

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE SAÏDA DR MOULAY TAHAR



Faculté de technologie

Département d'électronique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLOME DE MASTER ELECTRONIQUE

OPTION : INSTRUMENTATION

THEME :

**ETUDE ET SIMULATION D'UN SYSTEME
D'ACQUISITION DE SIGNAUX EEG**

Présenté par :

AZZEDINE Amira

NACEL Aissa Oussama

Devant le jury composé de :

CHAMI Nadir	Maître assistant de l'Université de Saida	Président
MOUSTFAI Lotfi	Maître de conférences de l'Université de Saida	Examineur
MAACHOU Fatima	Maître de conférences de l'Université de Saida	Encadrante

ANNEE UNIVERSITAIRE 2019-2020

Resumé

Dans ce travail, nous avons conçu un système d'acquisition de signaux EEG du cerveau. Les signaux ont été importés depuis banque de données de signaux physiologiques « Physionet ». En raison de leur faible amplitude de l'ordre du microvolt, les signaux EEG sont préamplifiés grâce à un préamplificateur d'instrumentation l'INA 118. Le signal de sortie est ensuite appliqué à un filtre notch à base du circuit UAF42 pour supprimer le signal parasite induit par la ligne d'alimentation 50 Hz. Le signal subit après un filtrage passe-haut suivi d'un filtrage passe-bas pour ne garder que la bande de fréquences comprises entre 1Hz et 30 Hz contenant les quatre rythmes cérébraux à savoir les fréquences delta, thêta, alpha et bêta. Après l'opération de filtrage, le signal est amplifié puis son niveau de tension est ajusté à l'aide d'un circuit clamper avant d'être convertit en données numérique à l'aide du CAN de 10 bits d'une carte Arduino UNO. Les données numériques du signal EEG sont alors transmises via le port série de la carte à un ordinateur. Une interface développée avec le logiciel LabVIEW permet d'acquérir et de traiter les données numériques du signal EEG. Le traitement consiste à utiliser quatre filtres passe-bande de type Butterworth et de second ordre afin d'extraire les différents rythmes cérébraux.

Mots clefs :

Signaux EEG, cerveau, Filtre notch, Préamplificateur d'instrumentation, CAN, Rythmes cérébraux, LabVIEW.

Abstract

In this work, we have designed a system for acquiring EEG signals of brain. The signals have been imported from the Physionet database of physiological signals. Because of their low amplitude, EEG signals are amplified by use of INA118 which is an instrumentation amplifier. The output signal is then applied to a notch filter based on UAF42 in order to remove 50Hz line noise. The signal passed after through high-pass filter and low-pass filter for keeping only the expected frequency range between 1 and 30 Hz which contain the EEG rhythms namely delta, theta, alpha and beta. The filtered signal is amplified and clamped to be converted by a 10 bits ADC UNO Arduino into digital signals which are forwarded via the serial port to a computer. An interface developed with LabVIEW software allows to acquire and process digital data. Processing consists of four second-order Butterworth-type bandpass filters used to extract the different EEG rhythms.

Keywords :

EEG signals, brain, notch filter, instrumentation amplifier, ADC, frequency rhythms, LabVIEW.

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer nos plus vifs remerciements à notre encadrante Mme MAACHOU Fatima pour son accompagnement et sa disponibilité tout au long de ce mémoire à travers les séances de travail organisées sur TeamViewer.

Nous adressons également nos sincères remerciements à Mr. BOUHAMDI pour son aide précieuse et ses conseils.

Nous remercions les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à notre travail.

Nos remerciements vont également à l'ensemble de nos enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nous réservons ici une place particulière pour remercier vivement nos parents pour leur affection et leur soutien continu et à tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, nous ont aidés et encouragés à la réalisation de ce modeste travail

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents

A la mémoire de mon grand père

A mes frères

A mon binôme

Et à tous ceux qui me connaissent...

A.Azzedine

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents

A mes grands parents

A mes frères

A ma famille

A mon binôme

A mes amis

O.Nacel

Tables des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Notions de neurophysiologie et d'électroencéphalographie.....	2
1.1 Introduction	2
1.2 Le cerveau	2
1.2.1 Le système central nerveux	2
1.2.2 Structure du cerveau	3
1.3 Activité électrique du cerveau	4
1.3.1 Constitution du neurone biologique.....	4
1.3.2 Activité électrique	5
1.4 L'électroencéphalographie	6
1.4.1 Emplacement des électrodes.....	7
1.4.2 Types de montage EEG.....	9
1.4.3 Les artéfacts dans les signaux EEG.....	10
1.4.4 Les activités électriques cérébrales rythmiques.....	10
1.5 Conclusion	12
Chapitre 2 Etude et simulation d'un système d'acquisition pour signaux EEG.....	13
2.1 Introduction	13
2.2 Logiciels et outils de simulations	13
2.2.1 Logiciel NI Multisim	13
2.2.2 Logiciel Proteus.....	14
2.2.3 Logiciel IDE Arduino.....	15
2.3 Système d'acquisition de signaux EEG	17
2.4 Conception de la carte de mise en forme du signal EEG	18
2.4.1 Signaux d'entrées EEG.....	19
2.4.2 Circuit de pré-amplification.....	20
2.4.3 Circuit d'adaptation d'impédance.....	22
2.4.4 Circuits de filtrage	23
2.4.5 Circuit d'amplification final	29
2.4.6 Circuit clamber	30
2.5 Partie numérique du système d'acquisition	32
2.5.1 Carte Arduino Uno	32
2.5.2 Conversion analogique numérique et transmission des données	35
2.6 Conclusion	39
Chapitre 3 Traitement numérique des signaux EEG	40
3.1 Introduction	40
3.2 Présentation du logiciel LabVIEW	40
3.3 Traitement numérique du signal EEG	41
3.3.1 Interface d'acquisition du signal EEG	41
3.3.2 Filtrage du signal EEG	41
3.4 Conclusion	44

Conclusion générale et perspectives	45
Références bibliographiques	46

ANNEXES

Annexe 1 - Datasheet INA118	48
Annexe 2 - Datasheet UAF42	52
Annexe 3 - Filtre Notch 60Hz.....	56
Annexe 4 - Datasheet OPA4277	58

Table des figures

Figure 1.1 : Système central nerveux.....	2
Figure 1.2 : Les lobes cérébraux du cerveau.....	3
Figure 1.3 : Le neurone biologique.....	5
Figure 1.4 : Connexion entre deux neurones.....	5
Figure 1.5 : Principe d'échanges au niveau d'une synapse.....	6
Figure 1.6 : Exemple de tracé EEG.....	7
Figure 1.7 : Electrodes EEG.....	7
Figure 1.8 : Système de localisation des électrodes selon le système normalisé 10-20.	8
Figure 1.9 : Montage référentiel.....	9
Figure 1.10 : Montage bipolaire (a) longitudinal (b) transverse.....	9
Figure 1.11 : Formes d'ondes des rythmes cérébraux.....	11
Figure 2.1 : Interface du logiciel NI Multisim.....	14
Figure 2.2 : Interface du logiciel ISIS Proteus.....	15
Figure 2.3 : Interface du logiciel IDE Arduino.....	16
Figure 2.4 : Schéma synoptique du système d'acquisition des signaux EEG.....	17
Figure 2.5 : Carte d'acquisition de signaux EEG.....	18
Figure 2.6 : Banque de données de signaux physiologiques Physiobank ATM.....	19
Figure 2.7 : Allure du signal EEG FP1.....	20
Figure 2.8 : Allure du signal EEG F3.....	20
Figure 2.9 : Circuit de pré-amplification à base de CI INA 118.....	21
Figure 2.10 : Architecture interne simplifiée du CI INA 118.....	21
Figure 2.11 : Allure du signal de sortie V_{suiv} du préamplificateur.....	22
Figure 2.12 : Montage suiveur à base de l'OPA 4277.....	22
Figure 2.13 : Le filtre notch à base du circuit UAF42.....	23
Figure 2.14 : Architecture interne du Filtre UAF42.....	24
Figure 2.15 : Réponse en fréquence du filtre Notch.....	25
Figure 2.16 : Mesure de la fréquence f_{notch}	25
Figure 2.17 : Filtre passe-haut à base de OPA4277.....	26
Figure 2.18 : Réponse en fréquence du filtre actif passe-haut.....	27
Figure 2.19 : Filtre passe-bas à base de OPA4277.....	27
Figure 2.20 : Réponse en fréquence du filtre passe-bas.....	28
Figure 2.21 : Allure du signal filtré V_{amp}	29
Figure 2.22 : Circuit amplificateur à base de OPA4277.....	29
Figure 2.23 : Allure du signal amplifié V_{cla}	30
Figure 2.24 : Circuit clamber à base de OPA4277.....	30
Figure 2.25 : Allure du signal V_{ANO}	31
Figure 2.26 : Différents éléments de la carte Arduino UNO.....	32
Figure 2.27 : Montage de conversion analogique numérique et de transmission du signal de sortie V_{ANO} de la carte de mise en forme.....	35
Figure 2.28 : Code source de la conversion analogique-numérique et de la transmission du signal EEG V_{ANO}	36
Figure 2.29 : Interface du logiciel Virtual Serial Port Driver 8.0 (VSPD).....	37

Figure 2.30 : Données du signal EEG affichées sur le moniteur série (a) et le traceur série (b)..... 38

Figure 3.1 : Aperçu du front avant et du bloc diagramme du logiciel LabVIEW..... 40

Figure 3.2 : Interface d'acquisition des données numériques du signal EEG transmis à l'ordinateur..... 41

Figure 3.3 : Filtres du logiciel LabVIEW. 42

Figure 3.4 : Bloc diagramme pour le filtrage du signal EEG réalisé avec LabVIEW 2020.....42

Figure 3.5 : Front avant des signaux filtrés..... 43

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Caractéristiques des rythmes cérébraux.....	11
Tableau 2.1: Désignation des broches E/S numériques de la carte Arduino.	33

Introduction générale

L'Electroencéphalographie (EEG) est une méthode d'exploration cérébrale qui mesure l'activité électrique du cerveau, par des électrodes placées sur le cuir chevelu. L'invention de l'électroencéphalographie est attribuée au scientifique et médecin britannique Richard Caton en 1875. En 1929, le psychiatre allemand Hans Berger publia un premier article sur la mesure de l'activité électrique du cerveau humain en plaçant des électrodes sur le cuir chevelu. Ses travaux furent ensuite repris et complétés par le britannique Edgar Douglas Adrian, qui reçoit le Prix Nobel de physiologie en 1932.

Ce n'est que depuis 1950 que la technique de l'EEG est couramment utilisée dans le domaine scientifique et dans la quantification sur ordinateur par Electroencéphalographie quantitative et en imagerie cérébrale électrophysiologique. Elle offre une bonne résolution temporelle mais possède une faible résolution spatiale et le signal relevé doit être amplifié. Elle est principalement utilisée pour des examens cliniques afin de détecter certains problèmes neuronaux liés à diverses pathologies et en neurosciences cognitives dans le but de mesurer l'activité cérébrale à la suite d'une tâche donnée.

Dans ce cadre, de nombreuses études ont porté sur la conception des systèmes permettant d'acquérir le signal EEG et de traiter celui-ci sur ordinateur.

Le présent travail a pour objectif de concevoir et de réaliser une carte qui permet l'acquisition d'un signal EEG. Le manuscrit est organisé en deux chapitres :

- Le premier chapitre est destiné à fournir des notions sur le cerveau, la neurophysiologie et l'électroencéphalographie.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'étude et à la simulation d'un système d'acquisition de signaux EEG.
- Le dernier chapitre est destiné au traitement des données numériques du signal EEG sur ordinateur à l'aide d'une interface développée avec le logiciel LabVIEW.

Ce manuscrit s'achève par une conclusion générale et quelques perspectives.

A la fin du manuscrit sont fournis les datasheets des circuits intégrés utilisés dans le projet.

Chapitre 1 Notions de neurophysiologie et d'électroencéphalographie

1.1 Introduction

Ce chapitre présente quelques notions sur le cerveau, décrit de manière simplifiée les bases neurophysiologiques qui sont à l'origine de l'activité électrique et aborde la technique de l'électroencéphalographie.

1.2 Le cerveau

1.2.1 Le système central nerveux

Le système central nerveux ou SCN comporte l'encéphale et la moëlle épinière. L'encéphale constitue la partie du système nerveux situé dans la boîte crânienne. Il comprend le cerveau, le cervelet et le tronc cérébral. La moëlle épinière est située dans le canal rachidien. La Figure 1.1 montre les différentes parties du système central nerveux.

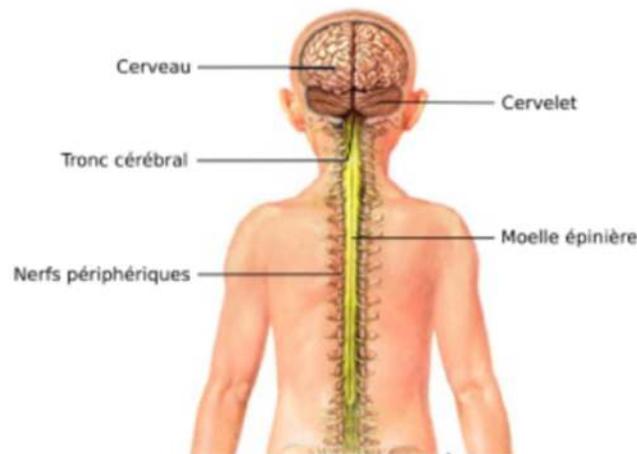


Figure 1.1 : Système central nerveux.

Le cerveau est l'unité fonctionnelle majeure du SNC. Il représente le siège des fonctions supérieures (fonctions cognitives, sens, réponses nerveuses) et végétatives. C'est donc un organe essentiel qui assure la régulation de toutes les fonctions vitales. Le cerveau reçoit des informations provenant de l'ensemble du corps humain via des nerfs afférents, les intègre et les analyse puis répond en émettant de nouveaux signaux qui redescendent vers les parties du corps concernées par les nerfs efférents.

Le cerveau est responsable du rythme cardiaque et respiratoire, des fonctions qui pour nous sont inconscientes, il est aussi impliqué entre autres dans la prise de décision, dans la motricité du corps, le comportement, la mémoire et la conscience.

Le cerveau a été cartographié et certaines zones semblent associées à des fonctions précises (aire de la parole par exemple), alors que les fonctions plus complexes telles que la mémoire et la conscience semblent être beaucoup plus réparties.

1.2.2 Structure du cerveau

Le cerveau humain possède un poids moyen de 1300 à 1400 grammes et baigne dans un liquide appelé liquide céphalo-rachidien. Il présente un aspect plissé et comporte deux hémisphères, à savoir un hémisphère droit et un hémisphère gauche. Ces derniers sont recouverts d'une substance grise qui représente le cortex cérébral et plus en profondeur, se trouve la substance blanche.

Le cortex cérébral contient le corps cellulaire des neurones et il est séparé de l'os du crâne par des enveloppes protectrices appelées méninges qui sont la dure-mère, l'arachnoïde et la pie-mère.

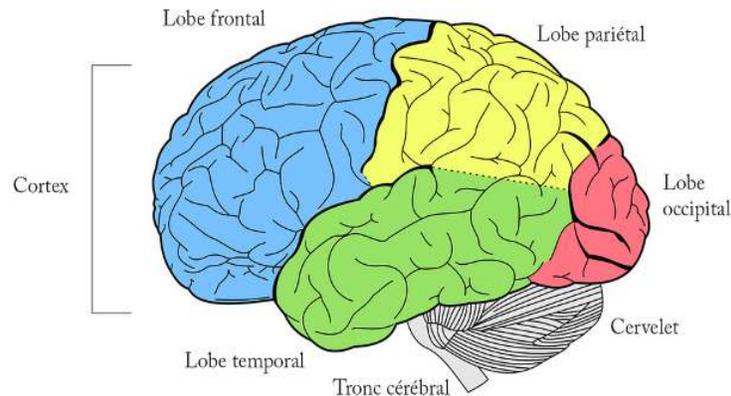


Figure 1.2 : Les lobes cérébraux du cerveau.

Chaque hémisphère est divisé principalement en quatre lobes comme illustré à la Figure 1.2.

- **Le lobe frontal** : situé sur la partie avant du cerveau, ce lobe intervient dans le raisonnement, le jugement, la résolution des problèmes, la conscience et la motivation. Il permet de contrôler les mouvements du corps grâce à l'aire motrice à travers l'aire motrice. Il contient également le centre de la parole ou l'aire de Broca.

- **Le lobe pariétal** : il se situe dans la partie arrière du cerveau, entre le lobe frontal et le lobe occipital. Ce lobe est responsable du mouvement du corps dans l'espace. Il contient l'aire sensitive qui permet à l'homme de ressentir la douleur et la température.
- **Le lobe temporal** : il se trouve dans la région des « tempes ». Il est chargé de l'apprentissage, de la compréhension du langage et de la mémoire.
- **Le lobe occipital** : il est situé tout en arrière du cerveau. Il renferme le cortex visuel qui permet d'interpréter la couleur, la lumière et le mouvement.

Les différents lobes sont délimités par trois profonds sillons :

- **Un sillon latéral ou scissure de Sylvius** : il sépare le lobe temporal des lobes frontal et pariétal ;
- **Un sillon central ou scissure de Rolando** : il sépare le lobe frontal en avant du lobe pariétal en arrière ;
- **Un sillon pariétal-occipital ou scissure perpendiculaire** : sépare le lobe pariétal du lobe occipital.

La substance blanche du cerveau quant à elle est constituée d'axones qui représentent le prolongement des corps cellulaires des neurones. Il s'agit de câbles de communication qui servent à la conduction de l'influx nerveux.

1.3 Activité électrique du cerveau

Le cerveau humain est le principal organe du système nerveux central (SNC) compte 10 à 100 milliards de neurones connectés entre eux. Un neurone est une cellule excitable, c'est-à-dire qu'un stimulus peut entraîner la formation dans la cellule d'un signal bioélectrique ou influx nerveux, qui pourra être transmis à d'autres neurones ou à d'autres tissus pour les activer (des muscles, des glandes sécrétrices, etc.).

1.3.1 Constitution du neurone biologique

Le neurone est une cellule du système nerveux dont le rôle principal est de recevoir, de traiter et de transmettre l'information.

Un neurone, comme illustré à la Figure 1.3, est constitué :

- **d'un corps cellulaire** ou péricaryon situé au niveau du cortex cérébral. Il comporte un noyau.
- de deux types de prolongement :
 - **les dendrites** : ce sont des extensions afférentes qui véhiculent les informations vers le neurone ;

- **l'axone** : il constitue la fibre nerveuse qui réside dans la substance blanche du cerveau. Il s'agit d'une extension efférente servant à conduire l'influx nerveux généré vers d'autres cellules. Le faisceau d'axone peut atteindre 1 mètre de longueur pour un diamètre de 1 à 15 micromètres et se termine par une arborisation terminale. Il est enrobé d'une gaine protectrice de couleur blanche appelée myéline. Cependant, certains endroits de l'axone appelés « nœuds de Ranvier » restent dépourvus de cette myéline.

La myéline est une matière grasse produite par les cellules de Schwann. Elle est essentielle puisqu'elle sert à isoler et à protéger la fibre nerveuse, et joue aussi un rôle dans la vitesse de propagation de l'influx nerveux.

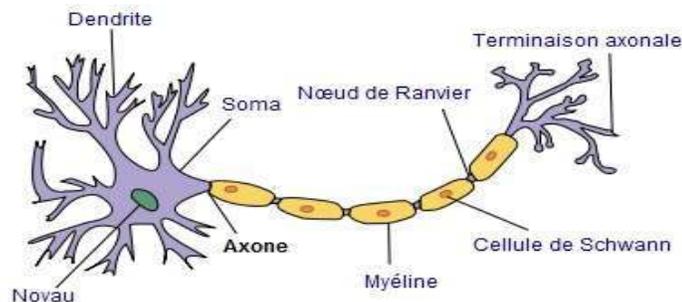


Figure 1.3 : Le neurone biologique.

1.3.2 Activité électrique

Les neurones du cerveau sont des cellules excitables et peuvent transmettre un message nerveux de nature électrique appelé influx nerveux. Le signal est reçu au niveau des dendrites qu'ils acheminent vers le corps cellulaire où il sera traité. Ensuite, ce signal circule au travers l'axone pour atteindre le neurone suivant et cela via la synapse. La synapse est le point de jonction entre deux neurones, comme le montre la Figure 1.4. Il s'agit d'une zone d'échanges d'informations entre les neurones. En effet, c'est au niveau du synapse que des substances chimiques appelées neurotransmetteurs sont secrétées pour ensuite se fixer à des récepteurs spécifiques du neurone suivant afin de transmettre le message nerveux.

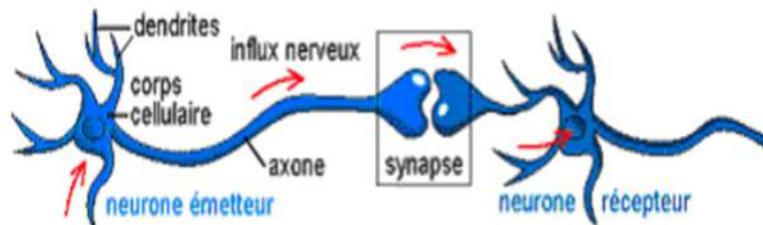
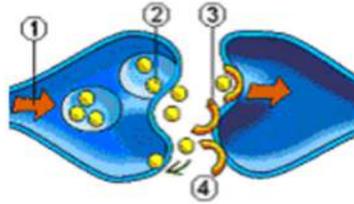


Figure 1.4 : Connexion entre deux neurones.

