cardiaque, l'activité musculaire et l'activité neuronale, tous on basant sur l'analyse des circuits électroniques qui permettre l'amplification et le filtrage, cependant il est nécessaire de faire une conversion analogique numérique pour pouvoir acquérir les signaux ECG, EMG et EEG sur un micro-ordinateur.

Chapitre 03 :
Résultats & Interprétation

III.1 Introduction:

Dans ce chapitre on va présenter les différents signaux amplifier et les filtrés appliqué en cas d'une simulation sous Proteus.

III.2 Résultats:

Les résultats sont divisés en trois parties, la première est consacrée pour le signal ECG, la deuxième partie pour le signal EMG et enfin la dernière partie pour signal EEG.

III.2.1 Le signal ECG:

Le signal ECG acquis doit passer par l'étape du filtrage pour obtenir les signaux qui appartient dans la bande passante de circuit.

Afin de tester notre circuit, nous avons développé notre propre simulateur de signal brut ECG sous Proteus car il n'y a pas de bibliothèque stocké ou téléchargeable pour Proteus pour faire cette expérimentation. (Voir la figure 3.1)

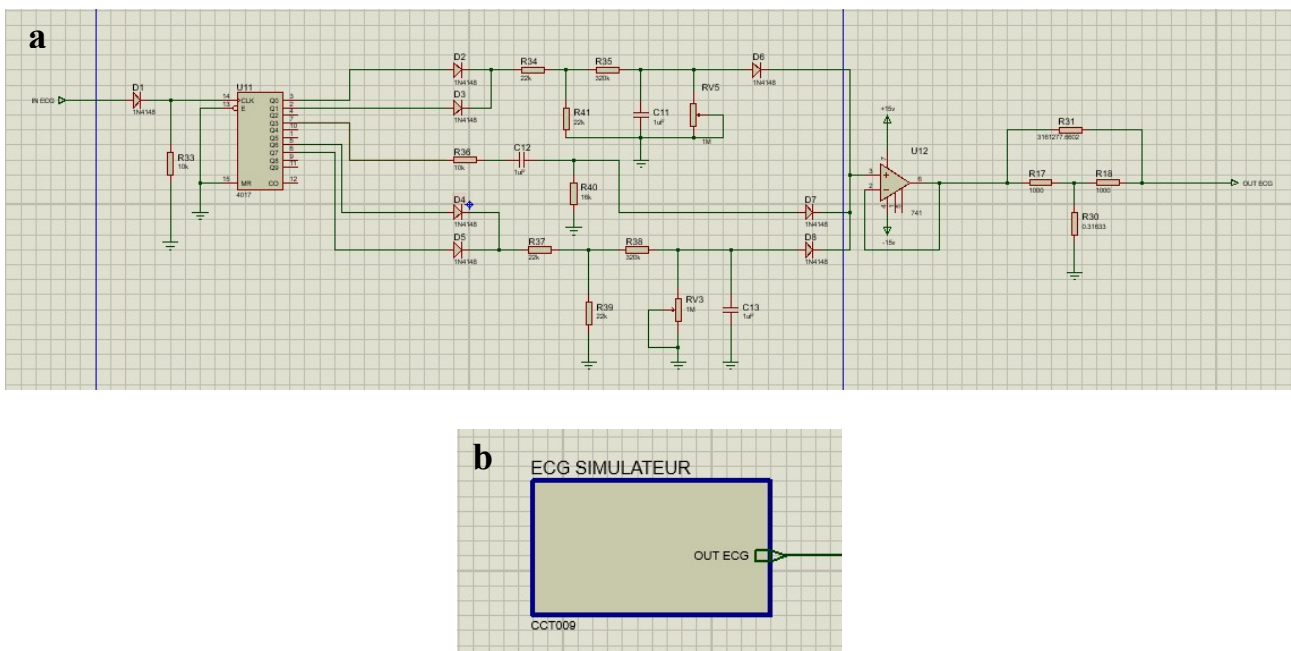


Figure 3.1: a: Circuit de simulation du signal ECG brut sous Proteus ; b: Sub-circuit de simulateur ECG sous Proteus.

III.2.1.1 L'amplification :

On obtenir les trois signaux suivant sous l'oscilloscope:

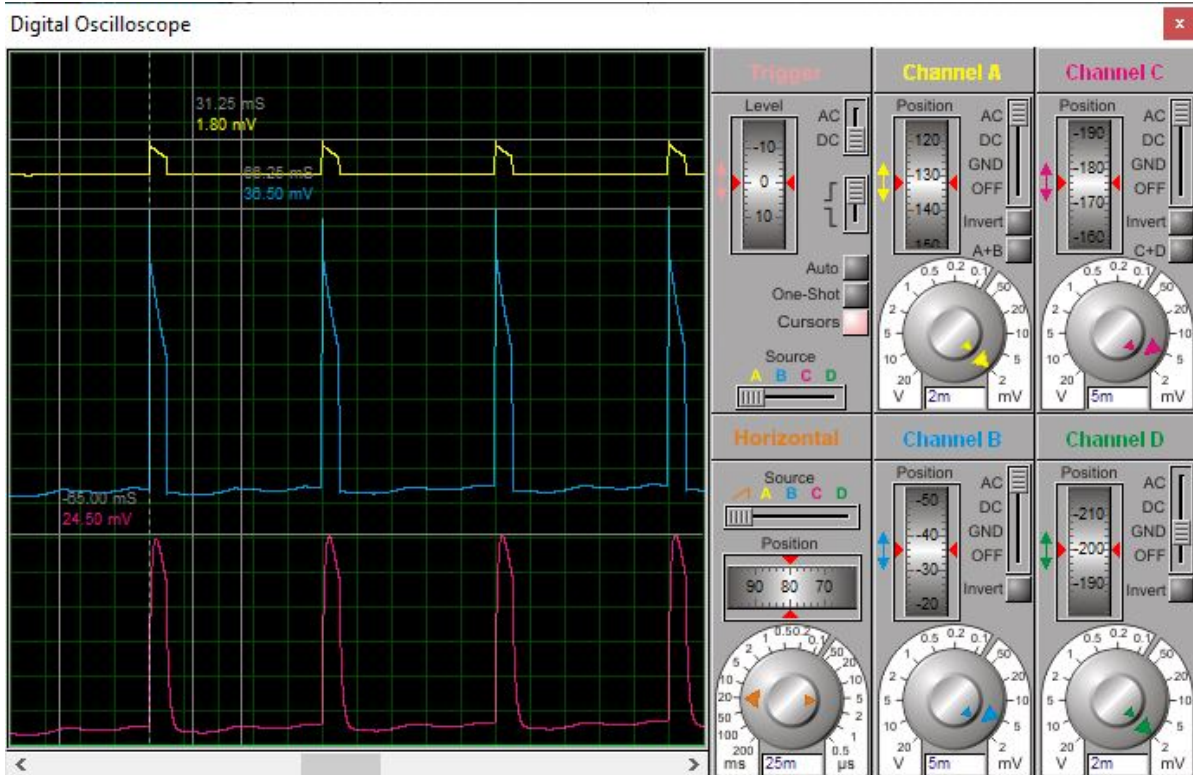


Figure 3.2: Les signaux ECG obtenu sur l'oscilloscope sous Proteus.

Jaune : Est l'entrée qui est la forme d'onde ECG brute du simulateur ECG $V_e = 1,8 \text{ mV}$.

Bleu : C'est la sortie de l'amplificateur après l'amplification $V_s(\text{amp}) = 36,5 \text{ mV}$.

Violet : Est la sortie du filtre ECG après le processus de filtrage $V_s(\text{filtre}) = 24,5 \text{ mV}$.

- On remarque que le gain est de **20** dans la sortie de l'ampli alors que nous visons.
- Le gain a été un peu diminué dans la sortie du filtre ECG à **13,6** en raison de l'effet de filtre passe-bas actif **non inverseur**, mais le gain reste bon et n'affectera pas notre mission.
- Nous pouvons voir que la forme d'onde ECG à la sortie du filtre est beaucoup plus claire, plus lisse et plus proche de signal ECG réelle que la sortie de l'amplificateur, ce qui nous indique que **notre filtre fonctionne parfaitement**.

III.2.1.2 le filtrage:

Pour tester notre filtre est pour assurer qu'il fonctionne correctement, en injecte des fréquences inférieures et supérieures à la fréquence de coupure de filtre et comparer les résultats:

Pour les basses fréquences ($f = 20 \text{ mHz} < f_c = 31 \text{ mHz}$) on remarque que le signale d'entrée (Jaune) est **atténué** a la sortie (Bleu) selon le graph des signaux (Figure 3.3).

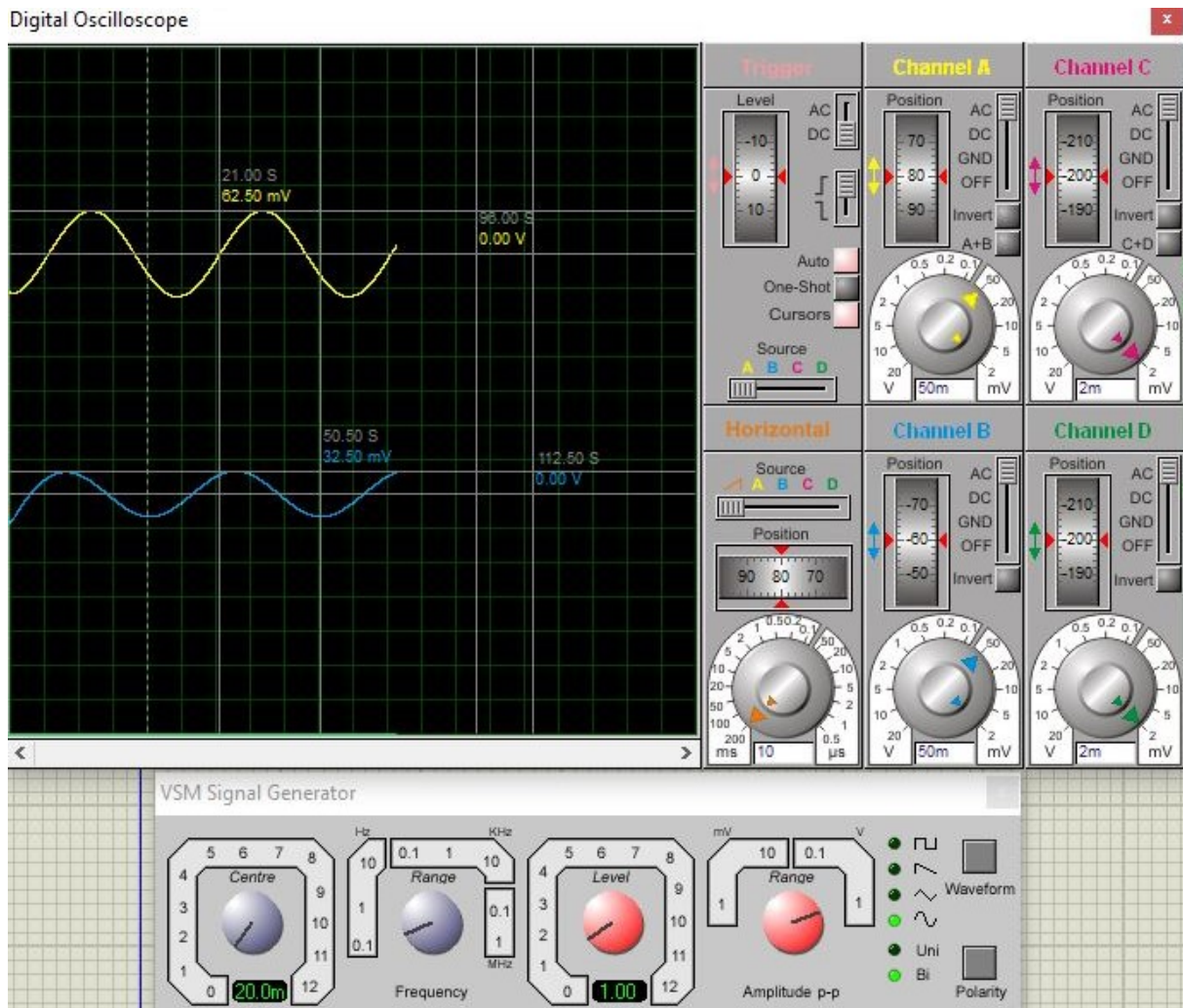


Figure 3.3: La réponse de filtre ECG pour les basses fréquences sous Proteus.

