

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'AUTOMATIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Génie électrique**

Spécialité : **Micro-électronique**

Présenté par
Chabane BEHLOUL

Thème

Etude et réalisation d'un banc de mesure de bruit basse fréquence

Mémoire soutenu publiquement le 12/07/2015 devant le jury composé de :

M Arezki BENFDILA
Président

M Mohand GOUDJIL
Encadreur

M Ahcene LAKHLEF
Examineur

M Takfarinas CHELLI
Examineur

Remerciements

Louange à DIEU, notre créateur tout puissant qui m'a donné la volonté, la patience et fourni l'énergie nécessaire pour mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier vivement mon promoteur monsieur M.GOUDJIL, je lui exprime aussi toute ma reconnaissance pour sa compréhension, aide et conseil dans les moments difficiles ainsi son dynamisme et sa collaboration tout au long de ce mémoire. Que cet espace le prenne à témoin tout en lui révélant l'expression de ma profonde gratitude.

Mes vifs remerciements vont aussi à notre responsable de la formation monsieur Arezki BENFDILA, monsieur LAKHLEF, monsieur KANANE, monsieur MAIDI et tout le groupe micro-électronique ainsi aux membres de jury qui ont accepté aimablement d'examiner et de juger mon travail.

Je tien également à remercier monsieur BELHIMER Lounas et tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mes très chers parents

A ma chère grand-mère

A mes frères et sœurs

*A tous le groupe Micro-
électronique*

A tous mes amis(es).

Chabane

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I

I.1 définition du bruit.....1

I.1.1 Bruit généré a l'intérieur du système (ou bruit électrique).....1

I.1.2 Bruit provenant de l'extérieur du système étudié.....2

I.2 Notions fondamentales.....2

I.2.1 La valeur quadratique moyenne.....2

I.2.2 La densité spectrale de puissance.....4

I.3 bruit des composants électroniques.....4

I.3.1 Bruit des résistances.....4

I.3.2 Bruit des diodes6

I.3.2.1 Polarisation de la diode en directe9

I.3.2.2 Polarisation de la diode en inverse10

Chapitre II

II.1 Description de l'amplificateur opérationnel12

II.2 Caractéristique électrique de l'amplificateur opérationnel13

II.2.1 Courant d'entrée.....13

II.2.2 Tension différentielle d'entrée (\mathcal{E}).....14

II.2.3 Caractéristique de transfert $V_s(\mathcal{E})$ (idéal).....14

II.3 Réponse en fréquence d'un amplificateur opérationnel.....15

II.4 étude du montage non inverseur15

II.4.1 Caractéristique de transfert.....	16
II.4.2 Résistance d'entrée.....	16
II.4.3 Résistance de sortie.....	17
II.4.4 Schéma équivalent.....	17
II.5 présentation de la carte d'amplification.....	18

Chapitre III

III.1 Ecriture du programme.....	20
III.2 Pourquoi utiliser Labview	20
III .3 Présentation de Labview.....	20
III.4 L'environnement de Labview.....	21
III.4.1 La face avant.....	22
III.4.2 Le diagramme	22
III.5 Présentation de la série Keithley (KPCI-3101-4).....	23
III.6 La carte KPCI-3104.....	24
III.7 Présentation du programme sous Labview pour l'acquisition des signaux via la carte KPCI-3104.....	26
III.8 Présentation du programme sous Labview pour le traitement des données acquise par la carte KPCI-3104.....	31
III.9Application.....	33
III.9.1 Réponse à un signal sinusoïdal	33
III.9.2 Réponse à un signal carré.....	35

III.9.3 Application à une résistance sans polarisation.....36

III.9.4 Application à une résistance avec polarisation.....37

Conclusion générale

Bibliographie

Introduction Générale

Introduction générale

Ce présent travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de réalisation d'un banc de mesure de bruit dans les composants électroniques au Centre de Développement des Technologies Avancées. Un tel banc de mesure comprend essentiellement : un circuit de polarisation, un amplificateur de tension, un amplificateur de transimpédance, oscilloscope numérique, un analyseur de spectre programmable (Voir figure 1).

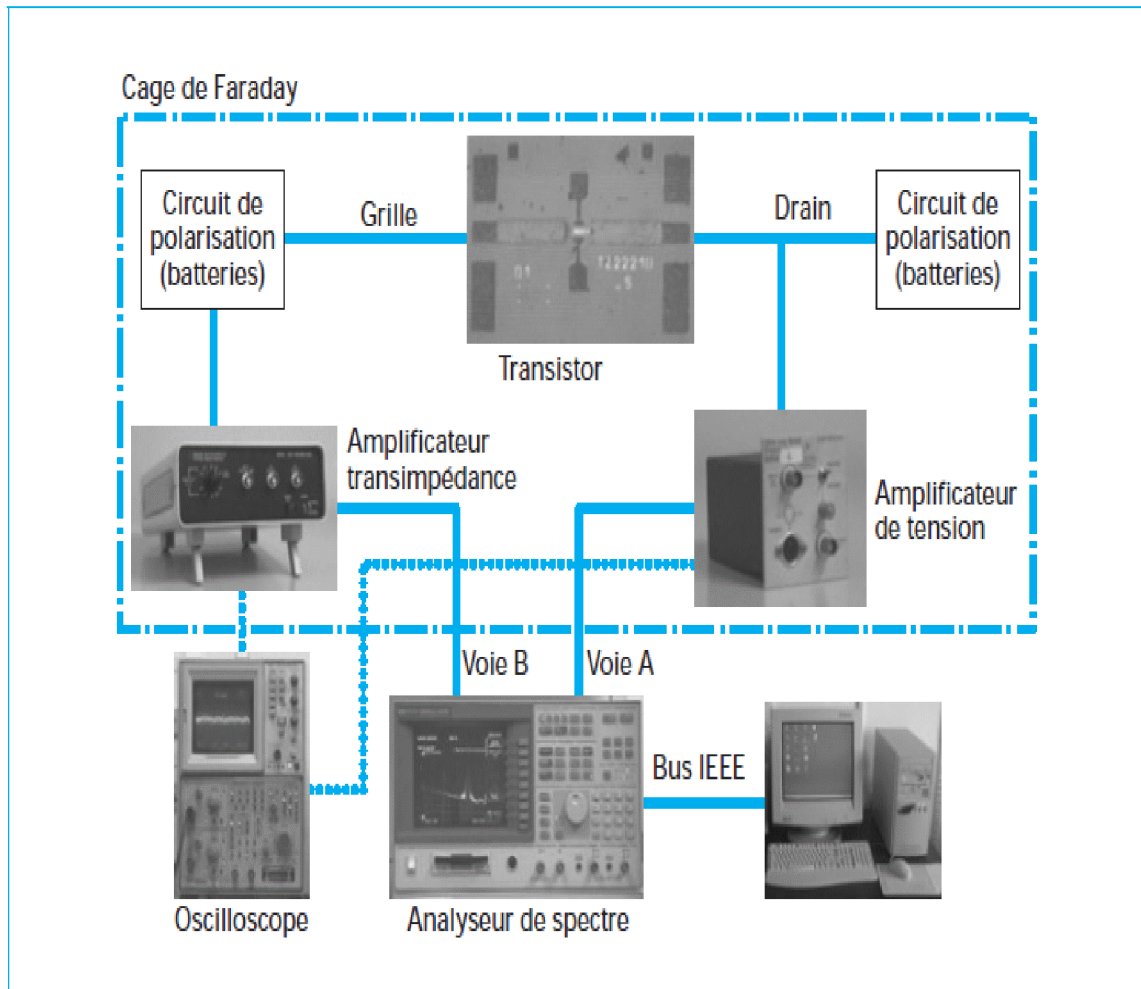


Figure 1 : schéma synoptique d'un banc de mesure de bruit

Dans le but de réduire le coût de réalisation du banc, nous proposons de remplacer l'analyseur de spectre par un analyseur de spectre virtuel réalisé au moyen d'une carte d'acquisition KPCI3104 de Keithley. Ainsi la chaîne de mesure sera réduite à : un amplificateur de tension et une carte d'acquisition de données commandée par un microordinateur sous le langage de programmation graphique LABVIEW (voir figure 2). Cela fait l'objet de ce mémoire de fin d'étude.

Introduction générale

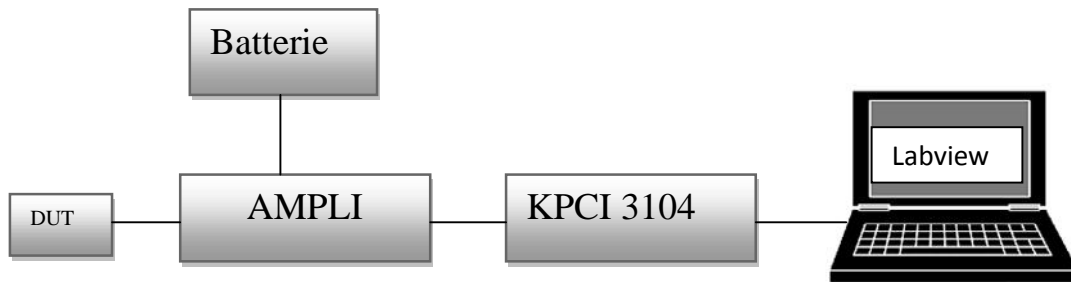


Figure 2 : schéma synoptique de la chaîne d'acquisition du bruit d'un composant électronique (DUT pour Device Under Test)

Le travail est organisé comme suit :

Au premier chapitre nous allons présenter quelques notions sur le bruit dans les composants électronique. Le deuxième chapitre est consacré à la réalisation de l'amplificateur de tension à utiliser comme amplification du bruit issu du composant sous test. Le contrôle de la carte d'acquisition ainsi que le programme de calcul de la densité spectrale sont présentés dans le dernier chapitre.

Ce banc de mesure réalisé à pour but de faire une étude sur le bruit vis-à-vis la fréquence, **Quel sera le comportement du bruit mesuré par le banc en fonction de la fréquence ?**

Chapitre I

Généralités sur les bruits

Introduction

Dans le domaine de l'électronique, lorsque on désire effectuer un traitement des signaux plusieurs phénomènes physique entachent ces derniers, d'où l'appellation bruit est affecté a ce genre des phénomènes, les origines du bruit (électrique) sont divers.

La présence de ces phénomène dans les signaux dites utiles ont incité les chercheurs a orienté leurs projet de recherche vers ce domaine afin d'apporter des réponses ainsi que des solutions.

I.1 définition du bruit

Selon la glossaire de l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), la définition du bruit électrique est comme suit :

Il est défini comme étant l'ensemble de toutes les perturbations indésirables qui se rajoutent ou se superposent au signal utile et ont tendance à masquer son contenu.

Du point de vue historique, Rheinfelder en 1964 [1] (et par la suite Hartmann en 1976) énonçaient des définitions semblables, tout en suggérant que par signal indésirable on doit sous-entendre un signal qui ne transporte pas d'informations utiles pour un utilisateur.

Une précision supplémentaire est apportée par chenettes (1966) [1] qui ajoute, dans la définition, l'idée que ces signaux perturbateurs sont décrits uniquement par leurs propriétés statistiques. Dès le début, Van der ziele (1955) [1] insiste sur le fait que, du point de vue théorique, le terme fluctuations spontanées semble plus adapté que le bruit.

On distingue deux classes de bruits

I.1.1 Bruit généré a l'intérieur du système (ou bruit électrique)

Dans les circuits linéaires, le bruit trouve son origine, principalement, dans la nature discrète des porteurs de charges et il est lié aux fluctuations aléatoires du nombre de porteur traversant une section donnée. On cite comme exemple le bruit thermique, causé par le déplacement aléatoire des électrons dans un conducteur métallique sans polarisation externe. La valeur moyenne de la tension de bruit est nulle, mais sa valeur efficace est donnée par [1] :

$$V_b = \sqrt{4kTR \Delta f} \quad (1.1)$$

K : constante de Boltzmann.

T : la température absolue (en kelvin).

R : la résistance du conducteur.

Δf : la bande de fréquence de l'appareil utilisé pour mesurer la tension.

Il existe d'autres bruits et parmi eux on cite :

- **Bruit de grenaille** : c'est le bruit dû au passage d'un courant à travers une structure inhomogène, telle que la jonction PN.
- **Le bruit en 1/f** : Les circuits électroniques génèrent un bruit basse fréquence en 1/f qui parasite la qualité des signaux transmis. Depuis sa première identification dans des tubes à vide en 1925, l'omniprésence de ce bruit a incité de nombreux chercheurs à en chercher l'origine. Cependant, ce n'est que récemment qu'une réponse claire a été obtenue, grâce à des expériences basées sur l'utilisation de graphène multi-couches de haute qualité.

Les études menées par une équipe de chercheur, dirigée par Alexander A. Balandin (Professeur et directeur du « Nano Device laboratory » à l'université Californie-Riverside.) expliquent qu'il existe deux questions concernant le bruit en 1/f au sein d'un matériau :

_ La première concerne son origine ?

_ La seconde relève du mécanisme par le quel il se produit : est-il lié à des fluctuations dans la mobilité des porteurs de charges ou à des fluctuations dans le nombre de porteur de charges ?

L'article publié par le Dr. Balandin [2] et son équipe apporte une réponse claire à la première question grâce à une nouvelle méthode expérimentale permettant d'aborder directement le problème. Ils ont pour cela utilisé du graphène multi-couches de haute qualité dont ils ont fait varier l'épaisseur par exfoliation mécanique. Partant d'un volume constitué de 15 couches de matériaux, ils ont mesuré le « bruit en 1/f après exfoliation couche par couche de l'échantillon, jusqu'à ce qu'il soit réduit à une seule couche mono-atomique.

Leurs résultats révèlent l'existence d'une loi d'échelle pour le bruit en 1/f au sein des conducteurs électriques homogènes. La contribution du volume au bruit en 1/f domine lorsque l'épaisseur du matériau dépasse 2,5 nm. Pour une épaisseur inférieure, le bruit en 1/f est un phénomène de surface. Il est intéressant de noter que ce protocole expérimental n'est pas réalisable avec des métaux ou films semi-conducteurs, car la

structure de ces derniers ne permet pas d'en varier l'épaisseur de façon continue et uniforme au-dessous de 8nm.

- **Bruit de diffusion** : associé au déplacement des porteurs lorsqu'un matériau semi-conducteur est soumis à une tension.

I.1.2 Bruit provenant de l'extérieur du système étudié

On distingue deux types [1] :

- Les perturbations atmosphériques, solaire, cosmiques et aussi les parasite industriel, provoqués par les décharges électriques de haute tension, les moteurs électriques, l'effet corona, les systèmes d'allumage à explosion, la commutation des circuits, les interférences radio, etc. ces perturbations sont caractérisée par leur forte amplitude mais aussi de leur spectre qui est moins prévisible. Elles génèrent des signaux parasites dans les circuits, qui se comportent comme des antennes réceptrices.
- Les signaux utiles présents dans un circuit, qui arrivent à passer par les couplages parasites dans les circuits voisins. ils sont caractérisés par :

Leurs amplitudes plus faible et l'utilisateur est moins averti de leur présence. Souvent, en agissant sur l'orientation des câbles reliant deux appareils ou sur le positionnement relatif des équipements, on peut modifier sensiblement leur niveau.

I.2 Notions fondamentales

L'étude du bruit nécessite l'utilisation de quelques outils et de faire appelle a quelques notions fondamentales ainsi, on s'aperçoit que des connaissances appartenant à des disciplines assez éloignées interviennent dans le calcul du bruit.

L'objectif de ces notions fondamentales est de faire un petit rappel des techniques appartenant à d'autre domaine énumérés, en se limitant aux aspects nécessaires à l'études du bruit et en insistant sur leur signification physique. De la on définit :

I.2.1 La valeur quadratique moyenne:

La valeur quadratique moyenne est égale au carré de la valeur efficace [1].

$$V_{qm} = (V_{eff}) = \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt \quad (1.2)$$

I.2.2 La densité spectrale de puissance

Si on fait une analyse temporelle d'un signal bruité $b(t)$ elle est souvent difficile d'extraire des informations, donc il est préférable de l'étudier dans le domaine fréquentiel avec la densité spectrale de puissance [11].

Cette opération peut être réalisée en échantillonnant le signal $b(t)$ sur une période T et en calculant sa transformée de Fourier qui est définie par :

$$B(f, T) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(t, T) \exp(-j2\pi fT) dt = \int_T b(t, T) \exp(-j2\pi fT) dt \quad (1.3)$$

La puissance moyenne de cette partie temporelle (T) du signal est :

$$\frac{1}{T} \int_T |b(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} |B(f, T)|^2 df = \int_{-\infty}^{+\infty} S_B(f, T) df \quad (1.4)$$

Où $S_B(f, T)$ est la densité spectrale de puissance (DSP) du signal $b(t, T)$ sur le domaine temporel T . Elle a pour expression :

$$S_B(f, T) = \frac{|B(f, T)|^2}{T} \quad (1.5)$$

On calcule la DSP d'un signal par la transformée de Fourier rapide (FFT : fast Fourier Transfer).

I.3 bruit des composants électroniques

I.3.1 Bruit des résistances

On distingue deux types de bruit dans une résistance [1] : le bruit thermique ainsi que le bruit en excès.

Le bruit thermique est associé à tout élément dissipatif, sa valeur quadratique moyenne est :

$$\overline{V_{th}^2} = 4KTR\Delta f \quad (1.6)$$

Le bruit en excès provient des phénomènes liés au passage du courant continu à travers un milieu conducteur ayant une structure hétérogène, comme une résistance à couche carbone aggloméré.

La distribution des lignes de courant à l'intérieur de ce type de structure n'est pas uniforme et cela est dû à la différence de conductivité entre les granules voisins de carbone et le liant (résine). En quelque sorte, des micro-arcs jaillissent entre les granules voisines de carbone. Ces micro-décharges ont un caractère spatial et temporel aléatoire et sont responsables du bruit en excès.

On peut localiser le bruit en excès dans une autre région, au niveau des contacts ohmiques insérés aux bouts de la résistance.

Le spectre de puissance de bruit en excès et de type $1/f$, expérimentalement en trouve :

$$S(V_{n\text{exp}}) = \frac{CI_{cc}^2 R^2}{f} \quad (1.7)$$

Avec :

C est une constante dépendante de la technologie de fabrication.

I_{cc} est la valeur du courant continu qui traverse la résistance.