La Figure 1.5 illustre le principe d'échanges au niveau de la synapse. On comprend alors que le message nerveux se propage électriquement le long du neurone et chimiquement au niveau du synapse.



- 1: Influx nerveux
- 2: Neurotransmetteur
- 3: Récepteur spécifique
- 4: Système de recapture du neurotransmetteur

Figure 1.5 : Principe d'échanges au niveau d'une synapse.

1.4 L'électroencéphalographie

L'électroencéphalographie (EEG) est une technique qui consiste à mesurer l'activité électrique du cerveau, au moyen d'électrodes placées à la surface du cuir chevelu. Cette technique a l'avantage d'être peu coûteuse, indolore et non invasive. L'EEG représente la transcription sous forme d'un tracé des variations dans le temps des potentiels électriques recueillis sur la boîte crânienne en différents points du scalp.

La Figure 1.6 illustre un exemple de tracé graphique de EEG.

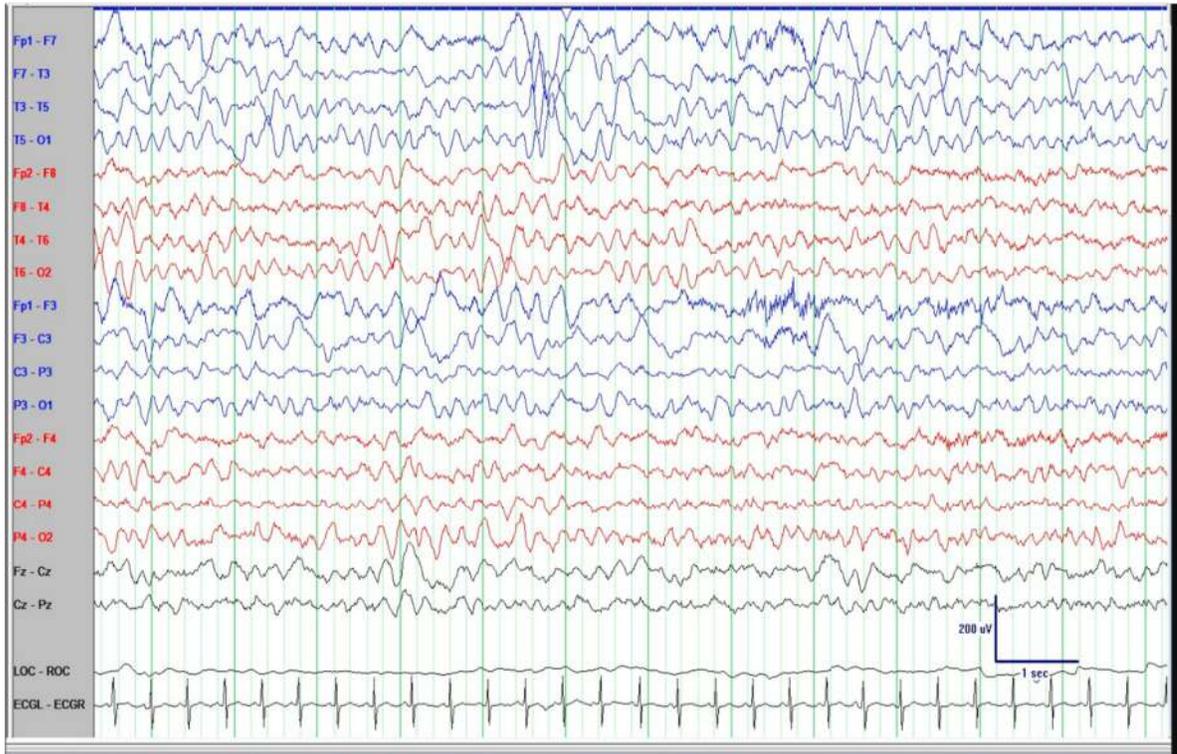


Figure 1.6 : Exemple de tracé EEG.

1.4.1 Emplacement des électrodes

L'acquisition des signaux EEG représente une étape importante qui précède l'analyse et le traitement. Elle se réalise au moyen d'électrodes placées au contact du cuir chevelu ou « scalp » afin d'enregistrer les variations de potentiels électriques caractéristiques de l'activité cérébrale. La Figure 1.7 montre un exemple d'électrodes EEG.



Figure 1.7 : Electrodes EEG.

Les électrodes doivent être positionnées en différents points du scalp où il y a une forte activité neuronale. Pour cela, elles sont disposées selon le système international 10-20 qui est un système international proposé comme standard par la société américaine de l'électroencéphalographie. La disposition des électrodes selon le système international 10-20 est illustrée à la Figure 1.8.

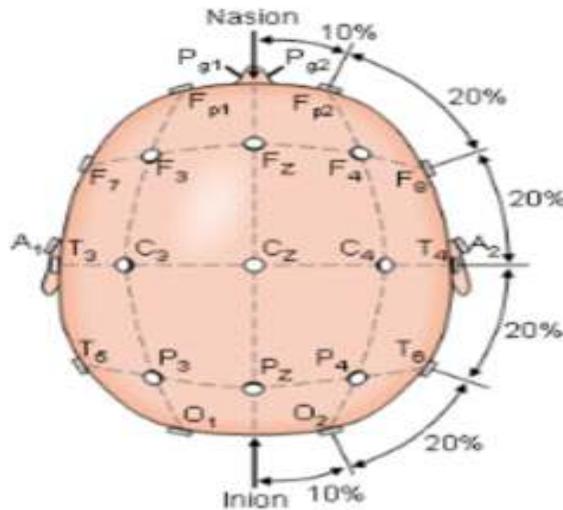


Figure 1.8 : Système de localisation des électrodes selon le système normalisé 10-20.

Chaque électrode est nommée selon la région du scalp sur laquelle elle se trouve. Chaque position est déterminée par une lettre majuscule suivie d'un nombre ou d'une petite lettre.

- Les lettres majuscules identifient la région ou le lobe cérébral :
 - **F** : lobe Frontal ;
 - **Fp** : lobe Front polaire ;
 - **P** : lobe Pariétal ;
 - **O** : lobe Occipital ;
 - **T** : lobe Temporal ;
 - **C** : Lobe Central.
- Les nombres pairs (2, 4, 6 et 8) référencent l'hémisphère droit et les nombres impaires (1, 3, 5 et 7) l'hémisphère gauche.
- La lettre Z fait référence à la région médiane du scalp.
- Les numéros 10 et 20 représentent les pourcentages des distances qui séparent deux électrodes adjacentes par rapport à la distance totale entre l'inion (arrière) et le nasion (devant) du crâne.

Il faut savoir que le signal enregistré à la surface du scalp ne représente qu'une partie de l'activité électrique produite par le cerveau et qu'il n'est possible de mesurer que la résultante de l'activité de plusieurs neurones.

D'autre part, l'EEG enregistre que la composante orthogonale à la surface du crâne. La composante parallèle à la surface du crâne appelée composante magnétique est quant à elle mesurée par la technique Magnétoencéphalographie (MEG). De plus l'activité cérébrale est fortement diminuée par les enveloppes (méninges, os et cuir chevelu) et par conséquent le signal EEG mesuré est de faible amplitude de l'ordre du microvolt.

1.4.2 Types de montage EEG

Un montage EEG représente une combinaison de paires électrodes. On distingue les montages bipolaire et référentiel.

- **Le montage bipolaire :**

Dans le montage bipolaire, la différence de potentiel entre deux électrodes actives est mesurée. Ces électrodes sont disposées en chaîne contigües dans un plan sagittal pour les montages longitudinaux (Figure 1.10a) et frontal pour les montages transverses (Figure 1.10b).

- **Montage référentiel :**

Dans le montage référentiel, on mesure la différence de potentiel entre une électrode active et une électrode de référence (Figure 1.9).

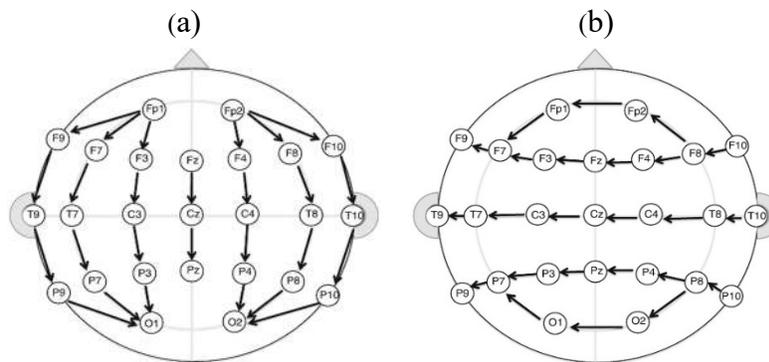


Figure 1.10 : Montage bipolaire (a) longitudinal (b) transverse.

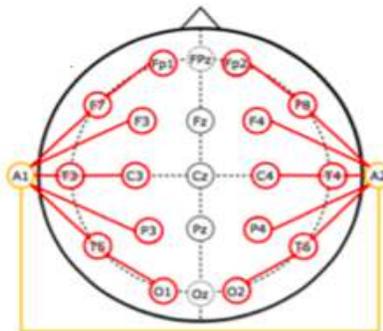


Figure 1.9 : Montage référentiel.

1.4.3 Les artéfacts dans les signaux EEG

Pour une bonne acquisition des signaux EEG, un gel est appliqué entre les électrodes et le cuir chevelu. De plus, l'utilisation des électrodes à base de chlorure d'argent AgCl est recommandée puisque celles-ci permettent de reproduire au mieux la forme des signaux EEG. Cependant, les signaux EEG acquis ne contiennent pas que l'activité cérébrale, d'autres activités indésirables appelées artéfacts viennent s'interférer inévitablement lors de l'acquisition.

Les artéfacts peuvent être d'origine physiologique ou non physiologique. Les artéfacts physiologiques sont issus de l'activité biologique de l'homme. Il s'agit de potentiels électriques générés par les mouvements oculaires, le rythme cardiaque, la respiration et les activités musculaires. Quant aux artéfacts non physiologiques, ils peuvent être d'origine électrique dû à l'alimentation du système d'acquisition et à l'environnement où il opère. Le mouvement de la tête du sujet peut entraîner le déplacement des électrodes et rendre les signaux inutilisables. La transpiration peut modifier l'impédance de l'électrode.

Pour réduire ces artefacts, il est nécessaire de procéder à des post-traitements. Il est nécessaire de prévoir un filtrage coupe-bande ou Notch Filter dans le système d'acquisition en vue d'éliminer les fréquences liées à ligne d'alimentation selon les deux normes internationales à savoir 60 Hz aux Etats-Unis et 50 Hz en Europe. Il faut également veiller à ce que la résistance de contact entre l'électrode et le cuir chevelu soit inférieure à 5 K Ω .

Par ailleurs, les signaux EEG acquis sont de faibles amplitudes, ils sont de l'ordre de 1 μ V. Il est donc nécessaire de les amplifier avant leur numérisation. Cette amplification est confiée à un amplificateur différentiel qui mesure et amplifie la différence de potentiel entre une paire d'électrodes.

1.4.4 Les activités électriques cérébrales rythmiques

Les activités rythmiques du cerveau enregistrés par l'EEG se distinguent par leur gamme de fréquence. On distingue :

- **Le rythme delta δ** : il correspond à la gamme de fréquences comprise entre 0,5 à 4 Hz. Ces ondes sont associées à l'état de sommeil profond.
- **Le rythme thêta θ** : il correspond à la gamme de fréquences comprises entre 4 et 8 Hz. Ces fréquences caractérisent certains états de somnolence, d'hypnose ou de méditation, ainsi que lors de la mémorisation d'information. Le rythme thêta est présent dans la phase de sommeil paradoxal qui s'accompagne souvent d'un rêve.
- **Le rythme alpha α** : il correspond à la gamme de fréquences comprises entre 8 et 13 Hz. Ces ondes caractérisent un état de conscience apaisé, et sont principalement induites lors de la fermeture des yeux chez un sujet.
- **Le rythme bêta β** : il correspond à la gamme de fréquences entre 13 et 30 Hz. Cette gamme est observée chez un sujet en période d'activité intense, de concentration ou d'anxiété.

- **Le rythme gamma γ** : il correspond aux fréquences supérieures à 30 Hz. Elles sont impliquées dans les processus de liage perceptif.

Un exemple de formes d'ondes des rythmes cérébraux est illustré à la Figure 1.11.

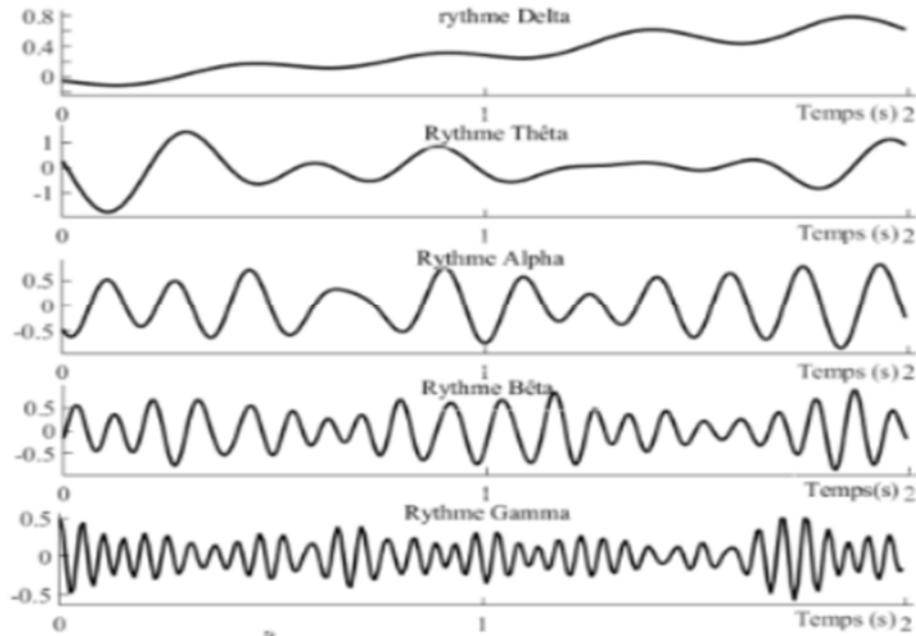


Figure 1.11 : Formes d'ondes des rythmes cérébraux

Le Tableau 1.1 donne les caractéristiques des différents rythmes cérébraux.

Rythme cérébral	Fréquences typiques (Hz)	Amplitudes typiques (μV)
Delta	0,5-4	20-200
Thêta	4-8	10
Alpha	8-13	20-200
Beta	13-30	5-10
Gamma	>30	5-10

Tableau 1.1 : Caractéristiques des rythmes cérébraux.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les notions de bases de neurophysiologies et l'électroencéphalographie ont été abordées. Ces notions sont indispensables pour la suite de projet. Dans le prochain chapitre, l'objectif visé est de concevoir une carte d'acquisition de signaux EEG.

Chapitre 2 Etude et simulation d'un système d'acquisition pour signaux EEG

2.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif d'expliquer les différentes étapes suivies lors de la conception d'un système d'acquisition de signaux EEG. Dans ce projet, cette conception se limitera à un travail de simulation. La réalisation de la carte électronique a été rendue impossible en raison des contraintes liées à la crise sanitaire de la Covid-19.

La simulation consiste en deux parties :

- une partie analogique : qui prend en charge l'acquisition et la mise en forme des signaux EEG
- une partie numérique : qui prend en charge la numérisation des signaux EEG en vue de leur traitement ultérieur sur ordinateur.

2.2 Logiciels et outils de simulations

Dans ce travail, les logiciels utilisés pour la simulation sont :

- Le logiciel Multisim 14.2 de National Instruments (NI) ;
- La suite logicielle Proteus 8.9 de Labcenter Electronics ;
- Logiciel Arduino 1.8.12 pour la programmation de la carte Arduino ;
- Le logiciel Virtual Serial Port Driver 8.0.

Dans ce qui suit, une description succincte de ces logiciels est présentée.

2.2.1 Logiciel NI Multisim

Le logiciel NI Multisim est l'un des logiciels les plus avancés de la conception des circuits électroniques. Il offre une interface très intuitive répondant à tous les besoins de conception et d'analyse. Dans ce projet, la version utilisée de NI Multisim est la version 14.2. La Erreur ! Source du renvoi introuvable. montre l'interface utilisateur du logiciel NI Multisim. Cette interface dispose entre autres :

- d'une barre de menus (ou Menu bar) ;
- d'une barre d'outils standard (ou Standard toolbar) ;
- d'une barre d'outils composants (ou Component toolbar) ;
- d'une barre d'outils virtuels (ou Virtual toolbar) ;
- d'un espace de travail (ou Circuit window/workspace)
- d'une barre d'état (ou Status bar) ;
- d'une barre de projet (ou Bar project) ;
- d'une vue de feuille de calcul (ou Spreadsheet view).

Etude et simulation d'un système d'acquisition de signaux EEG

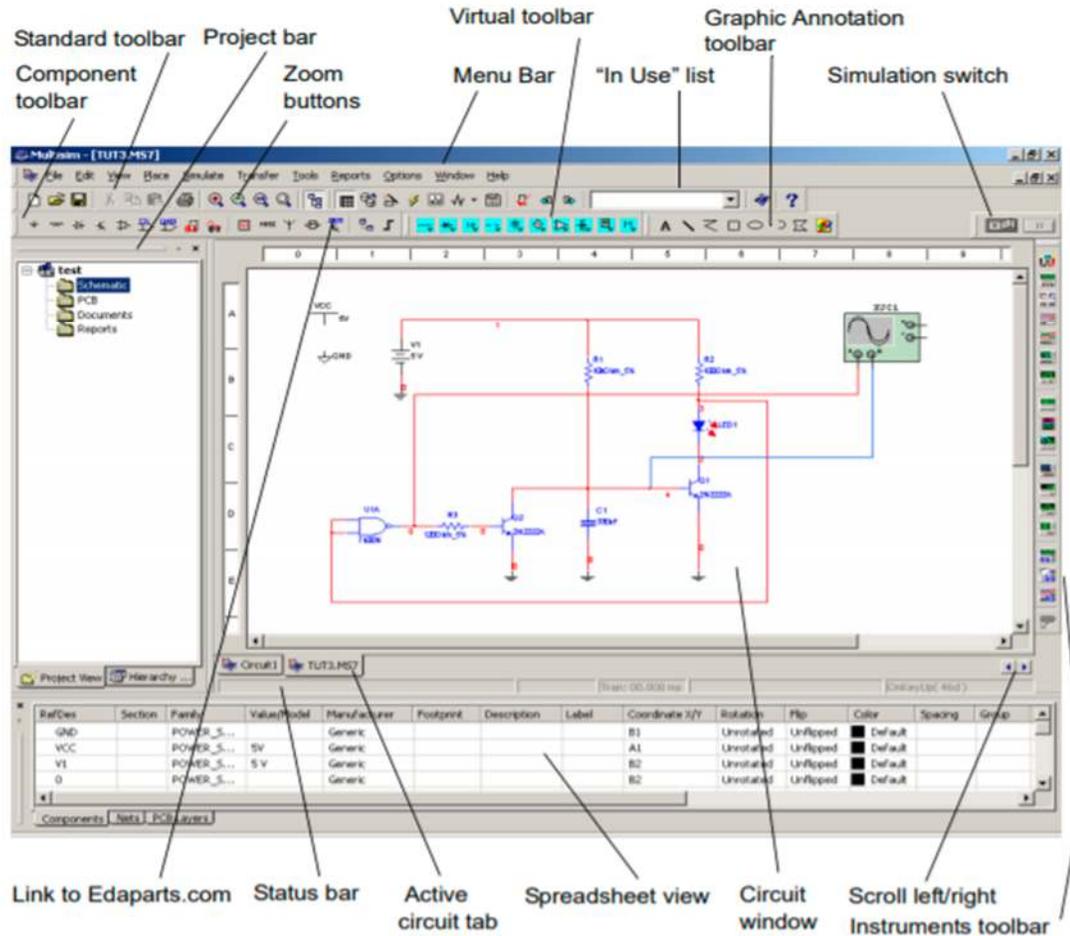


Figure 2.1 : Interface du logiciel NI Multisim.

2.2.2 Logiciel Proteus

Proteus est une suite logicielle électronique développée par la société Labcenter Electronics. Cette suite inclut principalement deux logiciels :

- Proteus ISIS : permet d'éditer et de simuler des circuits électroniques ;
- Proteus ARES : permet de réaliser des circuits imprimés.

La version du logiciel Proteus utilisée dans ce projet est la version 8.9.

La Figure 2.2 montre l'interface utilisateur du logiciel ISIS Proteus. Elle comporte entre autres :

- Une barre de menus (bar menu) ;
- Une barre d'outils de commande (toolbar) ;
- Une vue d'ensemble du schéma et de positionnement (overview window) ;
- Une barre d'outils de sélection de modes (selection mode) ;
- Une barre d'outils orientation (orientation toolbar) ;

- Un espace de travail (workspace) ;
- Un sélecteur d'objets (object selector) ;
- Boutons de simulation (simulation buttons).

