

Résumé

Dans ce travail, nous avons essayé d'apporter une solution matérielle aux problèmes d'acquisition des signaux de courant et de tension souvent utilisés dans les systèmes de commande.

Ces deux signaux souvent bruités et ne peuvent pas être exploités directement par la commande d'où la nécessité d'un bloc de filtrage.

Concernant l'extraction de fondamental, le problème est plus délicat car les fréquences des signaux peuvent être variables. Le choix de la fréquence de coupure du filtre est donc étroitement lié à la fréquence de fonctionnement de système. Un filtrage avec une fréquence de coupure programmable est alors indispensable pour l'extraction des fondamentaux. Nous avons proposé une solution basée sur un filtre universel à capacité commutée MF10.

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOU D MAMMARI DE TIZI OUZOU

Faculté de génie électrique et d'informatique



MEMMOIRE

De fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme Master Académique en électrotechnique

Option : Machines électriques

Thème

Etude et réalisation des capteurs de tension
et de courant à effet Hall

Encadré par : Mr H. Sediki

Réalisé par :

Mr Goudjil Hamid

Mr Chabane Amirouche

Année 2010-2011

Le travail présenté dans ce manuscrit a été réalisé aux laboratoires de Génie Electrique de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou.

Tout d'abord, nous tenons à remercier la direction de la faculté de génie électrique et l'ensemble des personnels pour nous avoir permis de travailler dans d'excellentes conditions.

Ensuite, nous voudrions remercier tous les membres du jury.

Nous remercions toutes les personnes qui font la vie du labo et que nous avons le plaisir de côtoyer dans une ambiance conviviale pendant toute la durée des travaux, plus particulièrement à Mlle. ARRAB. Nous pensons aussi en particulier à nos amis de la promotion de 2^{ème} année Master académique spécialité machines électriques. Nous espérons que nous resterons en contact.

Nos remerciements se tournent maintenant à notre Dieu et à toute nos familles qui nous ont toujours soutenu et encouragé du mieux qu'elles pouvaient même si c'était à distance. Ce mémoire est un peu le leur.

CHABANE AMIROUCHE

GOUDJIL HAMID



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

- ✓ *Mes parents qui ont fais de moi se que je suis aujourd'hui*
- ✓ *Mes frères et sœurs*
- ✓ *Tous mes amis*
- ✓ *Mes cousins*
- ✓ *Tous ceux qui me connaissent*

Goudjil Hamid



Dédicace



Je dédie ce travail à

- ✓ *Mes parents qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui*
- ✓ *Mes frères et sœurs*
- ✓ *Tous mes amis*
- ✓ *Mes cousins*
- ✓ *Tous ceux qui me connaissent*

Enfin, un très grand merci à la très cher personne qui est derrière mon arriuer jusque-là dans mes études, ma Mère.

Chabane Amirouche

CHAPITRE I ETAT DE L'ART DES CAPTEURS

I.1 Capteurs de courant traditionnels.....	2
I.1.1 Shunt	2
I.1.2 Transformateur de courant.....	2
I.1.3 Capteur de courant à bobine de Rogowski.....	3
I.2 Capteurs de courant par mesure de champ magnétique.....	4
I.2.1 Capteur de courant sans utilisation de concentrateur de flux magnétique	4
I.2.2 Capteur de courant utilisant des concentrateurs de flux magnétique.....	4
I.3 Principe d'effet Hall	5
I.4 Capteur de courant à effet Hall en boucle ouverte.....	7
I.5 Capteur de courant à effet Hall en boucle fermée.....	8
I.6 Capteur de tension à effet Hall	10
I.7 Conclusion.....	11

CHAPITRE II ETUDE ANALYTIQUE DES FILTRES ACTIFS

II.1 Définition mathématique de filtre	12
II.2 L'alimentation symétrique	13
II.3 Les amplificateurs opérationnels	16
II.4 Les filtres actifs	16
II.4.1 Filtres actifs de premier ordre	17
II.4.1.1 Filtre passe haut de 1^{er} ordre.....	17
II.4.1.2 Filtre passe-bas de 1^{er} ordre.....	18
II.4.2 Filtre actifs de 2^{ème} ordre	20
II.4.2.1 La fonction passe haut.....	20
II.4.2.2 La fonction passe bande.....	21
II.4.2.3 La fonction passe bas.....	22
II.5 Filtre à capacités commutées.....	23
II.5.1 Principe	23
II.5.2 Calcul des fonctions de transfert.....	27

II.6 Cas de filtre de 4 ^{ème} ordre	29
II.7 Conclusion.....	29
CHAPITRE III Réalisation macroscopique des capteurs à d'effet Hall	
III.1 Position de problème.....	30
III.1.1 Cahier des charges.....	30
III.1.2 Performances exigées.....	30
III.2 Mise en œuvre d'une sonde LEM ref (LA 55-P).....	31
III.3 Mise en œuvre d'une sonde LEM ref (LV25-P)	32
III.4 Mise en œuvre de filtre de Butterworth 5 ^{ème} ordre.....	33
III.5 Mise en œuvre de filtre de Butterworth 4 ^{ème} ordre	35
III.6 Mise en œuvre de l'amplificateur TL081.....	38
III.7 Mise en œuvre du circuit d'horloge.....	38
III.8 Réalisation de circuit imprimé.....	39
III.8.1 Création du schéma sous protel.....	40
III.8.2 Création de la carte PCb	42
III.8.3 Importation des composants vers la carte.....	44
III.8.4 Le Routage.....	44
III.8.5 La masse.....	45
III.8.6 Impression de la carte	45
III.9 Résultats expérimentaux.....	47
III.9.1 Calibration de capteur de courant.....	47
III.9.2 Calibration de capteur de tension.....	48
III.9.3 Extraction du fondamental.....	50
III.9.3.1 Choix de la fréquence de coupure.....	50
III.9.3.2 Un essai expérimental pour l'extraction de fondamental.....	51
III.10 Conclusion	53
IV Conclusion générale.....	54

GLOSSAIRE

Bande passante

La bande passante est l'intervalle de fréquences pour lesquelles l'amplitude de signal reste inchangée.

Erreur de mesure

L'erreur de mesure (ou imprécision de mesure) est la différence entre la valeur théorique réelle (vraie) et la valeur mesurée (ou calculée).

Gamme de mesure

La gamme de mesure d'un capteur constitue le domaine de variation possible de la grandeur à mesurer tout respectant les spécifications du capteur. Elle est définie par les deux valeurs extrêmes minimales et maximales que peut mesurer le capteur.

Isolation galvanique

L'isolation galvanique représente l'absence de circulation de courant entre deux circuits. Dans notre cas, il s'agit d'une absence de connexion entre le conducteur portant le courant à mesurer et le circuit permettant la mesure de champ magnétique.

Offset

L'offset ou tension d'offset représente la tension fournie par un capteur de champ magnétique lorsqu'il est placé dans un champ nul.

Précision

La précision d'un capteur est le pourcentage d'erreur de son signal de sortie par rapport à la vraie valeur.