Puisque le bruit thermique et le bruit en excès ne sont pas corrélés (chacun ayant son origine dans des phénomènes physique différents), la valeur quadratique moyenne de la tension totale de bruit s'obtient par superposition :

$$\overline{V_n^2} = \int_{f_1}^{f_2} \frac{CI_{cc}^2 R^2}{f} df + 4KTR(f_2 - f_1) \quad (1.8)$$

$$\overline{V_n^2} = CI_{cc}^2 R^2 \ln \frac{f_2}{f_1} + 4KTR(f_2 - f_1) \quad (1.9)$$

Le premier terme de la somme prouve que la puissance normalisée du bruit en excès reste constante, à l'intérieur de n'importe quelle décade de fréquence. La variation du bruit total d'une résistance unitaire en fonction de la fréquence est présentée à la figure suivante.

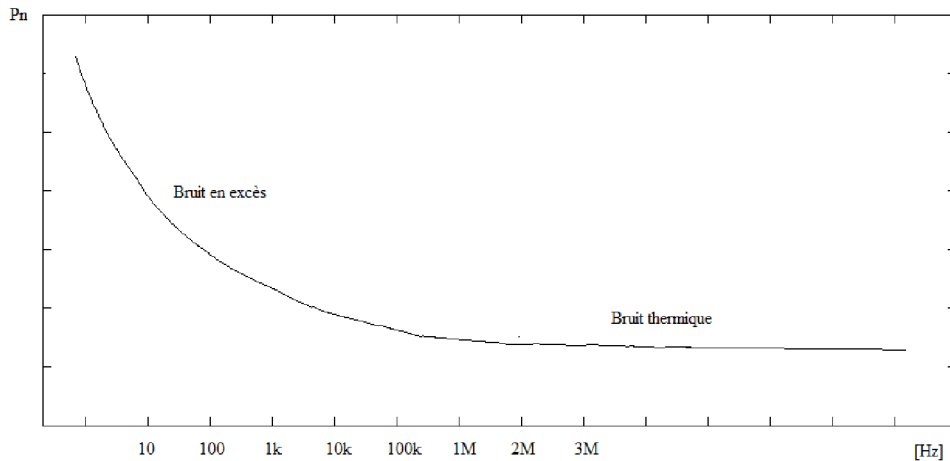


Figure I-1 Variation de la puissance normalisée de bruit par rapport à la fréquence.

I.3.2 Bruit des diodes :

La jonction de deux matériaux semi-conducteurs l'un dopé N et l'autre dopé P donne naissance à un composant qui est la diode [1].

Une jonction est dite idéale si l'on peut négliger la génération-recombinaison des porteurs dans la zone dépeuplée et aussi les effets de surface.

Dans le cas d'une jonction PN idéale, soumise à une tension V , le courant qui résulte est donné par l'équation de SHOCKLEY :

$$I = I_s \left(\exp\left(\frac{qV}{KT}\right) - 1 \right) \quad (1.10)$$

Où I_s est le courant de saturation.

Cette expression peut être mise sous la forme équivalente :

$$I = (I + I_s) - I_s = I_s \exp\left(\frac{qV}{KT}\right) - I_s \quad (1.11)$$

On peut associer une conductance G à la jonction, introduite avec l'équation :

$$G = \frac{\partial I}{\partial V} = \frac{q}{KT} (I + I_s) \quad (1.12)$$

Approche de Buckingham et Faulkner

La base de cette approche est basé sur la théorie de Shockley, qui stipule que les courants qui traversent la zone dépeuplée (Figure I-2) sont I_F (courant de porteur majoritaires, qui se déplacent par diffusion) et I_R (courant de porteur minoritaires accélérés par le champ interne).

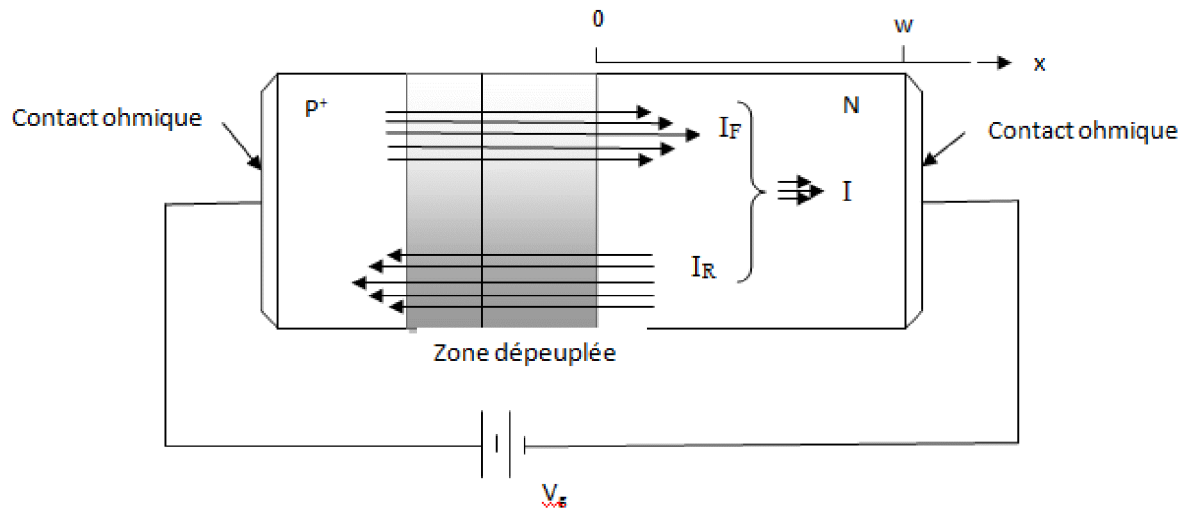


Figure I-2 Flux des trous dans une jonction $P^+ N$ (modèle de shockley)

Le courant I_F est donné par l'équation suivante :

$$I_F = \frac{qDAp_n}{\bar{I}_f} \exp \frac{qV}{KT} \quad (1.13)$$

Où :

p_n : densité (concentration) d'équilibre des trous dans le matériau N

D : constante de diffusion des trous

A : aire de la section transversale de la structure

\bar{I}_f : parcours libre moyen des trous

V : tension appliquée à la jonction (en déduisant les chutes de tension sur les contacts ohmiques et les régions volumique P et N)

Le courant des porteurs minoritaire I_R est donné par l'équation suivante :

$$I_R = qDAp_0 / \bar{I}_f \quad (1.14)$$

Où p_0 représente la densité des trous au plan $x=0$.

Il est évident que I_F n'est pas égal à $(I_s \exp \frac{qV}{KT})$; de même, I_R n'est pas identifié à I_s .

D'après une étude approfondie des phénomènes physiques, Buckingham et Faulkner exposent les mécanismes responsables du bruit qui sont selon eux :

- Les fluctuations thermiques dans le flux des porteurs minoritaires.
- La recombinaison des porteurs minoritaires.

Ces phénomènes sont les deux intervenant dans les régions P et N adjacentes à la zone dépeuplée.

Bien que les fluctuations de le courant I aux bornes restent toujours conditionnées par la variation aléatoire du nombre de porteurs qui traversent la jonction, elles ne proviennent pas du bruit de grenaille des courants I_F et I_R . En effet, les fluctuations de ces énormes courants sont « alimentées » par les diffusions des porteurs dans les régions P et N éloignées de la jonction, qui constituent leur facteur limitatif.

De plus, les courants I_F et I_R conduisent à des accumulations importantes de charges dans le voisinage de la zone dépeuplée qui, par leur champ électrique associé, modifie le champ interne de cette zone de manière à presque complètement l'effet de grenaille.

Ainsi, Buckingham et Faulkner proposent pour le bruit l'expression suivante :

$$S(I_n) = 2q(I + 2I_s) + 4KT(G - G_2) \quad (1.15)$$

Où la conductance G est cette fois reliée à la réponse en fréquences du processus de diffusion des porteurs. Cette équation englobe le bruit de la jonction idéale ainsi on aura le modèle présenté à la figure I-3

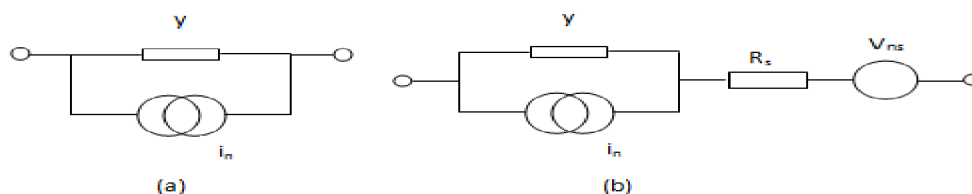


Figure I-3 Modèle de bruit d'une jonction PN : (a) simplifié, (b) la résistance série incluse.

I.3.2.1 Polarisation de la diode en directe :

L'équation (I.10) montre que toutes les diodes ont la même caractéristique courant-tension. Par exemple, à T=300 K et pour un courant de saturation de 1nA, si on applique V=0,6v (en polarisation directe) le courant doit être supérieur à 10A ! En pratique, on sait que le courant qui passe est probablement de l'ordre de quelques milliampères et qu'il est variable d'une diode à l'autre, en fonction de la technologie de fabrication. Il est évident que quelque chose a été négligé. En l'occurrence il s'agit du phénomène de génération-recombinaison dans la zone dépeuplée (ou dans son voisinage) [1].

On rappelle que par rapport à la jonction PN idéale, une diode possède en plus à la résistance série R_s des résistances volumique des matériaux N et P, ainsi que les résistances des contacts ohmiques.

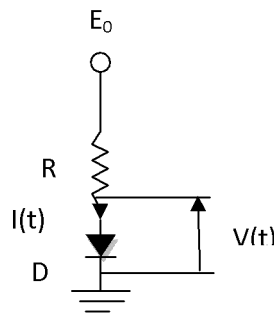


Figure I-4. Courant de fluctuation d'une diode passante [9]

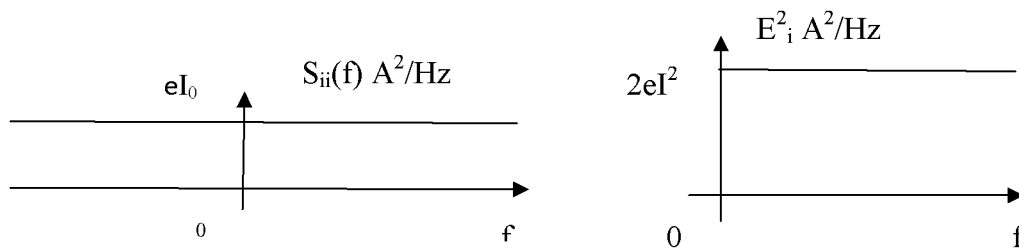


Figure I-5. Densité spectrale du courant de fluctuation d'une diode [9]

- Le bruit

Dans le cas d'une diode polarisé en directe, on distingue trois type de bruit :

- 1) Bruit de grenaille, on remarque d'après l'équation (1.16) qu'il est proportionnel au courant continu traversant la diode. Il constitue le bruit prépondérant dans une jonction polarisé en direct [1].

$$\overline{i_n^2}(t) = 2qI_0\Delta f \quad (1.16)$$

- 2) Bruit en excès (ou en $1/f$), la densité spectrale de ce type de bruit est proportionnelle à la fréquence. Il est dû aux phénomènes de piégeage des porteurs dans deux zones possibles qui sont soit : la surface du dispositif ou dans les dislocations du réseau cristallin. Le courant fluctue et cela est dû aux porteurs qui sont captés et relâchés d'une manière aléatoire.
- 3) Bruit thermique, dû à la résistance série. A cause de la nature bipolaire des porteurs de charge (électrons et trous) cette résistance est non-linéaire par rapport au courant I . ainsi on aura l'équation de la résistance série en utilisant le théorème de Taylor :

$$R_s = R_{SO} + I(\partial R_s / \partial I) \quad (1.17)$$

Où la dérivée $\partial R_s / \partial I$ est négative, en haute fréquence elle devient complexe ainsi l'équation sera écrite comme suit :

$$Z_s = R'_{SO} + j\omega L_s \quad (1.18)$$

Alors le bruit thermique de la diode est caractérisé par :

$$\bar{V}_s^2 = 4kT\Re(Z_s)\Delta f \quad (1.19)$$

I.3.2.2 Polarisation de la diode en inverse :

On peut distinguer deux types de phénomène selon le type de la diode : l'effet Zener ou la multiplication des porteurs par avalanche. Le bruit est généré par le fonctionnement dans la région située près de la zone de claquage, où le courant atteint rapidement des valeurs très élevées, rajouté à ça le bruit de grenaille produit par le courant résiduel.

- Effet Zener

Par effet de la polarisation inverse qui atteint quelques volts, un champ électrique sera créé et provoque le passage des porteurs accélérés à travers la barrière de potentiel de la zone dépeuplée (effet tunnel). D'une manière générale, le bruit de grenaille est le plus dominant qu'un bruit en $1/f$. C'est le cas des diodes Zener ayant de faibles valeurs de tension stabilisée (moins de 5v).

- Multiplication des porteurs en avalanche

Ce phénomène conduit à un bruit d'avalanche à plusieurs niveaux, le bruit dans ce type de phénomène est plus important que celui produit par effet Zener et il est de type bruit $1/f$.

Pour ce type de polarisation on essaye de donner un modèle électrique utilisé par PSPICE. Dans ce modèle la diode est modélisée par une résistance d'accès ($R_S/aire$) placée en série avec la diode intrinsèque.

Où ($aire$) est un paramètre qui représente un facteur d'échelle pour le courant de saturation I_S et R_S est la résistance série.

Dans ce modèle le calcul du bruit est effectué dans une bande de 1Hz, en considérant les densités spectrales des sources suivant [1] :

- 1) Le bruit thermique produit par la résistance série R_S :

$$S(I_{rs}) = 4kT / (R_S / aire) \quad (1.20)$$

- 2) Les bruits de grenaille et en $1/f$ générés par la diode intrinsèque :

$$S(I_S) = 2qI_d + \frac{KF(I_d)^{AF}}{Fréq} \quad (1.21)$$

Où KF est le coefficient du bruit en $1/f$ (valeur par défaut 0), AF est l'exposant du bruit en $1/f$ (valeur par défaut 1) et $Fréq$ est la valeur de la fréquence.

Conclusion

Afin de faire une étude sur le bruit ainsi que les signaux bruités on doit être disposé des éléments ainsi que des équipements réalisés spécifiquement pour ce type d'étude.

Le bruit généré par les composants est de nature très faible pour cela on doit réaliser des cartes pour faire l'amplification du bruit afin de pouvoir lui faire des différentes études ainsi que de lui appliquer les outils du traitement du signal.

Chapitre II

Conception du circuit d'amplification

Introduction

Afin de comprendre certains phénomènes ainsi l'origine des bruits les électroniciens ont pensé à réaliser des cartes qui vont permettre d'amplifier les faibles signaux bruités, l'amplification est faite à base de composant dite amplificateur opérationnel.

Les amplificateurs opérationnels sont apparus au début des années 60. Quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium. Cette technologie a permis de bâtir des montages complexes et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier (généralement à 8 broches).

Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateur simple d'utilisation, transmettant des signaux continus et à mise en œuvre facile à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateur, diode...).

Les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent ce qui garanti une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité.

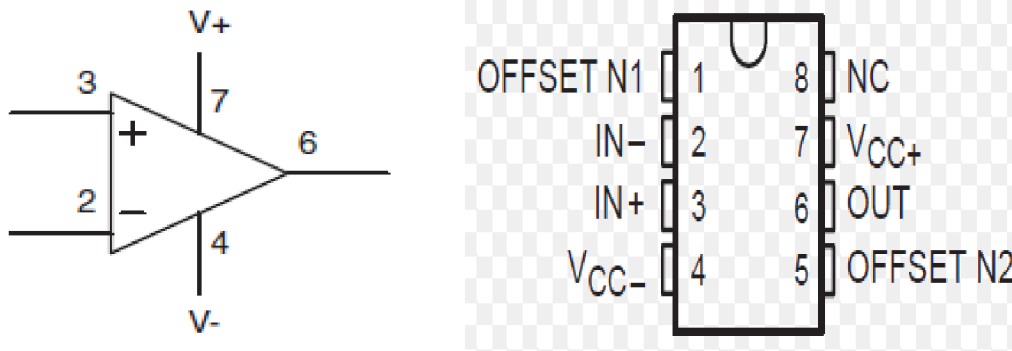
Les performances des amplificateurs opérationnels modernes sont à ce point proches de l'amplificateur idéal qu'on étudiera les différentes applications directement sur la base de ses caractéristiques idéales.

L'amplificateur opérationnel permet de réaliser très facilement des amplificateurs de tension. Toute fois, un certain nombre de paramètres sont à prendre en considération pour le choix des éléments des montages.

II.1 Description de l'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel possède [4]:

- Trois connexions externes.
- Deux entrées.
- Une sortie.
- Deux bornes pour les tensions d'alimentation.



II-1 Schéma d'un amplificateur opérationnel.

- Les courants d'entrées de l'amplificateur sont très faibles, voir négligeables pour la plupart des applications, ils sont de l'ordre de (nA) ou (pA), et la sortie de l'amplificateur est protégée contre les court-circuit (le courant est de l'ordre de mA).
- Généralement les deux tensions d'alimentation ($V+$, $V-$) sont symétriques par rapport à la masse.
- L'amplificateur opérationnel amplifie la différence de potentiel entre deux entrées. Il amplifie aussi bien les signaux continus (DC) que alternatif (AC). Le potentiel de sortie est limité par les tensions de saturation positives et négatives qui sont en valeur absolue, légèrement inférieures aux tensions d'alimentations.
- Il ya limite aux fréquences des signaux alternatifs que l'amplificateur opérationnel est capable d'amplifier. Cette limite dépend notamment de sa configuration interne ainsi que des éléments externes qui lui sont associés. L'ordre de grandeur des fréquences maximums usuelles est de quelques centaines de kHz.

II.2 Caractéristique électrique de l'amplificateur opérationnel

II.2.1 Courant d'entrée

En pratique, les courants d'entrées peuvent être négligés [5].

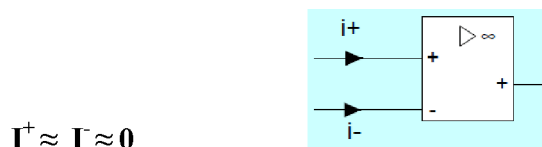
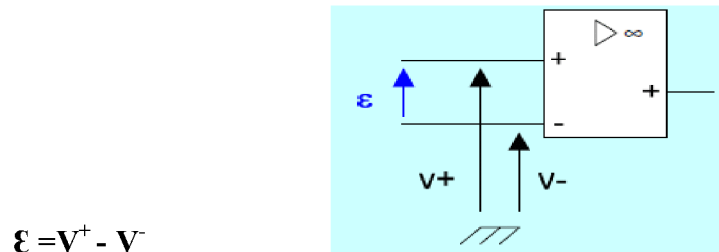


Figure II-1 Schéma d'un amplificateur opérationnel.