Parce que nous avons utilisé le même filtre passe-haut pour les trois signaux, nous n'avons donc pas besoin de tester la réponse du filtre passe-haut à chaque fois.

Pour les fréquences dans la bande passante de filtre ($f_{c1}=31\text{mHz} < f=70\text{Hz} < f_{c2}=80\text{Hz}$) on remarque que le signal d'entrée (Jaune) **né pas atténué** à la sortie (Violet) selon le graph des signaux (Figure 3.4).

Remarque:

Les deux signaux est dans **le même calibre** pour voire la différence.

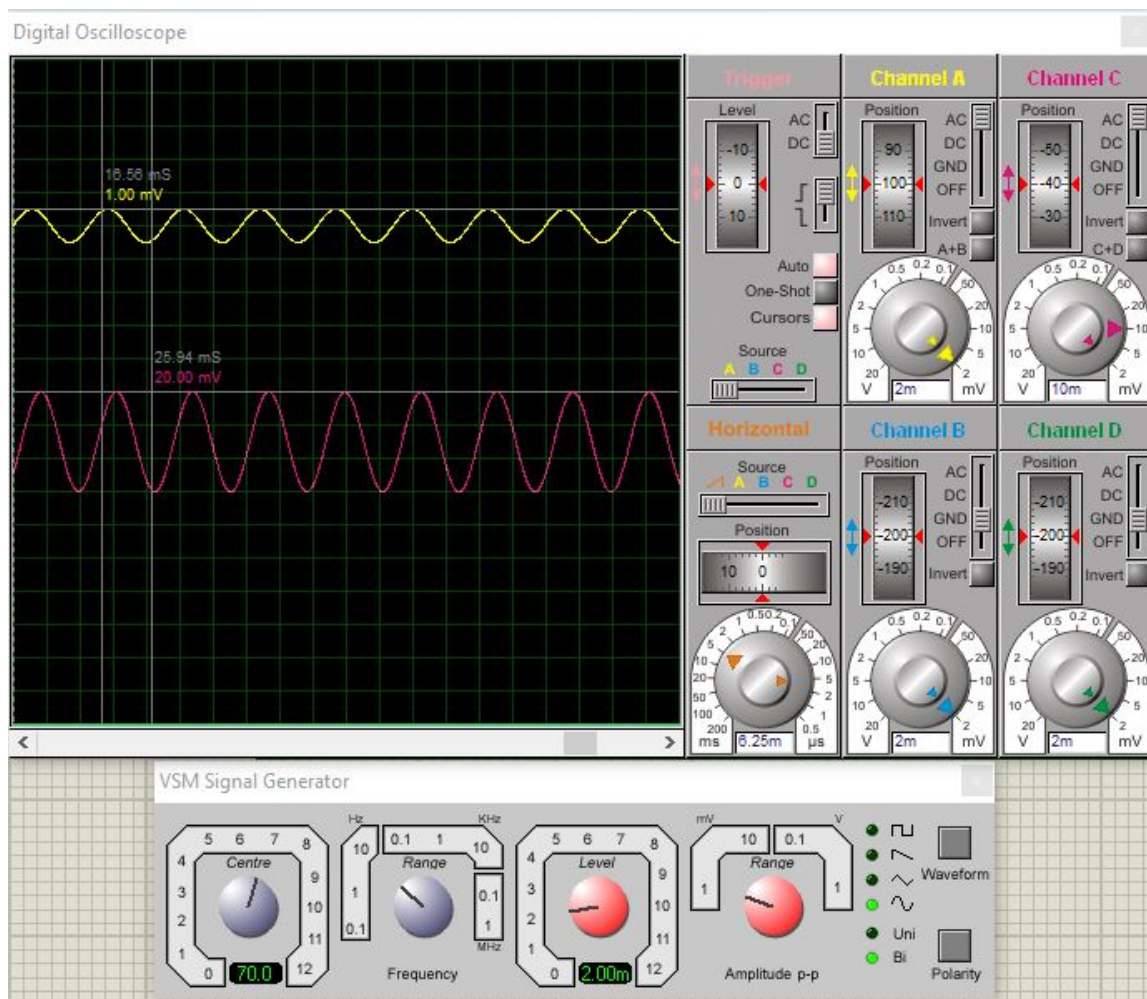


Figure 3.4: La réponse de filtre ECG pour les fréquences dans la bande passante de filtre sous Proteus.

La fréquence injectée par le générateur des fréquences et de **70Hz** comme il est montré dans la figure 3.4 des signaux.

On peut voir que le signal d'entrée a été amplifié bien comme il faut donc le filtre est fonctionné correctement dans cette bande passante.

Pour les hautes fréquences ($f_c=80\text{Hz} < f=10\text{kHz}$) on remarque que le signal d'entrée (Jaune) est **atténué** a la sortie (Violet) selon le graph des signaux (Figure 3.5).

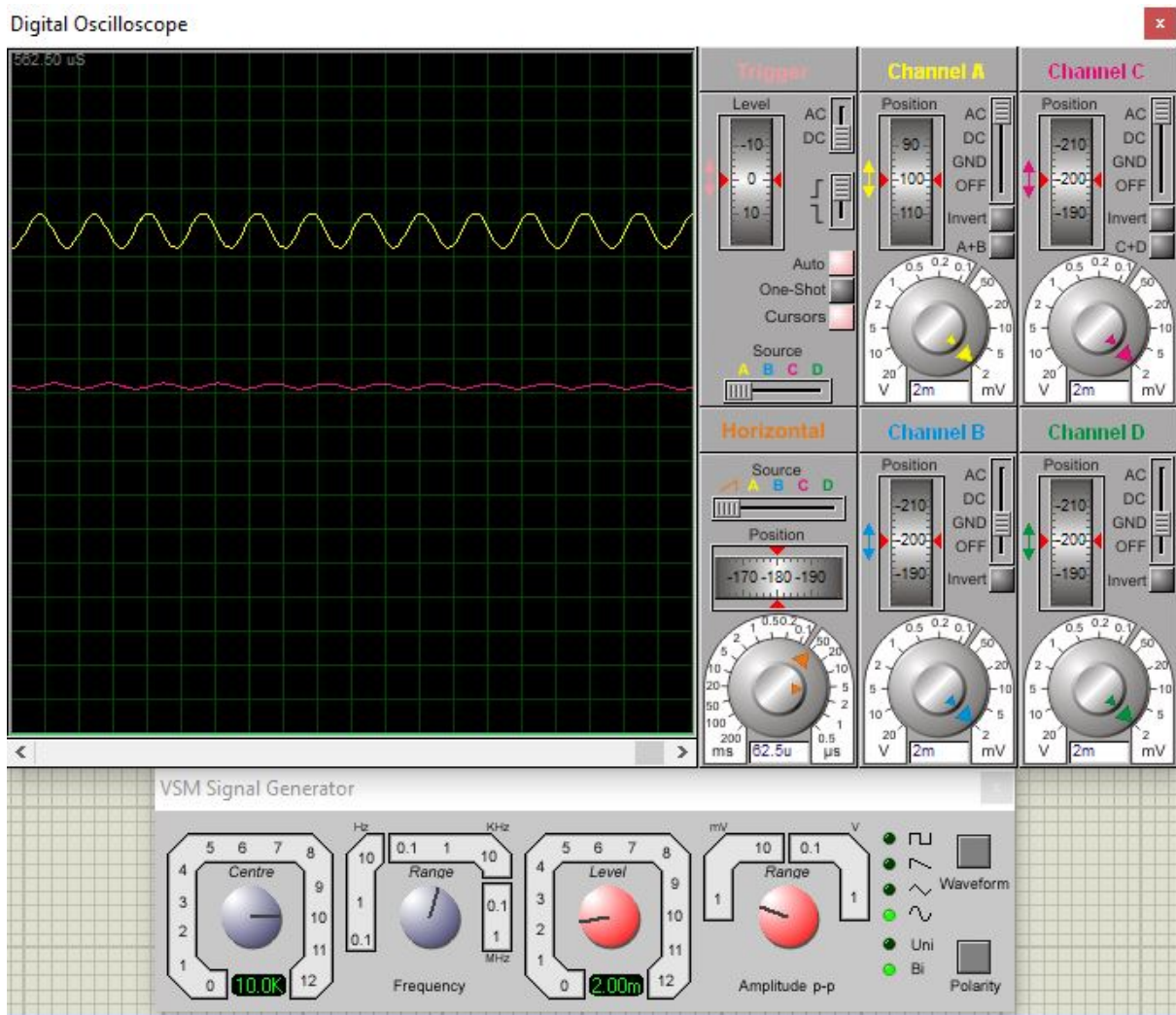


Figure 3.5: La réponse de filtre ECG pour les hautes fréquences sous Proteus.

La fréquence injectée par le générateur des fréquences et de **10kHz** comme il est montré dans la figure 3.5 des signaux.

Remarque:

Les deux signaux est dans **le même calibre** pour voire la différence.

III.2.2 Le signal EMG:

Afin de tester notre circuit, nous avons développé notre propre simulateur de signal brut EMG sous Proteus car il n'y a pas de bibliothèque stocké ou téléchargeable pour Proteus pour faire cette expérimentation. (Voir la figure 3.6)

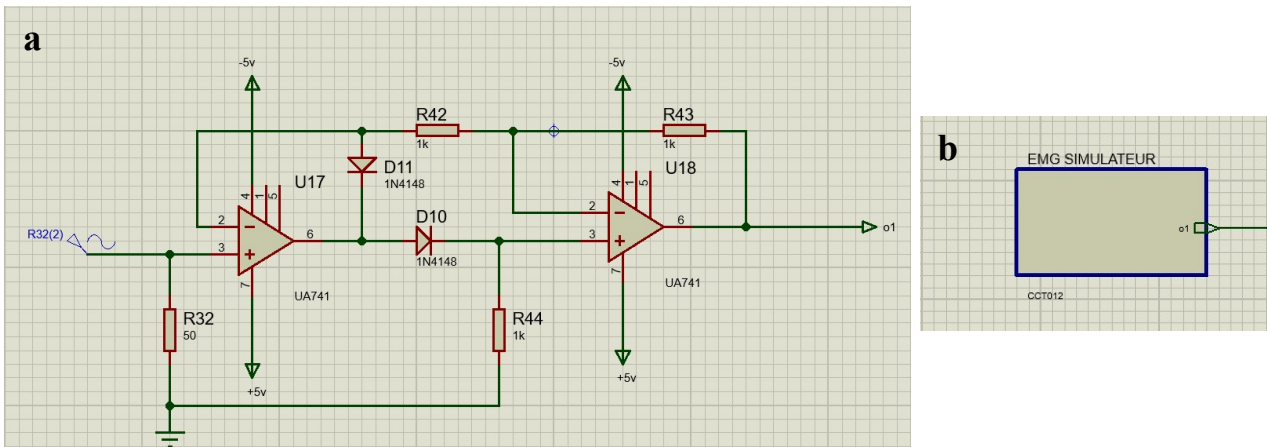


Figure 3.6: **a**: Circuit de simulation du signal EMG brut sous Proteus ; **b**: Sub-circuit de simulateur EMG sous Proteus.