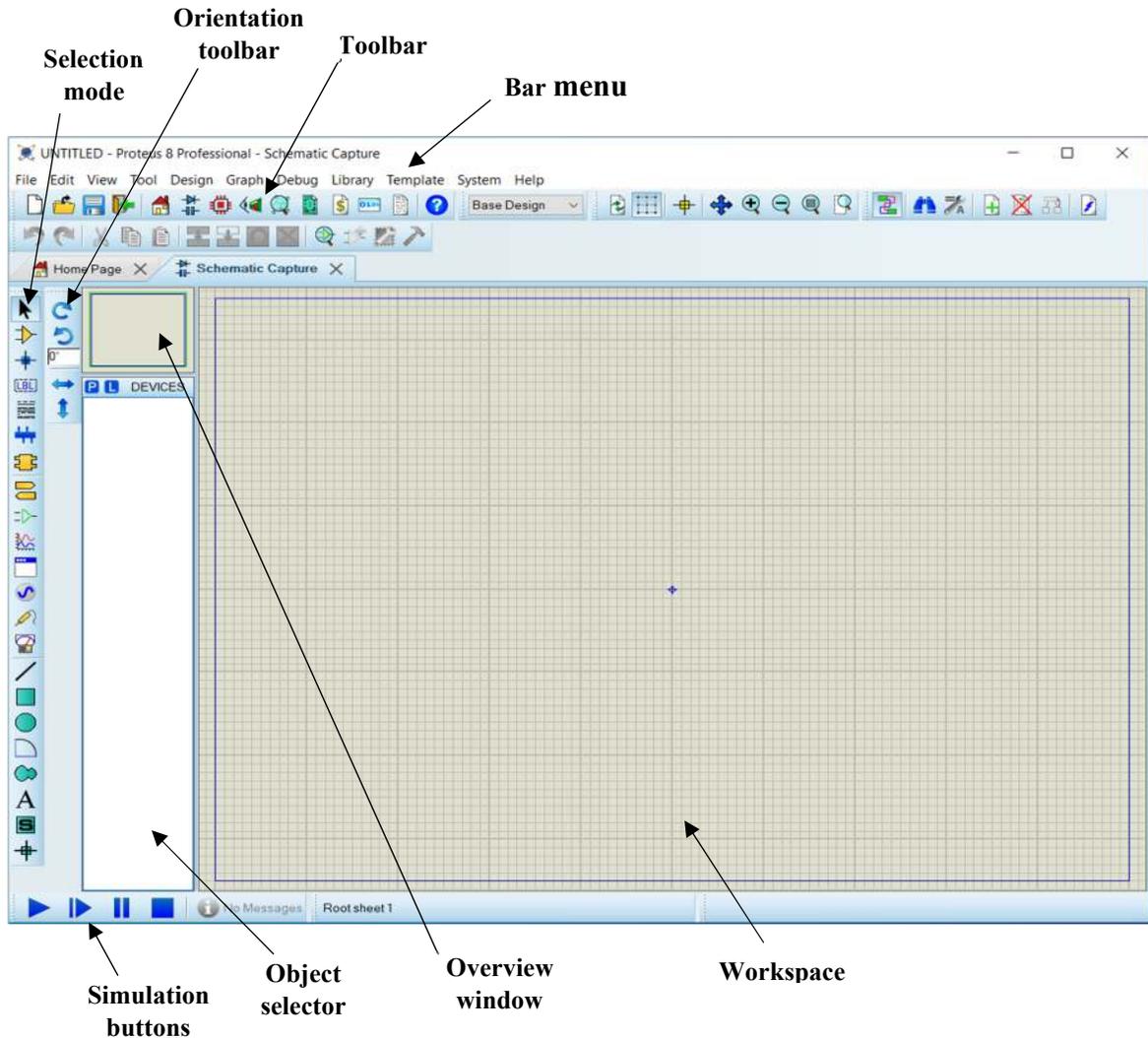


Figure 2.2 : Interface du logiciel ISIS Proteus.

2.2.3 Logiciel IDE Arduino

Le logiciel Arduino est un logiciel de programmation des modules Arduino. C'est un logiciel open source, gratuit et compatible avec les différentes plateformes à savoir Windows, Linux et Mac. Il s'agit d'un véritable environnement de développement intégré EDI (ou IDE : Integrated Development Environment), c'est pourquoi le logiciel est appelé souvent IDE Arduino.

Le logiciel IDE Arduino dont l'interface graphique est illustrée à la Figure 2.3 permet :

- d'éditer un programme appelé croquis ou *sketch* en Anglais. Ce programme est écrit dans un langage simple proche du langage C/C++.
- de compiler le programme dans le langage « machine » de l'Arduino ;
- de téléverser le programme dans la mémoire de l'Arduino ;
- de communiquer avec la carte Arduino grâce au terminal.



Figure 2.3 : Interface du logiciel IDE Arduino.

L'interface du logiciel IDE Arduino comporte :

- **une barre de Menus** : qui donne accès aux options de configuration du logiciel ;
- **une barre des boutons ou barre d'actions** : qui servira lors de la programmation des cartes Arduino.
- **une fenêtre d'édition** : dans laquelle on saisit le programme.
- **une zone de messages** : qui affiche l'état des actions en cours.
- **une console** : qui affiche les messages concernant le résultat de la compilation du programme.

2.3 Système d'acquisition de signaux EEG

Le système d'acquisition et de traitement des signaux EEG repose sur le schéma synoptique illustré à la Figure 2.4.

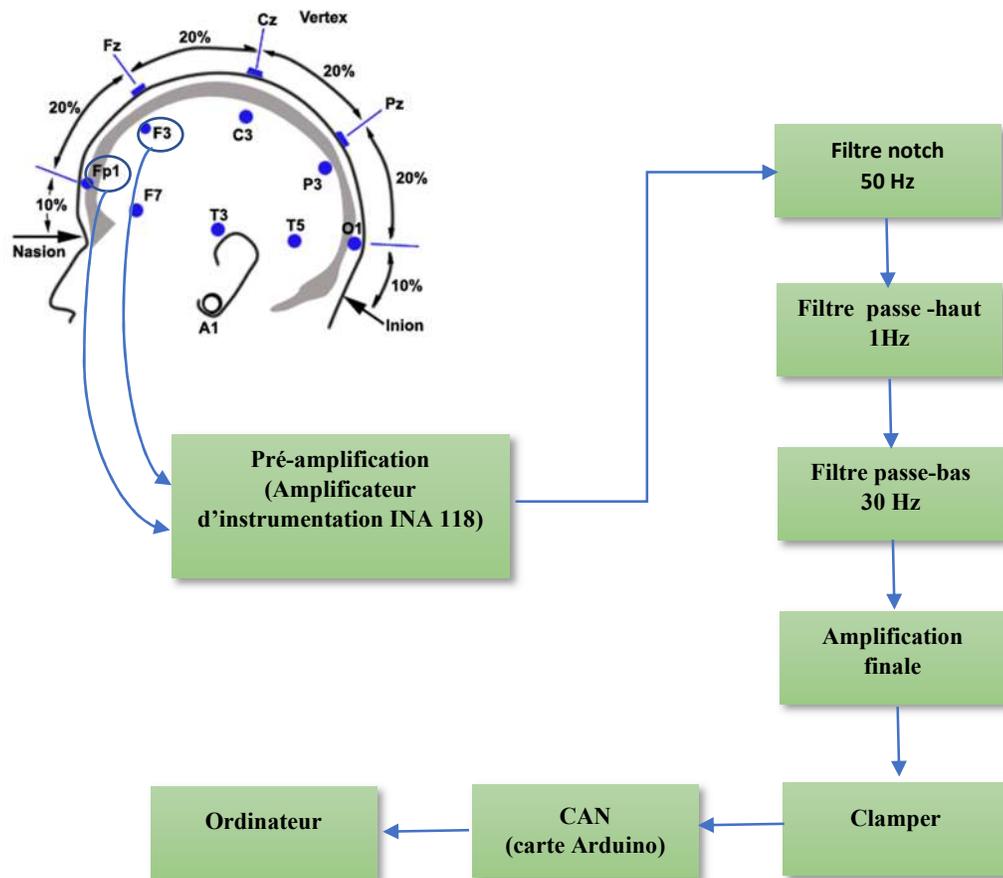


Figure 2.4 : Schéma synoptique du système d'acquisition des signaux EEG.

Dans le système d'acquisition, on distingue deux parties à savoir :

- Une partie analogique : chargée de mettre en forme le signal EEG recueilli par les électrodes, elle inclue les blocs de pré-amplification, de filtrage, d'amplification et d'ajustement du niveau de tension à l'aide du clamper.
- Une partie numérique : chargée de la conversion analogique numérique du signal et de la transmission des données vers un ordinateur en vue d'un traitement numérique. Ces opérations sont assurées par la carte Arduino.

2.4 Conception de la carte de mise en forme du signal EEG

Il s'agit de la partie analogique du système d'acquisition. Le montage électrique de la carte est représenté à la Figure 2.5. Dans ce qui suit, les différentes parties du montage seront décrites plus en détails.

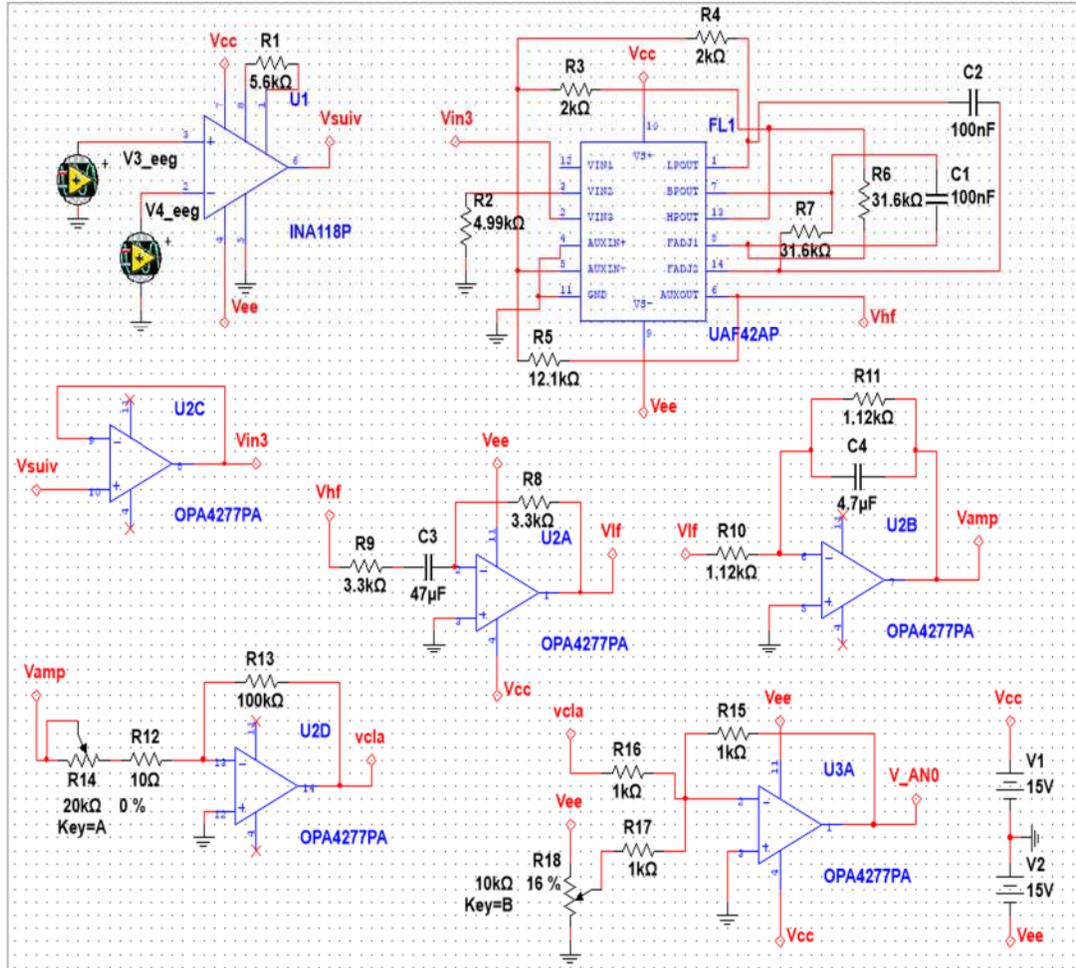


Figure 2.5 : Carte d'acquisition de signaux EEG.

2.4.1 Signaux d'entrées EEG

En pratique, l'acquisition des signaux EEG est réalisée à partir d'électrodes placées sur le scalp selon le système standard 10-20 (Chapitre1). Pour les besoins de simulation, nous avons téléchargés des signaux EEG depuis le site Physionet. Ce site permet d'accéder à une banque de données de signaux physiologiques appelée Physiobank ATM dont l'interface est montrée à la Figure 2.6.

Les signaux EEG ayant été téléchargés sont des fichiers au format EDF. Nous avons procédé à leur conversion en fichiers LVM pour pouvoir les importer dans les générateurs de tensions LVM du logiciel Multisim. Dans notre montage, ces générateurs de tension LVM désignés par V3_eeg et V4_eeg sont assimilés à des électrodes EEG.

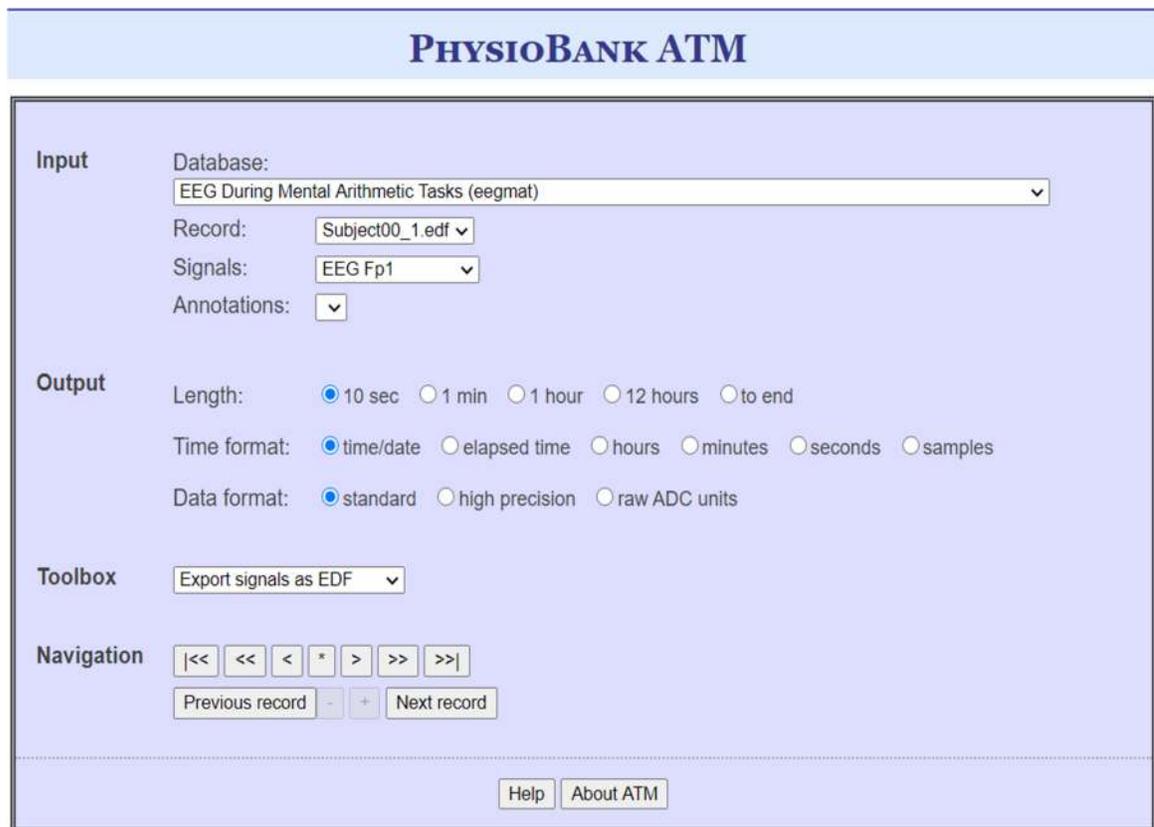


Figure 2.6 : Banque de données de signaux physiologiques Physiobank ATM.

2.4.2 Circuit de pré-amplification

Les signaux EEG que nous avons choisi d'importer correspondent aux signaux FP1 et F3 représentés à la Figure 2.7 et la Figure 2.8, respectivement. Ces signaux doivent subir une pré-amplification en raison de leur faible amplitude qui est de l'ordre du μV .

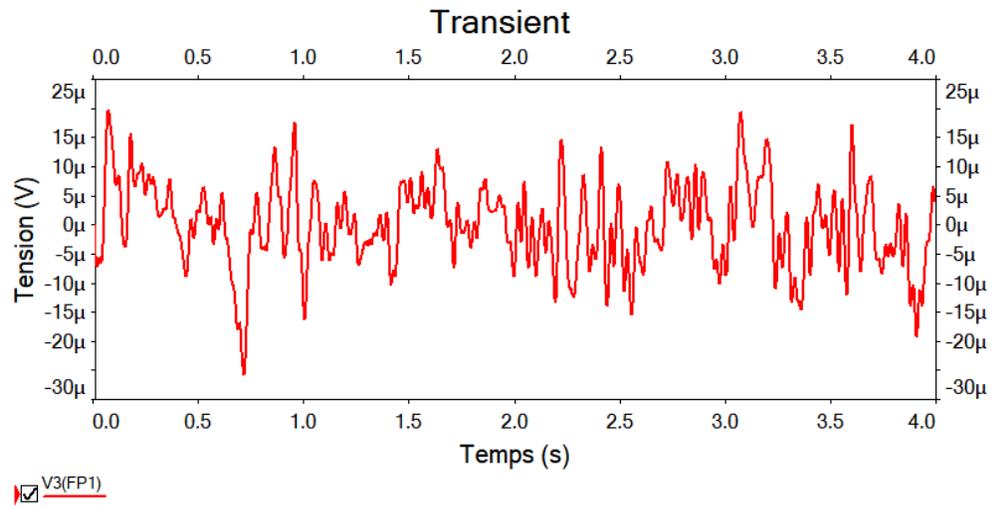


Figure 2.7 : Allure du signal EEG FP1.

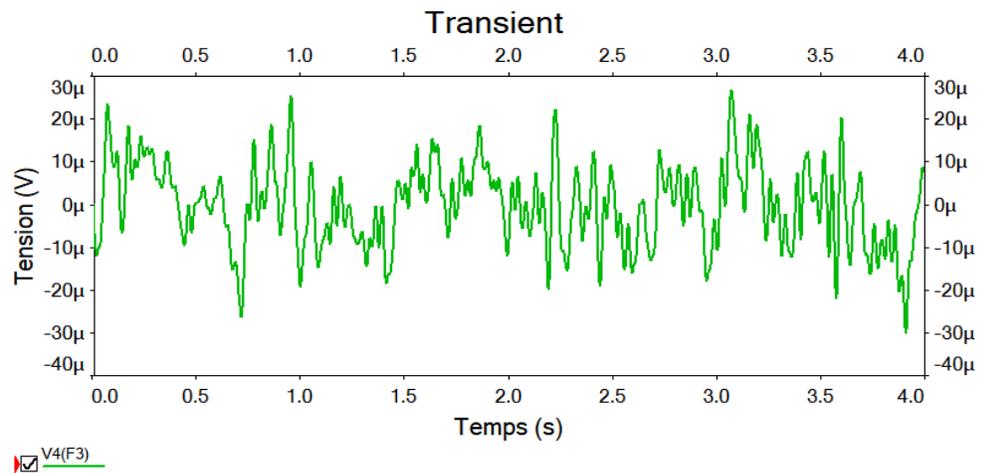


Figure 2.8 : Allure du signal EEG F3.

Les signaux FP1 et F3 sont fournis respectivement par les générateurs V3_egg et V4_egg. Ces signaux sont appliqués aux entrées du montage préamplificateur de la Figure 2.9.

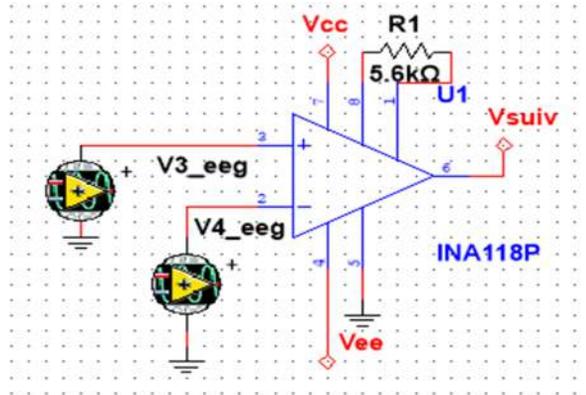


Figure 2.9 : Circuit de pré-amplification à base de CI INA 118.