II.2.2 Tension différentielle d'entrée (\mathcal{E})

La tension différentielle d'entrée est la différence de potentiels entre l'entrée non inverseuse et l'entrée inverseuse.



$$\mathcal{E} = v^+ - v^-$$

Figure II-2 Schéma d'un amplificateur opérationnel.

II.2.3 Caractéristique de transfert $V_s(\mathcal{E})$ (idéal)

La tension de sortie dépend directement de la tension différentielle d'entrée :

D'après la figure suivante on retrouve 3 Zone :

- La zone linéaire : $\mathcal{E} \approx 0$ ($V_{\text{sat-}} < V_s < V_{\text{sat+}}$).
- La zone de saturation haute : $\mathcal{E} > 0$ ($V_s = V_{\text{sat+}}$).
- La zone de saturation basse : $\mathcal{E} < 0$ ($V_s = V_{\text{sat-}}$).

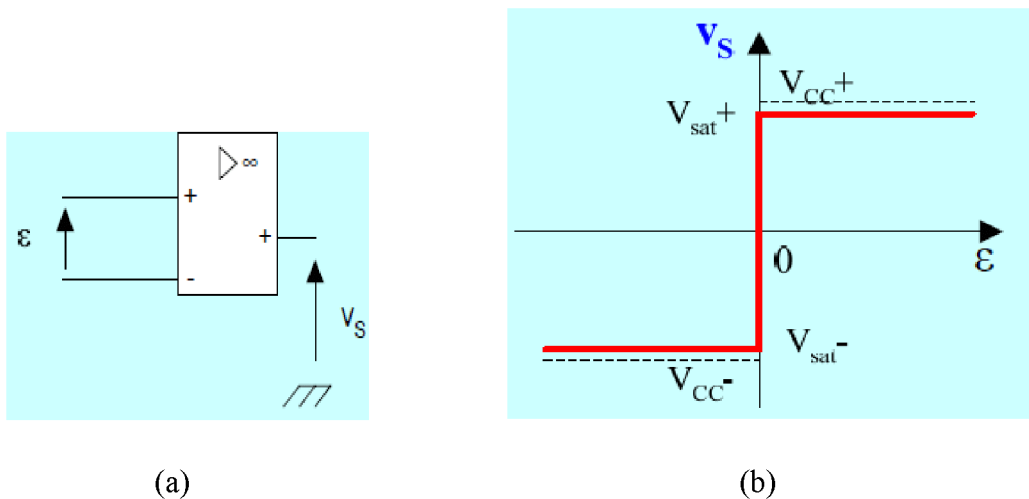
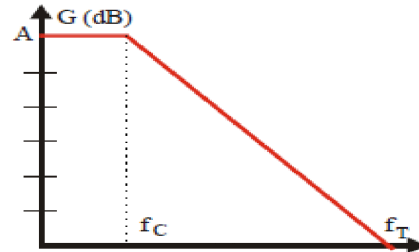


Figure II-3 (a) Schéma d'un amplificateur opérationnel, (b) caractéristique de transfert idéale.

II.3 Réponse en fréquence d'un amplificateur opérationnel

On peut considérer les amplificateurs opérationnels comme des systèmes du premier ordre, avec une fréquence de coupure $\leq 10\text{Hz}$ et dont le produit gain-bande passante égal à une constante en système bouclé [6].



Le gain s'écrit :

$$\mu = \frac{A}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

A est le gain en boucle ouverte (en continu).

f_c est la fréquence de coupure à -3dB.

On a aussi le produit **Gain- bande passante** = f_T .

Remarque : ($A=1$) pour la fréquence $f = f_T$.

Pour certains amplificateurs opérationnels le comportement en fréquence peut être amélioré en ajoutant des composants externes.

II.4 étude du montage non inverseur

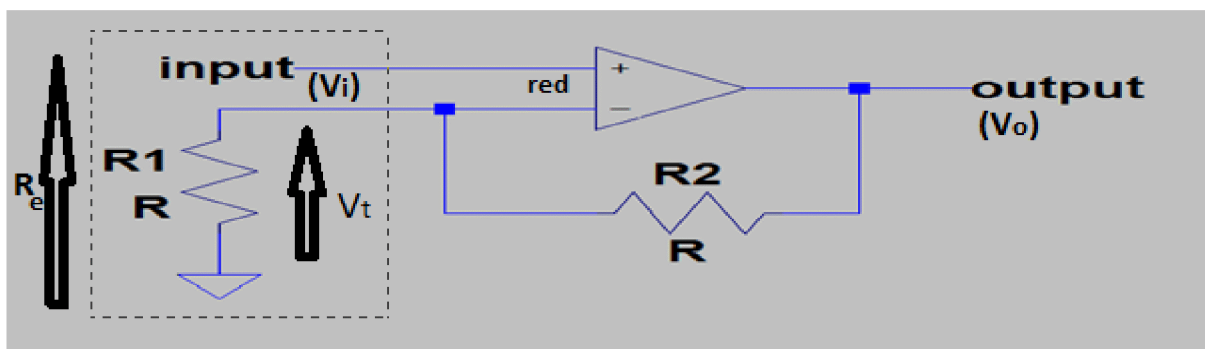


Figure II-4 Schéma du montage non inverseur.

Soit :

$$V_+ = V_-$$

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o = V_i$$

$$A_t = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{II.2})$$

Avec A : est l'expression du gain de l'amplificateur opérationnel du montage non inverseur.

II.4.1 Caractéristique de transfert

Une grandeur à prendre en compte est le temps de montée (slew rate), qui est la rapidité de la réponse en sortie à une variation brutale en entrée, il est exprimé en V/ μ s [7].

$$SR = \left(\frac{|\Delta V_s|}{\Delta t} \right)_{\max} \quad (\text{II.3})$$

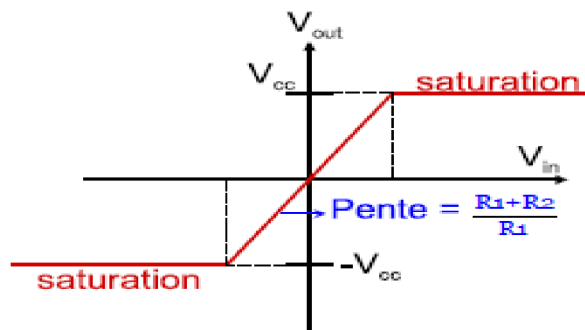


Figure II-5 caractéristique de transfert.

II.4.2 Résistance d'entrée

La résistance d'entrée (R_e) du système bouclé est différente de celle du composant en boucle

ouverte r_{ed} . Si i_e est l'intensité du courant d'entrée, $R_e = \frac{V_i}{i_e}$ alors que $r_{ed} = \frac{e}{i_e}$.

On exprime V_i en fonction de e et de la tension de retour [8] :

$$V_i = (V_t + e) \text{ Et } V_t = (B.V_o)$$

Calcul de R_e :

$$R_e = \left(\frac{B.V_o + e}{i_e} \right) \quad (II.4)$$

De la on déduit :

$$R_e = AB.r_{ed} \quad (II.5)$$

Avec $\left(B = \frac{1}{A_i} \right)$.

II.4.3 Résistance de sortie

La résistance de sortie d'un dispositif est égale au rapport entre la tension à vide, V_o et l'intensité I_{cc} du courant de court-circuit [5].

En court-circuit, on est en boucle ouverte et le courant $I_{cc} = \frac{V_i \cdot A}{r_s}$ (r_s est la résistance de sortie du composant.)

La tension à vide
$$V_o = A_i V_i = \frac{V_i \cdot A}{(1 + AB)} \quad (II.6)$$

et
$$\frac{V_o}{I_{cc}} = \frac{r_s}{(1 + AB)} \quad (II.7)$$

Comme le produit $AB \gg 1$, la résistance de sortie R_o de l'amplificateur non inverseur s'écrit :

$$R_o = \frac{r_s}{AB} \quad (II.8)$$

II.4.4 Schéma équivalent

Un schéma équivalent en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel représente les résultats qui viennent d'être établis au préalable [5]:

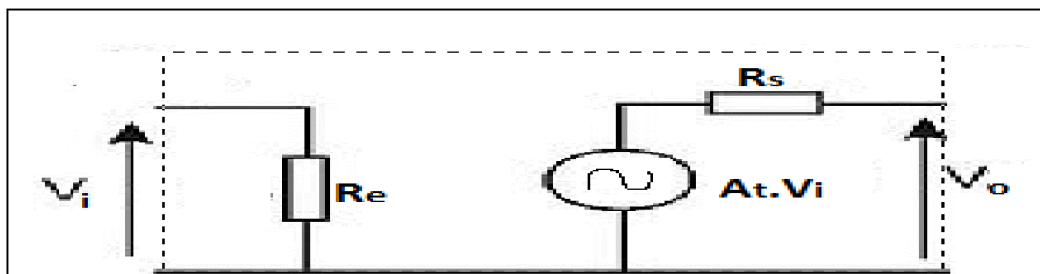
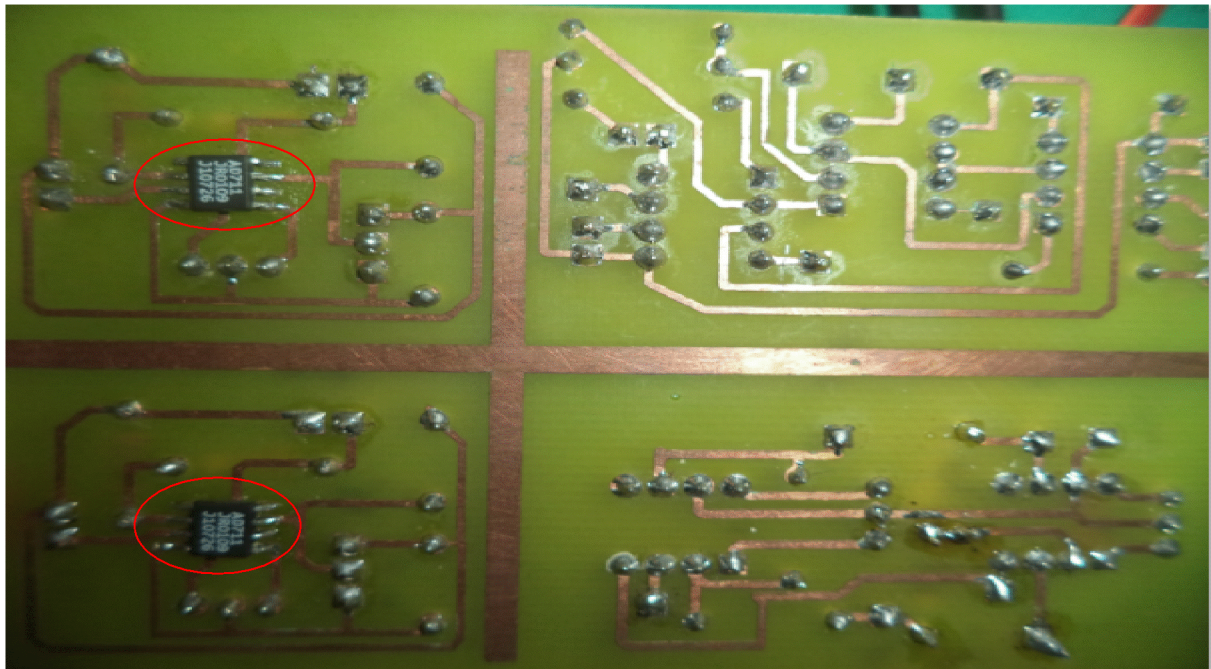
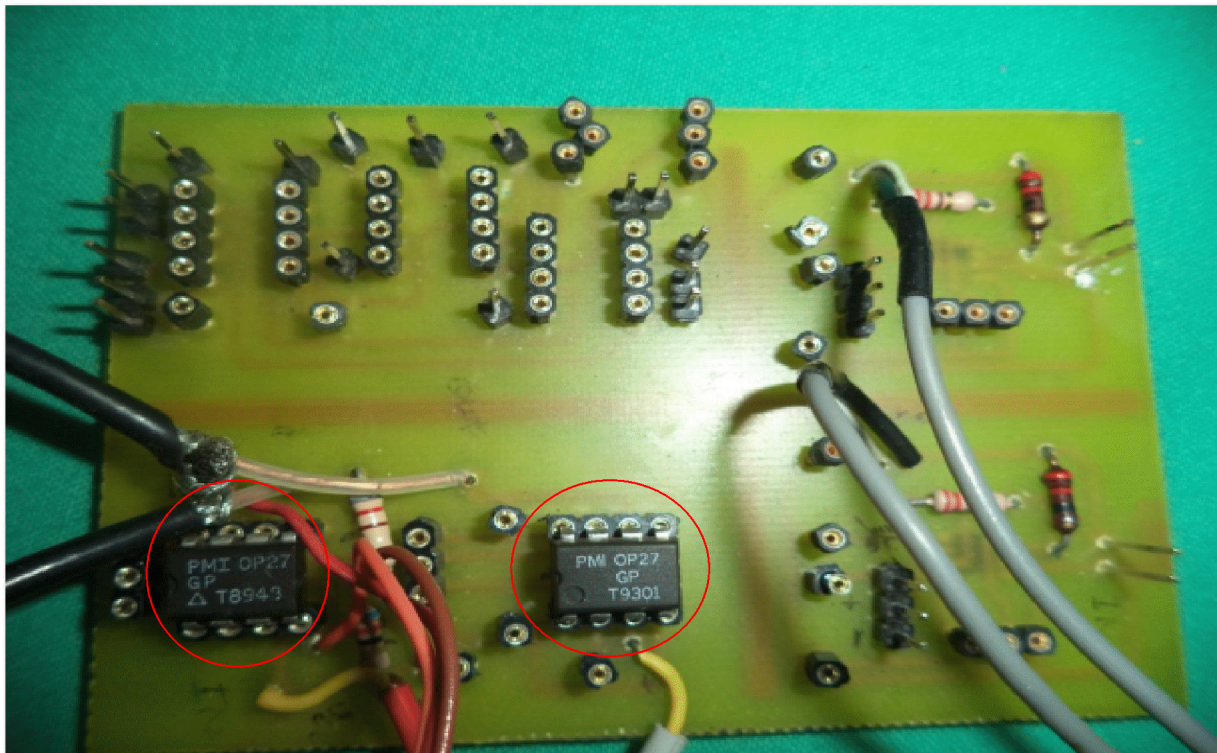


Figure II-6 Schéma équivalent en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel.

II.5 présentation de la carte d'amplification



II-7 Schéma de la carte d'amplification côté cuivre.



II-8 Schéma de la carte d'amplification côté composant.

Les deux figures précédentes (II-4 et II-5) nous montrent la manière la manière dont la carte est conçue.

La carte dispose de deux préamplificateurs de type AD 711 (figure II-4), le choix de ces deux préamplificateurs n'est pas fortuit, mais il est dû à la valeur très faible du bruit généré par cette famille d'amplificateur. Elle dispose aussi de deux amplificateurs opérationnels de type OP 27 afin d'amplifier le signal sortant du préamplificateur.

Chaque amplificateur est placé dans son étage avec des résistances interconnecté d'une façon à réaliser un montage non inverseur. Dans l'étage (1) les résistances choisies sont de telle sorte à avoir un faible gain afin de minimiser le bruit de la chaîne de mesure et dans l'étage (2) les résistances sont de telle sorte à en avoir un gain suffisant.

Le schéma de la figure suivante montre bien la manière dont ces deux étages sont interconnecté entre eux.

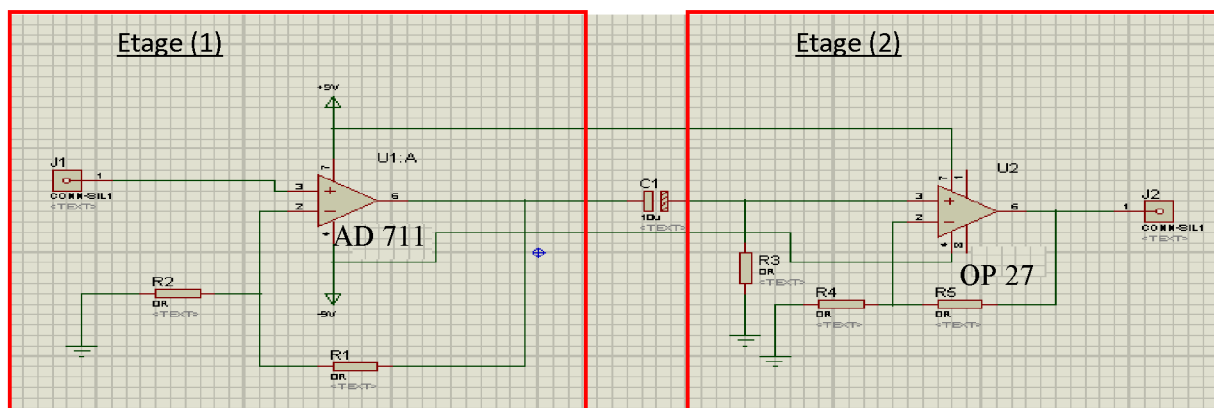


Figure II-9 Schéma d'interconnexion de l'étage (1) et (2).

Remarque

On remarque que la carte d'amplification réalisée (Figure II-4 et II-5) contient deux amplificateurs de chaque famille (2 AD711 et 2 OP27), ce qui veut dire qu'elle comporte deux chaînes de mesure telle que celle de la Figure (II-6).

Conclusion

La réalisation de la carte d'amplification nous permettra d'amplifier les signaux bruités qui sont de nature très faible afin de les étudier on utilisant les outils de traitement de signal.

La manière de faire l'acquisition ainsi l'étude de ces signaux amplifiés par cette carte sera l'objectif traité au chapitre suivant.

Chapitre III

Test du banc de
mesure

Introduction

Dans ce chapitre on trouve d'une manière générale deux aspects, aspect logiciel et l'aspect matériel avec à la fin une application.

Nous allons au début présenter d'une manière générale le Labview, ce dernier sera expliqué tout en donnant un aperçu sur son environnement ainsi que les différentes fonctions qu'il contient après ça, vient la manière dont se fait le pilotage de cette carte par le logiciel c'est-à-dire la communication entre la carte et le logiciel après nous allons donner le programme d'acquisition et celui de traitement des données acquises. Vers la fin on termine ce travail avec quelques résultats obtenus en pratique.

III.1 Ecriture du programme

Notre travail consiste à faire un programme sous labview qui va assurer la communication avec la carte d'acquisition et récupérer les données de la carte sans interruption afin de pouvoir reconstituer la donnée acquise.

III.2 Pourquoi utiliser Labview ?

Labview nous permet de construire notre propre solution pour des systèmes scientifiques et techniques, il nous offre la flexibilité et les performances d'un langage de programmation puissant sans difficultés qui est habituellement associées [10].