Robustesse

Un capteur est robuste s'il maintient ses performances quelque soient les changements des conditions de son fonctionnement.

Sensibilité ou gain

La sensibilité exprime la variation du signal de sortie d'un capteur en fonction de la variation du signal d'entrée. Dans le cas où la valeur d'entrée est de même nature que la valeur de sortie, la sensibilité est appelée gain.

Effet Hall

Différence de potentiel apparaissant entre les côtés d'une plaquette conductrice dans laquelle circule un courant, lorsqu'elle est exposée à un champ magnétique.

La mesure de courant est un domaine clé car cette fonction est à la base des appareillages de protection, de commande et de contrôle industriel. Aussi La commande des machines électriques supposent souvent l'acquisition des grandeurs électriques telles que le courant/ tension (continu ou alternatif).

Etant donné l'importance de la qualité de ces deux derniers et la précision de leurs mesures sur la stabilité et la performance des systèmes, l'information délivrée par l'opération de mesure doit être protégé contre l'altération des phénomènes parasites, donc il est recommandé d'utilisé des capteurs de bonne sensibilité.

L'enjeu de ce mémoire n'est pas comme on pourrait l'imaginer à première vue, de développer une instrumentation magnétique sophistiquée et extrêmement précise associée à un conducteur traversée par un courant dans l'objectif de le mesurer. Il s'agit en fait de développer un capteur de courant/tension d'une précision raisonnable basé sur une mesure de champ très peu sensible aux perturbations électromagnétiques extérieures.

Le premier chapitre illustre les différents principes de mesure de courant allant des capteurs traditionnels (les shunts, les transformateurs et les bobines de Rogowski) jusqu'au capteur de courant basé sur la mesure de champ magnétique. Nous présenterons également la technologie à effet hall qui a été retenue pour notre travail.

Le deuxième chapitre parle de la partie filtrage. Nous allons analyser l'effet de l'ordre de filtre sur le signal de mesure. Cette étude théorique va nous permettre de choisir la structure et l'ordre de filtre qui nous semble la plus pertinente pour notre application.

En fin, dans le dernier chapitre, nous aborderons la validation expérimentale de ces travaux. Il s'agira de mettre en œuvre et de tester les solutions retenues au chapitre I et au chapitre II.

Le mémoire se termine par des conclusions et perspectives.

Ce chapitre propose une introduction à la mesure de courant et en particulier à la mesure de courant par effet hall. Nous nous efforcerons donc tout au long de ce chapitre d'analyser les différentes technologies de mesure de courant, en fonction de leurs difficultés d'intégration et de leurs performances (précision, mesure de courant alternatif et continu, isolation galvanique, ...).

Les différentes technologies de mesure de courant peuvent être classées en deux grandes catégories : la mesure de courant traditionnelle (à l'aide d'un shunt, d'un transformateur ou d'une bobine de Rogowski) et la mesure de courant par détection du champ magnétique. Nous présenterons les deux catégories, leurs avantages et inconvénients.

I.1 Capteurs de courant traditionnels :

Parmi les capteurs de courant traditionnels nous connaissons les shunts, les transformateurs de courant et les bobines de Rogowski. Dans cette partie, nous allons décrire leurs principes de fonctionnement ainsi que leurs avantages et leurs limites d'utilisation.

I.1.1 Shunt :

La mesure du courant à l'aide d'un shunt est une méthode très classique. En branchant un voltmètre en parallèle sur un shunt, nous pouvons mesurer la chute de tension créée par celui-ci, et par suite calculer l'intensité du courant en utilisant la loi d'Ohm.

En général, une mesure de courant au moyen d'un shunt classique constitue une bonne solution. Les principales limitations de la mesure de courant souvent rencontrées sont les suivantes : pertes Joules et mauvaise isolation galvanique. Les pertes Joules augmentent proportionnellement au carré de l'intensité du courant, ce qui entraîne des problèmes de refroidissement pour le cas de mesure des courants élevés.

I.1.2 Transformateur de courant :

Le transformateur de courant traditionnel comprend des bobines primaires et secondaires enroulées sur un circuit magnétique. Il délivre un courant au secondaire proportionnel au courant primaire. Le secondaire du transformateur est isolé galvaniquement du primaire.

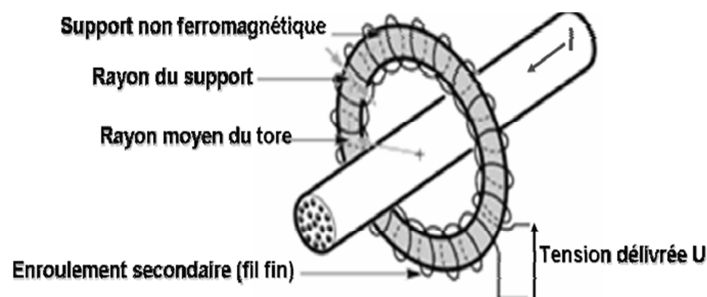
Les transformateurs de courant sont robustes et assurent une bonne isolation galvanique.

Toutefois, leur utilisation est limitée dans certains cas à cause des phénomènes de saturation et d'hystérésis qu'ils présentent. Un transformateur de courant saturé délivre un signal qui n'est plus sinusoïdal et sa précision ne peut plus être garantie. De plus, les problèmes de pertes thermiques

sont parfois non négligeables, surtout à fréquence élevée. Un autre inconvénient des transformateurs de courant, ils sont inutilisables si l'on désire mesurer des courants continus.

I.1.3 Capteur de courant à bobine de Rogowski :

Les capteurs de courant à bobine de Rogowski sont des capteurs de courants alternatifs ne possédant pas de circuit magnétique. Ils sont constitués généralement d'enroulements primaire et secondaire, d'un support de bobinage secondaire formé par un matériau non ferromagnétique et d'un blindage magnétique. Ce dernier a pour rôle de protéger le capteur des perturbations magnétiques extérieures au capteur.



FigI-1 Bobine de Rogowski [4]

Ces capteurs ne possèdent pas de noyau magnétique, ils ne sont donc pas soumis aux phénomènes de saturation ou d'aimantation rémanente, ce qui leur confère une excellente linéarité dans une large plage de courant et une immunité vis-à-vis des chocs magnétiques. En revanche, ils ne permettent pas la mesure de courants continus et ils ont une taille et un coût de fabrication élevés en comparaison aux autres capteurs de courant.

Conclusion :

Nous avons vu qu'un shunt présente l'intérêt de pouvoir mesurer des courants continus et alternatifs avec une bonne précision. Cependant, son utilisation a été souvent limitée à cause des pertes Joules et de la mauvaise isolation galvanique.

Les transformateurs de courant et les capteurs de courant à bobine de Rogowski présentent quant à eux une bonne isolation galvanique mais ils sont dans l'impossibilité d'assurer une mesure de courant continu.

I.2 Capteurs de courant par mesure de champ magnétique :

Ces capteurs de courant permettent la mesure des courants alternatifs et continus. De plus, ils assurent une bonne isolation galvanique. Il existe ceux qui utilisent des concentrateurs de flux magnétique et d'autres non.