Le montage de pré-amplification est réalisé à partir de l'amplificateur d'instrumentation INA118. Il s'agit d'un amplificateur différentiel à haute précision et à faible consommation utilisé en instrumentation médicale. Il mesure et amplifie la différence de potentiel entre une paire d'électrodes. Il est caractérisé par un fort taux de réjection en mode commun. L'INA est circuit intégré à 8 broches (DIP/SO) à base d'amplificateurs opérationnels (AOP) comme le montre la Figure 2.10.

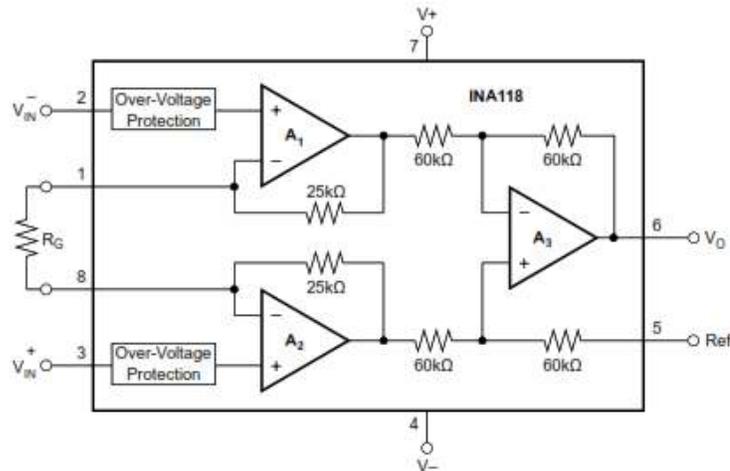


Figure 2.10 : Architecture interne simplifiée du CI INA 118.

Le contrôle du gain de l'INA 118 se fait très simplement au moyen de la résistance externe R_G qui vient se connecter entre les broches 1 et 8. L'expression du gain est donnée par l'équation (2.1). Il peut prendre des valeurs comprises entre 1 et 10000.

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{R_G} \quad (2.1)$$

Dans notre cas, le gain a été ajusté à la valeur de 10 en utilisant une résistance R_G de $5,6K\Omega$. Par conséquent, l'INA amplifie la différence entre les tensions FP3-F1 et délivre la tension de sortie V_{sui} représentée à la Figure 2.11.

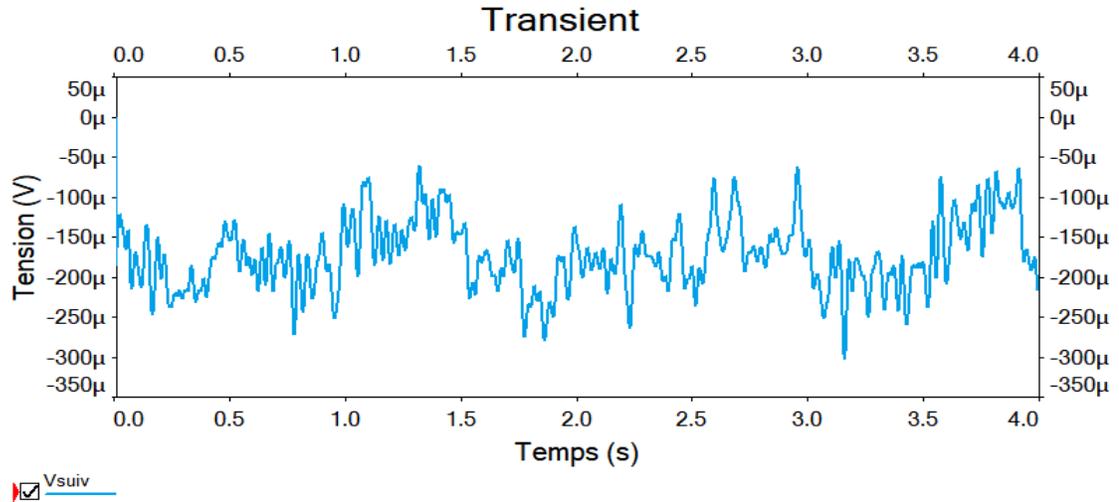


Figure 2.11 : Allure du signal de sortie V_{sui} du préamplificateur.

2.4.3 Circuit d'adaptation d'impédance

Pour éviter une atténuation du signal de sortie V_{sui} , un montage suiveur vient s'intercaler entre le préamplificateur et l'étage suivant.

Le suiveur est caractérisé par une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie, il permet de faire de l'adaptation d'impédance. Il permet ainsi de prélever le signal sans le perturber :

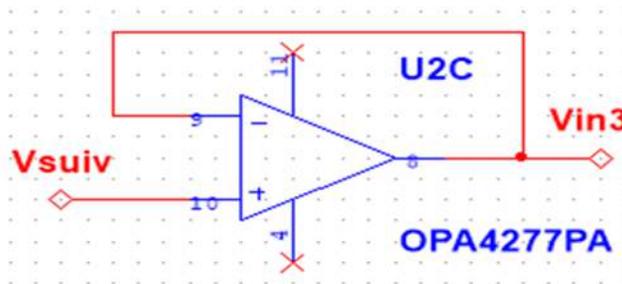


Figure 2.12 : Montage suiveur à base de l'OPA 4277.

$$V_{in3} = V_{sui} \quad (2.2)$$

2.4.4 Circuits de filtrage

Le signal une fois préamplifié ci subit une étape de filtrage qui consiste à :

- Eliminer la fréquence de 50 Hz liée à l'alimentation du système d'acquisition au moyen d'un filtre réjecteur ou filtre notch ;
- Conserver uniquement les fréquences comprises entre 1 Hz et 30 Hz de la bande de fréquence des signaux EEG. Cela nécessite l'utilisation d'un filtre passe-haut à la fréquence de coupure de 0,5 Hz et un filtre passe-bas à la fréquence de coupure de 30 Hz.

1. Filtre notch :

Le filtre notch représente un filtre réjecteur (ou coupe-bande). Il est utilisé pour supprimer une fréquence spécifique tout en préservant les fréquences du signal mesuré. Dans notre cas, il s'agit de la fréquence 50 Hz induite par la ligne d'alimentation.

La Figure 2.13 montre le filtre notch de notre carte d'acquisition. Il basé sur le filtre actif universel UAF42.

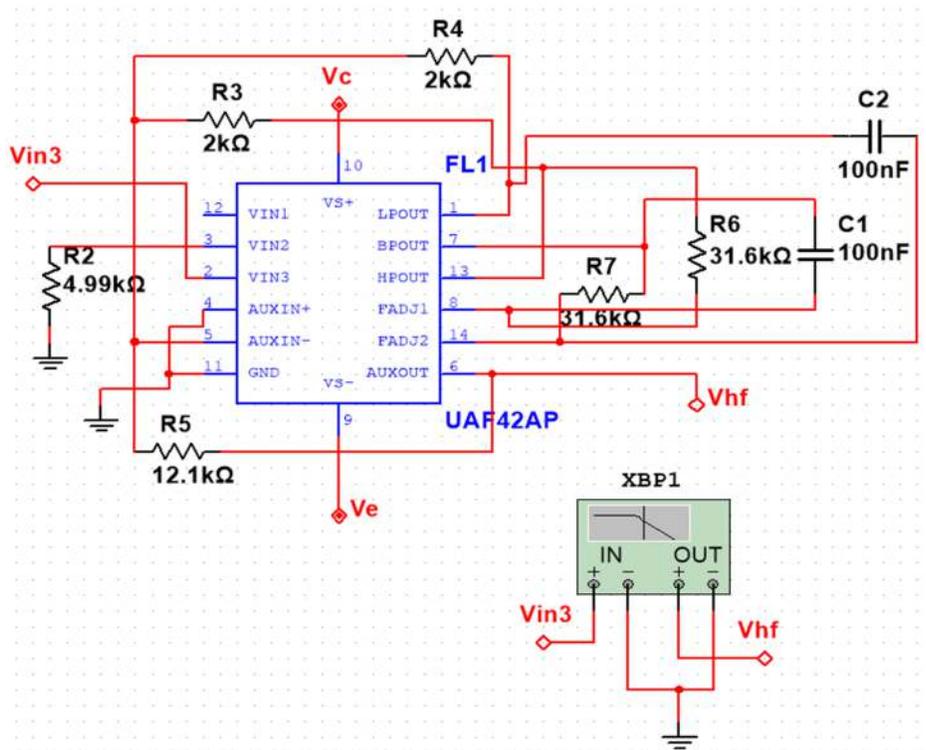


Figure 2.13 : Le filtre notch à base du circuit UAF42.

La Figure 2.14 montre l'architecture interne du filtre UAF42. Il s'agit d'un circuit intégré à 14 broches disponible en format DIP et en format SO. Il intègre un amplificateur inverseur, deux intégrateurs et un amplificateur auxiliaire. Il peut être configurable en filtre passe-bas, en filtre passe-haut ou en filtre passe-bande.

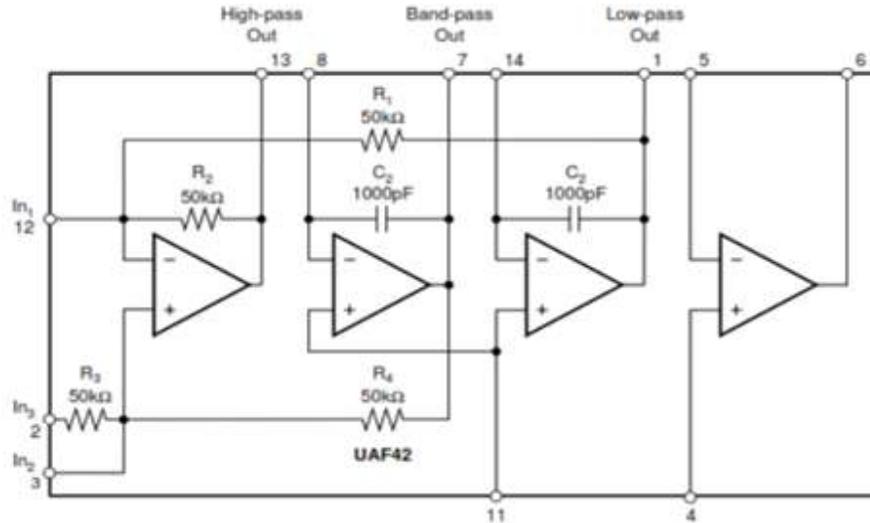


Figure 2.14 : Architecture interne du Filtre UAF42.

La configuration du filtre universel UAF42 en filtre notch revient à connecter six résistances et deux condensateurs comme le montre la Figure 2.13. Dans cette configuration, l'amplificateur opérationnel auxiliaire réalise la somme entre les sorties issues du filtre passe-haut et du filtre passe-bas. L'expression de la fréquence du filtre notch est donnée par l'équation (2.3) :

$$f_{notch} = \frac{1}{R_F \cdot C \cdot 2\pi} \quad (2.3)$$

où : $R_F = R_6 = R_7$ et $C = C_1 = C_2$

Pour ajuster la fréquence f_{notch} à la valeur de 50 Hz, la valeur de R_F est fixée à 31,6 K Ω à et celle de C à 100nF.

Etude et simulation d'un système d'acquisition de signaux EEG

La simulation permet d'obtenir la réponse en fréquence du filtre représentée à la Figure 2.15. Il s'agit bien de la réponse d'un filtre notch. En plus, la fréquence du filtre notch est bel et bien centrée à la fréquence de 50 Hz comme illustré à la Figure 2.16.

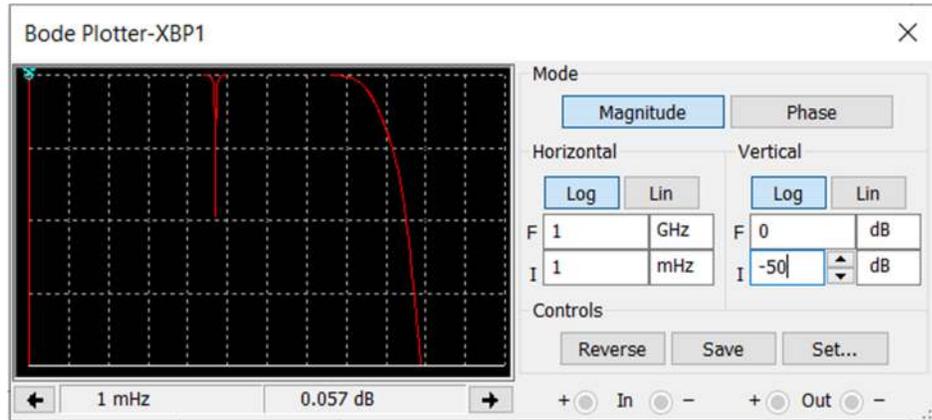


Figure 2.15 : Réponse en fréquence du filtre Notch.

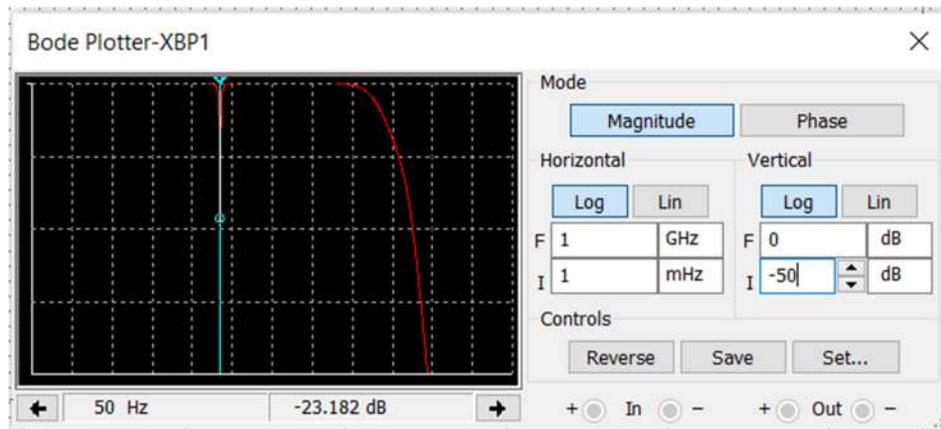


Figure 2.16 : Mesure de la fréquence f_{notch}

2. Filtre passe-haut :

Le filtre passe-haut de la Figure 2.17 est un filtre actif de premier ordre réalisé autour de l'amplificateur opérationnel OPA4277. Ce dernier est circuit intégré disponible en boîtier DIP ou SO à 14 broches. Il intègre 4 amplificateurs opérationnels, ce qui permet de réduire le nombre de composants sur la carte. Il s'agit d'un composant de haute précision. En raison de sa très faible tension d'offset ($\pm 50\mu\text{V}$), l'OPA4277 ne requiert aucun réglage d'offset. Il possède d'excellentes performances ce qui fait de lui un composant idéal pour les applications biomédicales.

- Sa fonction de transfert est définie par l'équation suivante :

$$T(j\omega) = -\frac{jR_9C\omega}{1 + jR_9C\omega} \quad (2.4)$$

- Sa fréquence de coupure est définie pour une atténuation du gain maximal de 3dB. Elle vaut :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_9 C} \quad (2.5)$$

Les éléments du filtre ont été calculés pour une fréquence de coupure $f_c=1\text{Hz}$.

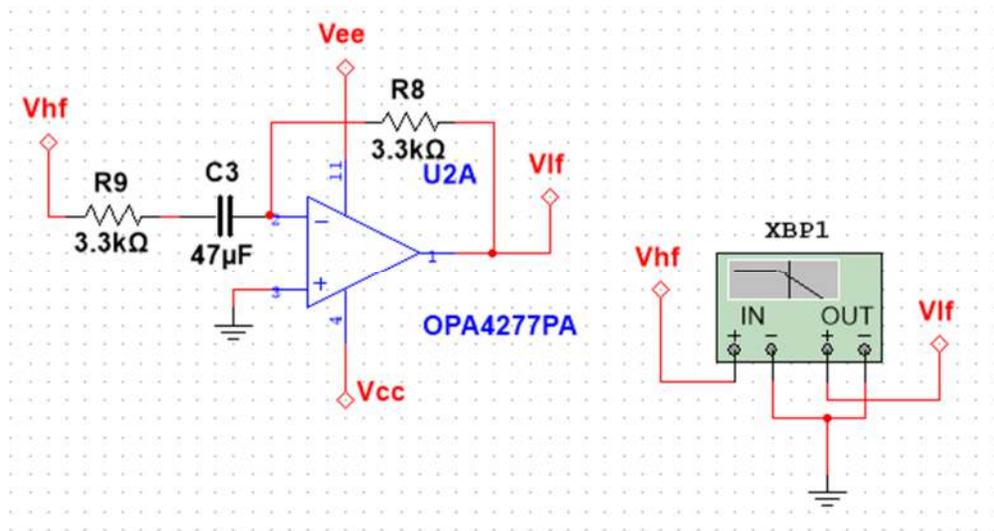


Figure 2.17 : Filtre passe-haut à base de OPA4277.

La réponse du filtre obtenue après simulation est montrée à la Figure 2.18. On vérifie bien que la fréquence de coupure est à 1Hz à presque -3dB du gain du filtre passe-haut.

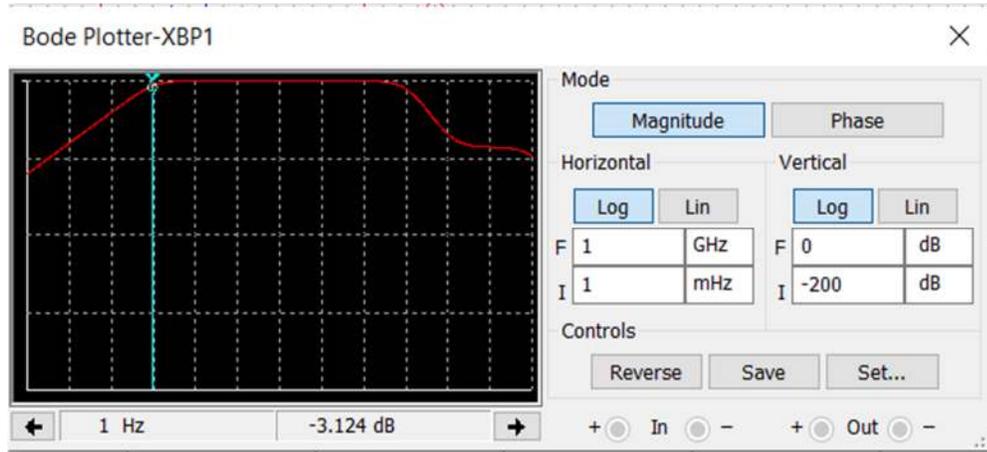


Figure 2.18 : Réponse en fréquence du filtre actif passe-haut.

3. Filtre passe-bas :

Le montage de la Figure 2.19 montre le filtre actif passe-bas réalisé à base du circuit OPA4277.

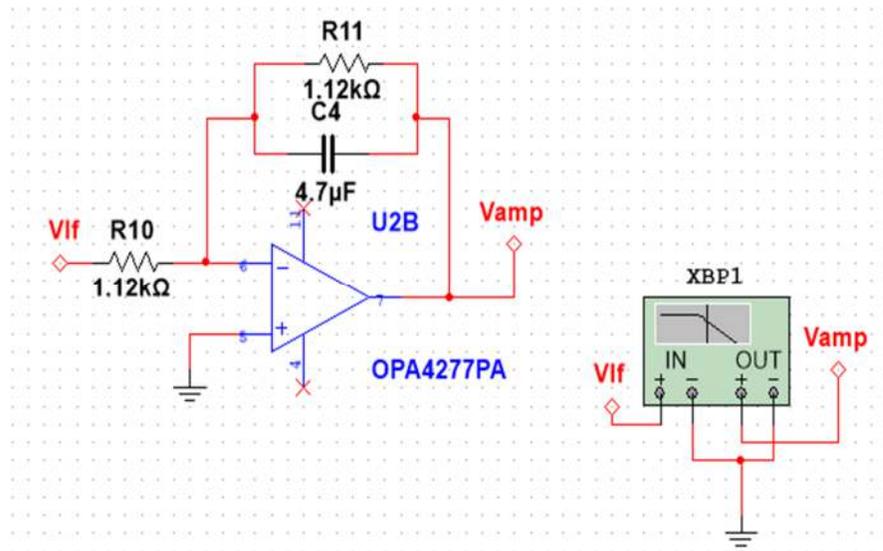


Figure 2.19 : Filtre passe-bas à base de OPA4277.

Etude et simulation d'un système d'acquisition de signaux EEG

- La fonction de transfert du filtre passe-bas est définie par l'équation suivante :

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + jR_{11}C\omega} \quad (2.6)$$

- Sa fréquence de coupure est définie pour une atténuation du gain maximal de 3dB. Elle vaut :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{11}C} \quad (2.7)$$

Les éléments du filtre ont été calculés pour une fréquence de coupure $f_c=30$ Hz. La réponse en fréquence du filtre est donnée à la Figure 2.20. La simulation montre bien une fréquence de coupure de 30 Hz à -3dB du gain.