Labview offre des moyens plus rapides de programmer l'instrumentation, l'acquisition de données et les systèmes de commande. On peut l'utiliser pour réaliser prototype, la conception, les tests et la mise en application de nos systèmes d'instrumentation, nous pouvons réduire le temps de développement du système en augmentons la productivité de 4 à 10 fois.

III .3 Présentation de Labview

Labview (Laboratory virtual Instrument Engineering Workbench) est un langage de programmation à caractère universel particulièrement bien adapté à la mesure, l'instrumentation et l'automatisation [10]

Labview utilise un langage de programmation graphique qu'on appelle le langage **G**, pour créer un programme sous forme de diagramme.

Labview offre des bibliothèques étendues de fonctions et de routines répondant à la plupart des besoins en programmation. Il contient également des bibliothèques de fonctions spécifiques à l'acquisition de données et au pilotage d'instruments GPIB, VXI ou encore d'instruments connectés sur une simple liaison série. Il existe aussi des bibliothèques dédiées à la présentation et à l'analyse des données et à leur stockage.

Labview intègre un jeu complet d'outils de mise au point qui permettent de placer des points d'arrêt, d'animer l'exécution du programme en mettant en évidence le cheminement des données et d'exécuter pas à pas le programme. Rajouté à ça son exploration des données (échange de données (active X, etc.), gestion d'un réseau (TCP/IP, internet, Field Bus, série, etc.)).

III.4 L'environnement de Labview

Lorsqu'on clique sur l'icône Labview, ce dernier sera lancé et ouvre par défaut le VI. Deux fenêtres vierges apparaissent sur l'écran : celle de la face avant qu'on appelle aussi front panel (fond gris) et une face diagramme (fond blanc).

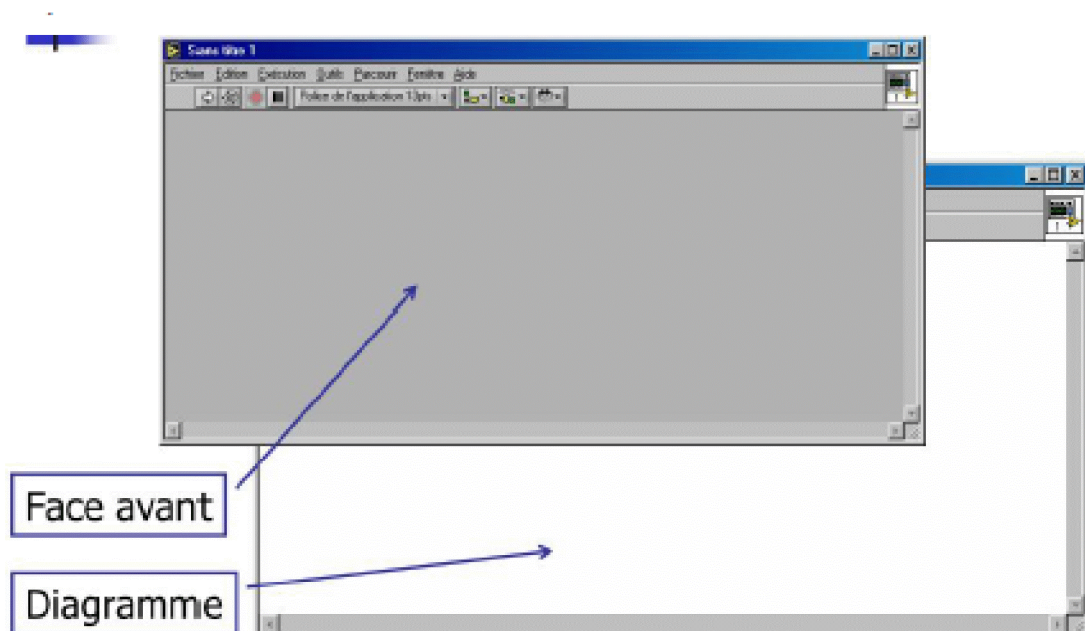


Figure III-1 représentation de la face avant et la face diagramme de Labview.

III.4.1 La face avant

La face avant est l'interface de VI Labview. Cette interface reçoit les données entrées par l'utilisateur et affiche celles fournies par le programme. La face avant contient des boutons rotatifs, d'autres poussoirs ainsi des graphes et d'autres commandes ou indicateurs.

Lorsqu'on construit la face-avant, on intègre des commandes et des indicateurs, qui sont respectivement les terminaux interactifs d'entrée et sortie du VI. Les commandes simulent les dispositifs d'entrées de l'instrument et fournissent des données au diagramme du VI. Les indicateurs simulent les dispositifs de sortie de l'instrument et affichent les données acquises ou générées par le diagramme.

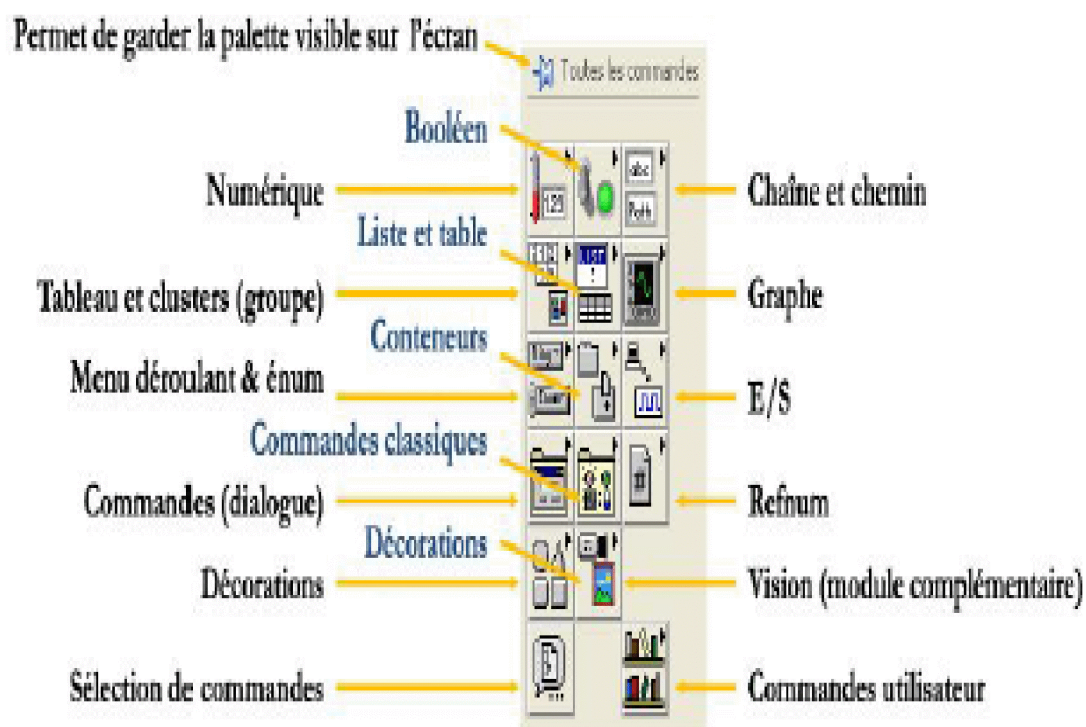


Figure III-2 barre d'outils de la face-avant.

Dans cette palette nous trouverons tous les éléments (commandes et indicateurs) nécessaires à la création de la face-avant.

III.4.2 Le diagramme

Le diagramme contient le code source graphique de VI. On programme le VI pour contrôler et remplir les fonctions des entrées et sorties créées dans la face-avant. Le diagramme

peut contenir des fonctions et des structures issues des bibliothèques de Vis intégrées à Labview. Il peut aussi contenir des terminaux associés à des commandes et des indicateurs créés dans la face-avant.

Les objets de la face-avant apparaissent sous la forme des terminaux, comme ci contre sur le diagramme. Le terminal ne disparaît que lorsqu'on supprime les objets correspondants sur la face-avant. Les objets du diagramme sont : les terminaux, les sous vis, les fonctions, les constantes, les structures et les fils de liaison qui transfèrent les données aux autres objets du diagramme.

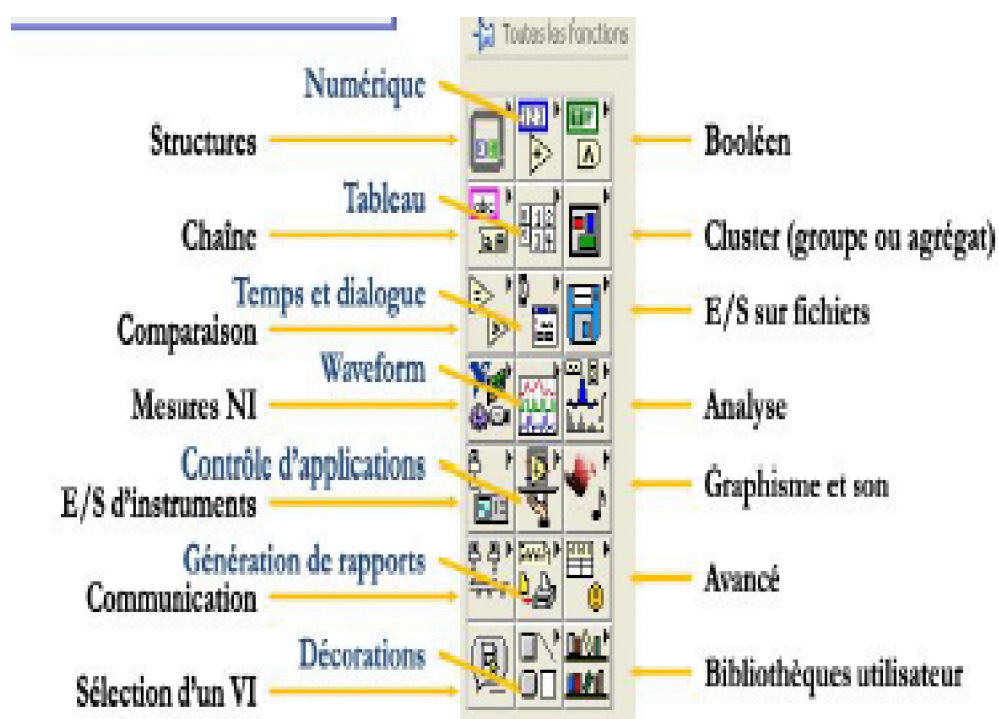


Figure III-3 barre d'outils de diagramme.

Dans cette palette nous trouverons tous les éléments (fonctions de base, VI Express, etc.) nécessaires à la création du code graphique dans la fenêtre diagramme.

III.5 Présentation de la série Keithley (KPCI-3101-4)

La série KPCI est une famille de faible coût, multifonctions cartes d'acquisition de données pour le bus PCI (bus d'interface). La série KPCI se présente en version de cartes suivantes : KPCI-3101, KPCI-3102, KPCI-3103, KPCI-3104. Ces versions de cartes diffèrent dans la résolution analogique I/O, fréquence d'échantillonnage de l'entrée analogique, le nombre de canal des sorties analogiques, comme illustré dans le tableau suivant [11]:

Type de la carte	Résolution analogique I/O	Fréquence d'échantillonnage de l'entrée analogique	Les plages d'entrée analogique	Les canaux de sortie analogique
KPCI-3101	12bits	225khz	$\pm 10V$, 0 à 10V	0
KPCI-3102	12bits	225khz	\pm	2
KPCI-3103	12bits	400khz	\pm	0
KPCI-3104	12bits	400khz	\pm	2

La carte qu'on a utilisée est celle sélectionné en gras dans le tableau (KPCI-3104).

III.6 La carte KPCI-3104

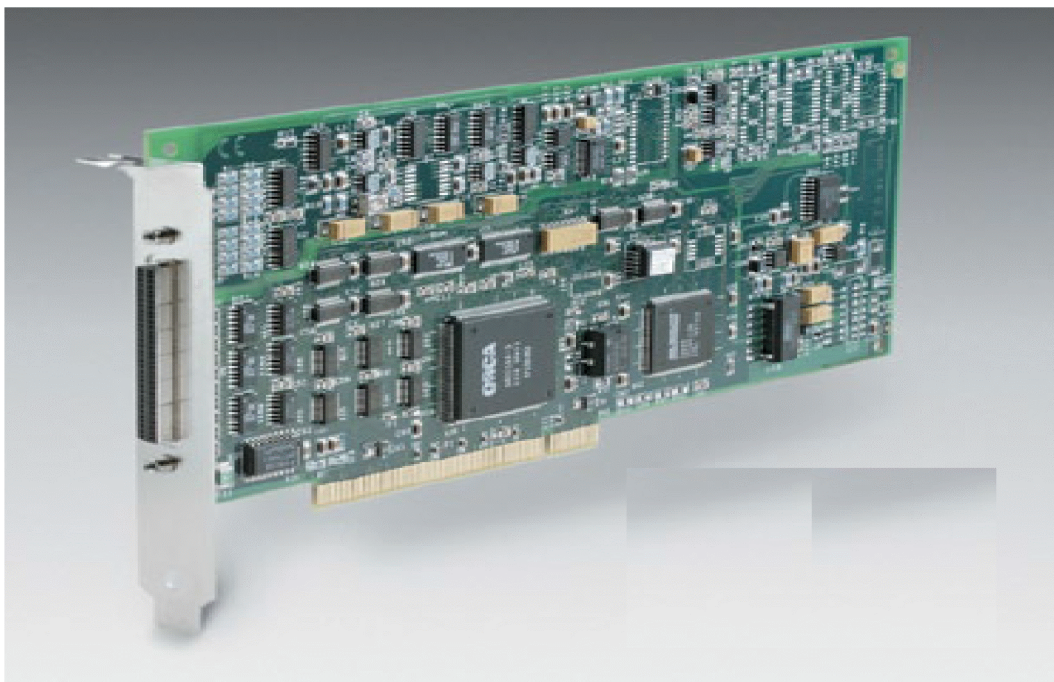


Figure III-4 image de la carte KPCI-3104

Cette carte est connectée directement sur la carte mère de l'ordinateur, pour avoir accès à la carte KPCI-3104, on la connecte via son connecteur J1 vers le connecteur du STA-300 screw terminal panel qui se trouve à l'extérieure devant l'utilisateur par le câble CAB-305. Le schéma de la figure III-5 illustre la manière dont se fait ce processus.

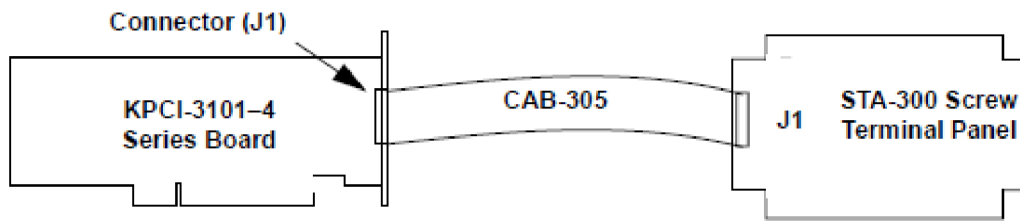


Figure III-5 Schéma du raccordement de la carte KPCI-3104 vers le STA-300 Screw terminal panel.

Le schéma suivant est celui du STA-300 screw terminal panel qui nous montre les différentes parties de ce dernier.

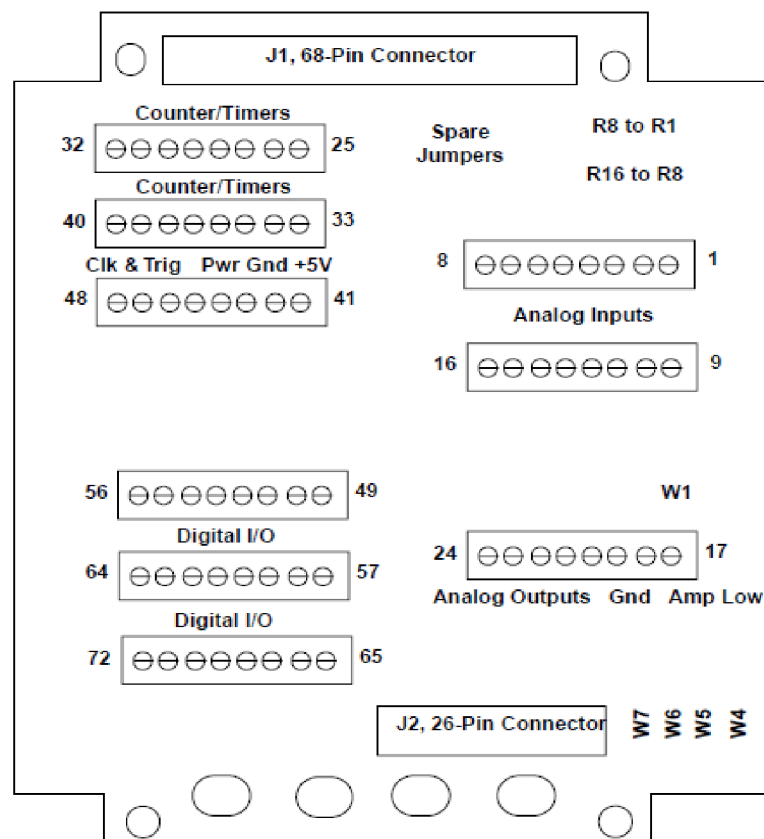


Figure III-6 Schéma du STA-300 screw terminal panel

III.7 Présentation du programme sous Labview pour l'acquisition des signaux via la carte KPCI-3104

- La face avant du programme

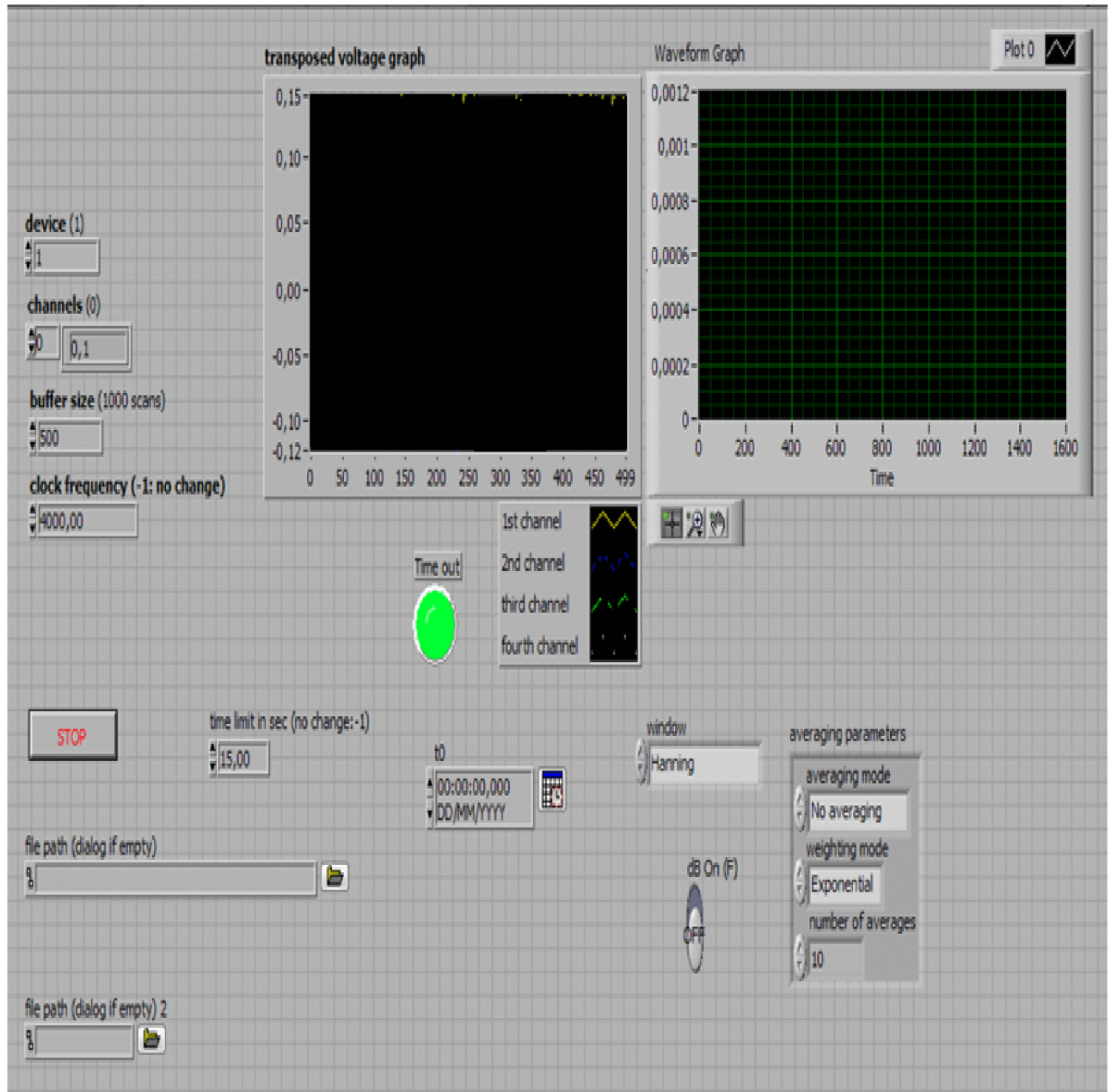


Figure III-7 Face avant du programme sous Labview pour l'acquisition des signaux via la carte.