I.2.1 Capteur de courant sans utilisation de concentrateur de flux magnétique :

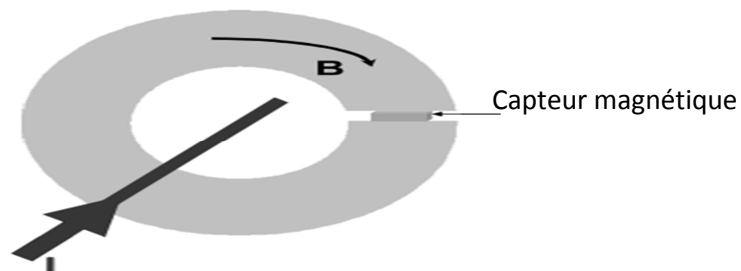
Ces capteurs de courant sont formés uniquement par les conducteurs traversés par les courants à mesurer et par les capteurs de champ magnétique. Ces structures peuvent être d'une grande simplicité (un simple capteur au voisinage d'un conducteur), par contre leur inconvénient principal est qu'ils sont excessivement sensibles aux champs magnétiques perturbateurs puisque le champ utile n'est pas maximisé.

Conclusion :

Les solutions mettant en œuvre des capteurs de courant basées sur la mesure de champ magnétique sans concentrateur de flux sont encore très rares. La principale difficulté est la grande influence des perturbations extérieures qui peut rendre la mesure difficile.

I.2.2 Capteur de courant utilisant des concentrateurs de flux magnétique:

Ces capteurs de courant sont composés d'un circuit ferromagnétique positionné autour d'un conducteur porteur du courant à mesurer et d'un capteur magnétique, le plus souvent un capteur magnétique à effet de Hall.



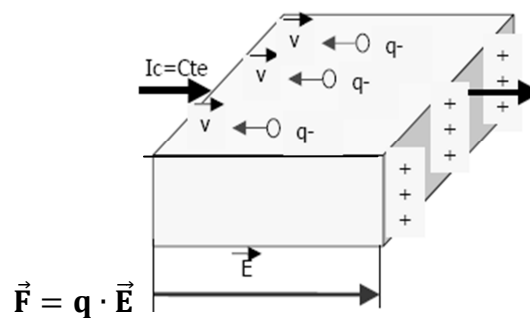
FigI-2 Sonde de capteur de courant

L'objectif du circuit est d'augmenter l'induction générée par le courant à mesurer. Le capteur est placé dans l'entrefer du circuit magnétique et fournit une tension proportionnelle au champ magnétique qui est généré par le courant à mesurer. Cette tension délivrée par le capteur magnétique sera traitée et amplifiée avant d'être fournie en sortie du capteur de courant.

I.3 Principe d'effet Hall :

Un matériau, généralement semi-conducteur et sous forme de plaquette, il est parcouru par un courant et il est soumis à une induction magnétique faisant un angle θ (généralement égale à $\frac{\pi}{2}$) avec le courant. Il apparait dans une direction perpendiculaire à l'induction et au courant une tension VH.

Un conducteur parcouru par un courant constant crée un champ électrique \vec{E} qui met en mouvement les électrons libres du solide. Il en résulte une force électrostatique \vec{F} (figure I-3).

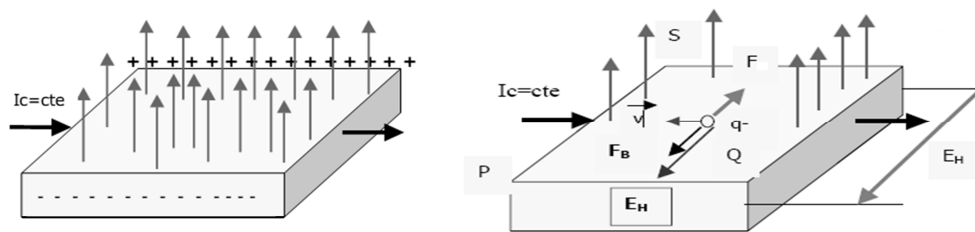


FigI-3

Une charge q animée d'une vitesse \vec{v} , placée dans un champ d'induction magnétique \vec{B} est soumise à la force de Lorentz-Laplace \vec{F}_B .

$$\vec{F}_B = q \cdot (\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (I.1)$$

Sous l'effet de la force \vec{F}_B les électrons s'accablent sur la face latérale, laissant sur la face opposée une charge égale et de signe contraire due aux atomes ionisés. Ces charges créent un champ électrique \vec{E}_H appelé champ de Hall qui exerce à son tour une force qui s'oppose à celle de Laplace. On finit par atteindre un régime stationnaire lorsque les deux forces s'équilibrent (FigI-4).



FigI-4

En régime stationnaire :

$$\vec{F}_B = \vec{F} \quad (\text{I.2})$$

Alors

$$q \cdot \vec{E}_H = q \cdot (\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (\text{I.3})$$

Donc

$$\vec{E}_H = (\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (\text{I.4})$$

Le champ électrique qui règne alors entre les électrodes transversales explique la différence de potentiel V_H qui existe entre elles.

Et comme le champ électrique est dérivé de potentiel par définition :

$$E_H = -\frac{dU_H}{dx} = -\frac{V_H}{L} \quad (\text{I.5})$$

avec L est la longueur transversale du conducteur

On a

$$\vec{v} = \frac{\vec{j}}{n \cdot q} = \frac{\vec{I}_c}{n \cdot q \cdot L \cdot d} \quad (\text{I.6})$$

Ce qui donne :

$$\vec{V}_H = L \cdot (\vec{v} \wedge \vec{B}) = \frac{1}{n \cdot q \cdot d} \cdot (\vec{I}_c \wedge \vec{B}) \quad (\text{I.7})$$

En pratique, \vec{I}_c et \vec{B} sont perpendiculaires, alors on peut écrire :

$$V_H = K_H \cdot I_c \cdot B \quad (\text{I.8})$$

K_H dépend des dimensions du matériau et de la température.

d épaisseur de la cellule de Hall

En l'absence de champ externe, la cellule possède un signal d'offset d'où :

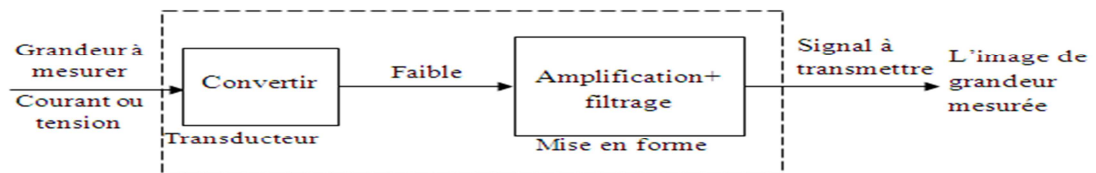
$$V_H = K_H \cdot I_c \cdot B + V_{oH} \quad (I.9)$$

V_{oH} l'offset due à l'induction rémanente

Ainsi, si on injecte un courant I_c connu, on récupère une tension V_H proportionnelle à B , que B soit continu ou alternatif ce qui est un grand avantage par rapport aux autres capteurs.