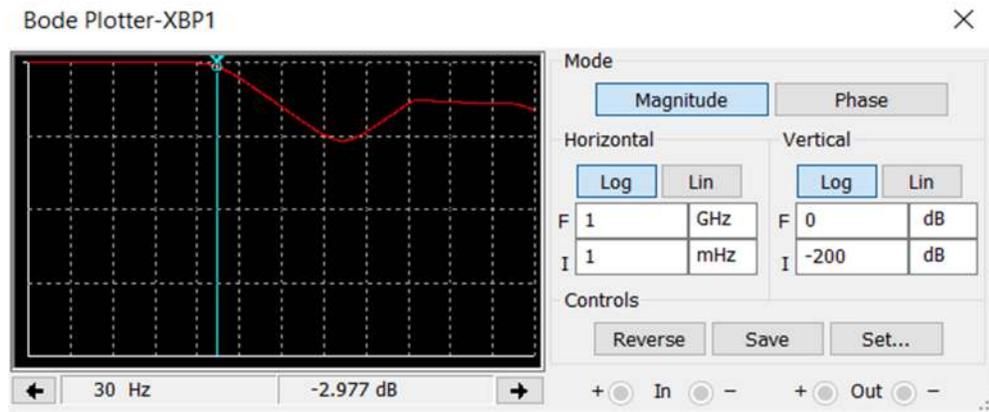


Figure 2.20 : Réponse en fréquence du filtre passe-bas.

Le signal de sortie V_{amp} est un signal débarrassé de l'artéfact induit par la ligne d'alimentation de fréquence 50 Hz et sa bande de fréquence est comprise entre 1 et 30 Hz. Cette bande contient les différents rythmes cérébraux à savoir le rythme delta, le rythme thêta, le rythme alpha et le rythme bêta.

La Figure 2.21 montre la forme du signal V_{amp} . La prochaine étape va consister à amplifier le signal.

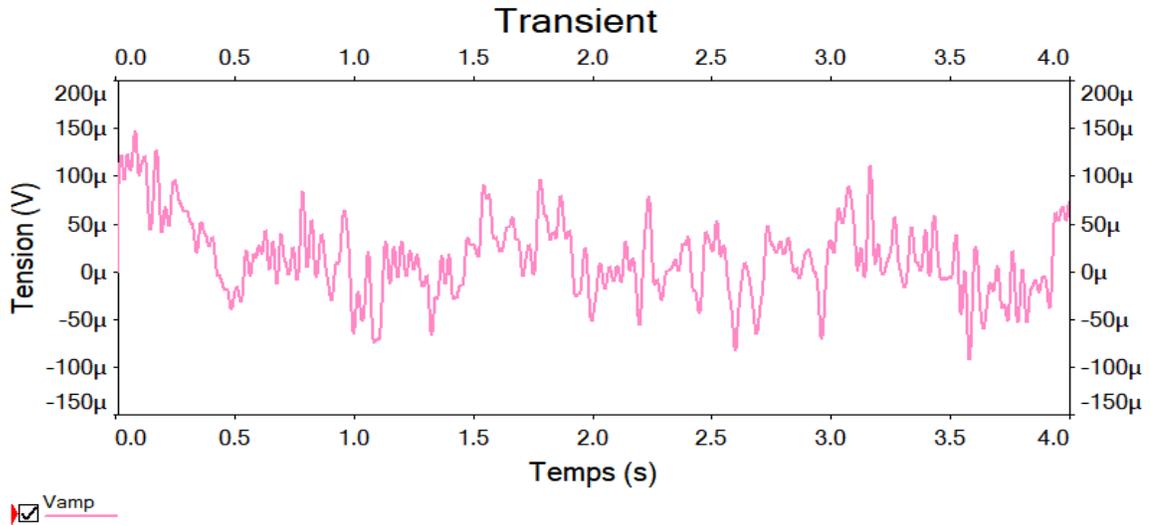


Figure 2.21 : Allure du signal filtré V_{amp} .

2.4.5 Circuit d'amplification final

Le signal V_{amp} est appliqué à l'entrée du circuit amplificateur représenté à la Figure 2.13. Il s'agit d'un amplificateur inverseur à base du circuit OPA4277 dont l'expression du gain est donnée par l'équation :

$$A_V = -\frac{R_{13}}{R_{12} + R_{14}} \quad (2.8)$$

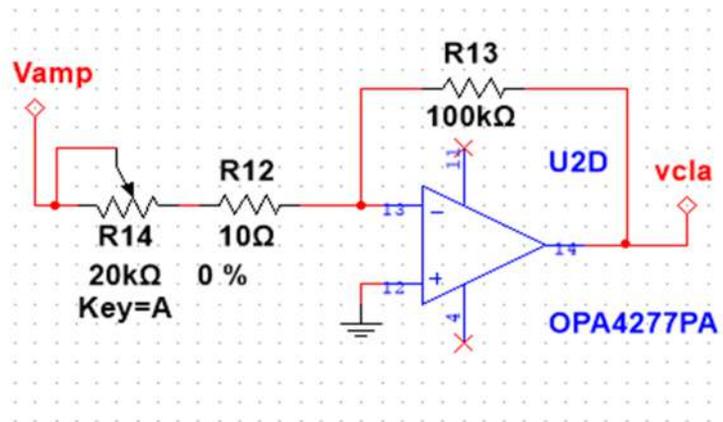


Figure 2.22 : Circuit amplificateur à base de OPA4277.

Le gain peut être ajusté au moyen du potentiomètre R_{14} et peut atteindre la valeur maximale de 10000. De plus, l'amplificateur introduit dans le signal de sortie un retard de phase de 180° . Le signal amplifié V_{cla} est représenté à la Figure 2.23. La valeur de son amplitude peut varier entre $-1,5V$ et $1V$.

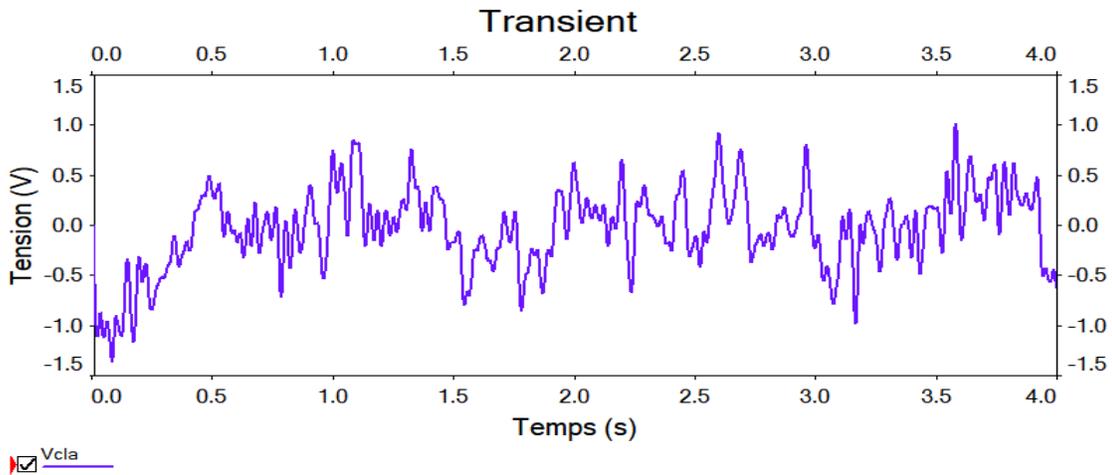


Figure 2.23 : Allure du signal amplifié V_{cla} .

2.4.6 Circuit clamber

Une fois amplifié, le signal doit subir une conversion analogique numérique en vue d'un traitement sur ordinateur. Cette conversion est réalisée à l'aide du convertisseur analogique numérique (CAN) d'une carte Arduino. Ce convertisseur ne peut convertir que les tensions comprises entre 0 et 5V alors que la tension du signal V_{cla} varie entre $-1,5V$ et $1V$. Ce dernier doit être appliqué à un circuit clamber de la Figure 2.24 sous peine de perdre une partie du signal lors de l'acquisition.

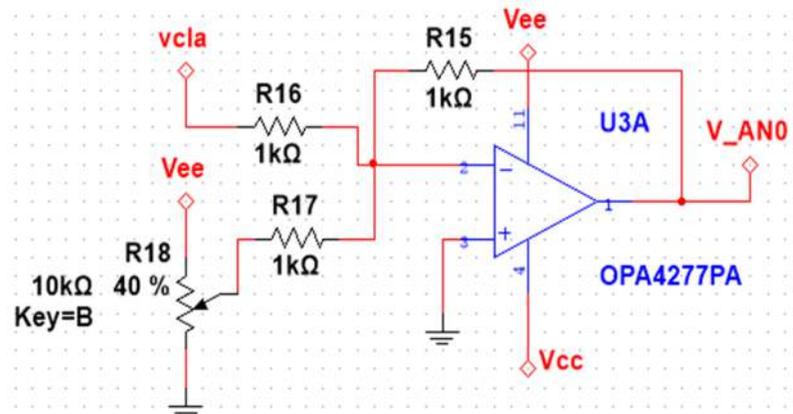


Figure 2.24 : Circuit clamber à base de OPA4277.

Le clamper permet d'ajouter une tension offset au signal pour déplacer celui-ci à un niveau désiré. Il s'agit d'un montage sommateur inverseur à base de l'ampli opérationnel OPA4277.

Il réalise l'addition entre le signal V_{cla} et un tension offset négative V_{ee} et annule le déphasage de 180° introduit par le circuit amplificateur de la Figure 2.22. La tension de sortie du clamper V_{ANO} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ANO} = -\left(\frac{R_{15}}{R_{16}}V_{cla} + \frac{R_{15}}{R_{17}}V_{ee}\right) \quad (2.9)$$

avec : $R_{15} = R_{16} = R_{17} = 1K\Omega$

d'où :

$$V_{ANO} = -(V_{cla} + V_{ee}) \quad (2.10)$$

Le potentiomètre R_{18} permet de contrôler la tension offset V_{ee} pour ajuster le signal de sortie V_{ANO} à un niveau compris entre 0 et 2,5V comme le montre la Figure 2.25. Le but étant de conditionner le signal en une tension compatible avec un convertisseur analogique numérique pour la prochaine étape de la conception.

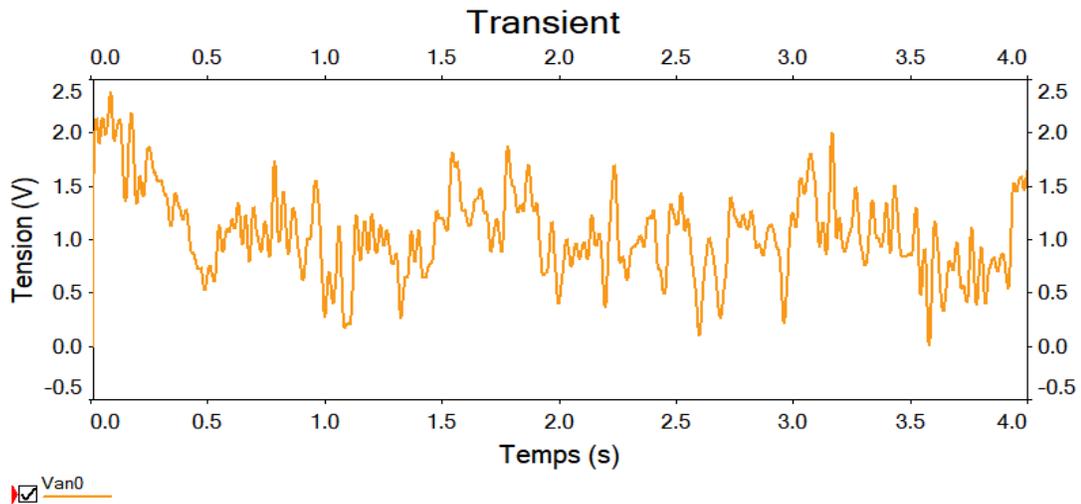


Figure 2.25 : Allure du signal V_{ANO} .

2.5 Partie numérique du système d'acquisition

A présent, nous entamons la partie numérique du système d'acquisition du signal EEG. Elle comprend la conversion analogique numérique du signal de sortie V_{ANO} et la transmission des données au format numérique vers un ordinateur en vue d'un traitement numérique.

Pour mettre en œuvre cette partie du système d'acquisition, nous allons nous servir de la carte Arduino UNO et du logiciel Proteus. Ce logiciel s'apprête beaucoup mieux à la simulation des microcontrôleurs comparé au logiciel NI Multisim.

2.5.1 Carte Arduino Uno

La carte Arduino Uno présentée à la Figure 2.26 est une carte électronique équipée d'un microcontrôleur AVR ATMEL de référence ATmega328. Il s'agit d'un microcontrôleur 8 bits caractérisé par un jeu d'instruction réduit (RISC) et d'une architecture Harvard. Sa programmation peut être réalisée en langage C.

1. L'alimentation de la carte Arduino :

La carte Arduino peut être alimentée par un câble USB, par un bloc secteur externe doté d'une prise jack, ou un par bloc de pile. L'alimentation extérieure admise est comprise entre 7 à 12 V. La carte dispose de circuits régulateurs qui permettent de stabiliser les tensions d'alimentation à 3,3V et 5V lesquelles sont nécessaires pour alimenter les composants électroniques de la carte.

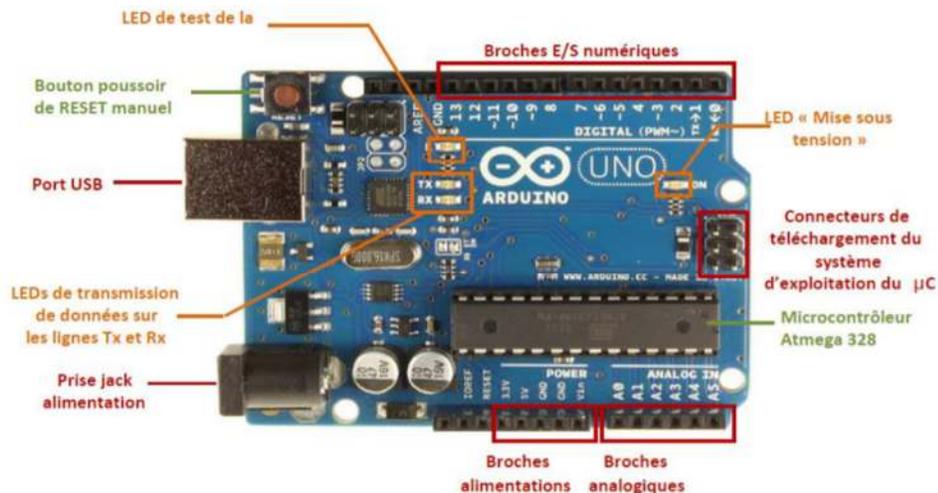


Figure 2.26 : Différents éléments de la carte Arduino UNO.

2. Les entrées-sorties (E/S) :

La carte Arduino dispose de 14 E/S numériques et 6 entrées analogiques.

- *Les entrées-sorties numériques :*

Les 14 broches d'E/S numériques identifiées sur la carte par les chiffres 0 à 13 peuvent être configurées en entrée (input) ou en sortie (output) par voie de la programmation. Les différentes broches sont présentées au Tableau 2.1. Elles fonctionnent en logique TTL (0V-5V). Elles peuvent recevoir ou fournir un courant maximal de 40mA. Certaines broches peuvent avoir différentes fonctions dont le choix est défini dans le programme.

- *Les entrées analogiques :*

Les 06 broches analogiques identifiées A0 à A5 sont des entrées (PC0 à PC5) dont la tension analogique admise est comprise entre 0 et 5 V. Ces entrées sont gérées par un convertisseur analogique numérique (CAN) de 10 bits dont la sortie peut varier entre 0 et 1023. Les entrées A4 et A5 peuvent également être utilisées respectivement comme la ligne de donnée SDA et la ligne d'horloge SCL de l'interface série I2C.

N° E/S	N° ligne de port	Fonction
0	PD0	Rx : Entrée liaison série synchrone
1	PD1	Tx : Sortie liaison série synchrone
2	PD2	INT0 : Entrée interruption externe
3	PD3	INT1 : Entrée interruption externe
		OC2B : PWM modulation à largeur d'impulsion
4	PD4	T0 : Entrée Timer/compteur 0
		XCK : Entrée horloge
5	PD5	T1 : Entrée Timer/compteur 1
		OC0B : Sortie module PWM modulation à largeur d'impulsion
6	PD6	OC0A : Sortie module PWM modulation à largeur d'impulsion
		AINO : Entrée comparateur analogique
7	PD7	AIN1 : Entrée comparateur analogique
8	PB0	CLKO : Sortie de l'horloge de fonctionnement
		ICP1 : Entrée de capture Timer/compteur 1
9	PB1	OC1A : Sortie module PWM modulation à largeur d'impulsion
10	PB2	SS : Sélect Slave liaison SPI
		OC1B : Sortie module PWM modulation à largeur d'impulsion
11	PB3	MOSI : Sortie liaison SPI
		OC2A : Sortie module PWM modulation à largeur d'impulsion
12	PB4	MISO : Entrée liaison SPI
13	PB5	SCK : Horloge liaison SPI

Tableau 2.1: Désignation des broches E/S numériques de la carte Arduino.

3. Les mémoires :

Le microcontrôleur ATmega dispose de :

- 32 Ko de mémoire Flash destinée à stocker le programme à exécuter ;
- 2 Ko de mémoire vive de type SRAM. Elle est utilisée pour stocker les résultats temporaires lors du traitement ;
- 1 Ko de mémoire EEPROM permettant de stocker des données persistantes.

4. L'horloge :

Le microcontrôleur est cadencé à une fréquence d'horloge de 16 Mhz grâce à un quartz.

5. La communication :

La carte Arduino communique avec le monde extérieur au moyen :

- d'une interface de communication série : accessible grâce aux broches numériques 0 (ligne RX) et 1 (ligne TX) ;
- d'un bus I2C : accessible grâce aux broches analogiques 4 (SDA) et 5 (SCL) ;
- d'une liaison série synchrone SPI accessible grâce aux broches numériques 10 (SS),11 (MOSI),12 (MISO) et 13 (SCX).

6. Circuit de réinitialisation (RESET) :

On distingue :

- **Le reset automatique** : il s'agit du reset à la mise sous tension qui permet au programme du microcontrôleur de démarrer automatiquement.
- **Le reset manuel** : il est activé à l'aide d'un bouton poussoir situé sur la carte pour relancer l'exécution d'un programme.

7. La protection de surintensité USB :

Le port USB de la carte Arduino est équipé d'un fusible réarmable ou « polyfuse » permettant de protéger le port USB de l'ordinateur auquel elle est reliée contre toute consommation excédant les 500mA.

2.5.2 Conversion analogique numérique et transmission des données

La partie numérique du système d'acquisition est représentée par le montage de la Figure 2.27. Le signal V_{ANO} de la Figure 2.25 est récupéré sous forme d'un fichier texte depuis le logiciel Multisim pour être ensuite importé dans un générateur appelé File dans le logiciel Proteus. Ce générateur permet de reproduire le signal V_{ANO} comme le montre la trace en vert sur la Figure 2.27. Ce signal est appliqué à l'entrée analogique A0 de la carte Arduino connectée au CAN de 10 bits pour être convertit en données binaires comprises entre 0 et 1023.

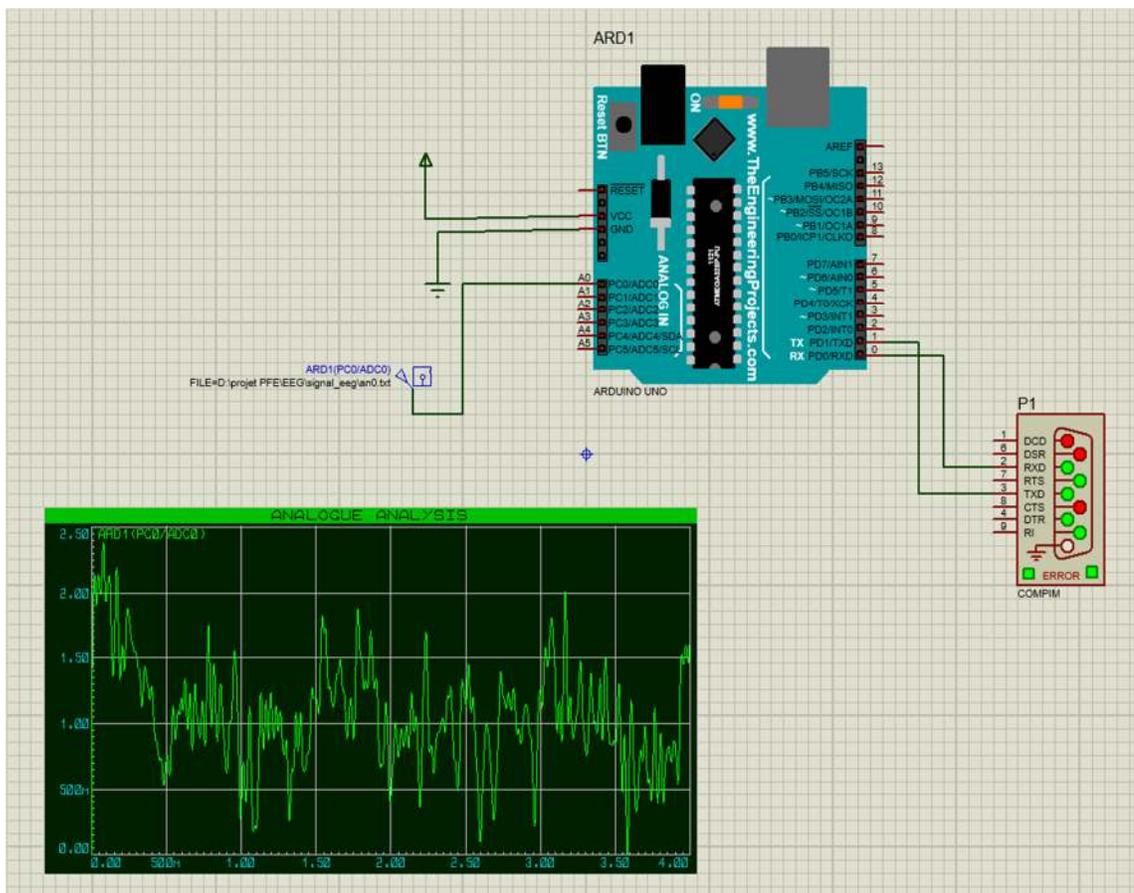


Figure 2.27 : Montage de conversion analogique numérique et de transmission du signal de sortie V_{ANO} de la carte de mise en forme.