III.2.2.1 l'amplification :

On obtient les trois signaux suivant sous l'oscilloscope:

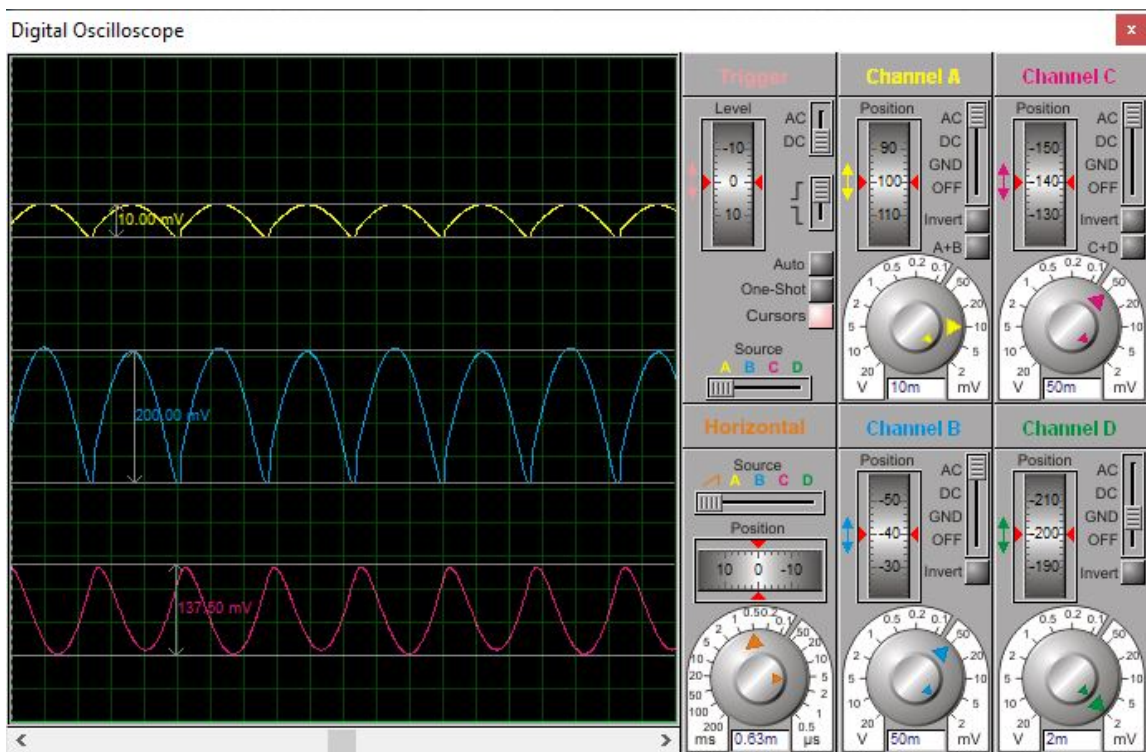


Figure 3.7 : Les signaux EMG obtenu sur l'oscilloscope sous Proteus.

Jaune : Est l'entrée qui est la forme d'onde EMG brute du simulateur EMG $V_e = 10mV$.

Bleu : C'est la sortie de l'amplificateur après l'amplification $V_s(amp)=200mV$.

Violet : Est la sortie du filtre EMG après le processus de filtrage $V_s(filtre)= 137.50mV$.

- On remarque que le gain est de **20** dans la sortie de l'ampli alors que nous visons.

- Le gain a été un peu diminué dans la sortie du filtre EMG à **13.75** en raison de l'effet de filtre passe-bas actif **inverseur du RAUCH**, mais le gain reste bon et n'affectera pas notre mission.
- Nous pouvons voir que la forme d'onde EMG à la sortie du filtre est beaucoup plus claire, plus lisse et plus proche de signal EMG réelle que la sortie de l'amplificateur, ce qui nous indique que **notre filtre fonctionne parfaitement**.

III.2.2.2 le filtrage:

Pour tester notre filtre est pour assurer qu'il fonctionne correctement, en injecte des fréquences inférieures et supérieures à la fréquence de coupure de filtre et comparer les résultats:

Pour les fréquences dans la bande passante de filtre ($f_{c1}=31\text{mHz}<f=300\text{Hz}<f_{c2}=600\text{Hz}$) on remarque que le signal d'entrée (Jaune) **né pas atténué** a la sortie (Violet) selon le graph des signaux (Figure 3.8).

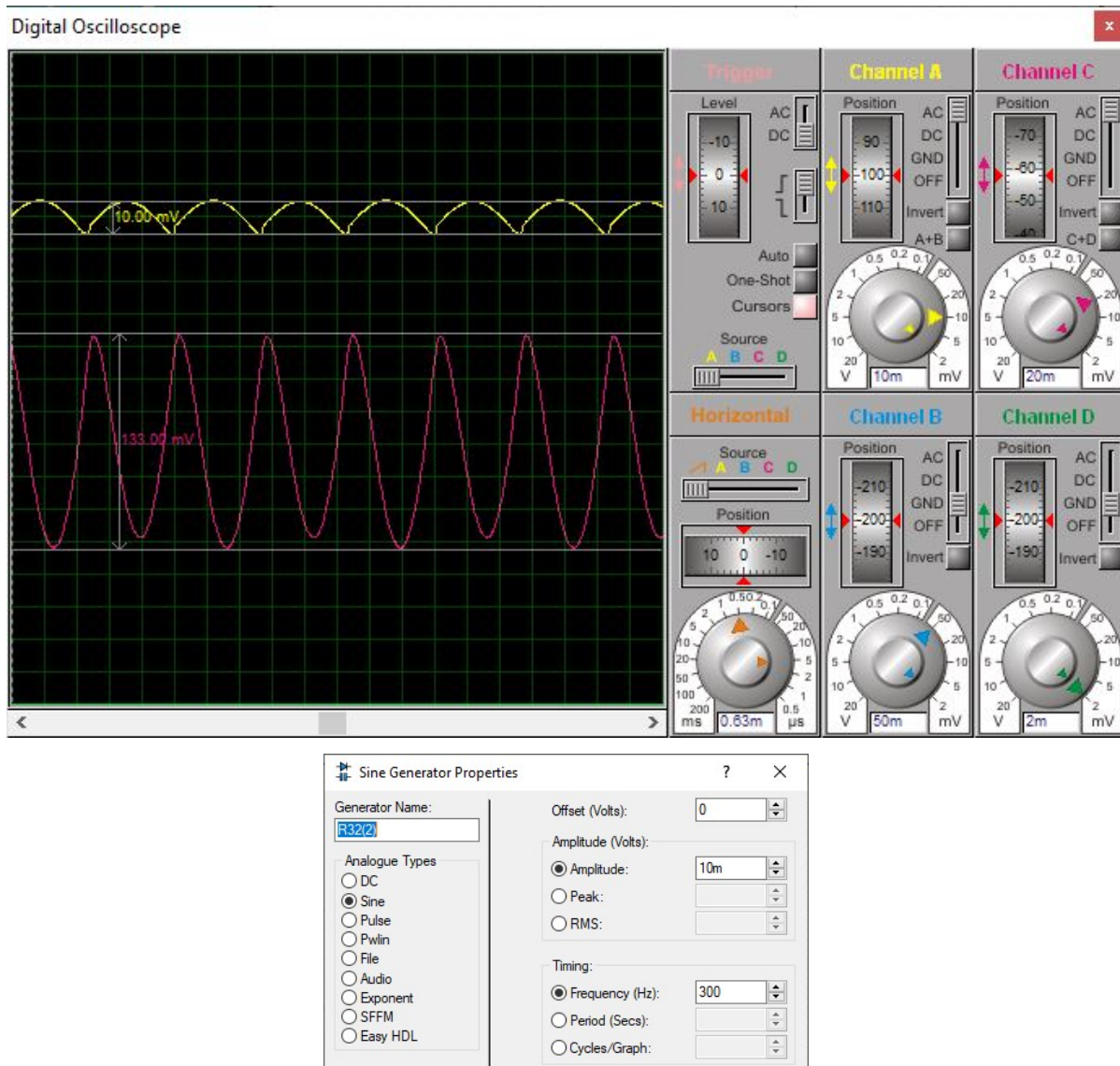


Figure 3.8 : La réponse de filtre EMG pour les fréquences dans la bande passante de filtre sous Proteus.

La fréquence injectée par le simulateur EMG et de **300Hz** comme il est montré dans la figure 3.8 des signaux.

On peut voir que le signal d'entré a été amplifié bien come il faut donc le filtre est fonctionné correctement dans cette bande passante.

Pour les hautes fréquences ($f_c=600\text{Hz}<f=10\text{kHz}$) on remarque que le signale d'entré (Jaune) est **atténué** a la sortie (Violet) selon le graph des signaux (Figure 3.9).