Aussi, si on applique une induction magnétique B connue fixe, V_H est directement proportionnelle à I_c .

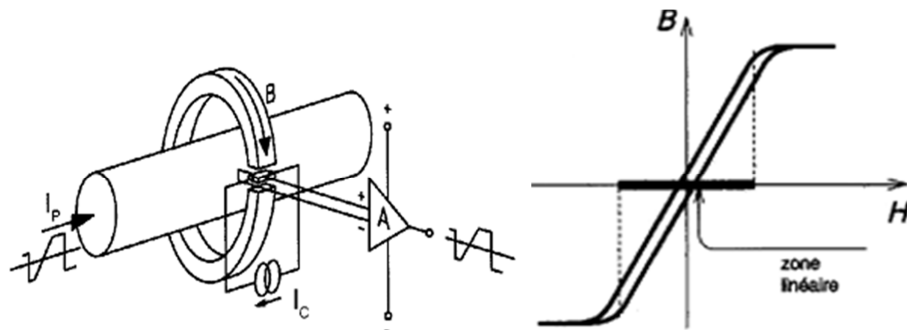
La structure fonctionnelle d'un capteur est donnée par la figure I.5.



FigI-5 Structure fonctionnelle de capteur

I.4 Capteur de courant à effet Hall en boucle ouverte :

Le courant de commande I_c est fourni par une source de courant constant intégrée au capteur. L'induction magnétique B nécessaire à l'apparition de la tension de Hall est générée par le courant primaire I_p à mesurer [1].



FigI-6 Capteur de courant en boucle ouverte

Les capteurs à effet Hall en boucle ouverte sont capables de mesurer des formes d'ondes de courants continus, alternatifs et complexes. Ils se distinguent par leur faible consommation d'énergie, une taille et un poids réduits.

L'utilisation de circuit magnétique offre plusieurs avantages, à savoir la concentration du champ sur la cellule Hall, l'amplification de l'amplitude du champ, la protection contre les perturbations magnétiques externes et surtout, il assure une isolation galvanique entre les deux circuits (circuit de mesure et le circuit de puissance).

Dans la zone linéaire de cycle d'hystérésis, l'induction B est proportionnelle au courant primaire I_p tel qu'en appliquant la loi d'Hopkinson au niveau de circuit magnétique, on aura :

$$N_p \cdot I_p = \mathfrak{R} \cdot B \cdot s \Rightarrow B = \frac{N_p}{\mathfrak{R} \cdot s} \cdot I_p \quad (\text{I.10})$$

$$B = a \cdot I_p \quad (\text{I.11})$$

Donc
$$V_H = \lambda \cdot I_p \quad (\text{I.12})$$

$$\text{Avec } \lambda = K_H \cdot I_c \cdot a$$

Les capteurs à effet Hall en boucle ouverte présentent l'inconvénient d'avoir une bande passante et un temps de réponse relativement modestes. Ajouté à cela, le capteur doit fonctionner dans la zone linéaire de l'hystérésis afin d'avoir une bonne précision (B=f(H) doit être une fonction linéaire). Certes, un entrefer d'important linéarise le cycle d'hystérésis et réduit notablement la tension d'offset liée à l'induction rémanente B_r du circuit magnétique. Mais l'entrefer augmente les risques de fuite magnétique, pouvant perturber la tension de Hall.

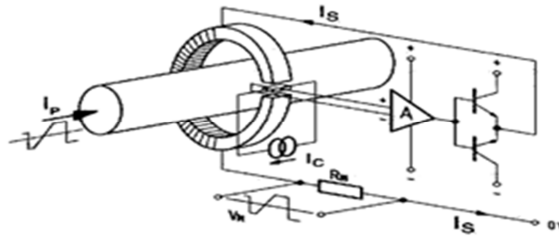
1.5 Capteur de courant à effet Hall en boucle fermée :

Les non-linéarités et les phénomènes d'hystérésis empêchent d'obtenir une mesure très précise dans une large gamme d'intensité. Aussi le montage de capteur en boucle ouverte est-il modifié FigI-7, un système de contre réaction impose au transformateur de fonctionner à flux nul (Compensation des ampères tours).

$$N_p \cdot I_p = N_s \cdot I_s \quad (\text{I.13})$$

Ce capteur présente des avantages :

- L'isolation galvanique entre la mesure et le circuit
- La bande passante est relativement large



FigI-7 Capteur de courant en boucle fermée

$$I_s = m \cdot I_p \quad (\text{I.14})$$

avec $m = \frac{N_p}{N_s}$ est le rapport de transformation

Le rapport de transformation m dépend de nombre de spires de l'enroulement secondaire par rapport au nombre de passage du circuit primaire. Ce rapport est généralement égal à 1000 ou 2000.

La tension V_H issue de générateur de Hall est faible. Elle est ensuite amplifiée à l'aide d'un amplificateur qui a un très grand gain en tension. Cet amplificateur débite un courant I_s à travers l'enroulement secondaire (N_s spires) dit de compensation ; ce dernier va créer un champ H_s égal à H_p tel que le flux résultant dans le circuit magnétique soit nul, d'où le nom, capteur de courant à flux nul.

D'après la loi d'Ampère, on a :

$$N_p \cdot I_p - N_s \cdot I_s = \mathfrak{R} \cdot B \cdot s \quad (\text{I.15})$$

$$B = \frac{N_p \cdot I_p - N_s \cdot I_s}{\mathfrak{R} \cdot s} \quad (\text{I.16})$$

$$\text{Avec } \mathfrak{R} \simeq \mathfrak{R}_{\text{entrfer}} = \frac{d}{\mu_0 \cdot s}$$

$$V_H = \frac{K_H \cdot I_C \cdot \mu_0}{d} \cdot (N_p \cdot I_p - N_s \cdot I_s) \quad (\text{I.17})$$

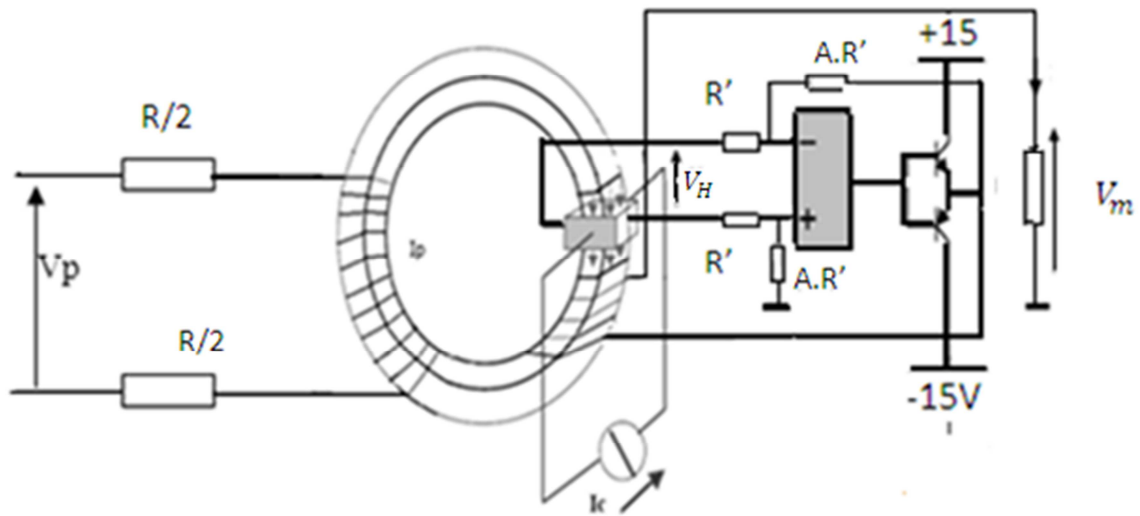
La résistance de mesure R_m qui se trouve en série avec l'enroulement secondaire est utilisée pour récolter une tension qui est l'image du courant primaire.

$$V_m = R_m \cdot I_s = R_m \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot I_p \quad (I.18)$$

Ce qui nous permet de dire que la forme de signal récolter est celui de courant primaire à un facteur d'échelle près.