Etude et simulation d'un système d'acquisition de signaux EEG

Les données à la sortie du CAN sont ensuite traitées par le microcontrôleur ATmega328 en exécutant un programme qui permet :

- de lire le CAN 10 bits ;
- de traduire les données binaires en tension ;
- d'envoyer les données via le port série asynchrone accessible via les E/S numériques 0 (ligne RX) et 1 (ligne TX).

Le code source édité dans le logiciel IDE Arduino est présenté à la Figure 2.28.

```
eeg_can
// signal de sortie V_ANO appliqué sur la broche analogique 0
int eeg_ano= 0;
// variable pour stocker la valeur lue
int valeurLue;
// variable pour stocker la valeur lue traduite en tension
float tension;
void setup()
{
  // Démarrage de la transmission série
  Serial.begin(9600) ;
}

void loop()
{
  // conversion de la tension V_ANO en nombre binaire compris entre 0 et 1023
  valeurLue = analogRead(eeg_ano);
  // traduction de la valeur brute en tension (produit en croix)
  tension=(valeurLue*5.0)/1023;
  //Serial.print("valeurLue = ");
  Serial.print(tension);
  Serial.println();
}
```

Figure 2.28 : Code source de la conversion analogique-numérique et de la transmission du signal EEG V_ANO.

Une communication série doit être établie entre la carte Arduino et logiciel IDE Arduino pour pouvoir démarrer le moniteur série et le traceur série. Cette communication est rendue possible en utilisant l'application Virtual Serial Port Driver ou VSPD.

Le VSPD est un logiciel développé par Eltima Software. Il permet de créer des ports séries virtuels pouvant être connectés à l'aide d'un câble null-modem virtuel. L'interface du logiciel VSDP est montré à la Figure 2.29.

Chaque port virtuel peut être utilisé pour communiquer avec des applications comme s'il s'agissait de ports physiques.

Nous avons créé deux ports séries virtuels à savoir :

- Le COM9 associé au port série relié à la carte Arduino au niveau du logiciel Proteus.
- Le COM10 associé au logiciel IDE Arduino.

La vitesse de communication des ports COM9 et COM10 a été fixée à 9600 bauds.

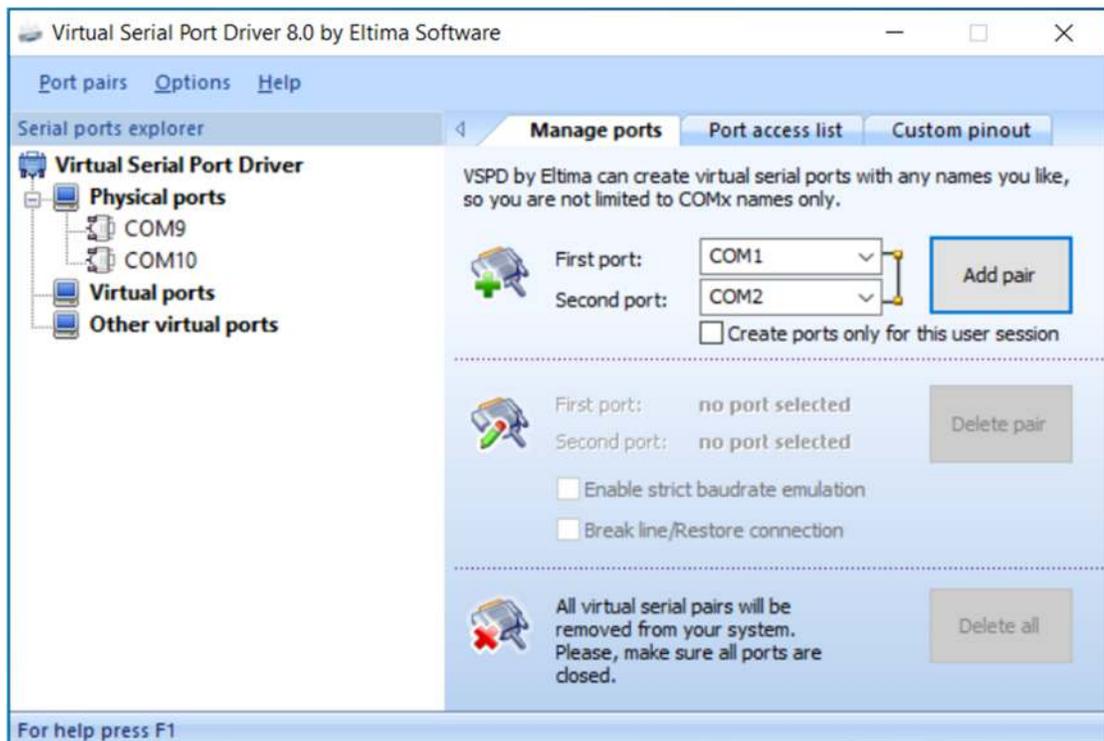


Figure 2.29 : Interface du logiciel Virtual Serial Port Driver 8.0 (VSPD).

Etude et simulation d'un système d'acquisition de signaux EEG

Une fois la simulation lancée, les données envoyées sur le port série peuvent être visualisées sur le moniteur série (Figure 2.30.a) et le traceur série (Figure 2.30.b).

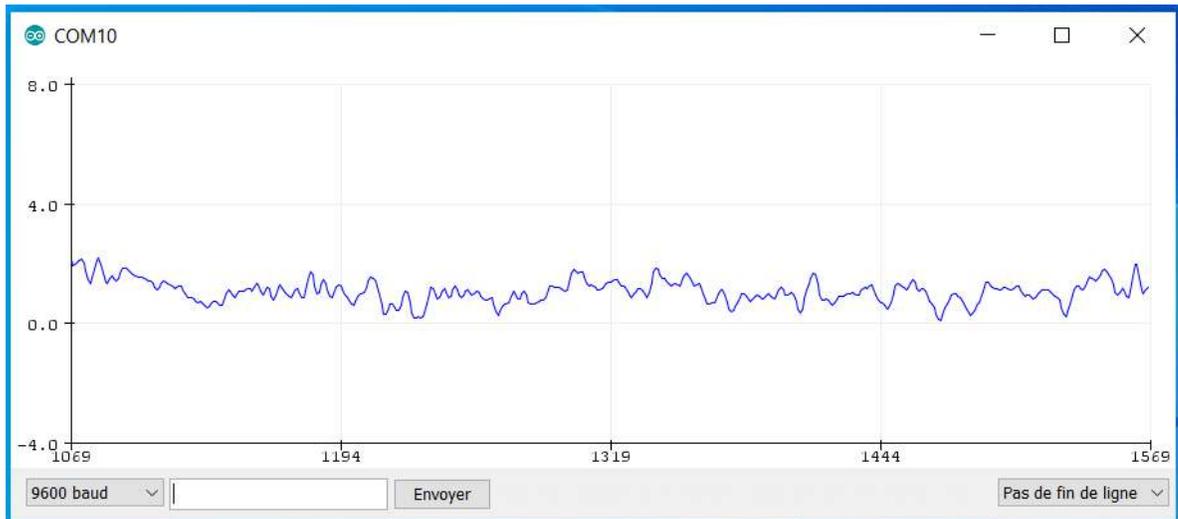
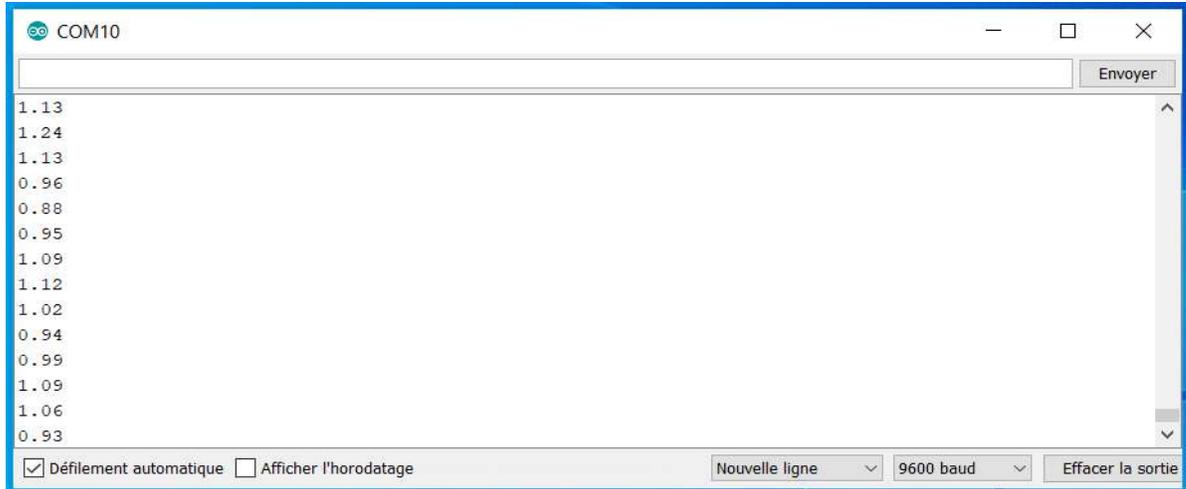


Figure 2.30 : Données du signal EEG affichées sur le moniteur série (a) et le traceur série (b).

La carte Arduino va être relié à un ordinateur via le port USB pour transmettre les données en vue d'un traitement numérique.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu un système d'acquisition de signaux EEG en deux étapes :

- La conception d'une carte de mise en forme du signal EEG en utilisant le logiciel NI Multisim. Le signal une fois recueilli par les électrodes EEG subit une pré amplification, un filtrage, une amplification et un ajustement du niveau du signal compatible avec la tension d'un convertisseur analogique numérique.
- La conversion analogique numérique du signal issu de la carte de mise en forme et la transmission des données numériques via un port série vers un ordinateur pour un traitement numérique du signal EEG acquis. Il s'agit de la partie numérique du système d'acquisition prise en charge par la carte Arduino. La simulation a été réalisé avec le logiciel Proteus.

Chapitre 3 Traitement numérique des signaux EEG

3.1 Introduction

Le signal EEG issu du système d'acquisition est transmis à l'ordinateur en vue d'un traitement numérique. Ce traitement consiste à effectuer un filtrage numérique pour récupérer les différents rythmes cérébraux contenu dans le signal EEG. Nous allons utiliser le logiciel LabVIEW pour développer notre application. Ce logiciel est considéré comme l'un des meilleurs outils dédiés à l'analyse des signaux EEG.

3.2 Présentation du logiciel LabVIEW

LabVIEW est un logiciel de programmation graphique mis au point par National Instruments. Il s'agit d'un environnement de développement spécialisé en informatique industrielle et scientifique. Il intègre des bibliothèques dédiées à l'acquisition des données, l'instrumentation et l'analyse mathématiques des mesures. Toute application réalisée avec LabVIEW est appelée VI (Virtual Instruments) et se compose de trois parties liées :

- **Une face-avant (Front Panel) :** c'est l'interface utilisateur. Elle est composée d'objets graphiques entre autres des interrupteurs, des potentiomètres et des zones graphiques.
- **Un bloc diagramme (Bloc Diagram) :** cette partie décrit le fonctionnement interne du VI. C'est le langage graphique qui est utilisé pour décrire ce fonctionnement.
- **Une icône :** c'est la symbolisation de l'instrument virtuel.

La Figure 3.1 montre l'interface utilisateur en fond gris (Front Panel) et le bloc diagramme en fond blanc du logiciel LabVIEW.

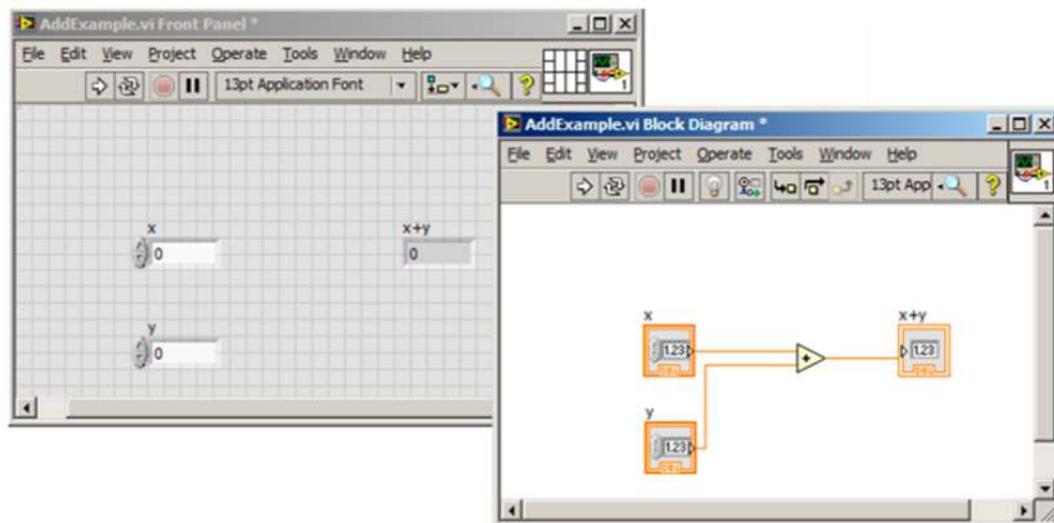


Figure 3.1 : Aperçu du front avant et du bloc diagramme du logiciel LabVIEW.

3.3 Traitement numérique du signal EEG

L'acquisition et le traitement des données numériques du signal EEG issues du système d'acquisition sont réalisés sous le logiciel LabVIEW 2020.

3.3.1 Interface d'acquisition du signal EEG

Nous avons développé une interface à l'aide du logiciel LabVIEW permettant d'acquérir le signal EEG transmis à l'ordinateur comme on peut le voir sur la Figure 3.2. Il a été établi une communication entre le logiciel Proteus et le logiciel LabVIEW en utilisant les ports virtuels COM1a9 et COM10. On reconnaît ici notre signal EEG à droite de l'interface de la Figure 3.2.

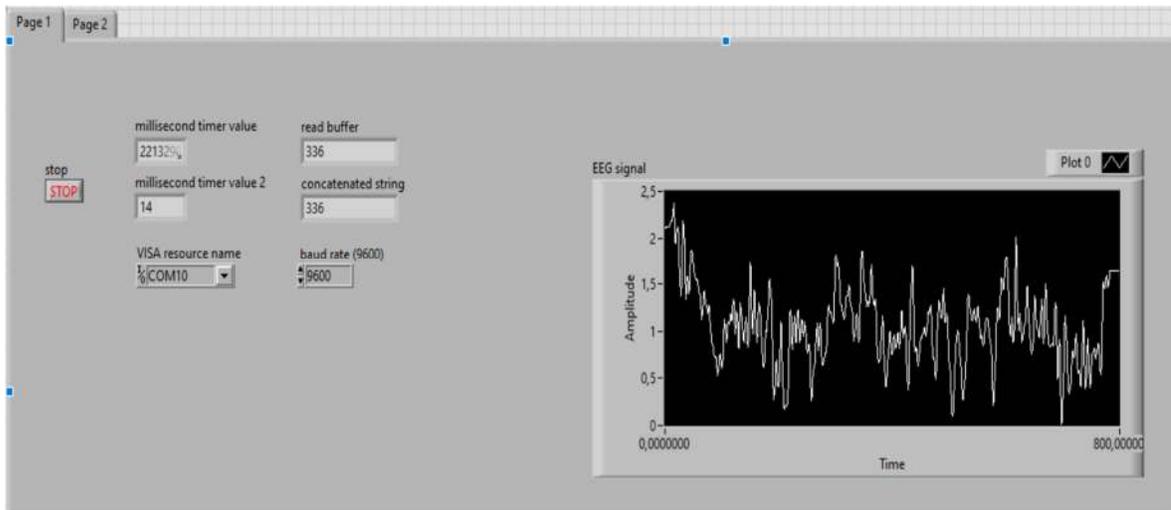


Figure 3.2 : Interface d'acquisition des données numériques du signal EEG transmis à l'ordinateur.

3.3.2 Filtrage du signal EEG

Une fois le signal EEG recueilli dans le logiciel LabVIEW, il va subir un filtrage pour extraire les différents rythmes cérébraux qu'il contient. Pour rappel, la bande des fréquences du signal EEG se situe entre 1 à 30 Hz. Le logiciel LabVIEW dispose d'une variété de filtres numériques comme le montre la Figure 3.3.

Traitement numérique des signaux EEG

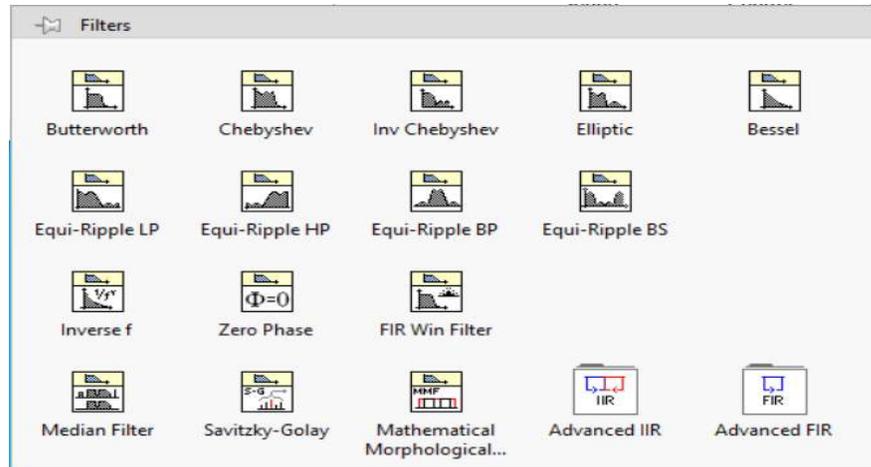


Figure 3.3 : Filtres du logiciel LabVIEW.

Nous avons conçu le bloc diagramme de la Figure 3.4 pour réaliser l'opération du filtrage du signal EEG. Les filtres utilisés sont de types Butterworth chacun configuré en filtre passe-bande du second ordre. La bande passante de chaque filtre correspond à l'une des gammes de fréquences des rythmes cérébraux reportés au Tableau 1.1. Le signal EEG est appliqué à l'entrée de chaque filtre passe-bande.

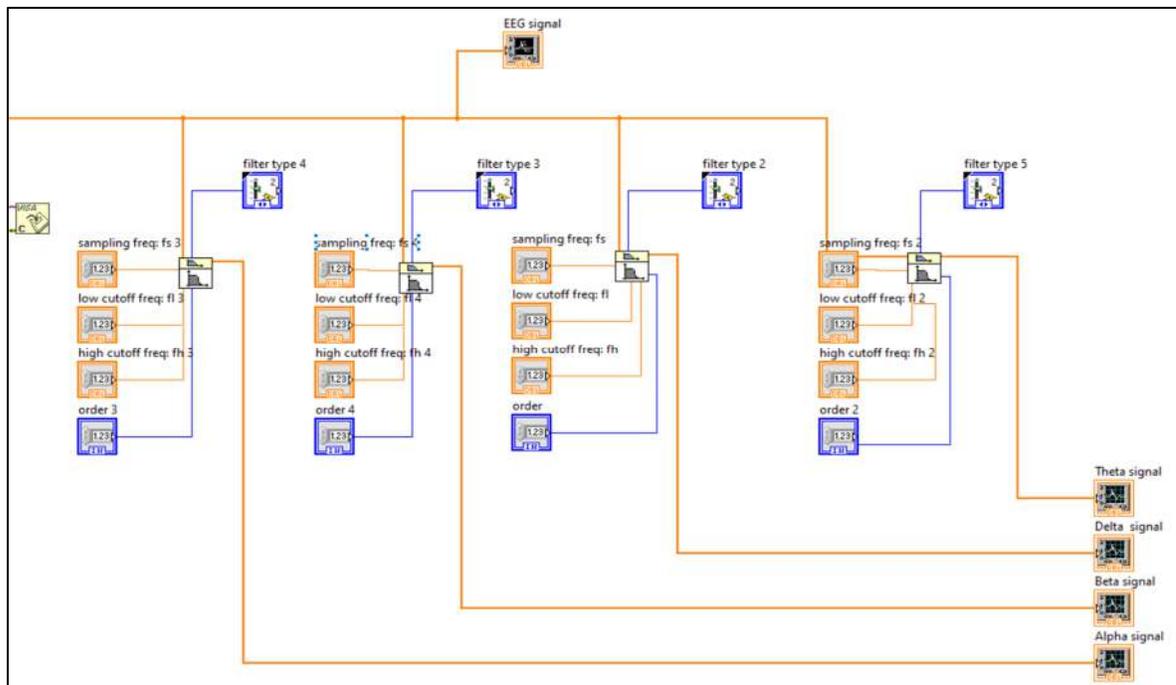


Figure 3.4 : Bloc diagramme pour le filtrage du signal EEG réalisé avec LabVIEW 2020.