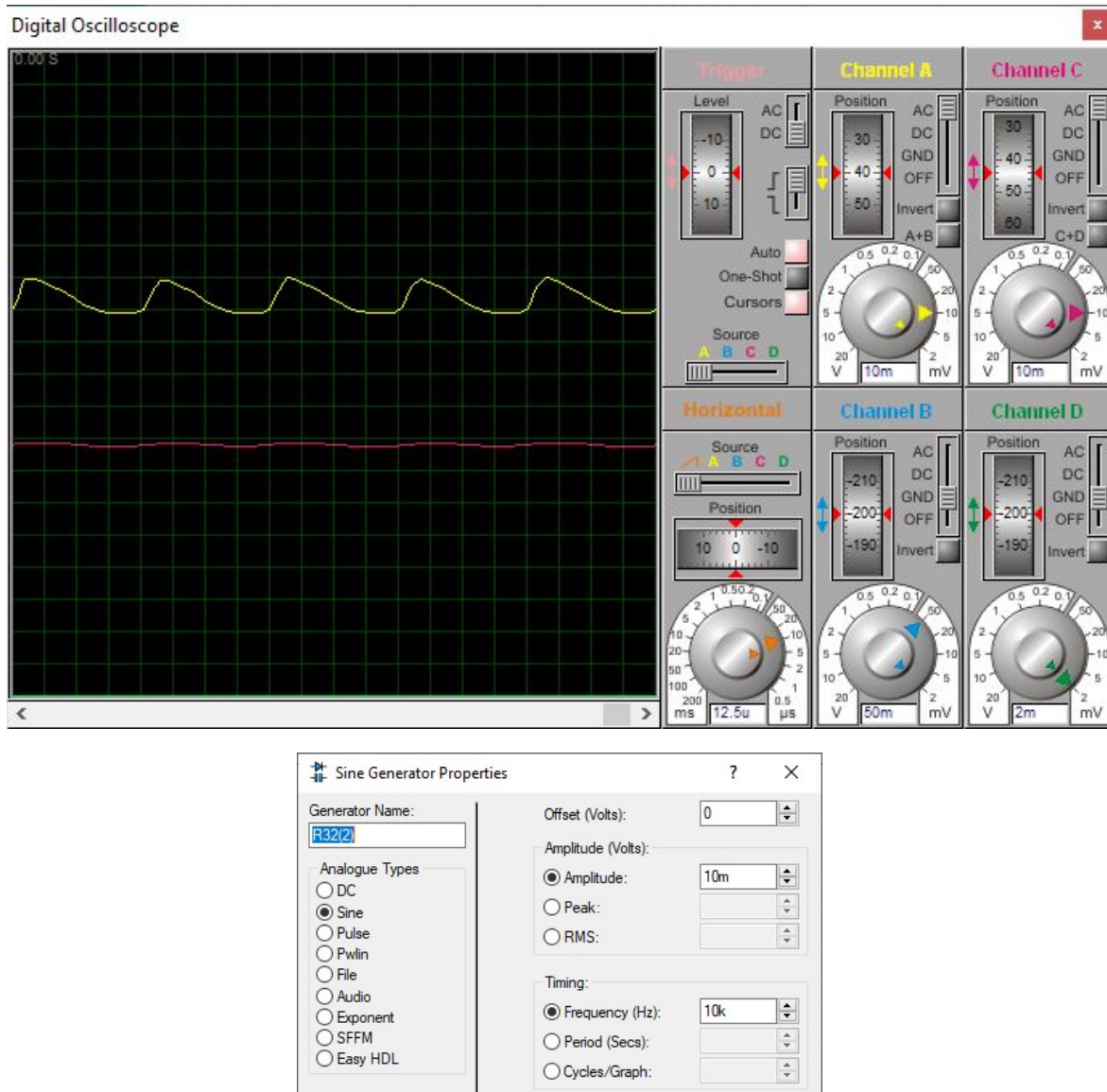


Figure 3.9: La réponse de filtre EMG pour les hautes fréquences sous Proteus.

Remarque:

Les deux signaux est dans **le même calibre** pour voire la différence.

III.2.3 Le signal EEG:

afin de tester notre circuit, nous devons injecter un signal EEG brut dans l'entrée de notre circuit, mais en raison de la difficulté à simuler un signal EEG brut aléatoire, nous avons décidé d'utiliser un générateur de signal à la place et de changer la fréquence et l'amplitude en fonction des caractéristiques du signal EEG.. (Voir la figure 3.10)

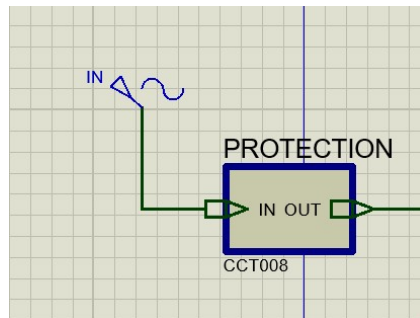


Figure 3.10: Simulation du signal EEG brut on utilise le générateur du signal sous Proteus.

III.2.3.1 l'amplification :

On obtenir les trois signaux suivant sous l'oscilloscope:

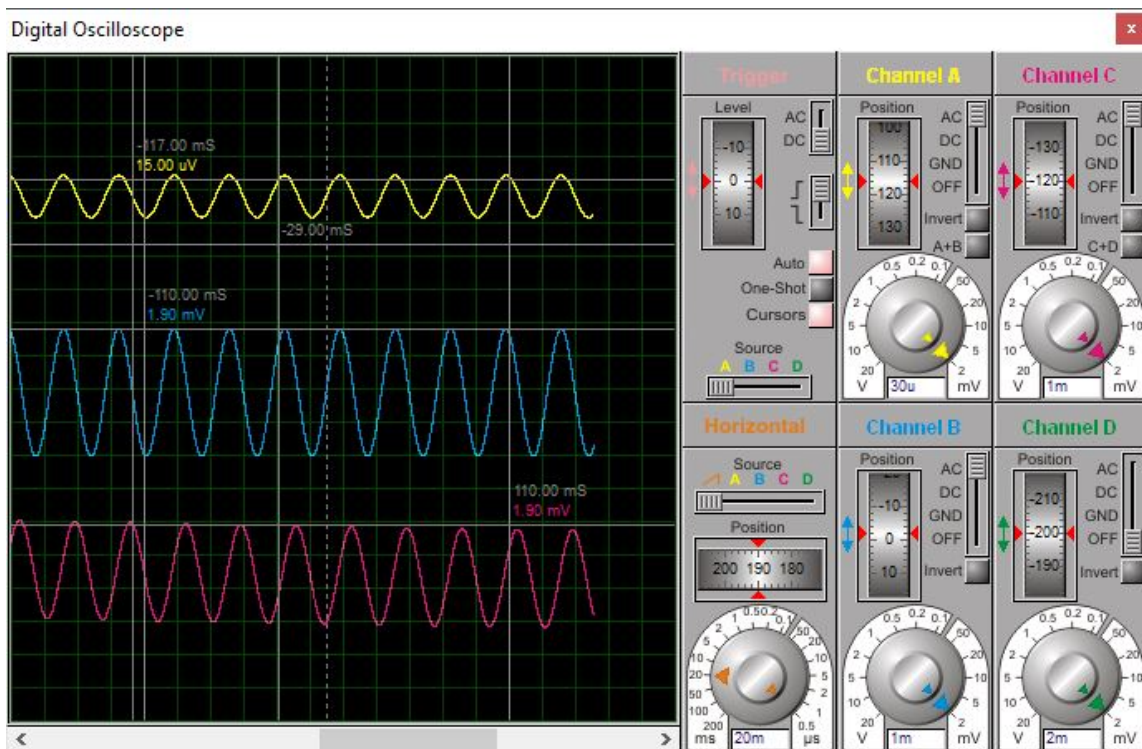


Figure 3.11: Les signaux EEG obtenu sur l'oscilloscope sous Proteus (l'onde Gamma).

Jaune : Est l'entrée qui est la forme d'onde EEG brute (l'onde Gamma) du générateur du signal $V_e = 19\mu V$.

Bleu : C'est la sortie de l'amplificateur après l'amplification $V_s(amp) = 1.9mV$.

Violet : Est la sortie du filtre EEG après le processus de filtrage $V_s(filtre) = 1.90mV$.

- On remarque que le gain est de **100** dans la sortie de l'ampli alors que nous visons.

III.2.3.2 le filtrage:

Pour tester notre filtre est pour assurer qu'il fonctionne correctement, en injecte des fréquences inférieures et supérieures à la fréquence de coupure de filtre et comparer les résultats:

Pour les fréquences dans la bande passante de filtre ($f_{c1}=31\text{mHz} < f=30\text{Hz} < f_{c2}=33.8\text{Hz}$) on remarque que le signal d'entrée (Jaune) **né pas atténué** a la sortie (Violet) selon le graph des signaux (Figure 3.12).

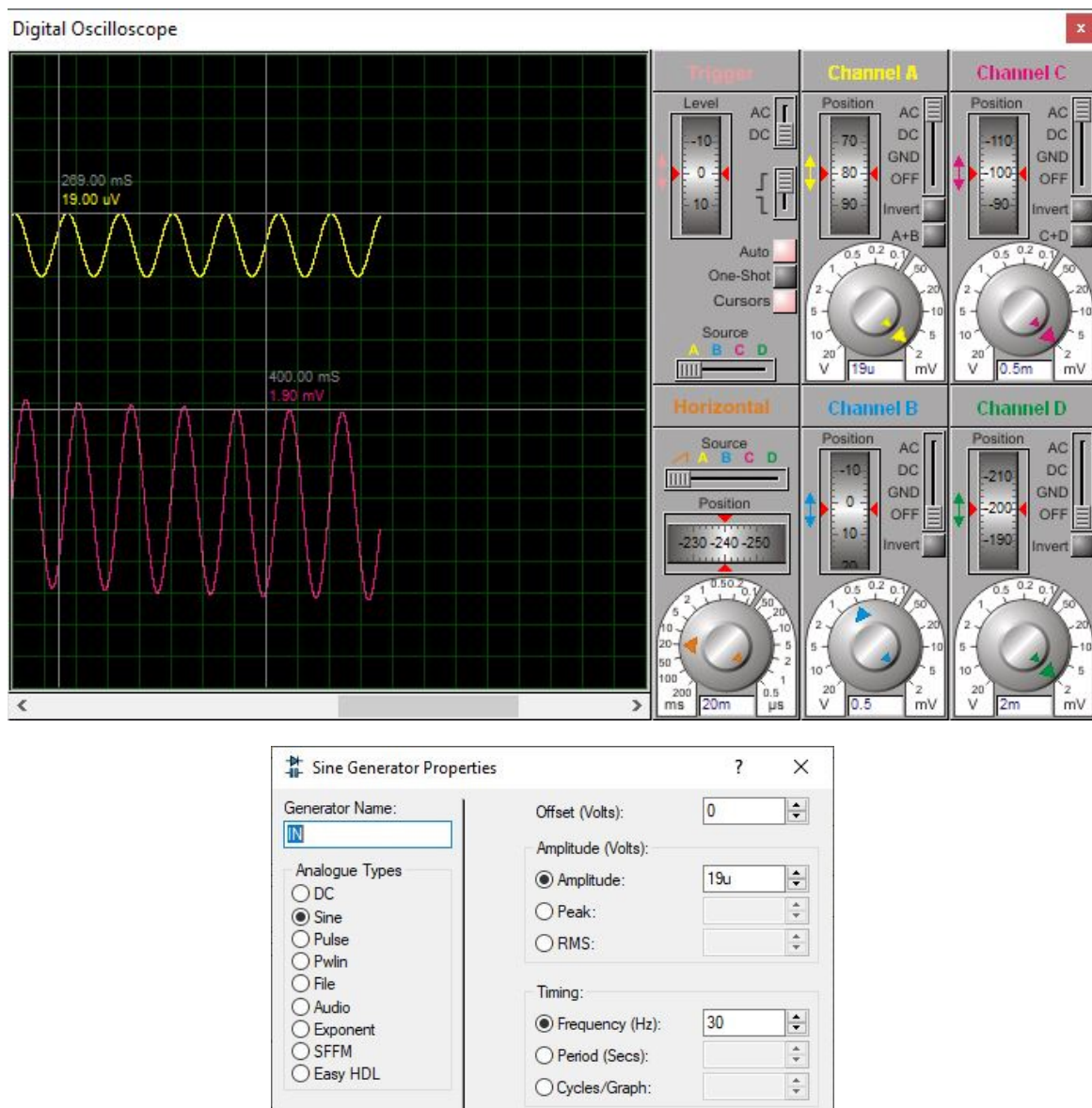


Figure 3.12: La réponse de filtre EEG pour les fréquences dans la bande passante de filtre sous Proteus

La fréquence injectée par le générateur de signal est de **30Hz** comme il est montré dans la figure 3.12 des signaux.

On peut voir que le signal d'entrée a été amplifié bien car le filtre est fonctionné correctement dans cette bande passante.