I.6 Capteur de tension à effet Hall :

Les capteurs de tension à effet hall reposent sur les mêmes principes que leurs homologues capteurs de courant sauf que là, on a une tension à l'entrée de capteur qu'on peut transformer en courant en insérant une résistance R (sauvant une combinaison de deux résistances égales ' $R/2$ ') en série avec l'enroulement primaire de capteur. Ces deux résistances limitent le courant primaire à mesurer.



FigI-8 Capteur de tension en boucle fermée

I.7 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'avoir un aperçu global sur les types des capteurs de courant qui peuvent être utilisés pour la mesure de courant-tension. En effet, le choix d'un capteur à effet hall n'est pas au hasard mais car ce dernier est mieux adapté au cahier des charges et ils étaient disponible avant même le début des travaux.

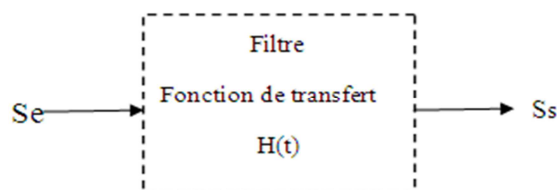
Dans le chapitre suivant, nous allons revenir sur la partie filtrage, leurs différentes structures. Nous allons essayer de les comparer entre elles à partir de calculs analytiques simples en prenant compte des exigences du cahier des charges.

Au sens habituel de terme, un filtre de fréquence est un organe qui laisse passer sans affaiblissement d'amplitude des signaux dont la fréquence appartient à une bande de fréquences donnée (bande passante) et qui affaiblit les amplitudes des signaux dont la fréquence est située hors de cette bande.

Au paravent des résistances, des condensateurs et des inductances sont combinés pour réaliser les filtres actifs. L'arrivée des étages amplificateurs et plus particulièrement des amplificateurs opérationnels (OP) a permis de mettre au point une nouvelle catégorie de circuits et de filtres. Ces filtres sont appelés filtres actifs car les cellules de filtrage (RC) sont montées conjointement à un étage amplificateur.

II.1 Définition mathématique de filtre :

Au sens mathématique du terme, un filtre est un système linéaire invariant dans le temps que l'on peut symboliser comme suit :



FigII-1

$$S_s(t) = S_e(t) * H(t) \tag{II.1}$$

L'application du théorème de PLANCHEREL permet de transformer le produit de convolution * en produit ordinaire des deux fonctions dans le domaine de Laplace.

$$S_s(p) = S_e(p) \cdot H(p) \tag{II.2}$$

avec $H(p)$ est la fonction de transfert en p de filtre

Le filtre doit remplir certaines conditions, tel que :

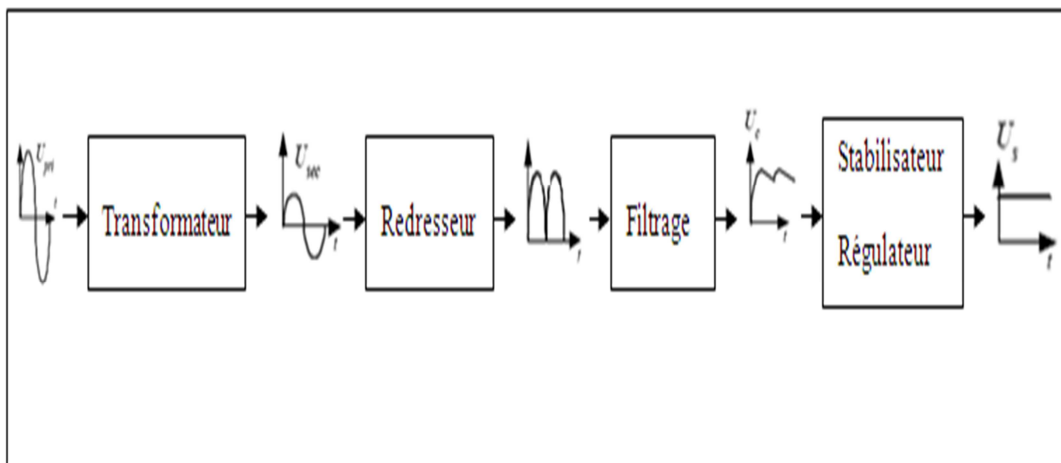
- Affaiblissement aussi brutal que possible pour les fréquences au-delà de la fréquence de coupure.
- Une réponse impulsionnelle aussi carrée que possible

- Peu de distorsion d'amplitude et de phase dans la bande passante

En pratique le filtre a besoin d'une alimentation symétrique sous très basse tension de ± 5 et les deux capteurs ont aussi besoin d'une tension continue $\pm 15V$.

II.2 L'alimentation symétrique :

L'alimentation transforme les caractéristiques de l'énergie livrée par le réseau pour les adapter aux conditions de l'alimentation d'un objet technique.



FigII-2 : Schéma fonctionnel d'une alimentation symétrique.

Un transformateur d'alimentation se choisit en fonction de sa ou ses tensions secondaires en V_{eff} et de sa puissance apparente en volt ampère (VA). Le transformateur assure une isolation galvanique et il est de type abaisseur de tension. Ses enroulements secondaires sont réunis en un point milieu.

Le rôle du redresseur est de rendre unidirectionnelle l'énergie délivrée par le transformateur. Cette fonction est réalisée par un pont de diodes. La fréquence de signal à la sortie est égale à deux fois celle du réseau.

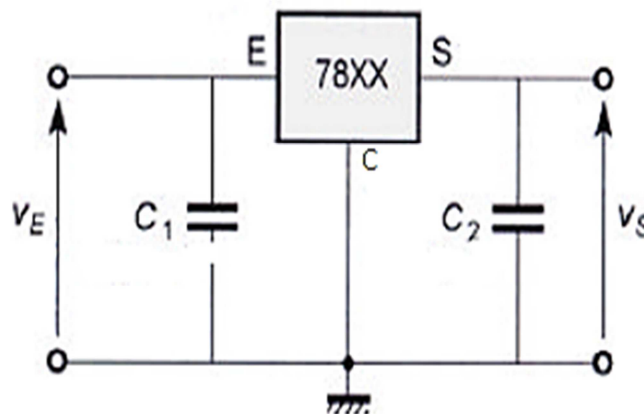
Le but du filtre est de rendre l'allure de la tension double alternance issue du redresseur en une tension aussi continue que possible. Cette fonction est matérialisée par un condensateur dont la valeur est souvent élevée. La tension aux bornes du condensateur varie entre une valeur maximale U_{max} (tension max de sortie de redresseur) et une valeur minimale U_{min} (tension minimum nécessaire au fonctionnement de régulateur).