Traitement numérique des signaux EEG

Les signaux obtenus à la sortie de chaque filtre passe-bande sont représentés sur les graphes de la Figure 3.5. Il s'agit des rythmes cérébraux delta, thêta, alpha et bêta. Les résultats sont assez satisfaisants en comparaison avec ceux reportés de la littérature.

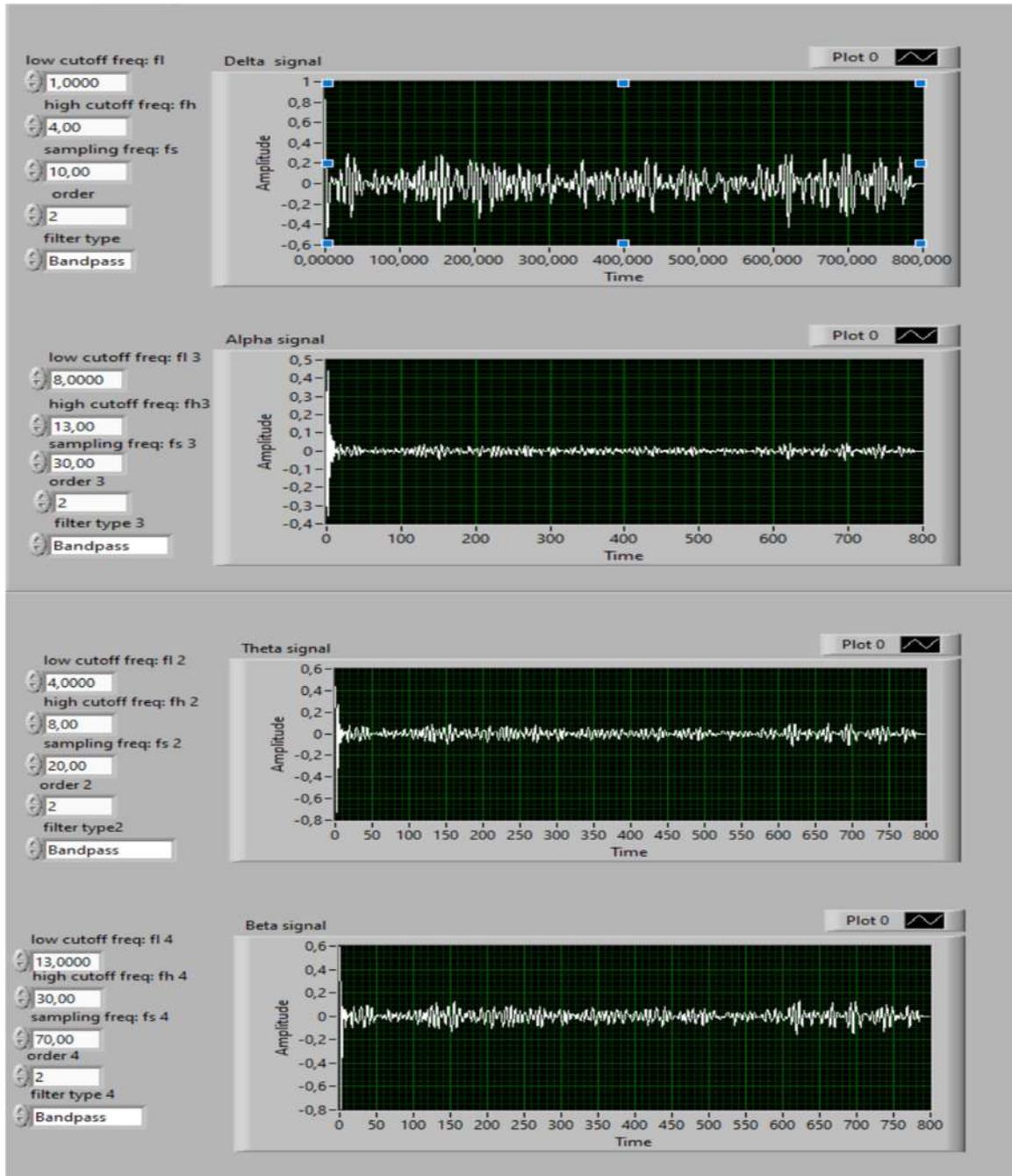


Figure 3.5 : Front avant des signaux filtrés.

3.4 Conclusion

Une interface réalisée sous le logiciel LabVIEW permet l'acquisition des données numérique en provenance du système d'acquisition. La communication entre l'interface et le système d'acquisition est rendue possible au moyen de ports virtuels. Les données sont ensuite appliquées à l'entrée de quatre filtres passe-bande de second ordre de type Butterworth. La bande passante de chaque filtre est défini dans l'une des bandes de fréquences des rythmes cérébraux à savoir delta, thêta, alpha et bêta et cela en vue de leur extraction.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce projet, nous avons étudié et conçu un système d'acquisition de signaux EEG et développé un programme à l'aide du logiciel LabVIEW pour l'acquisition et le traitement de données sur ordinateur. Dans un premier temps, nous avons pris connaissance des notions de neurophysiologies et de la technique d'électroencéphalographie pour mener à bien la suite du projet. Ensuite nous avons entamé la conception du système d'acquisition. La première phase de ce travail a consisté à concevoir une carte de mise en forme des signaux EEG à l'aide du logiciel NI Multisim. Les signaux EEG sont importés depuis la banque de signaux physiologiques « physiobank » du site physionet en particulier les signaux FP1 et F3. En raison de leur faible amplitude de l'ordre du microvolt, les signaux sont appliqués à un préamplificateur basé sur l'amplificateur INA118. Une résistance R_G de $5,6 \text{ K}\Omega$ connectée aux bornes du préamplificateur permet de configurer le gain à 10. Le signal est ensuite appliqué à l'entrée d'un filtre notch construit autour du circuit UAF42 pour éliminer la composante parasite induite par la ligne d'alimentation 50 Hz. Le signal est ensuite filtré par un filtre passe haut de fréquence de coupure 1Hz et un filtre passe bas de fréquence de coupure 30 Hz. Après le filtrage, seule la bande de fréquences comprises entre 1 Hz et 30 Hz a été conservée, celle-ci contient les rythmes cervicaux delta, beta, thêta et alpha. La phase suivante consiste à amplifier le signal avec un gain de 10000 suivie d'un ajustement de niveau de tension pour être compatible avec celui d'un convertisseur analogique numérique de la partie numérique du système d'acquisition. Dans cette partie, nous avons utilisé le logiciel Proteus plus adapté à la simulation des microcontrôleurs. Le signal est appliqué à l'entrée analogique d'une carte Arduino UNO. L'entrée analogique est reliée à un convertisseur analogique numérique de 10 bits qui fournit à sa sortie des données numériques comprises entre 0 et 1023. Un programme écrit dans le logiciel IDE Arduino permet de traduire les données en tension et transmettre celles-ci via le port série de la carte Arduino vers un ordinateur en vue d'un traitement numérique. Pour cela, nous avons réalisé une interface sous le logiciel LabVIEW pour l'acquisition ainsi que le traitement des données numériques du signal EEG. Une fois leur acquisition dans LabVIEW, les données sont appliquées à l'entrée de quatre filtres passe-bande de second ordre de type Butterworth dont les bandes passantes correspondent chacune à l'une des bandes de fréquences des rythmes cérébraux à savoir delta, thêta, alpha et bêta.

Ce projet peut être complété par la réalisation pratique du système d'acquisition des signaux EEG pour les futurs projets. On pourrait également envisager l'utilisation des signaux EEG pour le contrôle d'objets par la pensée.

Références bibliographiques

- [1] Sulaiman, N., et al., Interpretation of human thought using EEG signals and LabVIEW. 2014.
- [2] Saptono, D., B. Wahyudi, and B. Irawan, *Design of EEG Signal Acquisition System Using Arduino MEGA1280 and EEGAnalyzer*. MATEC Web of Conferences, 2016. **75**: p. 04003.
- [3] Belwafi, K. and M. Hernandez, Conception d'une architecture embarquée adaptable pour le déploiement d'applications d'interface cerveau machine. 2018.
- [4] Boudet, S., Filtrage d'artefacts par analyse multicomposante de l'électroencéphalogramme de patients épileptiques. 2008.
- [5] Bernard, M., Méthodologie d'analyse des synchronisations neuronales dans les signaux EEG à l'aide de graphes d'informations temps-fréquence. 2006, Université de Poitiers.
- [6] Simms, Andrew Paul, "Reading and Wirelessly Sending EEG Signals Using Arduinos and XBee Radios to Control a Robot" (2014).
- [7] <https://www.acns.org/education/featured-case/case-archive/march-2016>.
- [8] <https://makeitmech.com/circuit-designing-steps-for-eeeg-portable-monitoring-device/>
- [9] <https://archive.physionet.org/>
- [10] <https://www.cours-gratuit.com/cours-arduino/>
- [11] <http://www-igm.univ-mlv.fr/~dr/XPOSE2004/smarmech/envLabVIEW.html>
- [12] <http://w4.uqo.ca/dii/statHTML/labos/laboGenie/manuels/LabVIEW/index.php>

ANNEXES

Annexe 1 - Datasheet INA118



INA118

SBOS027A – SEPTEMBER 2000 – REVISED JANUARY 2016

INA118 Precision, Low Power Instrumentation Amplifier

Features

- Low Offset Voltage: 50- μ V Maximum
- Low Drift: 0.5- μ V/ $^{\circ}$ C Maximum
- Low Input Bias Current: 5-nA Maximum
- High CMR: 110-dB Minimum
- Inputs Protected to \pm 40 V
- Wide Supply Range: \pm 1.35 to \pm 18 V
- Low Quiescent Current: 350- μ A
- 8-Pin Plastic DIP, SO-8

Applications

- Bridge Amplifiers
- Thermocouple Amplifiers
- RTD Sensor Amplifiers
- Medical Instrumentation
- Data Acquisition

Description

The INA118 is a low-power, general-purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. The device's versatile, 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth, even at high gain (70 kHz at $G = 100$).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10000. Internal input protection can withstand up to \pm 40 V without damage.

The INA118 is laser-trimmed for low offset voltage (50 μ V), drift (0.5 μ V/ $^{\circ}$ C), and high common-mode rejection (110 dB at $G = 1000$). The INA118 operates with power supplies as low as \pm 1.35 V, and quiescent current is only 350 μ A, making the device ideal for battery-operated systems.

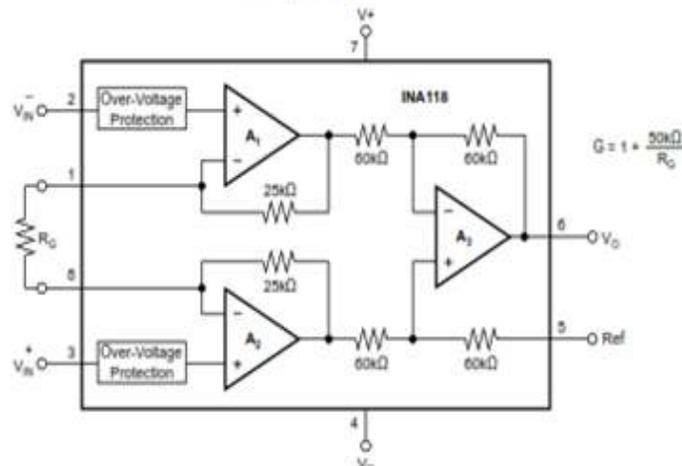
The INA118 is available in 8-pin plastic DIP and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range.

Device Information⁽¹⁾

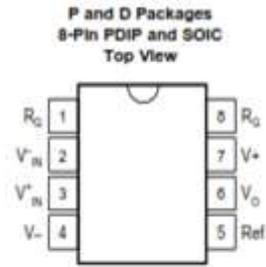
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
INA118	SOIC (8)	3.91 mm \times 4.90 mm
	PDIP (8)	6.35 mm \times 9.01 mm

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

Simplified Schematic



Pin Configuration and Functions



PIN		I/O	DESCRIPTION
NO.	NAME		
1	R_G	—	Gain setting pin. For gains greater than 1, place a gain resistor between pin 1 and pin 8.
2	V_{IN-}	I	Negative input
3	V_{IN+}	I	Positive input
4	V^-	—	Negative supply
5	Ref	I	Reference input. This pin must be driven by low impedance or connected to ground.
6	V_O	O	Output
7	V^+	—	Positive supply
8	R_G	—	Gain setting pin. For gains greater than 1, place a gain resistor between pin 1 and pin 8.

Annexes

Electrical Characteristics

at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ unless otherwise noted.

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT							
Offset voltage, RTI	Initial	$T_A = 25^\circ\text{C}$	INA115PB, UB	$\pm 10 \pm 50/\text{G}$	$\pm 50 \pm 500/\text{G}$		μV
			INA115P, U	$\pm 25 \pm 100/\text{G}$	$\pm 125 \pm 1000/\text{G}$		
	vs Temperature	$T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX}	INA115PB, UB	$\pm 0.2 \pm 2/\text{G}$	$\pm 0.5 \pm 20/\text{G}$		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
			INA115P, U	$\pm 0.2 \pm 5/\text{G}$	$\pm 1 \pm 20/\text{G}$		
	vs Power supply	$V_S = \pm 1.35\text{ V}$ to $\pm 15\text{ V}$	INA115PB, UB	$\pm 1 \pm 10/\text{G}$	$\pm 5 \pm 100/\text{G}$		$\mu\text{V}/\text{V}$
Long-term stability		INA115P, U	$\pm 1 \pm 10/\text{G}$	$\pm 10 \pm 100/\text{G}$		$\mu\text{V}/\text{mo}$	
Impedance	Differential			$10^{10} \parallel 1$			$\Omega \parallel \text{pF}$
	Common-mode			$10^{10} \parallel 4$			
Linear input voltage range				$(V^-) - 1$	$(V^-) - 0.65$		V
Safe input voltage				$(V^-) + 1.1$	$(V^-) + 0.95$		
Common-mode rejection	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$, $\Delta R_L = 1\text{ k}\Omega$, $G = 1$	INA115PB, UB	80	90		dB	
		INA115P, U	73	90			
	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$, $\Delta R_L = 1\text{ k}\Omega$, $G = 10$	INA115PB, UB	87	110			
		INA115P, U	89	110			
	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$, $\Delta R_L = 1\text{ k}\Omega$, $G = 100$	INA115PB, UB	107	120			
		INA115P, U	98	120			
	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$, $\Delta R_L = 1\text{ k}\Omega$, $G = 1000$	INA115PB, UB	110	125			
		INA115P, U	100	125			
BIAS CURRENT							
					± 1	± 5	nA
vs temperature					± 40		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
OFFSET CURRENT							
					± 1	± 5	nA
vs temperature					± 40		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
NOISE VOLTAGE, RTI							
	$f = 10\text{ Hz}$	$G = 1000$, $R_L = 0\text{ }\Omega$			11		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 100\text{ Hz}$				10		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1\text{ kHz}$				10		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f_B = 0.1\text{ Hz}$ to 10 Hz				0.28		$\mu\text{Vp-p}$
Noise current	$f = 10\text{ Hz}$				2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1\text{ kHz}$				0.3		
	$f_B = 0.1\text{ Hz}$ to 10 Hz				80		pAp-p
GAIN							
Gain equation					$1 + (50\text{ k}\Omega/R_G)$		V/V
Range of gain				1		10000	V/V
Gain error	$G = 1$				$\pm 0.01\%$	$\pm 0.024\%$	
	$G = 10$				$\pm 0.02\%$	$\pm 0.4\%$	
	$G = 100$				$\pm 0.05\%$	$\pm 0.5\%$	
	$G = 1000$				$\pm 0.5\%$	$\pm 1\%$	
Gain vs temperature		$G = 1$			± 1	± 10	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
50-k Ω resistance ⁽¹⁾					± 25	± 100	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
Nonlinearity	$G = 1$				± 0.0003	± 0.001	% of FSR
	$G = 10$				± 0.0005	± 0.002	
	$G = 100$				± 0.0005	± 0.002	
	$G = 1000$				± 0.002	± 0.01	

(1) Temperature coefficient of the 50-k Ω term in the gain equation.

Application and Implementation

NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

1 Application Information

The INA118 measures a small differential voltage with a high common-mode voltage developed between the noninverting and inverting input. The high common-mode rejection makes the INA118 suitable for a wide range of applications. The ability to set the reference pin to adjust the functionality of the output signal offers additional flexibility that is practical for multiple configurations.

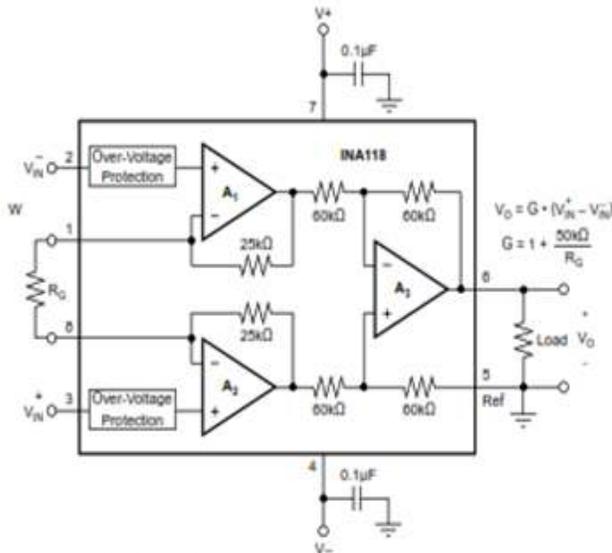
2 Typical Application

Figure 1 shows the basic connections required for operation of the INA118. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown. The output is referred to the output reference (Ref) terminal, which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 12 Ω in series with the Ref pin causes a typical device to degrade to approximately 80-dB CMR (G = 1).

Figure 1 depicts an input signal with a 5-mV, 1-kHz signal with a 1-V_{p-p} common-mode signal, a condition often observed in process control systems.

DESIRED GAIN	R _G (Ω)	NEAREST 1% R _G (Ω)
1	NC	NC
2	50.00k	49.9k
5	12.50k	12.4k
10	5.000k	5.02k
20	2.032k	2.01k
50	1.02k	1.02k
100	505.1	511
200	251.3	249
500	100.2	100
1000	50.05	49.9
2000	25.01	24.9
5000	10.00	10
10000	5.001	4.99

NC: No Connection.



Also drawn in simplified form:

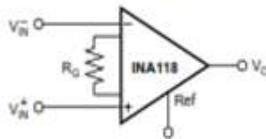


Figure 1 . Basic Connections

Annexe 2 - Datasheet UAF42



UAF42

www.ti.com

SBFS002B - JULY 1992 - REVISED OCTOBER 2010

UNIVERSAL ACTIVE FILTER

Check for Samples: [UAF42](#)

FEATURES

- VERSATILE:
 - Low-Pass, High-Pass
 - Band-Pass, Band-Reject
- SIMPLE DESIGN PROCEDURE
- ACCURATE FREQUENCY AND Q:
 - Includes On-Chip 1000pF $\pm 0.5\%$ Capacitors

APPLICATIONS

- TEST EQUIPMENT
- COMMUNICATIONS EQUIPMENT
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION SYSTEMS
- MONOLITHIC REPLACEMENT FOR UAF41

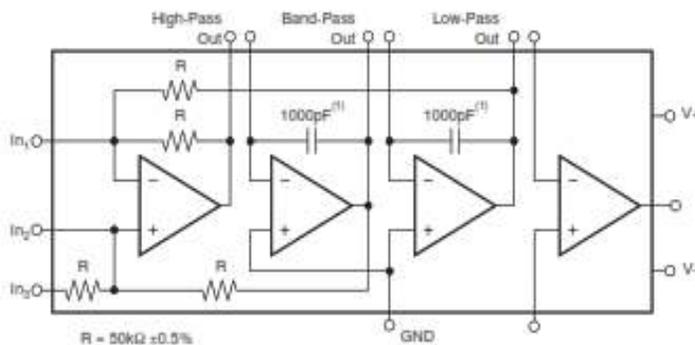
DESCRIPTION

The UAF42 is a universal active filter that can be configured for a wide range of low-pass, high-pass, and band-pass filters. It uses a classic state-variable analog architecture with an inverting amplifier and two integrators. The integrators include on-chip 1000pF capacitors trimmed to 0.5%. This architecture solves one of the most difficult problems of active filter design—obtaining tight tolerance, low-loss capacitors.

A DOS-compatible filter design program allows easy implementation of many filter types, such as Butterworth, Bessel, and Chebyshev. A fourth, uncommitted FET-input op amp (identical to the other three) can be used to form additional stages, or for special filters such as band-reject and inverse Chebyshev.

The classical topology of the UAF42 forms a time-continuous filter, free from the anomalies and switching noise associated with switched-capacitor filter types.

The UAF42 is available in 14-pin plastic DIP and SOIC-16 surface-mount packages, specified for the -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range.

NOTE: (1) $\pm 0.5\%$.

Annexes



This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Over operating free-air temperature range unless otherwise noted.