Pour les hautes fréquences ($f_c=33.8\text{Hz} < f=10\text{kHz}$) on remarque que le signal d'entrée (Jaune) est **atténué** à la sortie (Violet) selon le graph des signaux (Figure 3.13).

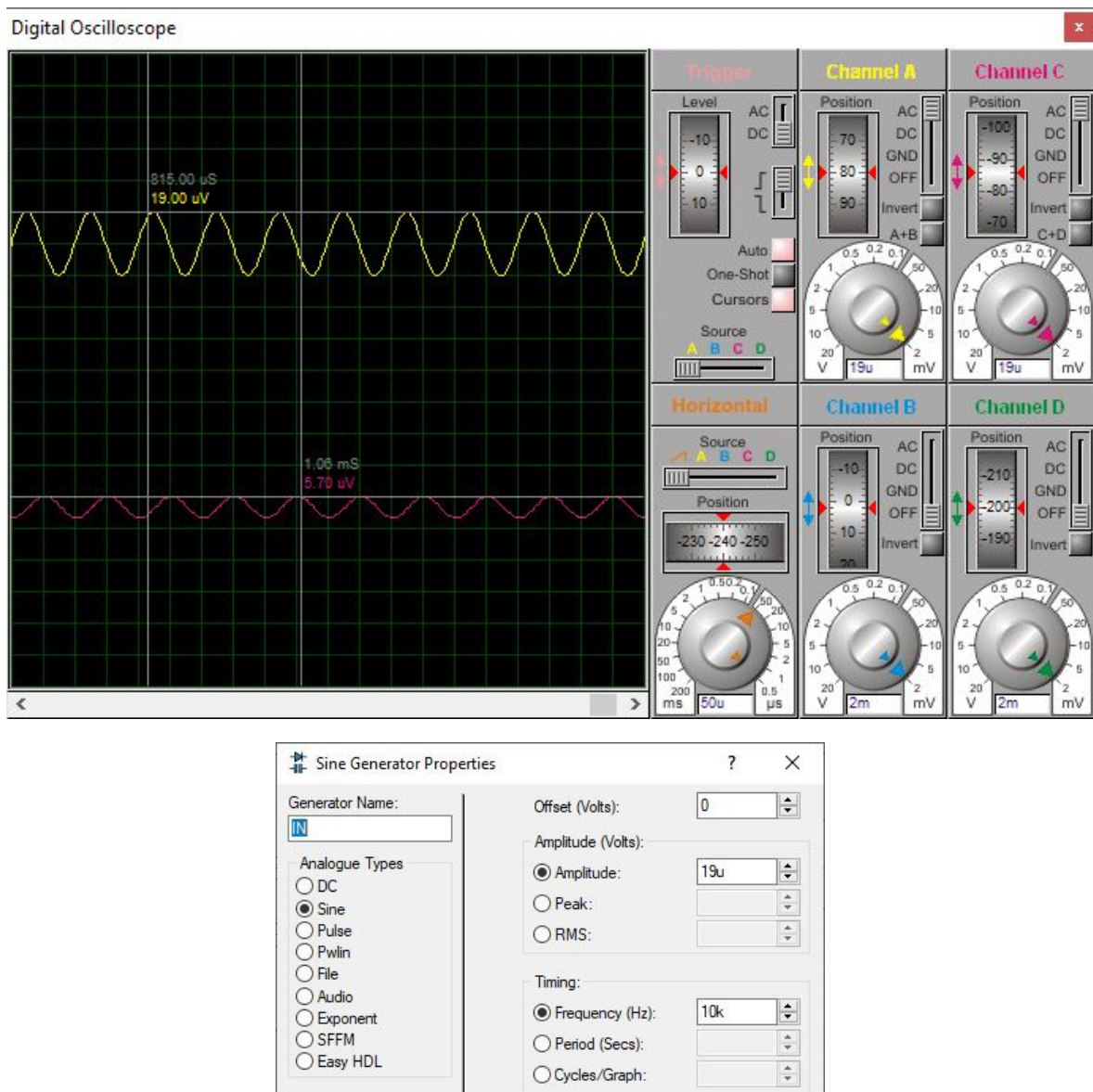


Figure 3.13 : La réponse de filtre EEG pour les hautes fréquences sous Proteus.

III.2.4 Partie Microcontrôleur:

III.2.4.1 La réaction du circuit avec l'Arduino:

La figure 3.14 suivant montre la réaction du circuit lorsqu'en presse sur les button :

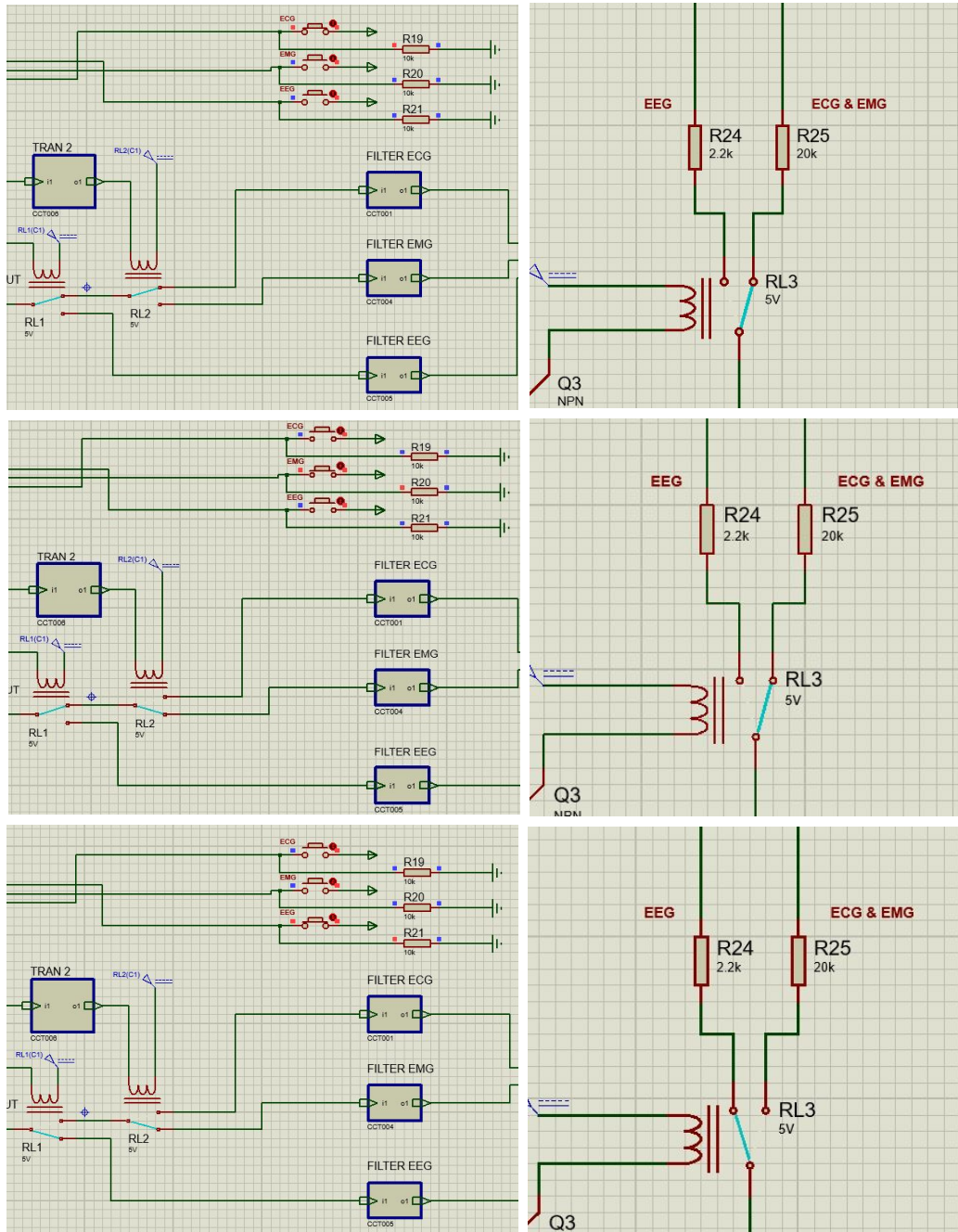


Figure 3.14: réaction du circuit lorsqu'en presse sur les button sous Proteus.

On remarque que l'Arduino change le filtre et la Rg d'ampli quand on appuie sur les boutons.

III.2.4.2 Le code Arduino utilisé:

```

Arduino_code
void setup() {
  pinMode (3, OUTPUT);
  pinMode (4, OUTPUT);
  pinMode (5, OUTPUT);
  pinMode (8, INPUT);
  pinMode (9, INPUT);
  pinMode (10, INPUT);
}
void loop() {
  int bt1 = digitalRead (8);           //button ECG
  int bt2 = digitalRead (9);           //button EMG
  int bt3 = digitalRead (10);          //button EEG
  if (bt1 == HIGH){
    digitalWrite (5, HIGH);
    digitalWrite (4, HIGH);
    digitalWrite (3, LOW);             //Change Rg à Rg du ECG
  }
  else if (bt2 == HIGH){
    digitalWrite (5, HIGH);
    digitalWrite (4, LOW);
    digitalWrite (3, LOW);            //Change Rg à Rg du EMG
  }
  else if (bt3 == HIGH){
    digitalWrite (5, LOW);
    digitalWrite (3, HIGH);           //Change Rg à Rg du EEG
  }
}

```

*Figure 3.15: Le code Arduino utilisé.***III.3 Conclusion :**

. Dans ce chapitre nous avons testé les différents étages du notre circuit d'amplification des signaux ECG, EMG et EEG. Nous avons testé par la simulation à l'aide de logicielle Proteus des différentes parties de circuit. Puis nous avons passé a testé le circuit par l'injection des signaux de différentes fréquences et amplitudes et les résultats sont conformément à celles souhaité.

Conclusion général

Ce projet nous a permis la réalisation d'un bioamplificateur relié à des activités du corps humain à travers l'amplification de ces signaux physiologiques. Pas seulement l'amplification, mais aussi le filtrage de tous ces types des signaux et l'affichage des résultats.

Ce circuit est contrôlé par un microcontrôleur qui facilite la tâche au manipulateur de changé entre les différentes signaux et permette de minimisé l'interaction manuel et donc minimisé les erreurs de la manipulation.

Ce travail nous a également permis de comprendre l'importance de la simulation en ingénierie en général et en génie biomédical en particulier qui est d'éviter les différents problèmes qui peuvent survenir lors de la réalisation pratique et d'éviter les erreurs dues aux différents outils de tests que ces plateformes proposent.

Par ailleurs ce que nous retenons de ce thème très important dans ce domaine de recherche c'est aussi son utilité socioéconomique puisqu'il nous a ouvert une fenêtre afin d'évaluer et de faire un développement sur un produit stratégique surtout dans le domaine médical qui nous permet de surcroit et limiter des erreurs par le truchement de sa haute précision.

Annexe 01

Annexe 01 :



μA741

SLOS094G –NOVEMBER 1970–REVISED JANUARY 2018

μA741 General-Purpose Operational Amplifiers

1 Features

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- No Latch-Up

2 Applications

- DVD Recorders and Players
- Pro Audio Mixers

3 Description

The μA741 device is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low-value potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in [Figure 12](#).