- Le diagramme

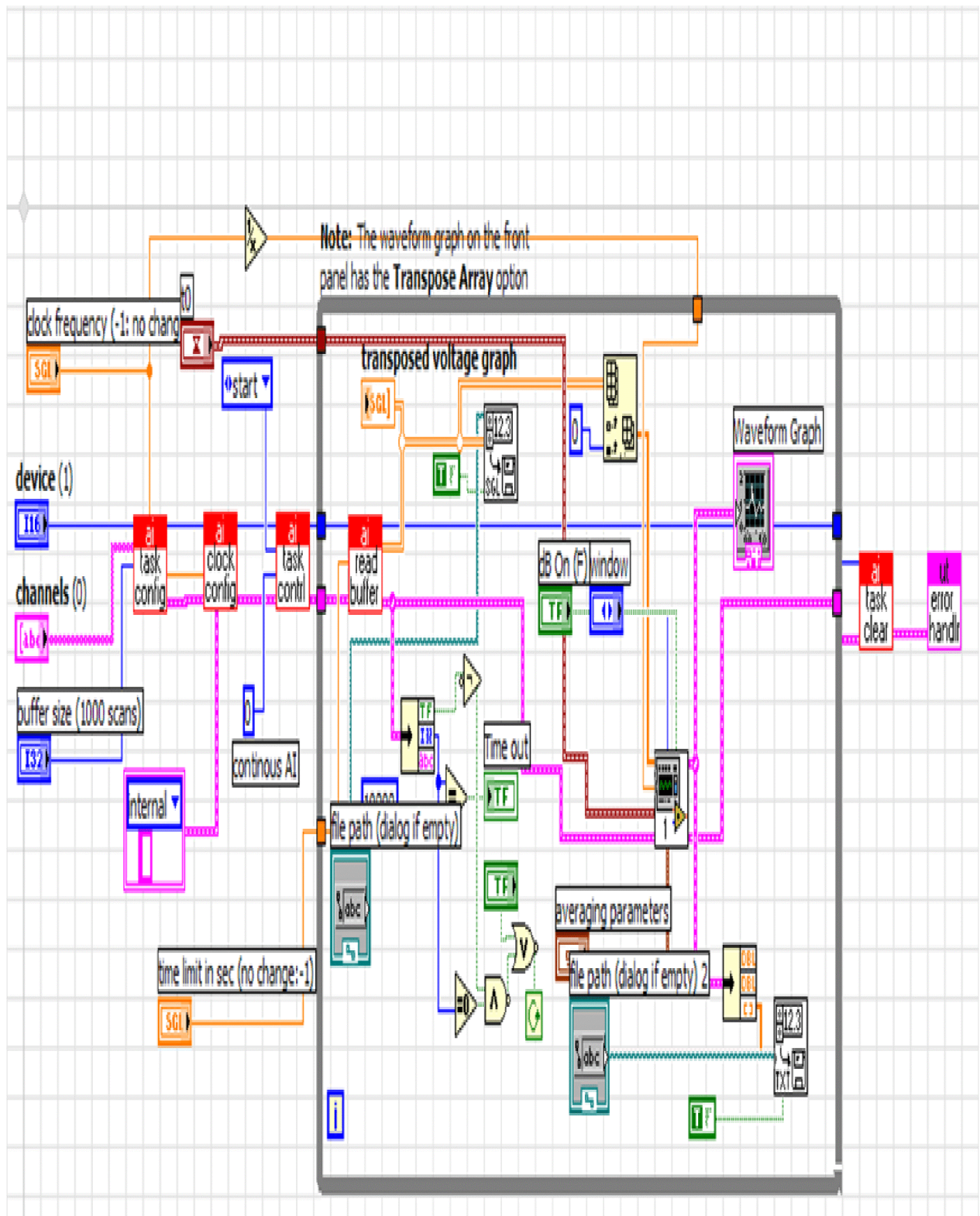


Figure III-8 Schéma du diagramme sous Labview pour l'acquisition des signaux via la carte.

Le programme nous permet de récupérer toutes les données du signal acquis sans interruption c'est-à-dire sans perdre des échantillons au cours de l'acquisition.

Il contient aussi des Vis de la carte sur Labview qui sont montrés en rouge sur la figure III-8 et qui sont : le **ai (analog input) task config**, **ai Clock config**, le **ai task control**, **ai read buffer** ainsi que **ai task clear**. Et une boucle While qui répète l'exécution de son sous diagramme tant que la structure condition est vrai.

Les VIs sont décrites comme suit :

_ ai task config

KI ai config configure le matériel et alloue un tampon pour une opération d'entrée analogique tamponnée pour un groupe de canaux spécifiques.

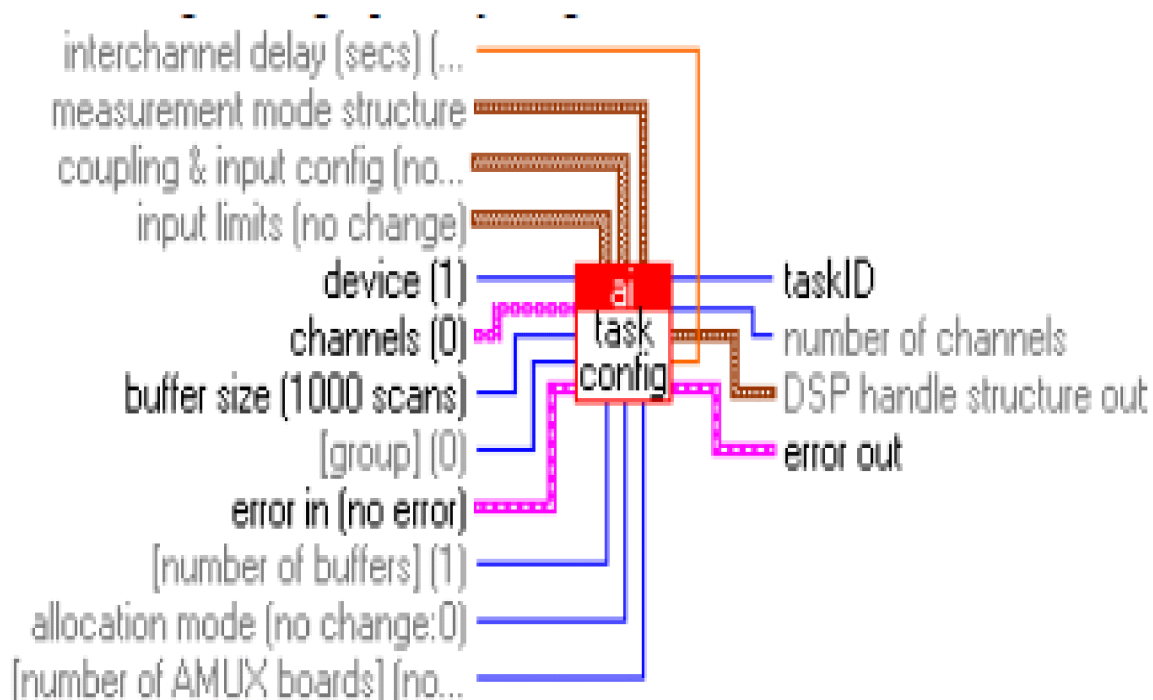


Figure III-9 VI ai (analog input) task config.

_ ai clock config

KI ai Clock config définit la fréquence d'échantillonnage et spécifie la source interne ou externe de l'horloge. Appeler ce VI après KI Ai Group config.

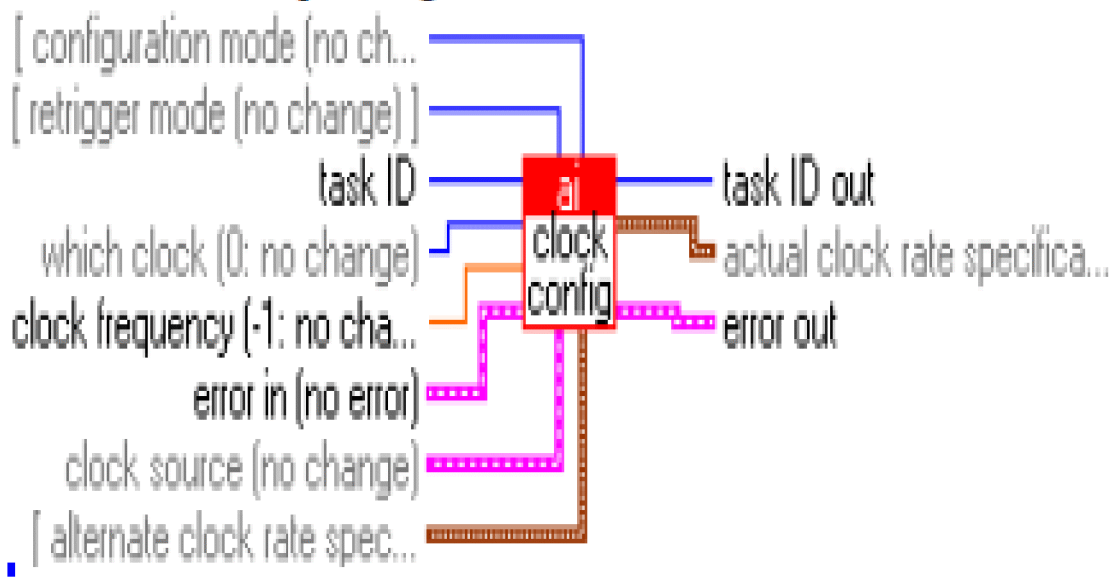


Figure III.10 VI ai (analog input) clock config.

_ ai task contrl

KI ai task control commande la tâche d'entrée analogique. Il peut démarrer, arrêter, reprendre ou supprimer une tâche d'entrée analogique.

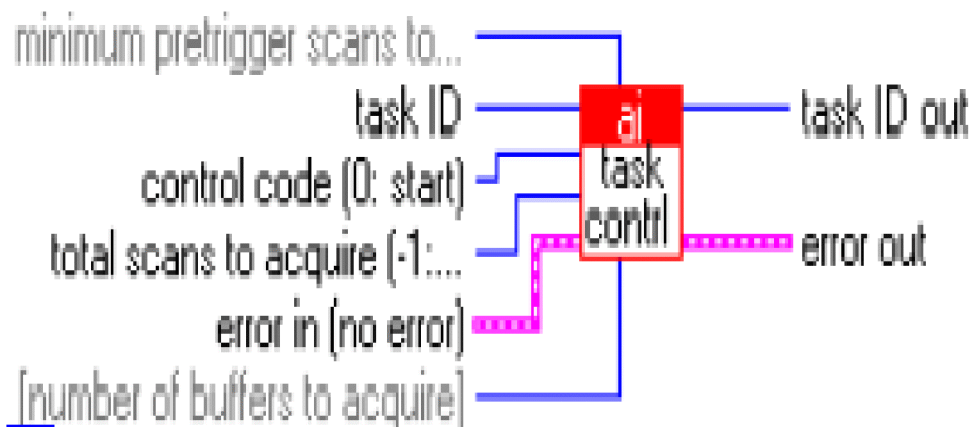


Figure III.11 VI ai (analog input) task control.

_ ai read buffer

Renvoie les données à partir d'un tampon d'acquisition de données

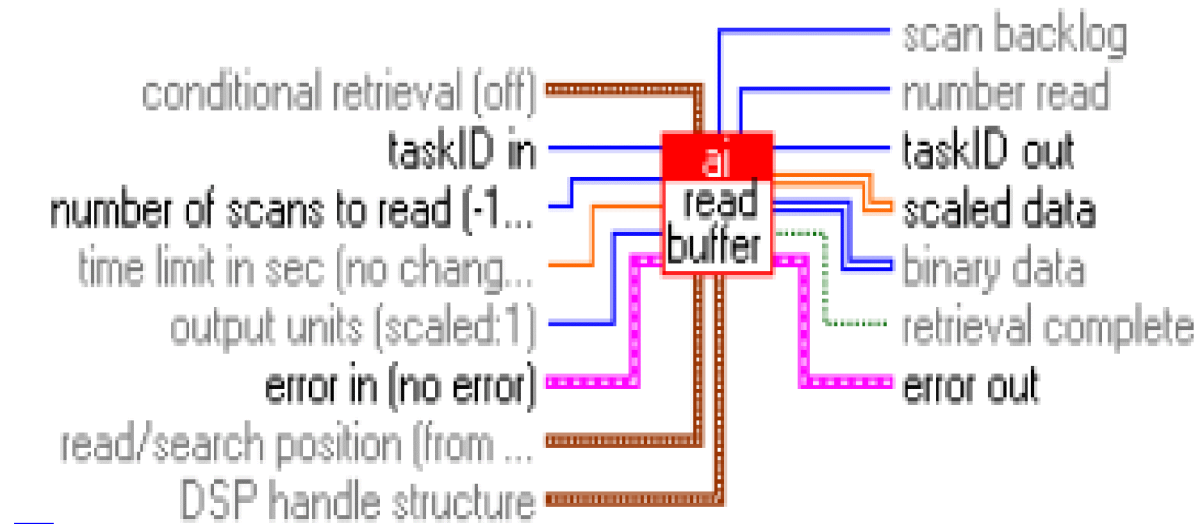


Figure III-12 VI ai (analog input) read buffer.

_ ai task clear

Efface la tâche d'entrée analogique associé à l'entrée taskID et libérer les ressources internes.



Figure III-13 VI ai (analog input) task clear.

III.8 Présentation du programme sous Labview pour le traitement des données acquise par la carte KPCI-3104

- La face avant du programme

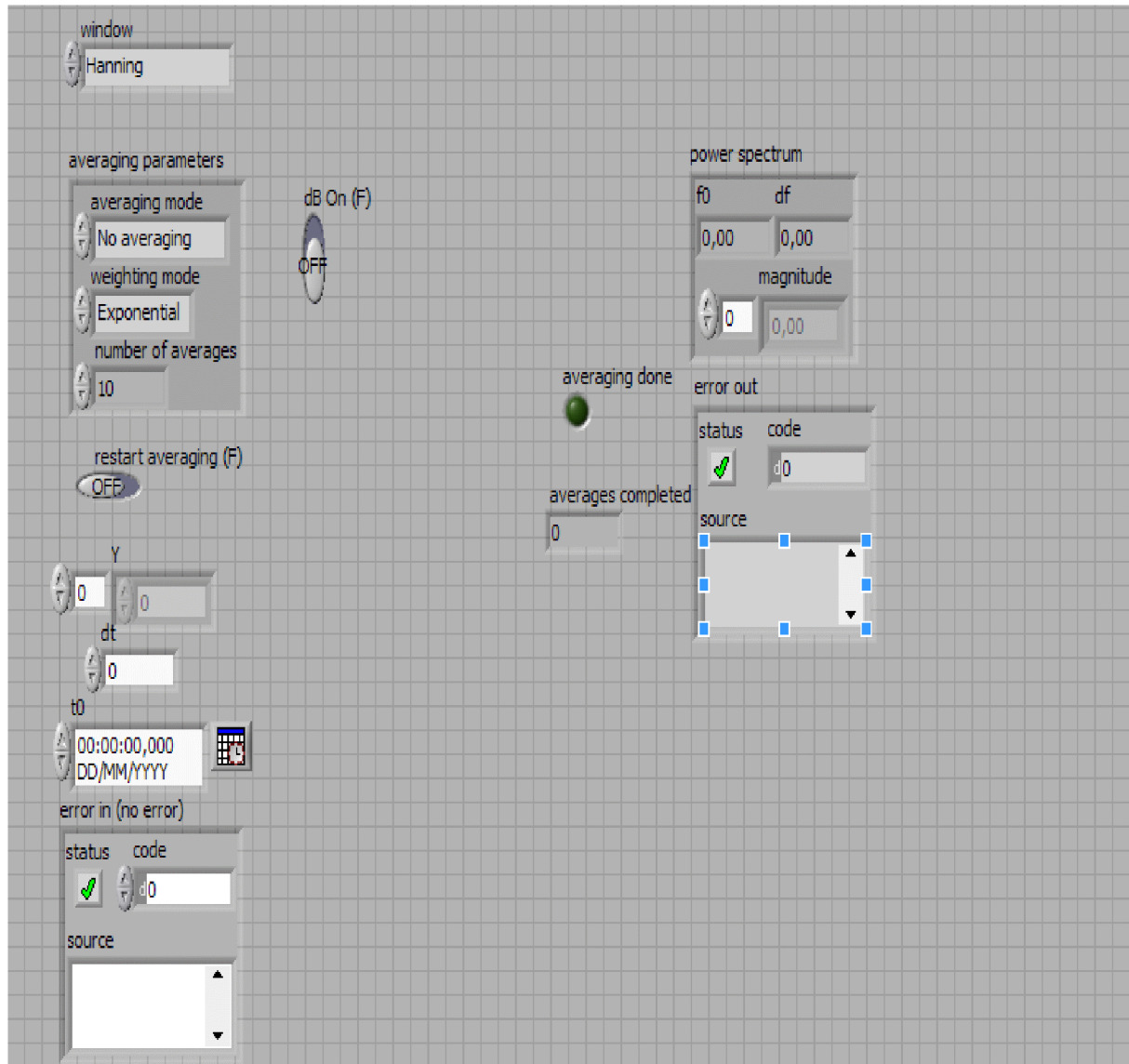


Figure III-14 Face avant du programme sous Labview pour le traitement des données acquises via la carte.