	UAF42	UNIT
Power Supply Voltage	±18	V
Input Voltage	±V _S ±0.7	V
Output Short-Circuit	Continuous	
Operating Temperature	-40 to +85	°C
Storage Temperature	-40 to +125	°C
Junction Temperature	+125	°C

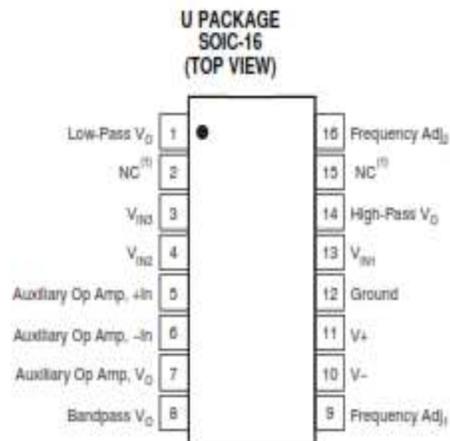
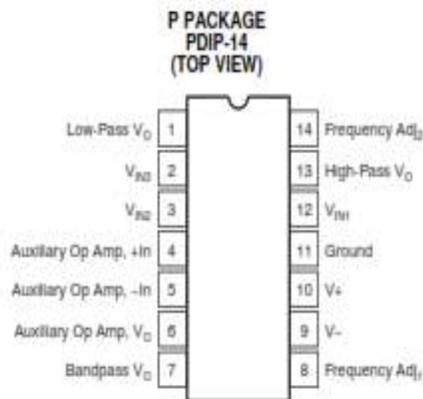
(1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended period may degrade device reliability. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those specified is not supported.

ORDERING INFORMATION⁽¹⁾

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR	PACKAGE MARKING
UAF42AP	PDIP-14	N	UAF42AP
UAF42APG4			
UAF42AU	SOIC-16	DW	UAF42AU
UAF42AUE4			

(1) For the most current package and ordering information see the Package Option Addendum at the end of this document, or see the TI web site at www.ti.com.

PIN CONFIGURATIONS



NOTE: (1) NC = no connection. For best performance connect all NC pins to ground to minimize inter-lead capacitance.

ELECTRICAL CHARACTERISTICSAt $T_A = +25^\circ\text{C}$, and $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	UAF42AP, AU			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
FILTER PERFORMANCE					
Frequency Range, f_p			0 to 100		kHz
Frequency Accuracy vs Temperature	$f = 1\text{kHz}$		0.01	1	%/°C
Maximum Q			400		—
Maximum (Q • Frequency) Product			500		kHz
Q vs Temperature	$(f_0 \cdot Q) < 10^4$		0.01		%/°C
	$(f_0 \cdot Q) < 10^2$		0.025		%/°C
Q Repeatability	$(f_0 \cdot Q) < 10^2$		2		%
Offset Voltage, Low-Pass Output				±5	mV
Resistor Accuracy			0.5	1	%
OFFSET VOLTAGE⁽¹⁾					
Input Offset Voltage vs Temperature vs Power Supply	$V_S = \pm 6\text{V to } \pm 18\text{V}$		±0.5 ±3	±5	mV µV/°C dB
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾					
Input Bias Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		10	50	pA
Input Offset Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		5		pA
NOISE					
Input Voltage Noise					
Noise Density: $f = 10\text{Hz}$			25		nV/√Hz
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$			10		nV/√Hz
Voltage Noise: BW = 0.1Hz to 10Hz			2		µV _{rms}
Input Bias Current Noise					
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$			2		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE⁽¹⁾					
Common-Mode Input Range			±11.5		V
Common-Mode Rejection	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$	80	96		dB
INPUT IMPEDANCE⁽¹⁾					
Differential			$10^{12} \parallel 2$		Ω pF
Common-Mode			$10^{12} \parallel 6$		Ω pF
OPEN-LOOP GAIN⁽¹⁾					
Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega$	90	126		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Slew Rate			10		V/µs
Gain-Bandwidth Product	$G = +1$		4		MHz
Total Harmonic Distortion	$G = +1, f = 1\text{kHz}$		0.1		%
OUTPUT⁽¹⁾					
Voltage Output	$R_L = 2\text{k}\Omega$	±11	±11.5		V
Short Circuit Current			±25		mA

(1) Specifications apply to uncommitted op amp, A_4 . The three op amps forming the filter are identical to A_4 but are tested as a complete filter.

Annexes

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

At $T_a = +25^\circ\text{C}$, and $V_{cc} = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	UAF42AP, AU			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			± 15		V
Operating Voltage Range		± 6		± 18	V
Current			± 6	± 7	mA
TEMPERATURE RANGE					
Specified		-25		+85	$^\circ\text{C}$
Operating		-25		+85	$^\circ\text{C}$
Storage		-40		+125	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		$^\circ\text{C}/\text{W}$

Annexe 3 - Filtre Notch 60Hz.

DESIGN A 60HZ NOTCH FILTER WITH THE UAF42

by Johnnie Molina, (602) 746-7592

DESIGN A 60HZ NOTCH FILTER WITH THE UAF42

The UAF42 is a monolithic, time-continuous, 2nd-order active filter building block for complex and simple filter designs. It uses the classical state-variable analog architecture with a summing amplifier plus two integrators. This topology offers low sensitivity of filter design parameters f_0 (natural frequency) and Q to external component variations along with simultaneous high-pass, low-pass and band-pass outputs. An auxiliary high performance operational amplifier is also provided which can be used for buffering, gain, real pole circuits, or for summing the high-pass and low-pass outputs to create a band reject (notch) filter (see Figure 1).

A notch filter is easily realized with the UAF42 and six external resistors. Figure 2 shows the UAF42 configured into a 60Hz notch filter. The auxiliary operational amplifier is used to sum both the high-pass and low-pass outputs. At $f = f_{\text{NOTCH}}$, both of these outputs times their respective gain at the summing circuit are equal in magnitude but 180° out of phase. Hence, the output goes to zero. Figure 3 shows the response plot for the circuit shown in Figure 2 where $f_0 = 60\text{Hz}$ and $Q = 6$.

The notch frequency for the notch filter is set by the following calculations:

$$f_{\text{NOTCH}} = \sqrt{(A_{LP} / A_{HP} \cdot R_{z2} / R_{z1})} \cdot f_0$$

where,

A_{LP} = gain from input to low-pass out at $f = 0\text{Hz}$.

A_{HP} = gain from input to high-pass out of $f \gg f_0$.

Typically, $A_{LP}/A_{HP} \cdot R_{z2}/R_{z1}$ is equal to one. This simplifies f_{NOTCH} to be,

$$f_0 \text{ is given by, } f_0 = \frac{1}{R_f \cdot C \cdot 2\pi}$$

where, $R_f = R_{p1} = R_{p2}$ and $C = C_1 = C_2$

Note that the notch frequency can be modified by simply changing the R_f resistors and/or adding external capacitors. NPO ceramic, mica or a good film capacitor with low dissipation factor characteristics is recommended.

The -3dB bandwidth, as shown in Figure 3, can be set by the following calculations.

$$BW_{-3dB} = f_{\text{NOTCH}}/Q$$

where, $BW_{-3dB} = f_H - f_L$

The filter Q can be determined by setting R_Q to a value given by,

$$R_Q = \frac{25k\Omega}{Q-1}$$

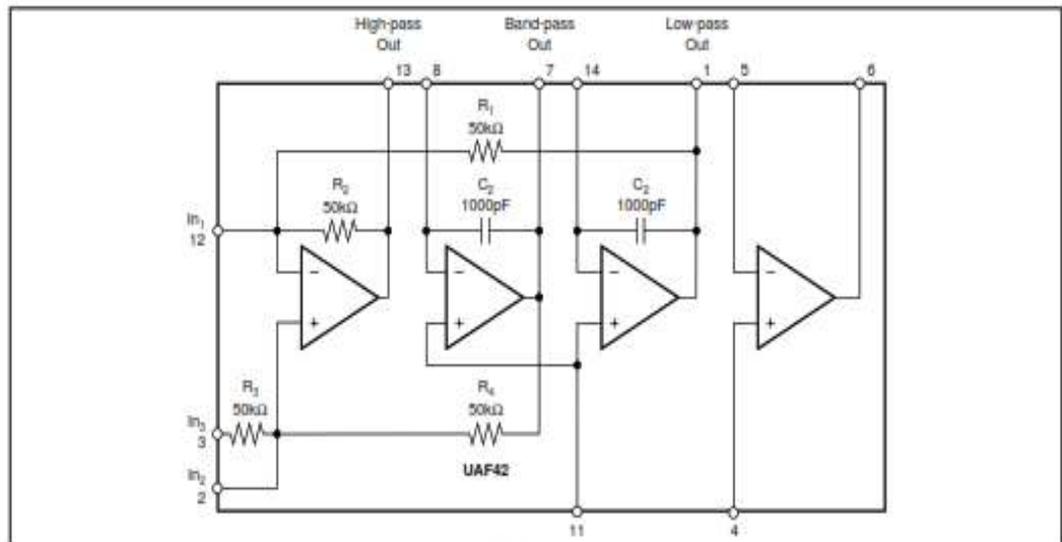


FIGURE 1. UAF42 Universal Active Filter with High-pass, Band-pass and Low-pass Outputs.

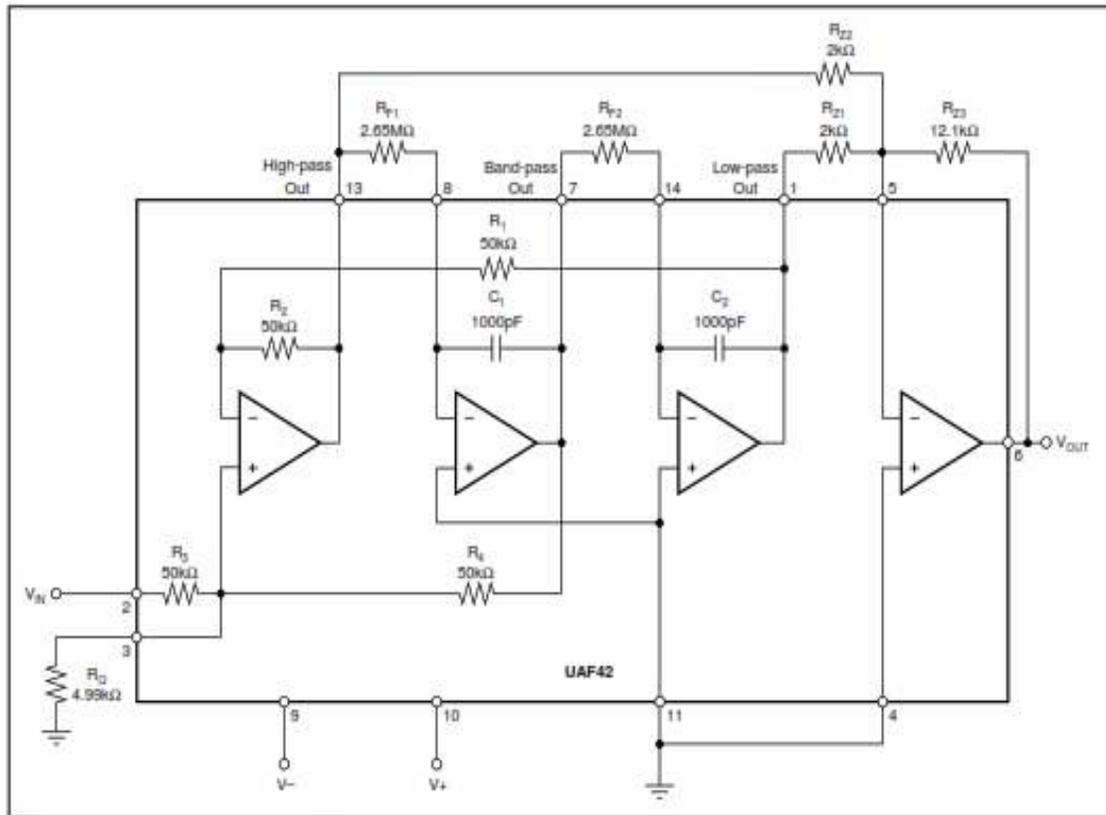


FIGURE 2. UAF42 Configured as a 60Hz Notch Filter.

The pass-band gain of the notch filter is influenced by the filter Q and should be adjusted for unity by setting the summing circuit feedback and input resistor ratios such that,

$$Q = \frac{R_{Z23}}{R_{Z21}} = \frac{R_{Z23}}{R_{Z22}}$$

Note that both filter parameters f_0 and Q can be independently set with the proper selection of external components R_{P1} , R_{P2} and R_{Q} .

A UAF42 filter design program, FILTER42, along with application bulletin AB-035 is available at no cost which greatly simplifies the design process. A spreadsheet-style "what if" approach can be used to design a variety of filter approximations (Butterworth, Inverse Chebyshev, etc). Response plots, component values and circuit topology information is all provided.

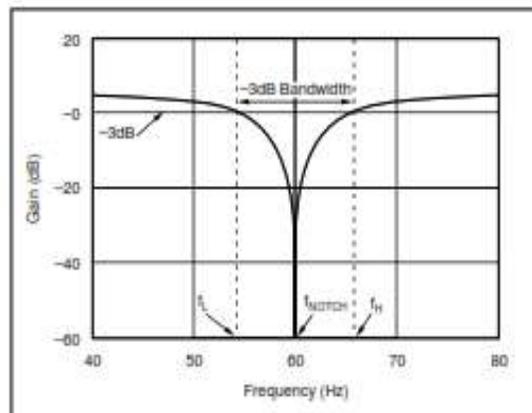


FIGURE 3. 60Hz Notch Filter Response.

Annexe 4 - Datasheet OPA4277



OPA4277-EP

SBOS714 – NOVEMBER 2014

OPA4277-EP High Precision Operational Amplifier

Features

- Ultra-Low Offset Voltage: 10 μV
- Ultra-Low Drift: $\pm 0.1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- High Open-Loop Gain: 134 dB
- High Common-Mode Rejection: 140 dB
- High-Power Supply Rejection: 130 dB
- Low Bias Current: 1-nA Max
- Wide Supply Range: ± 2 to ± 18 V
- Low Quiescent Current: 800 $\mu\text{A}/\text{Amplifier}$
- Supports Defense, Aerospace, and Medical Applications
 - Controlled Baseline
 - One Assembly and Test Site
 - One Fabrication Site
 - Available in Military (-55°C to 125°C) Temperature Range
 - Extended Product Life Cycle
 - Extended Product-Change Notification
 - Product Traceability

Applications

- Transducer Amplifier
- Bridge Amplifier
- Temperature Measurements
- Strain Gage Amplifier
- Precision Integrator
- Battery Powered Instruments
- Test Equipment

Description

The OPA4277-EP precision operational amplifier replaces the industry standard OP-177. It offers improved noise, wider output voltage swing, and is twice as fast with half the quiescent current. Features include ultra-low offset voltage and drift, low bias current, high common-mode rejection, and high power supply rejection.

The OPA4277-EP operates from ± 2 - to ± 18 -V supplies with excellent performance. Unlike most operational amplifiers which are specified at only one supply voltage, the OPA4277-EP precision operational amplifier is specified for real-world applications; a single limit applies over the ± 5 - to ± 15 -V supply range. High performance is maintained as the amplifier swings to the specified limits. Because the initial offset voltage ($\pm 20\text{-}\mu\text{V}$ max) is so low, user adjustment is usually not required.

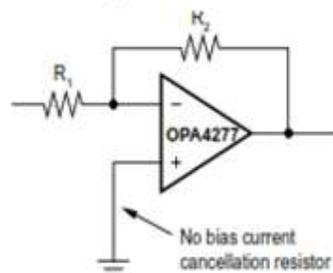
The OPA4277-EP is easy to use and free from phase inversion and overload problems found in some operational amplifiers. It is stable in unity gain and provides excellent dynamic behavior over a wide range of load conditions. The OPA4277-EP features completely independent circuitry for lowest crosstalk and freedom from interaction, even when overdriven or overloaded.

Device Information⁽¹⁾

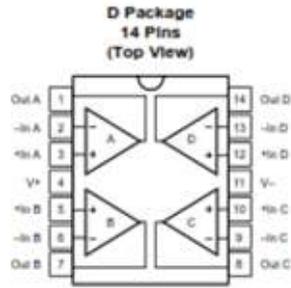
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
OPA4277MDTEP	SOIC (14)	3.91 mm \times 6.65 mm

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

Simplified Schematic



Pin Configuration and Functions



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
OUT A	1	O	Amplifier output A
-IN A	2	I	Inverting amplifier input A
+IN A	3	I	Noninverting amplifier input A
V+	4	P	Positive amplifier power supply input
+IN B	5	I	Noninverting amplifier input B
-IN B	6	I	Inverting amplifier input B
OUT B	7	O	Amplifier output B
OUT C	8	O	Amplifier output C
-IN C	9	I	Inverting amplifier input C
+IN C	10	I	Noninverting amplifier input C
V-	11	P	Negative amplifier power supply input
+IN D	12	I	Noninverting amplifier input D
-IN D	13	I	Inverting amplifier input D
OUT D	14	O	Amplifier output D

Specifications

1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature (unless otherwise noted) ⁽¹⁾

	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage		36	V
Input voltage	(V-) - 0.7	(V+) + 0.7	V
Output short circuit	Continuous		
Operating temperature	-55	125	°C
Junction temperature		150	°C
Lead temperature (soldering, 10 s)		300	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

2 Handling Ratings

	MIN	MAX	UNIT
T _{stg} Storage temperature range	-55	125	°C
V _(ESD) Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001, all pins ⁽¹⁾	-2000 2000	V
	Machine model (MM)	-100 100	

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	MAX	UNIT
Dual supply voltage	±5	±15	V
T _J Operating junction temperature	-55	125	°C

4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		OPA4277-EP	UNIT
		D (14 PINS)	
R _{θJA}	Junction-to-ambient thermal resistance	66.3	°C/W
R _{θJC(top)}	Junction-to-case (top) thermal resistance	19.3	
R _{θJB}	Junction-to-board thermal resistance	26.8	
ψ _{JT}	Junction-to-top characterization parameter	2.1	
ψ _{JB}	Junction-to-board characterization parameter	26.2	
R _{θJC(bot)}	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	N/A	

5 Electrical Characteristics

At $T_J = 25^\circ\text{C}$, and $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 5$ to $\pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
OFFSET VOLTAGE						
V_{OS}	Input offset voltage			± 20	± 65	μV
	Input offset voltage over temperature	$T_J = -55^\circ\text{C}$ to 125°C			± 140	
dV_{OS}/dT	Input offset voltage drift			± 0.15		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
PSRR	Input offset voltage	vs time		0.2		$\mu\text{V}/\text{mo}$
		vs power supply, $V_S = \pm 2$ to $\pm 15\text{ V}$		± 0.3	± 1	$\mu\text{V}/\text{V}$
		$T_J = -55^\circ\text{C}$ to 125°C ; $V_S = \pm 2$ to $\pm 15\text{ V}$				± 1
	Channel separation	dc		0.1		$\mu\text{V}/\text{V}$
INPUT BIAS CURRENT						
I_B	Input bias current			± 0.5	± 2.5	nA
		$T_J = -55^\circ\text{C}$ to 125°C			± 7.5	
I_{OS}	Input offset current			± 0.5	± 2.5	nA
		$T_J = -55^\circ\text{C}$ to 125°C			± 7.5	
NOISE						
	Input voltage noise	$f = 0.1$ to 10 Hz		0.22		μV_{pp}
e_n	Input voltage noise density	$f = 10\text{ Hz}$		12		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 100\text{ Hz}$		5		
		$f = 1\text{ kHz}$		5		
		$f = 10\text{ kHz}$		5		
i_n	Current noise density	$f = 1\text{ kHz}$		0.2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE						
V_{CM}	Common-mode voltage range		$(V_-) + 2$		$(V_+) - 2$	V
CMRR	Common-mode rejection	$V_{CM} = (V_-) + 2\text{ V}$ to $(V_+) - 2\text{ V}$	115	140		dB
		$T_J = -55^\circ\text{C}$ to 125°C ; $V_{CM} = (V_-) + 2\text{ V}$ to $(V_+) - 2\text{ V}$	115			
INPUT IMPEDANCE						
	Differential			$100 \parallel 3$		$\text{M}\Omega \parallel \text{pF}$
	Common mode	$V_{CM} = (V_-) + 2\text{ V}$ to $(V_+) - 2\text{ V}$		$250 \parallel 3$		$\text{G}\Omega \parallel \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN						
A_{OL}	Open-loop voltage gain	$V_O = (V_-) + 0.5\text{ V}$ to $(V_+) - 1.2\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$		140		dB
		$V_O = (V_-) + 1.5\text{ V}$ to $(V_+) - 1.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	126	134		
		$T_J = -55^\circ\text{C}$ to 125°C ; $V_O = (V_-) + 1.5\text{ V}$ to $(V_+) - 1.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	126			
FREQUENCY RESPONSE						
GBW	Gain-bandwidth product			1		MHz
SR	Slew rate			0.5		V/ μs
	Setting time	0.1%, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $G = 1$, 10-V step		14		μs
		0.01%, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $G = 1$, 10-V step		16		
THD + N	Total harmonic distortion + noise	1 kHz, $G = 1$, $V_O = 3.5\text{ V}_{rms}$		0.002%		