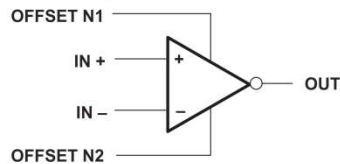
The μA741C device is characterized for operation from 0°C to 70°C.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
μA741CD	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
μA741CP	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm
μA741CPS	SO (8)	6.20 mm × 5.30 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{CC} ⁽²⁾	μA741C	-18	18	V
Differential input voltage, V_{ID} ⁽³⁾	μA741C	-15	15	V
Input voltage, V_I (any input) ⁽²⁾⁽⁴⁾	μA741C	-15	15	V
Voltage between offset null (either OFFSET N1 or OFFSET N2) and V_{CC-}	μA741C	-15	15	V
Duration of output short circuit ⁽⁵⁾		Unlimited		
Continuous total power dissipation		See Thermal Information		
Case temperature for 60 seconds	μA741C	N/A	N/A	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	μA741C	N/A	N/A	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, P, or PS package		260	°C
Operating junction temperature, T_J			150	°C
Storage temperature range, T_{stg}	μA741C	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
- (3) Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
- (4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- (5) The output may be shorted to ground or either power supply.

6.2 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_{CC+} — Supply voltage		5	15	V
V_{CC-}		-5	-15	V
T_A — Operating free-air temperature	μA741C	0	70	°C

6.3 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	μA741			UNIT
	D (SOIC)	P (PDIP)	PS (SO)	
	8 PINS	8 PINS	8 PINS	
$R_{\theta JA}$ — Junction-to-ambient thermal resistance	129.2	87.4	119.7	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$ — Junction-to-case (top) thermal resistance	73.6	89.3	66	°C/W
$R_{\theta JB}$ — Junction-to-board thermal resistance	72.4	64.4	70	°C/W
Ψ_{JT} — Junction-to-top characterization parameter	25.9	49.8	27.2	°C/W
Ψ_{JB} — Junction-to-board characterization parameter	71.7	64.1	69	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

uA741

SLOS094G – NOVEMBER 1970 – REVISED JANUARY 2018

www.ti.com
6.4 Electrical Characteristics: μ A741C

 at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS ⁽¹⁾		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	25°C		1	6	mV
			Full range			7.5	
$\Delta V_{IO(adj)}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	25°C		± 15		mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	25°C		20	200	nA
			Full range			300	
I_{IB}	Input bias current	$V_O = 0$	25°C		80	500	nA
			Full range			800	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C		± 12	± 13	V
			Full range		± 12		
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing		$R_L = 10$ k Ω	25°C	± 12	± 14	V
			$R_L \geq 10$ k Ω	Full range	± 12		
			$R_L = 2$ k Ω	25°C	± 10		
			$R_L \geq 2$ k Ω	Full range	± 10		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification		$R_L \geq 2$ k Ω	25°C	20	200	V/mV
			$V_O = \pm 10$ V	Full range	15		
r_i	Input resistance		25°C		0.3	2	M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$; see ⁽²⁾	25°C			75	Ω
C_i	Input capacitance		25°C			1.4	pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	25°C		70	90	dB
			Full range		70		
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V	25°C		30	150	μ V/V
			Full range			150	
I_{OS}	Short-circuit output current		25°C		± 25	± 40	mA
I_{CC}	Supply current	$V_O = 0$; no load	25°C		1.7	2.8	mA
			Full range			3.3	
P_D	Total power dissipation	$V_O = 0$; no load	25°C		50	85	mW
			Full range			100	

(1) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for the μ A741C is 0°C to 70°C.

(2) This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

6.5 Electrical Characteristics: μ A741Y

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)⁽¹⁾

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽²⁾	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	1	5	mV
$\Delta V_{IO(\text{adj})}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	± 15		mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	20	200	nA
I_{IB}	Input bias current	$V_O = 0$	80	500	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		± 12	± 13	V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 14	V
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$	± 10	± 13	
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	20	200	V/mV
r_i	Input resistance		0.3	2	M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$; see ⁽¹⁾	75		Ω
C_i	Input capacitance		1.4		pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\text{min}}$	70	90	dB
K_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V	30	150	$\mu\text{V/V}$
I_{OS}	Short-circuit output current		± 25	± 40	mA
I_{CC}	Supply current	$V_O = 0$; no load	1.7	2.8	mA
P_D	Total power dissipation	$V_O = 0$; no load	50	85	mW

(1) This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

(2) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

6.6 Switching Characteristics: μ A741C

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_r	Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$; see Figure 1	0.3		μs
	Overshoot factor		5%		
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$; see Figure 1	0.5		V/ μs

6.7 Switching Characteristics: μ A741Y

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_r	Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$; see Figure 1	0.3		μs
	Overshoot factor		5%		
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$; see Figure 1	0.5		V/ μs

Annexe 02

Annexe 02 :



Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier

OP07

FEATURES

- Low V_{OS} **25 μ V Max**
- Low V_{OS} Drift **0.6 μ V/ $^{\circ}$ C Max**
- Ultra-Stable vs Time **1.0 μ V/Month Max**
- Low Noise **0.6 μ V $_p$ - $_p$ Max**
- Wide Input Voltage Range **\pm 14V**
- Wide Supply Voltage Range **\pm 3V to \pm 18V**
- Fits 725, 108A/308A, 741, AD510 Sockets
- 125 $^{\circ}$ C Temperature-Tested Dice

ORDERING INFORMATION [†]

$T_A = +25^{\circ}\text{C}$ V_{OS} MAX (μV)	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP 8-PIN	PLASTIC 8-PIN	LCC 20-CONTACT	
25	OP07AJ*	OP07AZ*	—	—	MIL
75	OP07EJ	OP07EZ	OP07EP	—	COM
75	OP07J*	OP07Z*	—	OP07RC/883	MIL
150	OP07CJ	OP07CZ	OP07CP	—	XIND
150	—	—	OP07CS**	—	XIND
150	OP07DJ	—	OP07DP	—	XIND

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

[†] Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-can packages.

** For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

GENERAL DESCRIPTION

The OP-07 has very low input offset voltage (25 μ V max for OP-07A) which is obtained by trimming at the wafer stage. These low offset voltages generally eliminate any need for external nulling. The OP-07 also features low input bias current (\pm 2nA for OP-07A) and high open-loop gain (300V/mV for OP-07A). The low offsets and high open-loop gain make the OP-07 particularly useful for high-gain instrumentation applications.

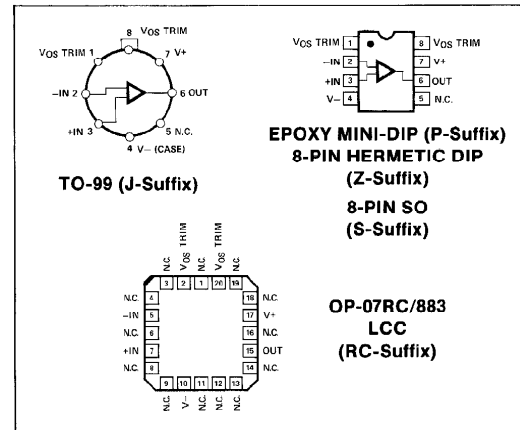
The wide input voltage range of \pm 13V minimum combined with high CMRR of 110dB (OP-07A) and high input impedance provides high accuracy in the noninverting circuit configuration. Excellent linearity and gain accuracy can be maintained

even at high closed-loop gains. Stability of offsets and gain with time or variations in temperature is excellent. The accuracy and stability of the OP-07, even at high gain, combined with the freedom from external nulling have made the OP-07 a new industry standard for instrumentation and military applications.

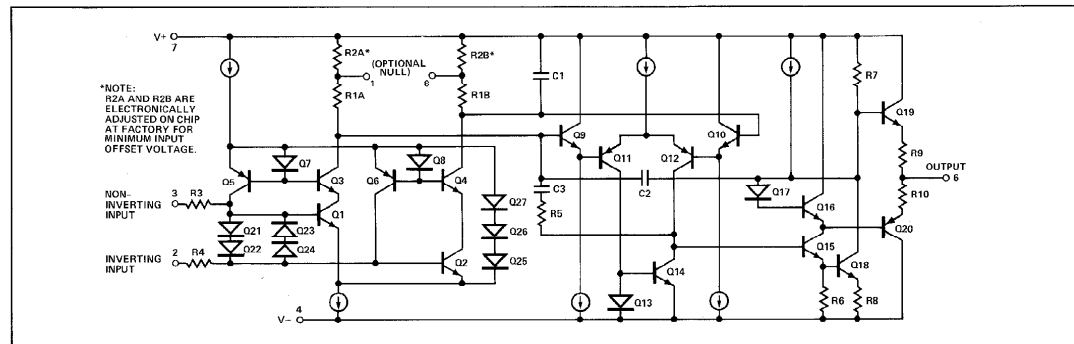
The OP-07 is available in five standard performance grades. The OP-07A and the OP-07 are specified for operation over the full military range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$; the OP-07E is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ range, and OP-07C and D over the -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range.

The OP-07 is available in hermetically-sealed TO-99 metal can or ceramic 8-pin Mini-DIP, and in epoxy 8-pin Mini-DIP. It is a direct replacement for 725, 108A, and OP-05 amplifiers; 741-types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer. The OP-207, a dual OP-07, is available for applications requiring close matching of two OP-07 amplifiers. For improved specifications, see the OP-77/OP-177.

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



OP07

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage	±22V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 2)	±22V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	
J, RC and Z Packages	−65°C to +150°C
P Package	−65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
OP-07A, OP-07, OP-07RC	−55°C to +125°C
OP-07E	0°C to +70°C
OP-07C, OP-07D	−40°C to +85°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	+300°C
Junction Temperature (T _J)	+150°C

PACKAGE TYPE	θ _{JA} (Note 3)	θ _{JC}	UNITS
TO-99 (J)	150	18	°C/W
8-Pin Hermetic DIP (Z)	148	16	°C/W
8-Pin Plastic DIP (P)	103	43	°C/W
20-Contact LCC	98	38	°C/W
8-Pin SO (S)	158	43	°C/W

NOTES:

- Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.
- For supply voltages less than ±22V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device in socket for TO, CerDIP, P-DIP, and LCC packages; θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SO package.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at V_S = ±15V, T_A = 25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V _{OS}	(Note 1)	—	10	25	—	30	75	μV
Long-Term Input Offset Voltage Stability	ΔV _{OS} /Time	(Note 2)	—	0.2	1.0	—	0.2	1.0	μV/Mo
Input Offset Current	I _{OS}		—	0.3	2.0	—	0.4	2.8	nA
Input Bias Current	I _B		—	±0.7	±2.0	—	±1.0	±3.0	nA
Input Noise Voltage	e _{np-p}	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	0.35	0.6	—	0.35	0.6	μV _{p-p}
Input Noise Voltage Density	e _n	f _O = 10Hz (Note 3)	—	10.3	18.0	—	10.3	18.0	nV/√Hz
		f _O = 100Hz (Note 3)	—	10.0	13.0	—	10.0	13.0	
		f _O = 1000Hz (Note 3)	—	9.6	11.0	—	9.6	11.0	
Input Noise Current	i _{np-p}	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	14	30	—	14	30	pA _{p-p}
Input Noise Current Density	i _n	f _O = 10Hz (Note 3)	—	0.32	0.80	—	0.32	0.80	pA/√Hz
		f _O = 100Hz (Note 3)	—	0.14	0.23	—	0.14	0.23	
		f _O = 1000Hz (Note 3)	—	0.12	0.17	—	0.12	0.17	
Input Resistance — Differential-Mode	R _{IN}	(Note 4)	30	80	—	20	60	—	MΩ
Input Resistance — Common-Mode	R _{INCM}		—	200	—	—	200	—	GΩ
Input Voltage Range	IVR		±13	±14	—	±13	±14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V _{CM} = ±13V	110	126	—	110	126	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	V _S = ±3V to ±18V	—	4	10	—	4	10	μV/V
Large-Signal Voltage Gain	A _{VO}	R _L ≥ 2kΩ, V _O = ±10V	300	500	—	200	500	—	V/mV
		R _L ≥ 500Ω, V _O = ±0.5V, V _S = ±3V (Note 4)	150	400	—	150	400	—	
Output Voltage Swing	V _O	R _L ≥ 10kΩ	±12.5	±13.0	—	±12.5	±13.0	—	V
		R _L ≥ 2kΩ	±12.0	±12.8	—	±12.0	±12.8	—	
		R _L ≥ 1kΩ	±10.5	±12.0	—	±10.5	±12.0	—	
Slew Rate	SR	R _L ≥ 2kΩ (Note 3)	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	V/μs
Closed-Loop Bandwidth	BW	A _{VCL} = +1 (Note 3)	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R _O	V _O = 0, I _O = 0	—	60	—	—	60	—	Ω
Power Consumption	P _d	V _S = ±15V, No Load	—	75	120	—	75	120	mW
		V _S = ±3V, No Load	—	4	6	—	4	6	
Offset Adjustment Range		R _P = 20kΩ	—	±4	—	—	±4	—	mV

NOTES:

- OP-07A grade V_{OS} is measured approximately one minute after application of power. For all other grades V_{OS} is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
- Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation.

Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically 2.5μV — refer to typical performance curves. Parameter is sample tested.

- Sample tested.
- Guaranteed by design.

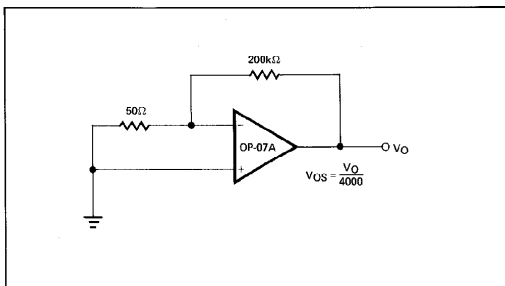
ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	25	60	—	60	200	μV
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	TCV_{OS}	(Note 2)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	TCV_{OSn}	$R_P = 20k\Omega$ (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.8	4	—	1.2	5.6	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	(Note 2)	—	5	25	—	8	50	$\mu A/^\circ C$
Input Bias Current	I_B		—	± 1	± 4	—	± 2	± 6	nA
Average Input Bias Current Drift	TCI_B	(Note 2)	—	8	25	—	13	50	$\mu A/^\circ C$
Input Voltage Range	IVR		± 13	± 13.5	—	± 13	± 13.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	106	123	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	5	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	200	400	—	150	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 12	± 12.6	—	± 12	± 12.6	—	V

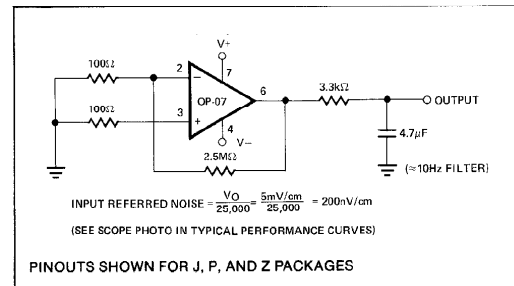
NOTES:

1. OP-07A grade V_{OS} is measured approximately one minute after application of power. For all other grades V_{OS} is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
2. Sample tested.
3. Guaranteed by design.

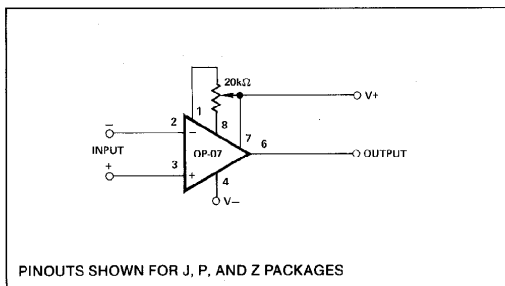
TYPICAL OFFSET VOLTAGE TEST CIRCUIT



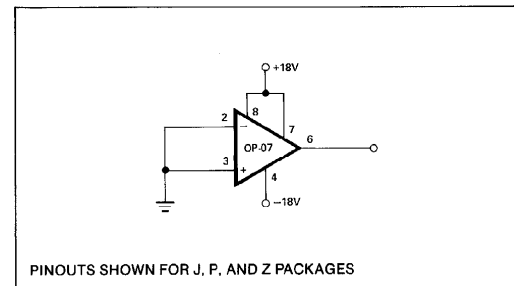
TYPICAL LOW-FREQUENCY NOISE TEST CIRCUIT



OPTIONAL OFFSET NULLING CIRCUIT



BURN-IN CIRCUIT



OP07

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07E			OP-07C			OP-07D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	30	75	—	60	150	—	60	150	μV
Long-Term V_{OS} Stability	V_{OS}/Time	(Note 2)	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	—	0.5	3.0	$\mu V/\text{Mo}$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.5	3.8	—	0.8	6.0	—	0.8	6.0	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 1.2	± 4.0	—	± 1.8	± 7.0	—	± 2.0	± 12	nA
Input Noise Voltage	e_{np-p}	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	0.35	0.6	—	0.38	0.65	—	0.38	0.65	μV_{p-p}
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 10\text{Hz}$	—	10.3	18.0	—	10.5	20.0	—	10.5	20.0	$nV/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 100\text{Hz}$ (Note 3)	—	10.0	13.0	—	10.2	13.5	—	10.3	13.5	
		$f_O = 1000\text{Hz}$	—	9.6	11.0	—	9.8	11.5	—	9.8	11.5	
Input Noise Current	i_{np-p}	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	14	30	—	15	35	—	15	35	pA_{p-p}
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 10\text{Hz}$	—	0.32	0.80	—	0.35	0.90	—	0.35	0.90	$pA/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 100\text{Hz}$ (Note 3)	—	0.14	0.23	—	0.15	0.27	—	0.15	0.27	
		$f_O = 1000\text{Hz}$	—	0.12	0.17	—	0.13	0.18	—	0.13	0.18	
Input Resistance — Differential-Mode	R_{IN}	(Note 4)	15	50	—	8	33	—	7	31	—	M Ω
Input Resistance — Common-Mode	R_{INCM}		—	160	—	—	120	—	—	120	—	G Ω
Input Voltage Range	IVR		± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	100	120	—	94	110	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	7	32	—	7	32	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$ $R_L \geq 500\Omega$	200	500	—	120	400	—	120	400	—	V/mV
		$V_O = \pm 0.5V$ $V_S = \pm 3V$ (Note 4)	150	400	—	100	400	—	—	400	—	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10k\Omega$	± 12.5	± 13.0	—	± 12.0	± 13.0	—	± 12.0	± 13.0	—	V
		$R_L \geq 2k\Omega$	± 12.0	± 12.8	—	± 11.5	± 12.8	—	± 11.5	± 12.8	—	
		$R_L \geq 1k\Omega$	± 10.5	± 12.0	—	—	± 12.0	—	—	± 12.0	—	
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 3)	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	V/ μs
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VCL} = +1$ (Note 5)	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R_O	$V_O = 0$, $I_O = 0$	—	60	—	—	60	—	—	60	—	Ω
Power Consumption	P_d	$V_S = \pm 15V$, No Load	—	75	120	—	80	150	—	80	150	mW
		$V_S = \pm 3V$, No Load	—	4	6	—	4	8	—	4	8	
Offset Adjustment Range		$R_P = 20k\Omega$	—	± 4	—	—	± 4	—	—	± 4	—	mV

NOTES:

- Input Offset Voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.
- Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically $2.5\mu V$ — refer to typical performance curves. Parameter is sample tested.
- Sample tested.
- Guaranteed by design.
- Guaranteed but not tested.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ for OP-07E, and $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-07C/D, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07E			OP-07C			OP-07D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	45	130	—	85	250	—	85	250	μV
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	TCV_{OS}	(Note 3)	—	0.3	1.3	—	0.5	1.8	—	0.7	2.5	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	TCV_{OSn}	$R_p = 20k\Omega$ (Note 3)	—	0.3	1.3	—	0.4	1.6	—	0.7	2.5	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.9	5.3	—	1.6	8.0	—	1.6	8.0	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	(Note 2)	—	8	35	—	12	50	—	12	50	$pA/^\circ C$
Input Bias Current	I_B		—	± 1.5	± 5.5	—	± 2.2	± 9.0	—	± 3.0	± 14	nA
Average Input Bias Current Drift	TCI_B	(Note 2)	—	13	35	—	18	50	—	18	50	$pA/^\circ C$
Input Voltage Range	IVR		± 13.0	± 13.5	—	± 13.0	± 13.5	—	± 13.0	± 13.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	103	123	—	97	120	—	94	106	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	7	32	—	10	51	—	10	51	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	180	450	—	100	400	—	100	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 12	± 12.6	—	± 11	± 12.6	—	± 11	± 12.6	—	V

NOTES:

1. Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.
2. Sample tested.
3. Guaranteed by design.

Annexe 03

Annexe 03 :

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B TL084, TL084A, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description/ordering information

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 85°C. The Q-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 125°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

T_J	V_{IOmax} AT 25°C	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	15 mV	PDIP (P)	Tube of 50	TL081CP	TL081CP
			Tube of 50	TL082CP	TL082CP
		PDIP (N)	Tube of 25	TL084CN	TL084CN
		SOIC (D)	Tube of 75	TL081CD	TL081C
			Reel of 2500	TL081CDR	
			Tube of 75	TL082CD	TL082C
			Reel of 2500	TL082CDR	
			Tube of 50	TL084CD	TL084C
			Reel of 2500	TL084CDR	
		SOP (PS)	Reel of 2000	TL081CPSR	T081
			Reel of 2000	TL082CPSR	T082
		SOP (NS)	Reel of 2000	TL084CNSR	TL084
		TSSOP (PW)	Tube of 150	TL082CPW	T082
			Reel of 2000	TL082CPWR	
			Tube of 90	TL084CPW	T084
			Reel of 2000	TL084CPWR	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

1

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL084, TL084A, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

		TL08_C TL08_AC TL08_BC	TL08_I	TL084Q	TL08_M	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)		18	18	18	18	V
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)		-18	-18	-18	-18	V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)		±30	±30	±30	±30	V
Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3)		±15	±15	±15	±15	V
Duration of output short circuit (see Note 4)		Unlimited	Unlimited	Unlimited	Unlimited	
Continuous total power dissipation		See Dissipation Rating Table				
Operating free-air temperature range, T_A		0 to 70	-40 to 85	-40 to 125	-55 to 125	°C
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 5 and 6)	D package (8-pin)	97	97			°C/W
	D package (14-pin)	86	86			
	N package (14-pin)	76	76			
	NS package (14-pin)	80				
	P package (8-pin)	85	85			
	PS package (8-pin)	95	95			
	PW package (8-pin)	149				
	PW package (14-pin)	113	113			
Operating virtual junction temperature		150	150	150	150	°C
Case temperature for 60 seconds, T_C	FK package				260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or JG package				300	°C
Storage temperature range, T_{stg}		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
 5. Maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 6. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D (14 pin)	680 mW	7.6 mW/°C	60°C	604 mW	490 mW	186 mW
FK	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
J	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
JG	680 mW	8.4 mW/°C	69°C	672 mW	546 mW	210 mW