La valeur de capacité de condensateur est égale [2]:

$$C = \frac{I \cdot \Delta T}{\Delta U_{cmax}} \quad (II.3)$$

Avec $\Delta T = 80\%$ de T pour un redressement mono alternance.
 $\Delta T = 40\%$ de T pour un redressement double alternance.
 I Le courant maximum de l'alimentation.

La fonction d'un régulateur de tension est de convertir une tension ayant une certaine ondulation en une tension particulièrement stable. Il doit maintenir ces conditions de stabilité dans une large gamme de variations du courant de charge, et également pour les fluctuations de la tension d'entrée. Il existe énormément de circuits intégrés pour réguler des tensions positives et négatives. Les plus connus sont certainement les régulateurs 3 broches de la famille 78XX et 79XX.



FigII-3 Montage d'un régulateur.

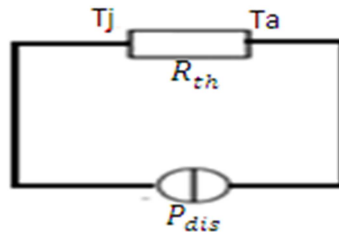
Les condensateurs C1 et C2 sont préconisés par les constructeurs. C1 est nécessaire si le régulateur est placé à plus de 10 cm du condensateur de filtrage et C2 améliore le temps de réponse du régulateur.

Le choix de V_e se fait en fonction de V_s et de V_{drop} , cette dernière est donnée par le constructeur, V_{drop} minimum égale à 3V.

$$V_{e_{min}} = V_s + V_{drop} \quad (II.4)$$

En général, La protection des régulateurs peut être assurée en ajoutant deux diodes en parallèles une (D1) entre E et S pour le protéger contre une surtension en sortie, l'autre(D2) entre C et S pour le protéger contre les inversions de polarité.

Dans les alimentations, on doit vérifier par le calcul si on doit implanter un dissipateur sur le régulateur. Il faut considérer le composant seul sans radiateur et lui associer un modèle thermique.



FigII-4 Représentation thermique didactique de régulateur.

On a :

$$P_{dis} = (U_{cmoy} - U_s) \cdot i_{smax} \quad (II.5)$$

On a aussi :

$$P_{dis} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{T_j - T_a}{R_{th}} \quad (II.6)$$

T_j : température de jonction à ne pas dépasser
(en général 150°C)

T_a : température de fonctionnement(25°C)

R_{th} : Résistance thermique donnée par le constructeur

Donc

$$T_j = R_{th} \cdot P_{dis} + T_a \quad (II.7)$$

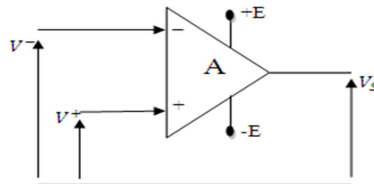
Si T_j du composant est supérieure par rapport à T_j max donnée par le constructeur, alors il faut fixer un dissipateur sur le composant. Toutefois en pratique, il est préférable d'implanter un radiateur même si les calculs ne l'exige pas.

Enfin, on doit toujours protéger l'alimentation contre les surintensités et les surtensions. Pour faire, on utilise un fusible au primaire de transformateur.

II.3 Les amplificateurs opérationnels :

Nous n’approfondirons pas dans le détail du fonctionnement des amplificateurs opérationnels, cette étude faisait part des cours d’électronique.

En boucle ouverte, la tension de sortie V_s d’un amplificateur opérationnel est proportionnelle à la différence des tensions d’entrée V^+ et V^- .



FigII-5 Amplificateur Opérationnel.

Son gain en boucle ouverte est :

$$A = \frac{V_s}{V^+ - V^-} \tag{II.8}$$

Quelques montages fondamentaux des amplificateurs opérationnels sont donnés dans le tableau 2-1 :

	suiveur	inverseur	Non inverseur
Montage			
Gain 'A'	$A = 1$	$A = -\frac{Z_2}{Z_1}$	$A = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$

Tableau2-1 Quelques montages fondamentaux des amplificateurs opérationnels.

II.4 Les filtres actifs :

On classe les filtres suivant leurs bandes passantes, déterminée par leurs fréquences de coupure f_c . Trois cellules de ce type sont les plus utilisées en pratique :

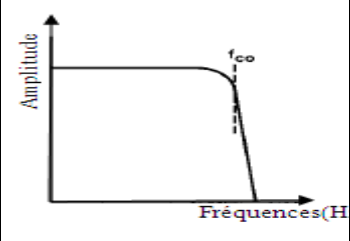
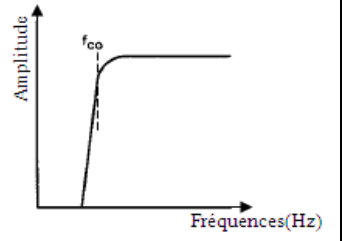
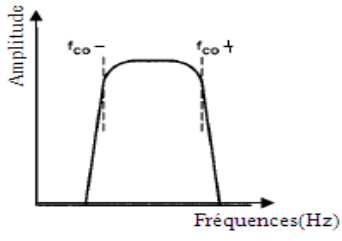
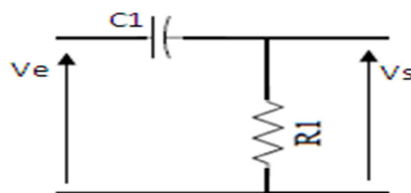
	Passé bas	Passé haut	Passé bande
Bande passé	$[0, f_{c0}]$	$[f_{c0}, \infty[$	$[f_{c0}^-, f_{c0}^+]$
Gain Linéaire			

Tableau 2-2: Caractéristiques de quelques filtres actifs.

II.4.1 Filtres actifs de premier ordre :

L'implantation du filtre de premier ordre s'effectue à l'aide d'un simple circuit RC.

II.4.1.1 Filtre passe haut de 1^{er} ordre :



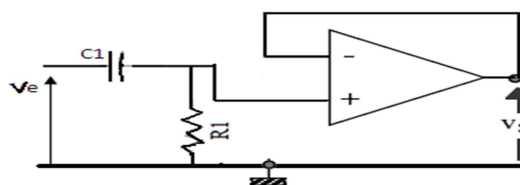
FigII-6 Filtre passe haut de 1^{er} ordre.