- Le diagramme :

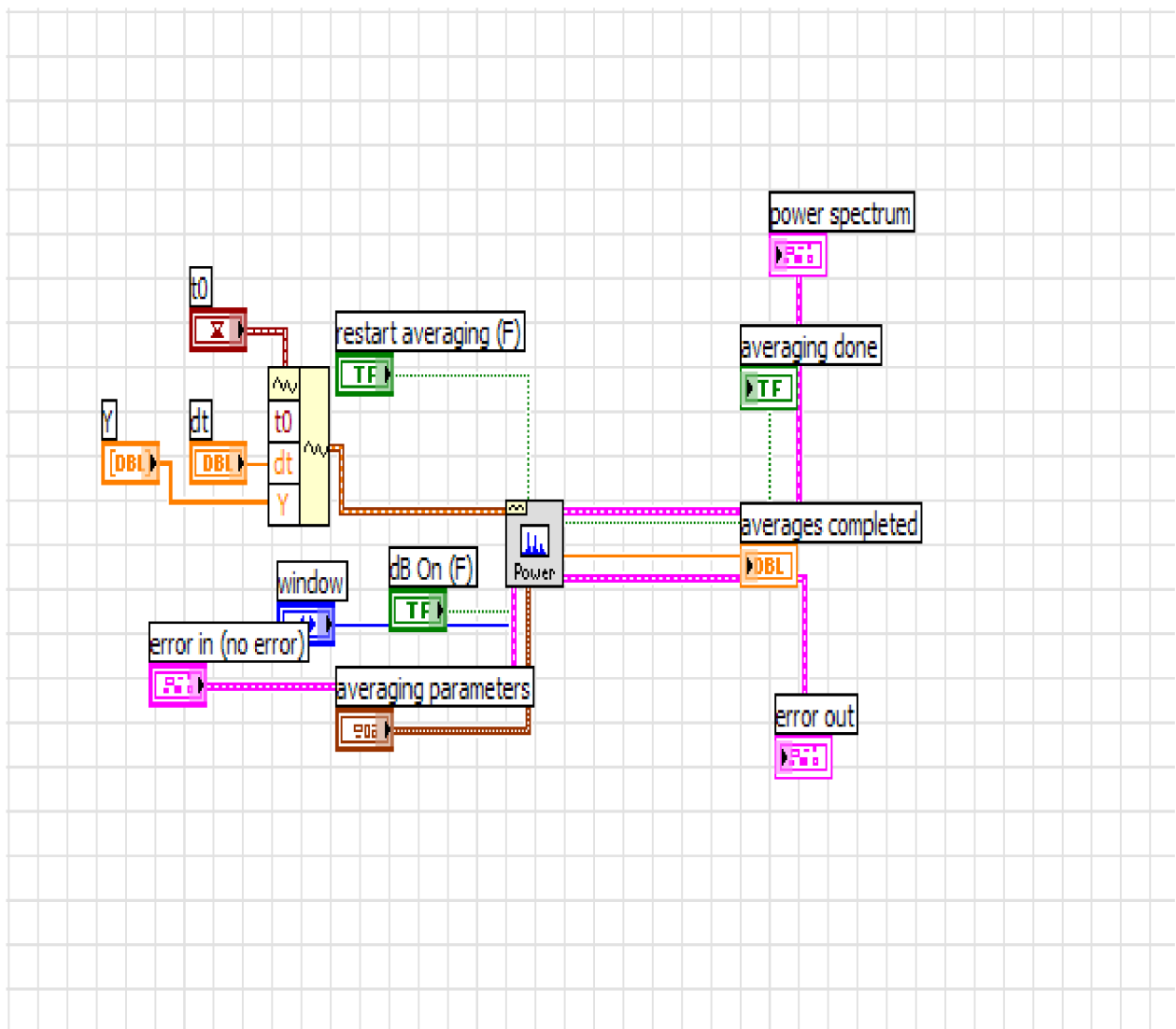
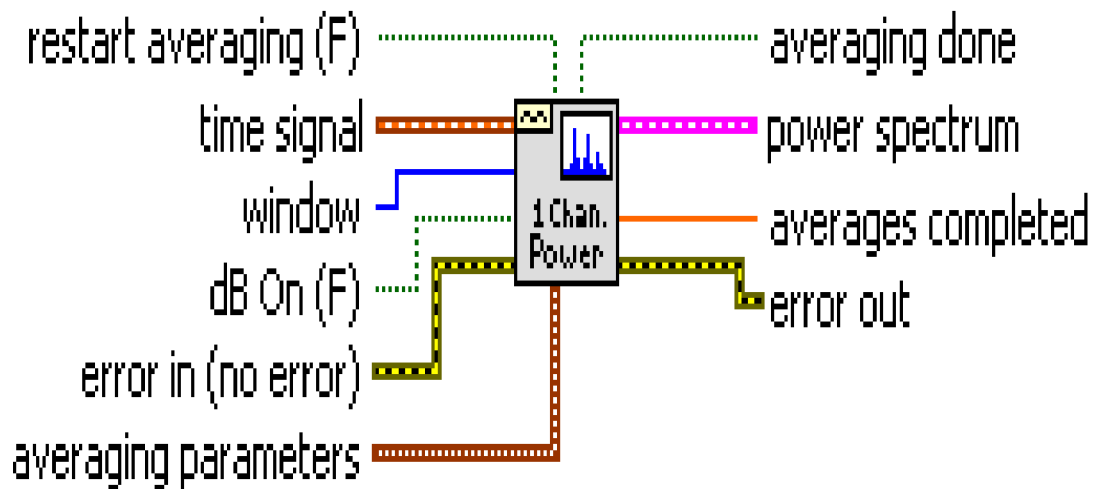


Figure III-14 Schéma du diagramme sous Labview pour le traitement des données acquises via la carte.

Le programme nous permet de calculer le spectre de puissance pour les données acquise (signal) et cela se fait par le VI (spectrum power) et de régénérer la donnée temps dans le programme, ainsi on pourra calculer par la suite la densité spectrale de puissance.

_ VI power (Spectrum)

Il nous permet de calculer le spectre de puissance du signal acquis.



III-16 schéma du VI power (Spectrum).

III.9 Application

Cette partie consiste à appliquer deux signaux respectivement (un signal sinusoïdal ainsi qu'un autre signal carré) à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit réalisé. Suivi d'un calcul de densité spectrale.

Les deux signaux sont très faibles d'amplitude de 50 m.volts et une fréquence de 1Khz. La sortie sera un signal amplifié d'une valeur égale à 8 volts. Les résultats sont présentés dans les figures III-17 et III-19.

III.9.1 Réponse à un signal sinusoïdal

Les résultats montrent que la DSP calculée correspond à celle des résultats théoriques, pour un signal sinusoïdal d'une fréquence donné on trouve sa DSP comme étant un pic à la même fréquence du signal.

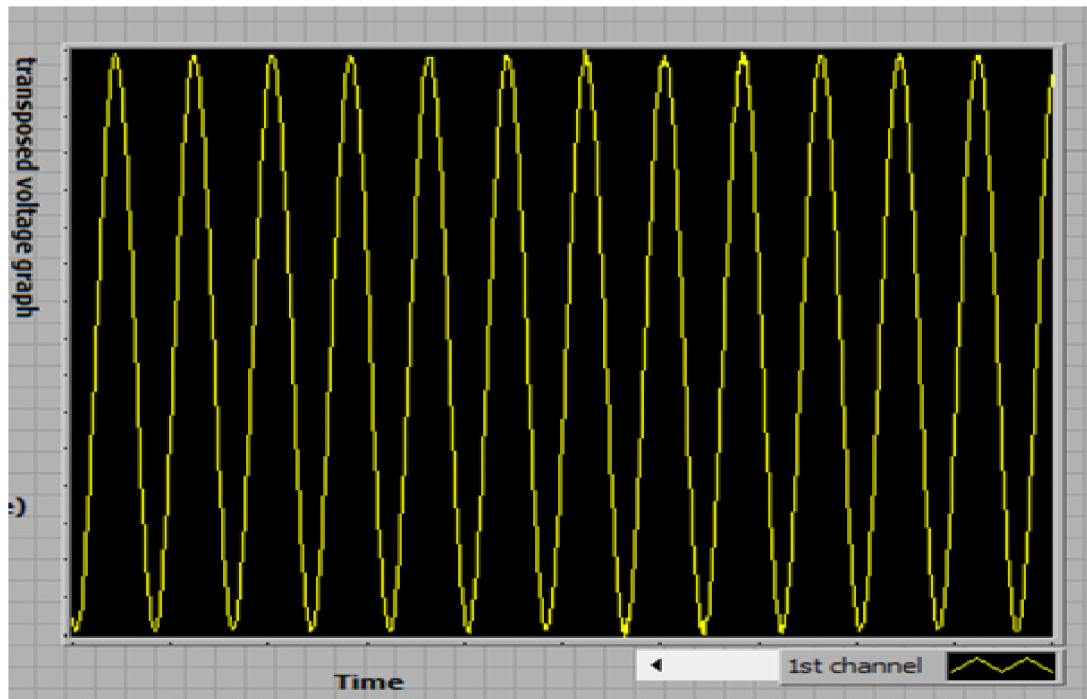


Figure III-17 acquisition d'un signal sinusoïdal après amplification par la carte.

Après cette amplification on va calculer sa DSP en fonction de la fréquence, le résultat est sur la figure suivante.

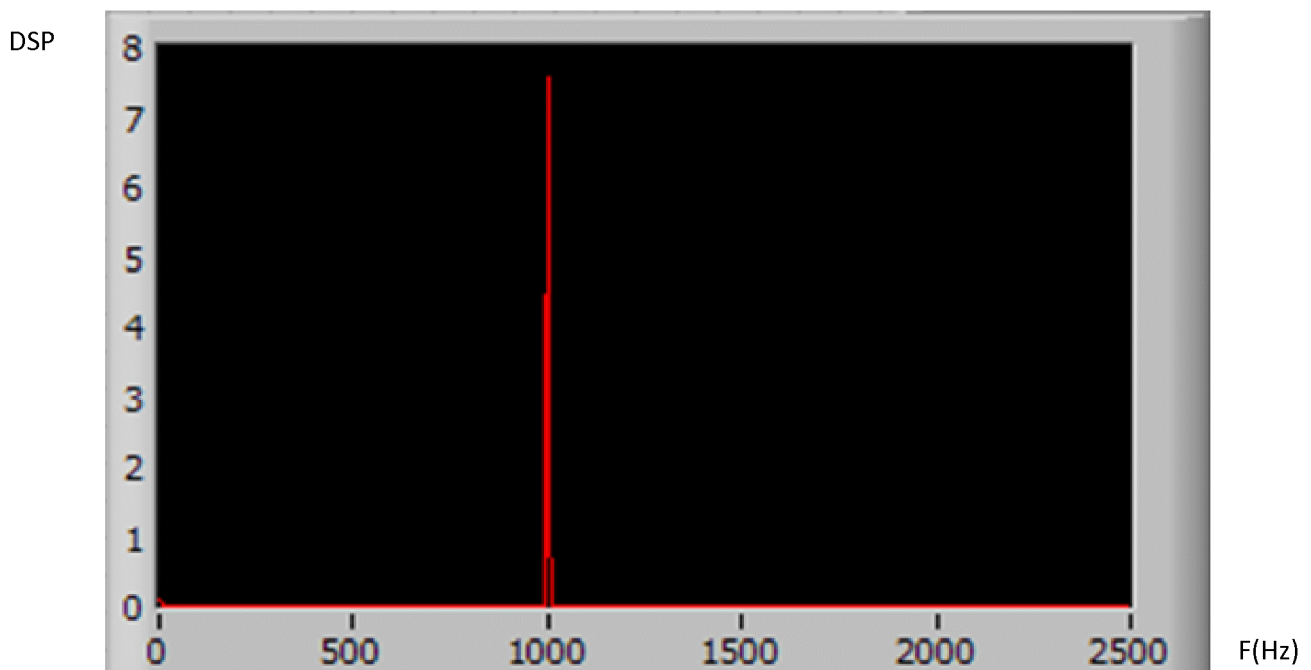


Figure III.18 Calcul DSP avec Labview d'un signal sinusoïdal.

III.9.2 Réponse à un signal carré

Les résultats montrent que la DSP calculée correspond à celle des résultats théoriques, pour un signal carré on trouve sa DSP comme étant un spectre de raie de pic qui diminue en amplitude.

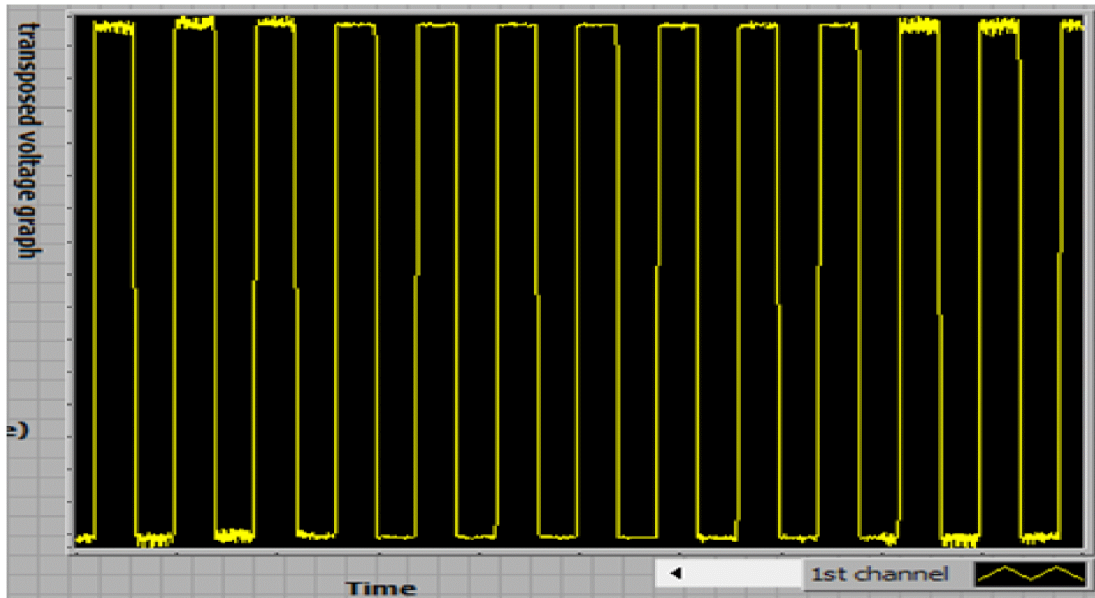
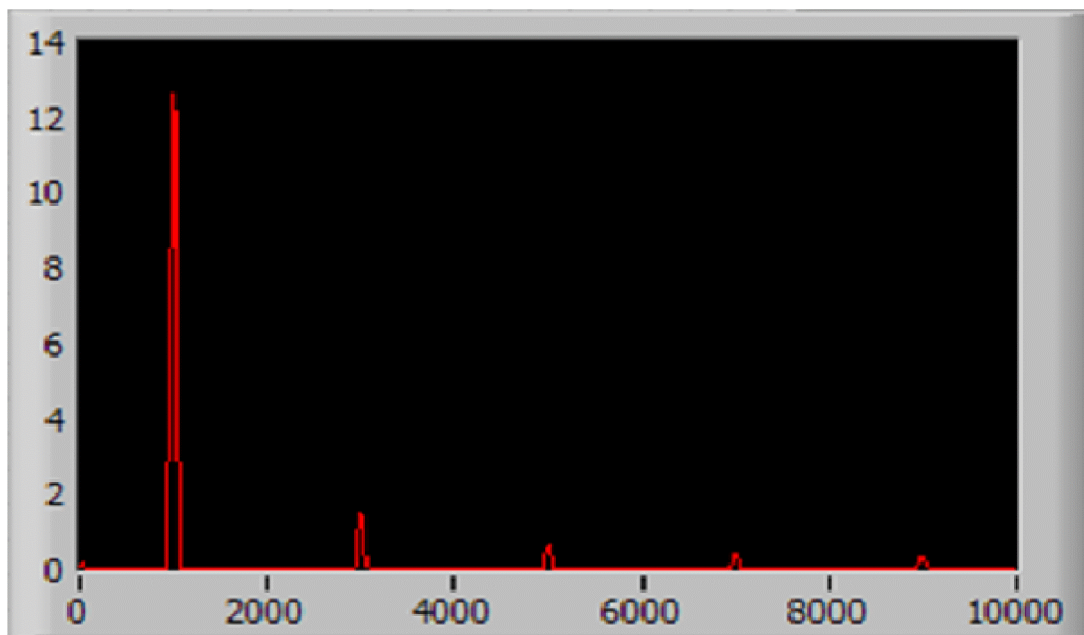


Figure III-19 acquisition d'un signal carré après amplification par la carte.

Après cette amplification on va calculer sa DSP en fonction de la fréquence, le résultat est sur la figure III-18.

DSP



F(Hz)

Figure III.18 Calcul DSP avec Labview d'un signal sinusoïdal.

III.9.3 Application à une résistance sans polarisation

Notre test consiste à mesurer le bruit dans une résistance non polariser de valeur $R=32,8 \Omega$, puis faire le calcul de densité spectrale de puissance (DSP).