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL084, TL084A, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A †	TL081C TL082C TL084C			TL081AC TL082AC TL084AC			TL081BC TL082BC TL084BC			TL081I TL082I TL084I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage $V_O = 0$ $R_S = 50\ \Omega$	25°C Full range	3	15	20	3	6	7.5	2	3	5	3	6	9	mV
αV_{IO}	Temperature coefficient of input offset voltage $V_O = 0$ $R_S = 50\ \Omega$	Full range	18			18			18			18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO}	Input offset current‡ $V_O = 0$	25°C Full range	5			5			5			5			pA
I_{IB}	Input bias current‡ $V_O = 0$	25°C Full range	30			30			30			30			pA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	25°C Full range	-12 to 15			-12 to 15			-12 to 15			-12 to 15			V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	25°C Full range	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$			± 12 ± 12 ± 12			± 12 ± 12 ± 12			± 12 ± 12 ± 12			V
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification $V_O = \pm 10\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ $V_O = \pm 10\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C Full range	25			25			25			25			V/mV
B_1	Unity-gain bandwidth	25°C	15			15			15			15			MHz
r_i	Input resistance	25°C	10^{12}			10^{12}			10^{12}			10^{12}			Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio $V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	70			70			75			75			dB
kSVR	Supply-voltage rejection ratio $V_{CC} = \pm 15\ \text{V}$ to $\pm 9\ \text{V}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$ ($\Delta V_{CC\pm} / \Delta V_{IO}$)	25°C	70			70			80			80			dB
ICC	Supply current (per amplifier) $V_O = 0$, No load	25°C	1.4			1.4			1.4			1.4			mA
V_{O1}/V_{O2}	Crosstalk attenuation $A_{VD} = 100$	25°C	120			120			120			120			dB

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified. Full range for T_A is 0°C to 70°C for TL08_C, TL08_AC, TL08_BC and -40°C to 85°C for TL08_I.

‡ Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL084, TL084A, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

electrical characteristics, $V_{CC} \pm = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A	TL081M, TL082M			TL084Q, TL084M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C		3	6		3	9	mV
		Full range			9			15	
αV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	Full range		18			18		$\mu V/^\circ C$
I_{IO} Input offset current‡	$V_O = 0$	25°C		5	100		5	100	pA
		125°C			20			20	nA
I_{IB} Input bias current‡	$V_O = 0$	25°C		30	200		30	200	pA
		125°C			50			50	nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15		V
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10 k\Omega$	25°C	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		V
	$R_L \geq 10 k\Omega$	Full range	± 12			± 12			
	$R_L \geq 2 k\Omega$		± 10	± 12		± 10	± 12		
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$	25°C	25	200		25	200		V/mV
	$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$	Full range	15			15			
B_1 Unity-gain bandwidth		25°C		3		3			MHz
r_i Input resistance		25°C		10^{12}		10^{12}			Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86		80	86		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC} \pm / \Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 15$ V to ± 9 V, $V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86		80	86		dB
I_{CC} Supply current (per amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C		1.4	2.8		1.4	2.8	mA
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C		120		120			dB

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as possible.

operating characteristics, $V_{CC} \pm = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ C$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V, $R_L = 2 k\Omega, C_L = 100$ pF, See Figure 1	8*	13		V/ μs
	$V_I = 10$ V, $R_L = 2 k\Omega, C_L = 100$ pF, $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$, See Figure 1	5*			
t_r Rise time	$V_I = 20$ mV, $R_L = 2 k\Omega, C_L = 100$ pF, See Figure 1		0.05		μs
Overshoot factor			20		%
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 20 \Omega$	$f = 1$ kHz	18		nV/ \sqrt{Hz}
		$f = 10$ Hz to 10 kHz	4		μV
I_n Equivalent input noise current	$R_S = 20 \Omega, f = 1$ kHz		0.01		pA/ \sqrt{Hz}
THD Total harmonic distortion	$V_{I rms} = 6$ V, $f = 1$ kHz, $A_{VD} = 1, R_S \leq 1 k\Omega, R_L \geq 2 k\Omega$		0.003		%

*On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL084, TL084A, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1		0.05		μs
Overshoot factor			20		%
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 20\ \Omega$		18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1\text{ kHz}$		4		μV
	$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$				
I_n Equivalent input noise current	$R_S = 20\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{I\text{rms}} = 6\text{ V}$, $f = 1\text{ kHz}$, $A_{VD} = 1$, $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.003		%

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

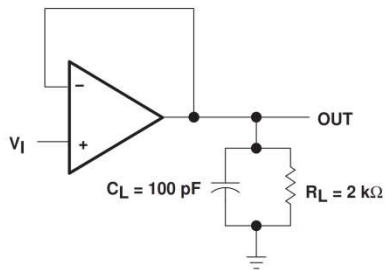


Figure 1

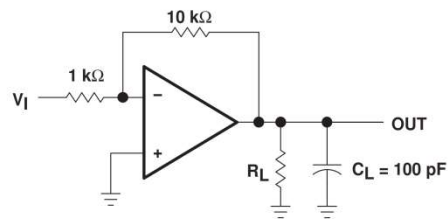


Figure 2

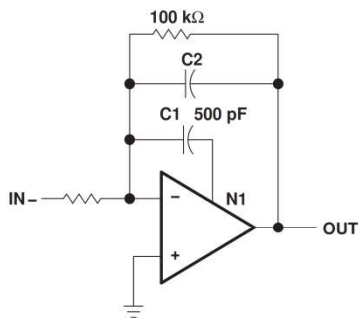


Figure 3

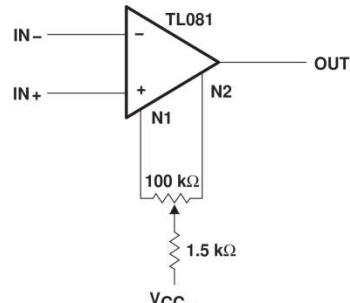


Figure 4

Les références bibliographiques :

Les références bibliographiques de 1^{er} chapitre:

- [1] D'après le lien:<http://foulon.chez-alice.fr/Alie%202.000/DATAS/MODULE1/HistoECG.htm>; la date 29/01/2017.
- [2] Pierre M. "Généralités sur le cœur, Structure anatomique du cœur"; 14 octobre 2015; d'après le lien: <https://www.sante-sur-le-net.com/maladies/cardiologie/generalites-coeur/>
- [3] D'après le lien: <https://www.infirmiers.com/etudiants-en-ifsu/cours/cours-cardiologie-lelectrocardiogramme-les-bases-pour-comprendre-1ere-partie.html>; 09.04.2009; Mise à jour le 27.04.2009; La date 16-11-2011
- [4] Denise Hébert, chargée de projet UCCSPU, LIRE UN E.C.G. « Formation sur le langage et la lecture d'un ECG destinée aux techniciens ambulanciers de la région Chaudière- Appalaches », Février 2006; d'après le lien de fichier PDF: www.uccspu.com/formation/Formation%20pdf%20t%E9l%E9m%E9trie/6%202%20Lire%20un%20ECG.pdf
- [5] Dr DASSIER HEGP. « RAPPEL PHYSIOLOGIQUE et MONITORAGE ECG » Les troubles du rythme. Version 06/11/29, 2006.
- [6] Pr.Bereksi Reguig « Techniques et Instrumentations d'exploration fonctionnelles » cours de 1^{ère} année magistère Université ABOUBAKR BELKAID- TLEMEN, 2009-2010.
- [7] Thomas Cascino, MD, MSc, Michigan Medicine, University of Michigan; Michael J. Shea, MD, Michigan Medicine at the University of Michigan "Électrocardiographie"; Dernière révision totale juil. 2021| Dernière modification du contenu juil. 2021; d'après le lien: <https://www.merckmanuals.com/fr-ca/professional/troubles-cardiovasculaires/tests-et-proc%C3%A9dures-cardiovasculaires/%C3%A9lectrocardiographie>
- [8] L'ÉLECTROCARDIOGRAMME DE REPOS; La date 27/11/2011; d'après le lien de fichier PDF: www.sfcardio.fr/...en...de.../electrocardiogramme_repos.pdf
- [9] SI YAHIA KARIMA & KADDOUR MOKHTARIA « conception et réalisation d'un dispositif d'exploration fonctionnelle cardiovasculaire » mémoire de projet fin d'étude en mastère génie biomédicale université de Tlemcen 2015-2016
- [10] Andrew R. HOUGHTON et David GRAY; "Editions MASSON: Maîtriser l'ECG de la théorie à la clinique"; 2003.
- [11] Dr. BENALI Radhwane; "Analyse du signal ECG par réseau adaptatif d'ondelettes en vue de la reconnaissance de pathologies cardiaques" Thèse pour doctorat; May 2013; d'après le lien: https://www.researchgate.net/publication/281237494_Analyse_du_signal_ECG_par_reseau_adaptatif_d%27ondelettes_en_vue_de_la_reconnaissance_de_pathologies_cardiaques
- [12] L'ECG NORMAL, P Dassier, HEGP, 2006.
- [13] Dr. Florent BRIAND : "L'électrocardiogramme de repos normal"; Révision 05/2001; Mise à jour du 26/10/2005
- [14] Article in Revue d'Electroencephalographie et de Neurophysiologie Clinique; 17 May 1987.
- [15] HUACAO "Modélisation et évaluation expérimentale de la relation entre le signal EMG de surface et la force musculaire « Thèse Doctorat-Université de Technologie de COMPIEGNE, 2010.
- [16] Physiologie; RYCAJALL.A "CONTRACTION MUSCULAIRE, 1^{er} partie Différences muscle squelettique - muscle cardiaque"; 2009; document PDF.
- [17] Benali R; "Modèle hybride Neuro-Flou pour la reconnaissance des arythmies cardiaques"; Thèse de Magister; Université de Tlemcen; 2008.

- [18] Hector, M. L. "L'Enregistrement électroencéphalographique"; Masson; 1976.
[19] Jean Cambier; Patrick Verstichel; "le cerveau Encyclopédia Universalis"; programme 2011.
[20] Vion-Dury J., et F. Blanquet; "Pratique de l'EEG"; Elsevier Masson; 2008.
[21] P.Hazemann, M. Masson; "Électroencéphalographie, 3^{ème} édition" M. Masson; 1987.

Les références bibliographiques de 2^{ème} chapitre:

- [22] BRIKSI.R.F "instrumentation de diagnostique", cours M1; Université de TLEMCEM.
[23] D'après le lien: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/785146/TI1/UA741.html>; révisé en janvier 2018
[24] "Instrumentation Amplifier Basics and Applications", 31 janvier 2019, d'après le lien: <https://www.electronicshub.org/instrumentation-amplifier-basics-applications/>
[25] FARHAN AMR ABDOU AHMED et ALDJABERI MAJDI JABER " Etude et réalisation d'un électrocardiogramme à trois dérivations" . Mémoire de Master-université de TLEMCEM, 2012-2013.