Sa fonction de transfert est de la forme:

$$H(jf) = \frac{j \frac{f}{f_0}}{j \frac{f}{f_0} + 1} \tag{II.9}$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \text{ est la fréquence de coupure}$$

Si on veut ajouter un gain à ce filtre de premier ordre, on peut introduire un amplificateur opérationnel en combinaison avec des résistances et des condensateurs.



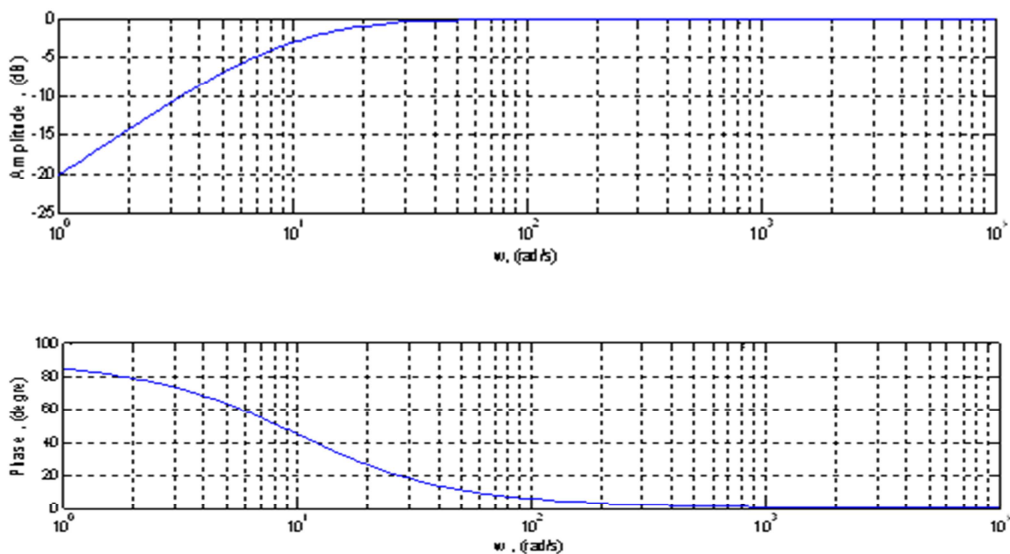
FigII-7

Donc, la fonction de transfert devient :

$$H(jf) = A \cdot \frac{j \frac{f}{f_0}}{j \frac{f}{f_0} + 1} \quad (II.10)$$

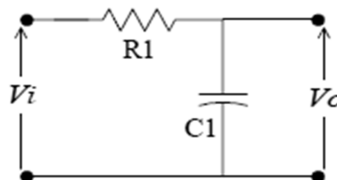
N.B : dans le cas d'un montage inverseur de l'amplificateur, $A = -\frac{Z_2}{Z_1}$ et dans le cas d'un montage non inverseur de l'amplificateur, $A = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$.

Diagramme de Bode :



FigII-8 La phase et l'amplitude en fonction de la pulsation pour un filtre passe haut 1^{er} ordre.

II.4.1.2 Filtre passe-bas de 1^{er} ordre :



FigII-9 Filtre passe-bas de 1^{er} ordre.

Sa fonction de transfert s'écrit :

$$H(jf) = \frac{1}{j \frac{f}{f_0} + 1} \quad (II.11)$$

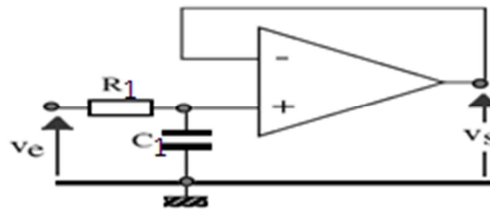
Avec

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = \frac{1}{\tau}$$

τ est la constante de temps de filtre

Comme précédemment, en ajoutant un amplificateur opérationnel en combinaison avec des résistances et des condensateurs :



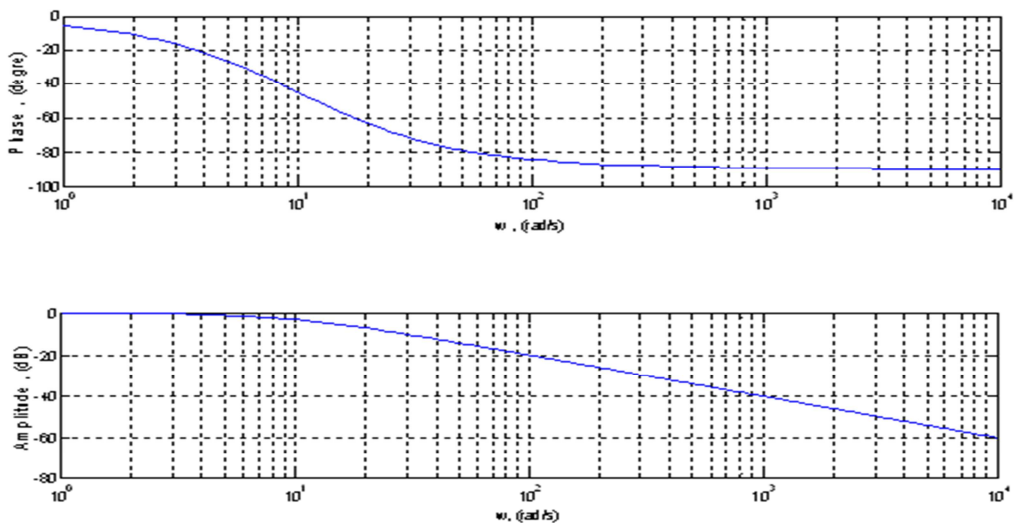
FigII-10

La fonction de transfert devient

$$H(jf) = \frac{A}{j\frac{f}{f_0} + 1} \tag{II.12}$$

N.B : dans le cas d'un montage inverseur de l'amplificateur $A = -\frac{Z_2}{Z_1}$ et dans le cas d'un montage non inverseur de l'amplificateur $A = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$.

Diagramme de Bode :



FigII-11 La phase et l'amplitude en fonction de la pulsation pour un filtre passe bas 1^{er} ordre

On distingue trois cas :

	$ H(s) _{db}$	$\phi(s)_{deg}$
$f \ll f_0$	0	0
$f = f_0$	-3	-45
$f \gg f_0$	-20log s 	-90

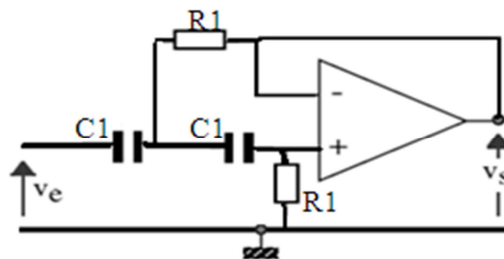
Tableau 2-3

II.4.2 Filtre actifs de 2^{eme} ordre :

Pour les systèmes du second ordre, la fonction de transfert contient des termes en f^2 . On trouve trois fonctions fondamentales.

II.4.2.1 La fonction passe haut:

L'implantation active du filtre second ordre passe haut est illustrée dans la figure II-12 :



FigII-12 Filtre passe haut de 2^{eme} ordre.