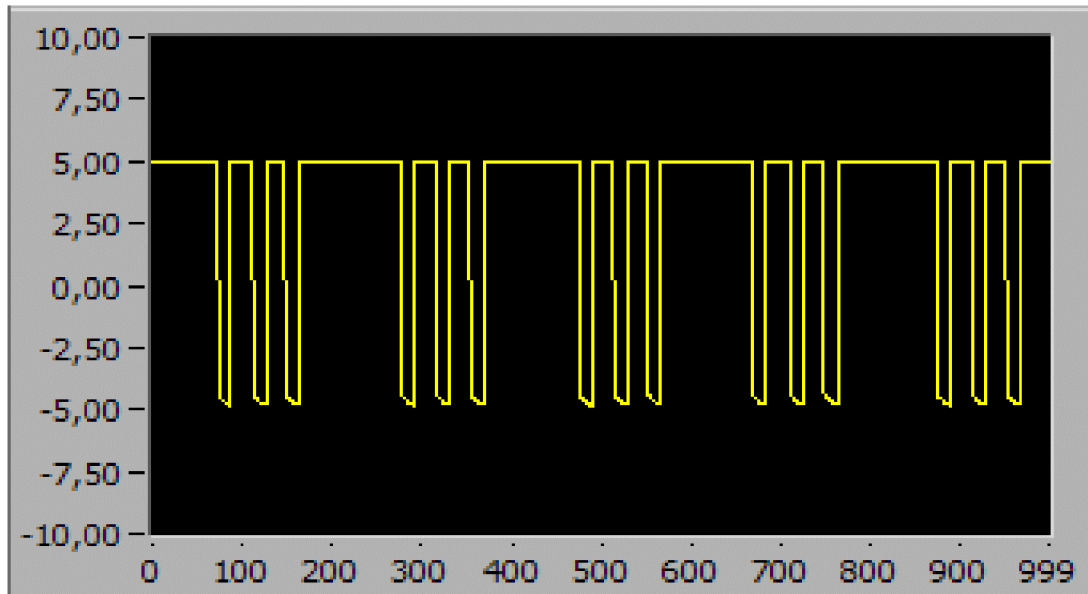


Figure III-20 acquisition du Bruit de résistance après amplification

Après cette acquisition on va calculer la DSP, le résultat est sur la figure III-21.

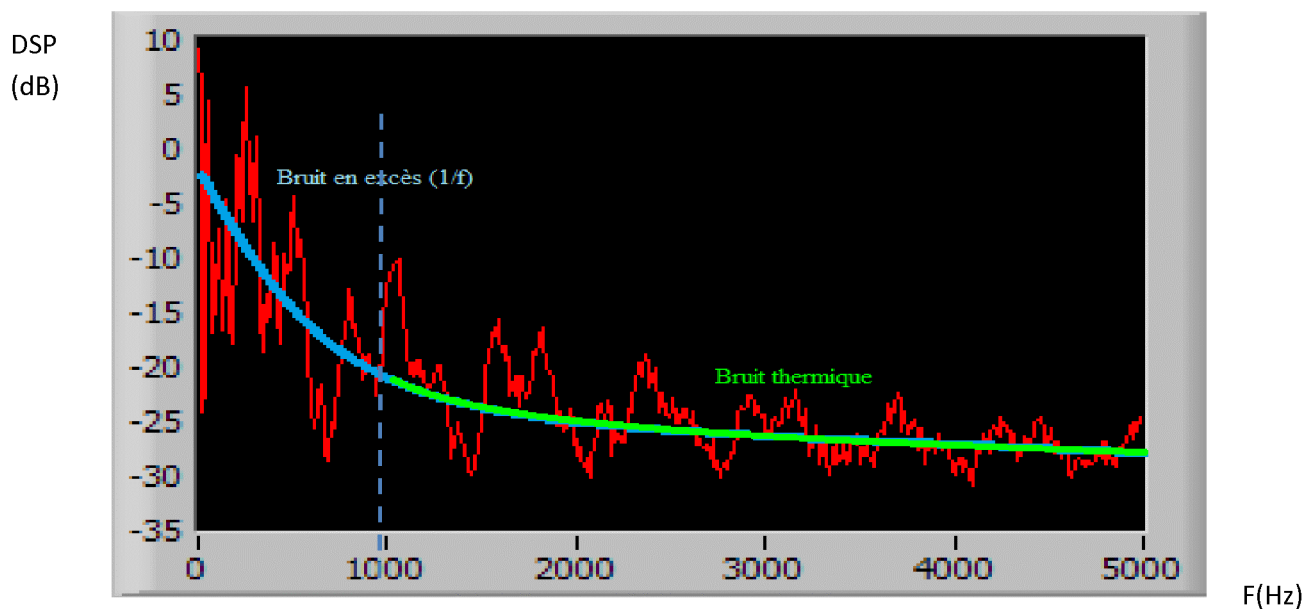


Figure III-21 Calcul de DSP avec Labview d'un bruit dans une résistance non polarisée.

On remarque bien que la DSP trouvée est composée de deux bruit comme tel que de 0 à 1 kHz le bruit qui apparaît est celui en excès ($1/f$) tandis que après 1 kHz le bruit qui apparaît

est thermique. Le résultat qu'on devait avoir est seulement un bruit thermique mais comme y a le bruit de la chaîne qui se rajoute et celui externe (absence du blindage) on a eu l'apparition du bruit en excès.

III.9.4 Application à une résistance avec polarisation

Le test dans ce cas se fait avec une polarisation de la même résistance par une pile de 1,5 volt. Puis on fait le calcul de la densité spectrale de puissance (DSP).

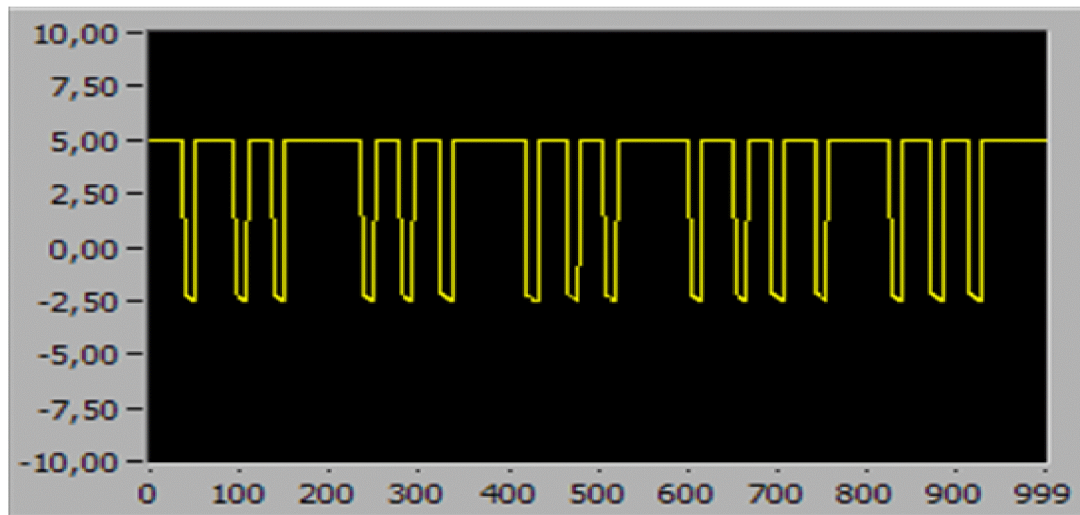


Figure III-22 acquisition du Bruit de résistance polarisée après amplification.

Après cette acquisition, on va calculer la DSP, le résultat est sur la figure III-23

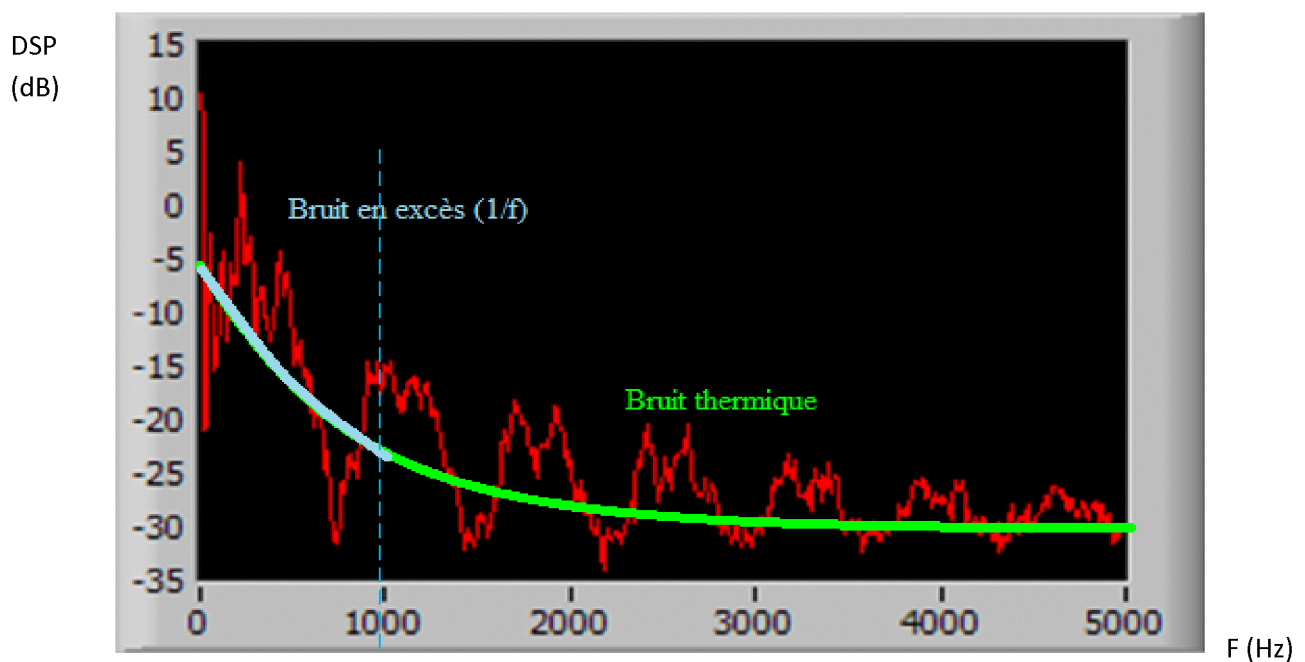


Figure III-23 Calcul DSP avec Labview d'un bruit dans une résistance polarisée.

La DSP calculée du bruit de la résistance avec polarisation correspond aux résultats théoriques tel qu'on trouve deux bruits celui thermique et celui en excès qui est dû à la polarisation.

Conclusion

En conclusion, les DSP calculée nous ont apportée de précieux renseignements sur la nature du bruit dans les différents tests effectués ainsi que son comportement en fonction de la fréquence.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire se place dans le cadre d'étude du bruit basse fréquence, ce domaine est actuellement en cours de recherche afin de déterminer l'origine de ce type de bruit pour apporter des explications physique a ce phénomène.

Les tests réalisés avec le banc de mesure sont des tests sur les signaux tels que le signal sinusoïdal ainsi le signal carré et au final on a fait un test sur la mesure de bruit dans une résistance non polarisée ainsi qu'une autre avec polarisation.

La réalisation du banc de mesure nous a permet de faire l'étude du bruit, tout en calculant les différentes densités spectrales de puissances (DSP) sur les bruits acquises ainsi donnée quelques interprétations sur chaque résultat obtenu. On a démontré aussi l'intérêt de cette étude pour pouvoir expliqué le type ainsi la source de chaque bruit.

Comme perspective pour accomplir ce travail on propose de réaliser une alimentation à faible bruit afin de la rajouté au banc de mesure ainsi on pourra faire des tests sur les transistors à effet de champ MOS. Et réalisation d'un blindage pour éliminer toute les perturbations externes.

Effectuer des tests avec la température dans une enceinte qui nous permettra de définir le rapport de variation de la densité spectrale en fonction de la température.

Bibliographie

[1] : Gabriel vasilescu « Bruits et signaux parasites » DUNOD 1999

[2] : Sciences physiques et nanotechnologie « <http://www.bulletins-electronique.com/actualités/72565.htm> »

[3] : pascal Massson « étude par pompage de charge et mesure de bruit basse fréquence de transistor MOS à oxynitrures de grille ultra-minces » thèse doctorat

[4] : prof.freddy.mudry « unité EAN : des composants vers les systèmes » cour

[5] : fabrice sincère « électronique analogique » cour

[6] : « cour d'électronique de l'université lemans »

[7] : «complément cour de Mr Fabrice Sincère »

[8] : J.Hay «l'art de l'amplificateur opérationnel »

[9] : Monique et Francis BIQUARD «signaux systèmes linéaires et bruit en électronique»

[10] : Nassim amrani « automatisation d'un banc de mesure sur traceur de courbe programmable tektronix A370 » mémoire master

[11] : manuel de la carte Keithley (KPCI-3101-4)

Annexes

FEATURES

- Low noise: 80 nV p-p (0.1 Hz to 10 Hz), 3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Low drift: 0.2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- High speed: 2.8 V/ μs slew rate, 8 MHz gain bandwidth
- Low V_{OS} : 10 μV
- Excellent CMRR: 126 dB at VCM of $\pm 11\text{ V}$
- High open-loop gain: 1.8 million
- Fits OP07, 5534A sockets
- Available in die form

GENERAL DESCRIPTION

The OP27 precision operational amplifier combines the low offset and drift of the OP07 with both high speed and low noise. Offsets down to 25 μV and maximum drift of 0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ make the OP27 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise, $e_n = 3.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, at 10 Hz, a low 1/f noise corner frequency of 2.7 Hz, and high gain (1.8 million), allow accurate high-gain amplification of low-level signals. A gain-bandwidth product of 8 MHz and a 2.8 V/ μs slew rate provide excellent dynamic accuracy in high speed, data-acquisition systems.

A low input bias current of $\pm 10\text{ nA}$ is achieved by use of a bias current cancellation circuit. Over the military temperature range, this circuit typically holds I_B and I_{OS} to $\pm 20\text{ nA}$ and 15 nA, respectively.

The output stage has good load driving capability. A guaranteed swing of $\pm 10\text{ V}$ into 600 Ω and low output distortion make the OP27 an excellent choice for professional audio applications.

(Continued on Page 3)

PIN CONFIGURATIONS

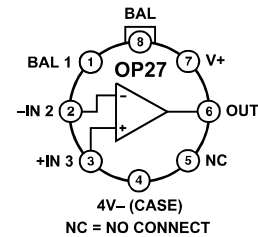


Figure 1. 8-Lead TO-99 (J-Suffix)

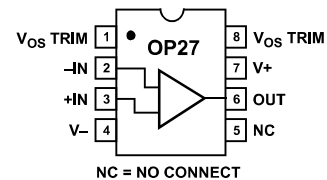


Figure 2. 8-Lead CERDIP - Glass Hermetic Seal (Z-Suffix), 8-Lead PDIP (P-Suffix), 8-Lead SO (S-Suffix)

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

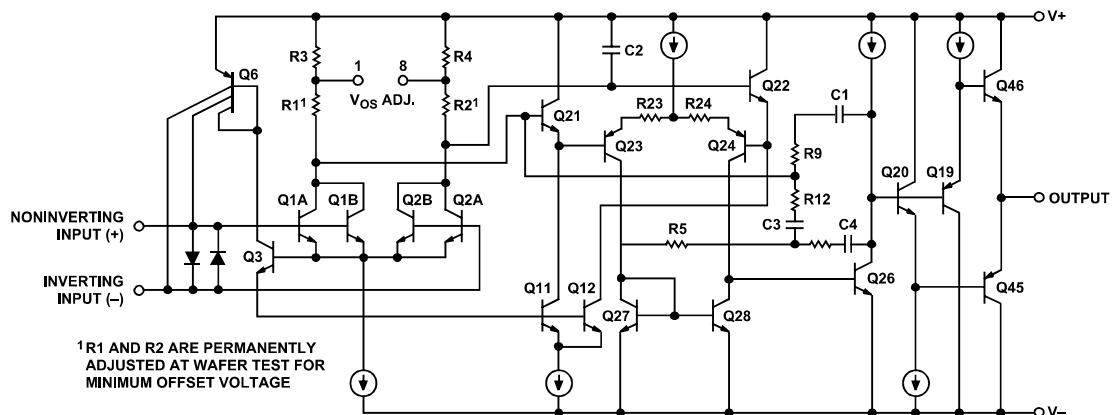


Figure 3.

Rev. F

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781.329.4700 www.analog.com
 Fax: 781.461.3113 ©2006 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Typical Performance Characteristics	8
General Description	1	Application Information.....	14
Pin Configurations	1	Offset Voltage Adjustment	14
Functional Block Diagram	1	Noise Measurements	14
Revision History	2	Unity-Gain Buffer Applications	14
Specifications.....	4	Comments On Noise	15
Electrical Characteristics	4	Audio Applications	16
Typical Electrical Characteristics	6	References.....	18
Absolute Maximum Ratings.....	7	Outline Dimensions	19
Thermal Resistance	7	Ordering Guide.....	20
ESD Caution.....	7		

REVISION HISTORY

5/06—Rev. E to Rev. F

Removed References to 745	Universal
Updated 741 to AD741	Universal
Changes to Ordering Guide	20

12/05—Rev. D to Rev. E

Edits to Figure 2	1
-------------------------	---

9/05—Rev. C to Rev. D

Updated Format.....	Universal
Changes to Table 1.....	4
Removed Die Characteristics Figure	5
Removed Wafer Test Limits Table	5
Changes to Table 5.....	7
Changes to Comments on Noise Section	15
Changes to Ordering Guide	24

1/03—Rev. B to Rev. C

Edits to Pin Connections.....	1
Edits to General Description.....	1
Edits to Die Characteristics.....	5
Edits to Absolute Maximum Ratings	7
Updated Outline Dimensions	16
Edits to Figure 8	14
Edits to Outline Dimensions.....	16

9/01—Rev. 0 to Rev. A

Edits to Ordering Information	1
Edits to Pin Connections.....	1
Edits to Absolute Maximum Ratings.....	2
Edits to Package Type	2
Edits to Electrical Characteristics	2, 3
Edits to Wafer Test Limits	4
Deleted Typical Electrical Characteristics.....	4
Edits to Burn-In Circuit Figure	7
Edits to Application Information	8

GENERAL DESCRIPTION

(Continued from Page 1)

PSRR and CMRR exceed 120 dB. These characteristics, coupled with long-term drift of 0.2 $\mu\text{V}/\text{month}$, allow the circuit designer to achieve performance levels previously attained only by discrete designs.

Low cost, high volume production of OP27 is achieved by using an on-chip Zener zap-trimming network. This reliable and stable offset trimming scheme has proven its effectiveness over many years of production history.

The OP27 provides excellent performance in low noise, high accuracy amplification of low level signals. Applications include stable integrators, precision summing amplifiers, precision voltage threshold detectors, comparators, and professional audio circuits such as tape heads and microphone preamplifiers.

The OP27 is a direct replacement for [OP06](#), [OP07](#), and [OP45](#) amplifiers; [AD741](#) types can be directly replaced by removing the nulling potentiometer of the [AD741](#).

OP27

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

Table 1.

Parameter	Symbol	Conditions	OP27A/E			OP27/G			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹	V_{OS}		10	25		30	100	μV	
LONG-TERM V_{OS} STABILITY ^{2, 3}	V_{OS}/Time		0.2	1.0		0.4	2.0	$\mu\text{V}/\text{M}_0$	
INPUT OFFSET CURRENT	I_{OS}		7	35		12	75	nA	
INPUT BIAS CURRENT	I_B		± 10	± 40		± 15	± 80	nA	
INPUT NOISE VOLTAGE ^{3, 4}	$e_{n\text{ p-p}}$	0.1 Hz to 10 Hz	0.08	0.18		0.09	0.25	$\mu\text{V p-p}$	
INPUT NOISE Voltage Density ³	e_n	$f_0 = 10\text{ Hz}$	3.5	5.5		3.8	8.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 30\text{ Hz}$	3.1	4.5		3.3	5.6	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 1000\text{ Hz}$	3.0	3.8		3.2	4.5	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
INPUT NOISE Current Density ³	i_n	$f_0 = 10\text{ Hz}$	1.7	4.0		1.7		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 30\text{ Hz}$	1.0	2.3		1.0		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 1000\text{ Hz}$	0.4	0.6		0.4	0.6	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
INPUT RESISTANCE Differential Mode ⁵ Common Mode	R_{IN}		1.3	6		0.7	4	$\text{M}\Omega$	
	R_{INCM}			3			2	$\text{G}\Omega$	
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		± 11.0	± 12.3		± 11.0	± 12.3	V	
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 11\text{ V}$	114	126		100	120	dB	
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_S = \pm 4\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		1	10		2	20	$\mu\text{V}/\text{V}$
LARGE SIGNAL VOLTAGE GAIN	A_{VO}	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	1000	1800		700	1500	V/mV	
		$R_L \geq 600\ \Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	800	1500		600	1500	V/mV	
OUTPUT VOLTAGE SWING	V_O	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 12.0	± 13.8		± 11.5	± 13.5	V	
		$R_L \geq 600\ \Omega$	± 10.0	± 11.5		± 10.0	± 11.5	V	
SLEW RATE ⁶	SR	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	1.7	2.8		1.7	2.8	$\text{V}/\mu\text{s}$	
GAIN BANDWIDTH PRODUCT ⁶	GBW		5.0	8.0		5.0	8.0	MHz	
OPEN-LOOP OUTPUT RESISTANCE	R_O	$V_O = 0$, $I_O = 0$		70			70	Ω	
POWER CONSUMPTION	P_d	V_O		90	140		100	170	mW
OFFSET ADJUSTMENT RANGE		$R_P = 10\text{ k}\Omega$		± 4.0			± 4.0	mV	

¹ Input offset voltage measurements are performed approximately 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed up.

² Long-term input offset voltage stability refers to the average trend line of V_{OS} vs. time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 days are typically $2.5\ \mu\text{V}$. Refer to the Typical Performance Characteristics section.

³ Sample tested.

⁴ See voltage noise test circuit (Figure 31).

⁵ Guaranteed by input bias current.

⁶ Guaranteed by design.

$V_s = \pm 15\text{ V}$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Symbol	Conditions	OP27A			Unit
			Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹	V_{OS}			30	60	μV
AVERAGE INPUT OFFSET DRIFT	TCV_{OS}^2 TCV_{OSn}^3			0.2	0.6	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
INPUT OFFSET CURRENT	I_{OS}			15	50	nA
INPUT BIAS CURRENT	IB			± 20	± 60	nA
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		± 10.3	± 11.5		V
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 10\text{ V}$	108	122		dB
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_s = \pm 4.5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		2	16	$\mu\text{V}/\text{V}$
LARGE SIGNAL VOLTAGE GAIN	A_{VO}	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	600	1200		V/mV
OUTPUT VOLTAGE SWING	V_O	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 11.5	± 13.5		V

¹ Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed up.

² The TCV_{OS} performance is within the specifications unnullled or when nullled with $R_P = 8\text{ k}\Omega$ to $20\text{ k}\Omega$. TCV_{OS} is 100% tested for A/E grades, sample tested for G grades.

³ Guaranteed by design.

$V_s = \pm 15\text{ V}$, $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ for OP27J, OP27Z, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ for OP27EP, and $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ for OP27GP, OP27GS, unless otherwise noted.

Table 3.

Parameter	Symbol	Conditions	OP27E			OP27G			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT ONSET VOLTAGE	V_{OS}			20	50		55	220	μV
AVERAGE INPUT OFFSET DRIFT	TCV_{OS}^1 TCV_{OSn}^2			0.2	0.6		0.4	1.8	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
INPUT OFFSET CURRENT	I_{OS}			10	50		20	135	nA
INPUT BIAS CURRENT	I_B			± 14	± 60		± 25	± 150	nA
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		± 10.5	± 11.8		± 10.5	± 11.8		V
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 10\text{ V}$	110	124		96	118		dB
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_s = \pm 4.5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		2	15		2	32	$\mu\text{V}/\text{V}$
LARGE SIGNAL VOLTAGE GAIN	A_{VO}	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	750	1500		450	1000		V/mV
OUTPUT VOLTAGE SWING	V_O	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 11.7	± 13.6		± 11.0	± 13.3		V

¹ The TCV_{OS} performance is within the specifications unnullled or when nullled with $R_P = 8\text{ k}\Omega$ to $20\text{ k}\Omega$. TCV_{OS} is 100% tested for A/E grades, sample tested for C/G grades.

² Guaranteed by design.

OP27

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

Table 4.

Parameter	Symbol	Conditions	OP27N Typical	Unit
AVERAGE INPUT OFFSET VOLTAGE DRIFT ¹	TCV _{OS} or TCV _{OSn}	Nulled or unnullled R _P = 8 k Ω to 20 k Ω	0.2	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AVERAGE INPUT OFFSET CURRENT DRIFT	TCI _{OS}		80	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
AVERAGE INPUT BIAS CURRENT DRIFT	TCI _B		100	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT NOISE VOLTAGE DENSITY	e _n	f _o = 10 Hz	3.5	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	e _n	f _o = 30 Hz	3.1	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	e _n	f _o = 1000 Hz	3.0	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT NOISE CURRENT DENSITY	i _n	f _o = 10 Hz	1.7	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	i _n	f _o = 30 Hz	1.0	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	i _n	f _o = 1000 Hz	0.4	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT NOISE VOLTAGE SLEW RATE	e _{np-p}	0.1 Hz to 10 Hz	0.08	$\mu\text{V p-p}$
	SR	R _L \geq 2 k Ω	2.8	V/ μs
GAIN BANDWIDTH PRODUCT	GBW		8	MHz

¹ Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 5.

Parameter	Rating
Supply Voltage	±22 V
Input Voltage ¹	±22 V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage ²	±0.7 V
Differential Input Current ²	±25 mA
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
OP27A (J, Z)	−55°C to +125°C
OP27E, (Z)	−25°C to +85°C
OP27E, (P)	0°C to 70°C
OP27G (P, S, J, Z)	−40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	300°C
Junction Temperature	−65°C to +150°C

¹ For supply voltages less than ±22 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

² The inputs of the OP27 are protected by back-to-back diodes. Current limiting resistors are not used in order to achieve low noise. If differential input voltage exceeds ±0.7 V, the input current should be limited to 25 mA.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

THERMAL RESISTANCE

θ_{JA} is specified for the worst-case conditions, that is, θ_{JA} is specified for device in socket for TO, CERDIP, and PDIP packages; θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SO package.

Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.

Table 6.

Package Type	θ_{JA}	θ_{JC}	Unit
TO-99 (J)	150	18	°C/W
8-Lead Hermetic DIP (Z)	148	16	°C/W
8-Lead Plastic DIP (P)	103	43	°C/W
8-Lead SO (S)	158	43	°C/W

ESD CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although this product features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



FEATURES

Enhanced Replacement for LF411 and TL081

AC PERFORMANCE

- Settles to $\pm 0.01\%$ in 1.0 μs
- 16 V/ μs min Slew Rate (AD711J)
- 3 MHz min Unity Gain Bandwidth (AD711J)

DC PERFORMANCE

- 0.25 mV max Offset Voltage: (AD711C)
- 3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max Drift: (AD711C)
- 200 V/mV min Open-Loop Gain (AD711K)
- 4 μV p-p max Noise, 0.1 Hz to 10 Hz (AD711C)
- Available in Plastic Mini-DIP, Plastic SOIC, Hermetic Cerdip, and Hermetic Metal Can Packages

MIL-STD-883B Parts Available

- Available in Tape and Reel in Accordance with EIA-481A Standard
- Surface Mount (SOIC)
- Dual Version: AD712

PRODUCT DESCRIPTION

The AD711 is a high speed, precision monolithic operational amplifier offering high performance at very modest prices. Its very low offset voltage and offset voltage drift are the results of advanced laser wafer trimming technology. These performance benefits allow the user to easily upgrade existing designs that use older precision BiFETs and, in many cases, bipolar op amps.

The superior ac and dc performance of this op amp makes it suitable for active filter applications. With a slew rate of 16 V/ μs and a settling time of 1 μs to $\pm 0.01\%$, the AD711 is ideal as a buffer for 12-bit D/A and A/D Converters and as a high-speed integrator. The settling time is unmatched by any similar IC amplifier.

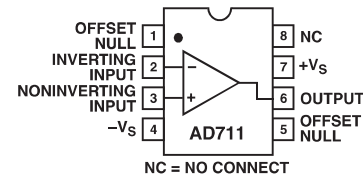
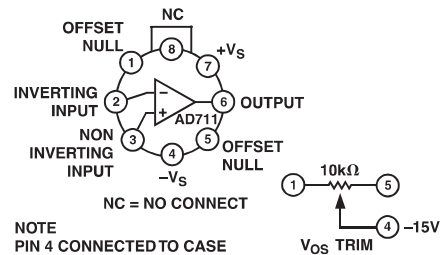
The combination of excellent noise performance and low input current also make the AD711 useful for photo diode preamps. Common-mode rejection of 88 dB and open loop gain of 400 V/mV ensure 12-bit performance even in high-speed unity gain buffer circuits.

The AD711 is pinned out in a standard op amp configuration and is available in seven performance grades. The AD711J and AD711K are rated over the commercial temperature range of 0°C to 70°C. The AD711A, AD711B and AD711C are rated over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The AD711S and AD711T are rated over the military temperature range of -40°C to +125°C and are available processed to MIL-STD-883B, REV. E.

REV. E

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

CONNECTION DIAGRAMS



Extended reliability PLUS screening is available, specified over the commercial and industrial temperature ranges. PLUS screening includes 168 hour burn-in, as well as other environmental and physical tests.

The AD711 is available in an 8-pin plastic mini-DIP, small outline, cerdip, TO-99 metal can, or in chip form.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD711 offers excellent overall performance at very competitive prices.
2. Analog Devices' advanced processing technology and 100% testing guarantee a low input offset voltage (0.25 mV max, C grade, 2 mV max, J grade). Input offset voltage is specified in the warmed-up condition. Analog Devices' laser wafer drift trimming process reduces input offset voltage drifts to 3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max on the AD711C.
3. Along with precision dc performance, the AD711 offers excellent dynamic response. It settles to $\pm 0.01\%$ in 1 μs and has a 100% tested minimum slew rate of 16 V/ μs . Thus this device is ideal for applications such as DAC and ADC buffers which require a combination of superior ac and dc performance.
4. The AD711 has a guaranteed and tested maximum voltage noise of 4 μV p-p, 0.1 to 10 Hz (AD711C).
5. Analog Devices' well-matched, ion-implanted JFETs ensure a guaranteed input bias current (at either input) of 25 pA max (AD711C) and an input offset current of 10 pA max (AD711C). Both input bias current and input offset current are guaranteed in the warmed-up condition.

AD711—SPECIFICATIONS ($V_S = \pm 15\text{ V}$ @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Parameter	J/A/S			K/B/T			C			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹										
Initial Offset		0.3	2/1/1		0.2	0.5		0.10	0.25	mV
T_{MIN} to T_{MAX}			3/2/2			1.0			0.45	mV
vs. Temp		7	20/20/20		5	10		2	5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs. Supply	76	95		80	100		86	110		dB
T_{MIN} to T_{MAX}	76/76/76			80			86			dB
Long-Term Stability		15			15			15		$\mu\text{V}/\text{Month}$
INPUT BIAS CURRENT ²										
$V_{\text{CM}} = 0\text{ V}$		15	50		15	50		15	25	pA
$V_{\text{CM}} = 0\text{ V}$ @ T_{MAX}			1.1/3.2/51			1.1/3.2/51			1.6	nA
$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$		20	100		20	100		20	50	pA
INPUT OFFSET CURRENT										
$V_{\text{CM}} = 0\text{ V}$		10	25		5	25		5	10	pA
$V_{\text{CM}} = 0\text{ V}$ @ T_{MAX}			0.6/1.6/26			0.6/1.6/26			0.65	nA
FREQUENCY RESPONSE										
Small Signal Bandwidth	3.0	4.0		3.4	4.0		3.4	4.0		MHz
Full Power Response		200			200			200		kHz
Slew Rate	16	20		18	20		18	20		V/ μs
Settling Time to 0.01%		1.0	1.2		1.0	1.2		1.0	1.2	μs
Total Harmonic Distortion		0.0003			0.0003			0.0003		%
INPUT IMPEDANCE										
Differential		$3 \times 10^{12} \parallel 5.5$			$3 \times 10^{12} \parallel 5.5$			$3 \times 10^{12} \parallel 5.5$		$\Omega \parallel \text{pF}$
Common Mode		$3 \times 10^{12} \parallel 5.5$			$3 \times 10^{12} \parallel 5.5$			$3 \times 10^{12} \parallel 5.5$		$\Omega \parallel \text{pF}$
INPUT VOLTAGE RANGE										
Differential ³		± 20			± 20			± 20		V
Common-Mode Voltage ⁴		$+14.5, -11.5$			$+14.5, -11.5$			$+14.5, -11.5$		V
T_{MIN} to T_{MAX}	$-V_S + 4$		$+V_S - 2$	$-V_S + 4$		$+V_S - 2$	$-V_S + 4$		$+V_S - 2$	V
Common-Mode Rejection Ratio										dB
$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	76	88		80	88		86	94		dB
T_{MIN} to T_{MAX}	76/76/76	84		80	84		86	90		dB
$V_{\text{CM}} = \pm 11\text{ V}$	70	84		76	84		76	90		dB
T_{MIN} to T_{MAX}	70/70/70	80		74	80		74	84		dB
INPUT VOLTAGE NOISE										
		2			2			2	4	$\mu\text{V p-p}$
		45			45			45		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		22			22			22		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		18			18			18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		16			16			16		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT CURRENT NOISE		0.01			0.01			0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
OPEN-LOOP GAIN	150	400		200	400		200	400		V/mV
	100/100/100			100			100			V/mV
OUTPUT CHARACTERISTICS										
Voltage	$+13, -12.5$	$+13.9, -13.3$		$+13, -12.5$	$+13.9, -13.3$		$+13, -12.5$	$+13.9, -13.3$		V
Current	$\pm 12/\pm 12/\pm 12$	$+13.8, -13.1$		± 12	$+13.8, -13.1$		± 12	$+13.8, -13.1$		V
		25			25			25		mA
POWER SUPPLY										
Rated Performance		± 15			± 15			± 15		V
Operating Range	± 4.5		± 18	± 4.5		± 18	± 4.5		± 18	V
Quiescent Current		2.5	3.4		2.5	3.0		2.5	2.8	mA

NOTES

¹Input Offset Voltage specifications are guaranteed after 5 minutes of operation at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

²Bias Current specifications are guaranteed maximum at either input after 5 minutes of operation at $T_A = 25^\circ\text{C}$. For higher temperatures, the current doubles every 10°C .

³Defined as voltage between inputs, such that neither exceeds $\pm 10\text{ V}$ from ground.

⁴Typically exceeding -14.1 V negative common-mode voltage on either input results in an output phase reversal.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation ²	500 mW
Input Voltage ³	±18 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage	+V _S and -V _S
Storage Temperature Range (Q, H)	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range (N)	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD711J/K	0°C to +70°C
AD711A/B/C	-40°C to +85°C
AD711S/T	-55°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	300°C

NOTES

¹Stresses above those listed under “Absolute Maximum Ratings” may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Thermal Characteristics:

8-Pin Plastic Package:	$\theta_{JC} = 33^{\circ}\text{C}/\text{Watt}; \theta_{JA} = 100^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$
8-Pin Cerdip Package:	$\theta_{JC} = 22^{\circ}\text{C}/\text{Watt}; \theta_{JA} = 110^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$
8-Pin Metal Can Package:	$\theta_{JC} = 65^{\circ}\text{C}/\text{Watt}; \theta_{JA} = 150^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$
8-Pin SOIC Package:	$\theta_{JC} = 43^{\circ}\text{C}/\text{Watt}; \theta_{JA} = 160^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$

³For supply voltages less than ±18 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option*
*AD711AH	-40°C to +85°C	8-Pin Metal Can	H-08A
AD711AQ	-40°C to +85°C	8-Pin Ceramic DIP	Q-8
*AD711BQ	-40°C to +85°C	8-Pin Ceramic DIP	Q-8
*AD711CH	-40°C to +85°C	8-Pin Metal Can	H-08A
AD711JN	0°C to 70°C	8-Pin Plastic DIP	N-8
AD711JR	0°C to 70°C	8-Pin Plastic SOIC	RN-8
AD711JR-REEL	0°C to 70°C	8-Pin Plastic SOIC	RN-8
AD711JR-REEL7	0°C to 70°C	8-Pin Plastic SOIC	RN-8
AD711KN	0°C to 70°C	8-Pin Plastic DIP	N-8
AD711KR	0°C to 70°C	8-Pin Plastic SOIC	RN-8
AD711KR-REEL	0°C to 70°C	8-Pin Plastic SOIC	RN-8
AD711KR-REEL7	0°C to 70°C	8-Pin Plastic SOIC	RN-8
*AD711SQ/883B	-55°C to +125°C	8-Pin Ceramic DIP	Q-8
*AD711TQ/883B	-55°C to +125°C	8-Pin Ceramic DIP	Q-8

*Not for new design, obsolete April 2002

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD711 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high-energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



Résumé

L'étude du bruit constitue un axe de recherche très fertile, effectuer des études dans ce domaine nécessite l'utilisation d'un matériel électronique très poussé ainsi que d'autres outils qui nous permettent d'obtenir des résultats et des explications physique pour chaque type de bruit.

Après avoir donné des généralités sur le bruit, nous avons procédé à une réalisation du circuit d'amplification. Avec le langage de programmation graphique Labview on a réalisé un analyseur de spectre virtuel pour pouvoir faire les différents traitements sur le signal acquis.

Mots clés : Bruit, amplification, densité spectrale de puissance.