Sa fonction de transfert est :

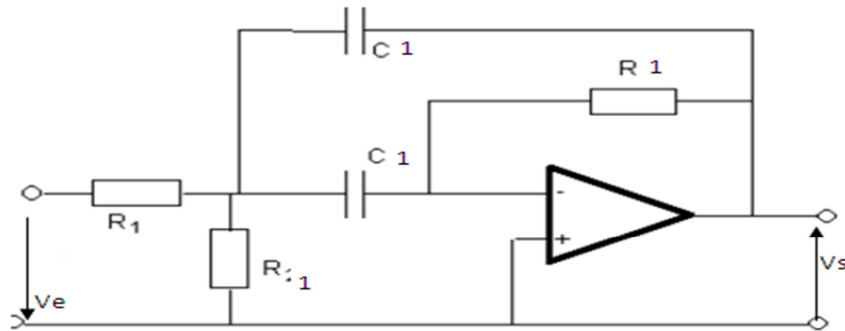
$$H(jf) = A \frac{j^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}{j^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + 1} \quad (II.13)$$

$$Q = \frac{1}{2 \cdot z} \text{ est le facteur de qualité}$$

z est le facteur d'amortissement

II.4.2.2 La fonction passe bande:

Le filtre second ordre passe bande de "Butterworth" est donné par la figure II-13 :

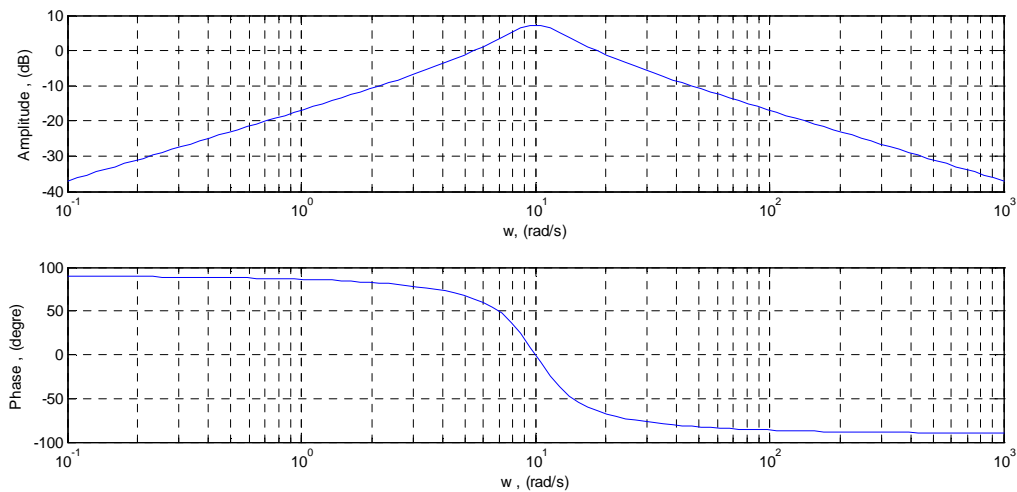


FigII-13 Filtre passe bande de 2^{ème} ordre.

Sa fonction de transfert est :

$$H(jf) = A \frac{j \frac{1}{Q} \cdot \frac{f}{f_0}}{j^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + 1} \quad (II.14)$$

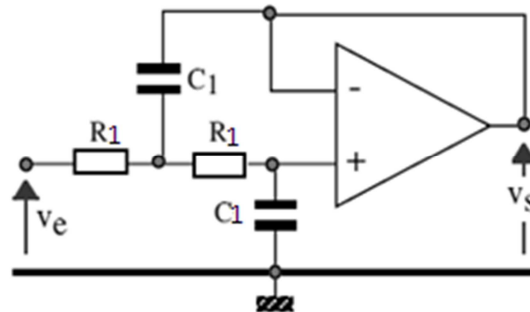
Diagramme de Bode :



FigII-14 La phase et l'amplitude en fonction de la pulsation pour un filtre passe bande 2^{ème} ordre.

II.4.2.3 La fonction passe bas :

L'implantation active du filtre second ordre passe bas se fait à l'aide d'un montage avec amplificateur opérationnel.



FigII-15 Filtre passe bas de 2^{eme} ordre.

On remarque qu'à la base, la structure de ce filtre ressemble à deux filtres RC passe bas de premier ordre concaténés, la différence est le fait que le premier condensateur n'est pas relié à la masse mais à la sortie du filtre qui est isolé de la deuxième cellule passe bas par un montage suiveur.

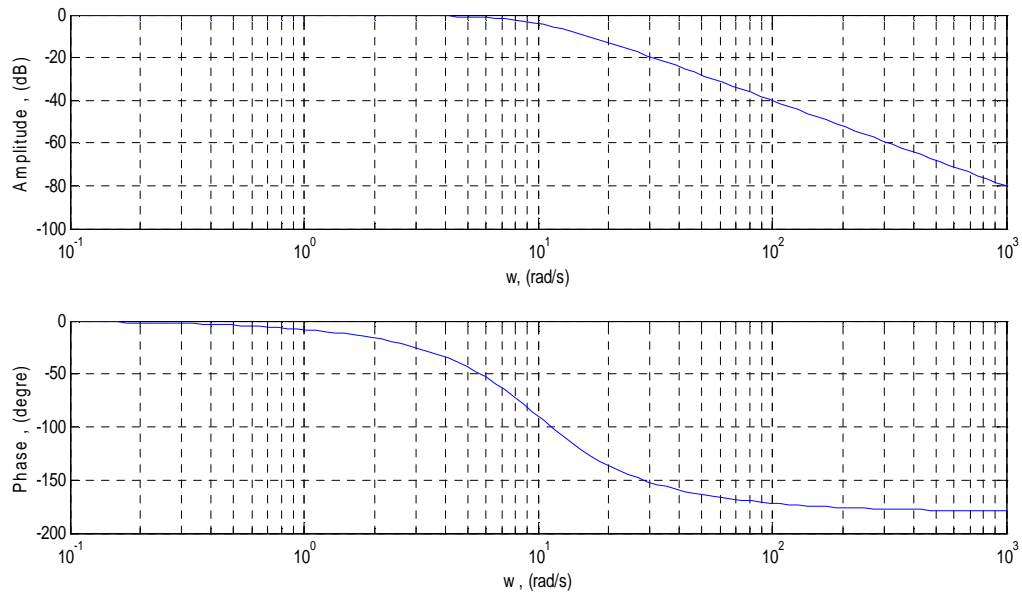
Le filtre passe bas du second ordre est défini par la fonction de transfert suivante :

$$H(jf) = A \frac{j^{\frac{1}{Q}} \cdot \frac{f}{f_0}}{j^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j^{\frac{1}{Q}} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right) + 1} \quad (II.15)$$

$$\text{Avec } f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

Diagramme de Bode :

$$\begin{aligned} |H(s)|_{db} &= -10 \log \left[(1-s^2)^2 + \left(\frac{s}{Q}\right)^2 \right] \\ \phi(s)_{deg} &= \text{Arg} \left[\frac{s}{Q \cdot (1-s^2)} \right] \end{aligned} \quad (II.16)$$



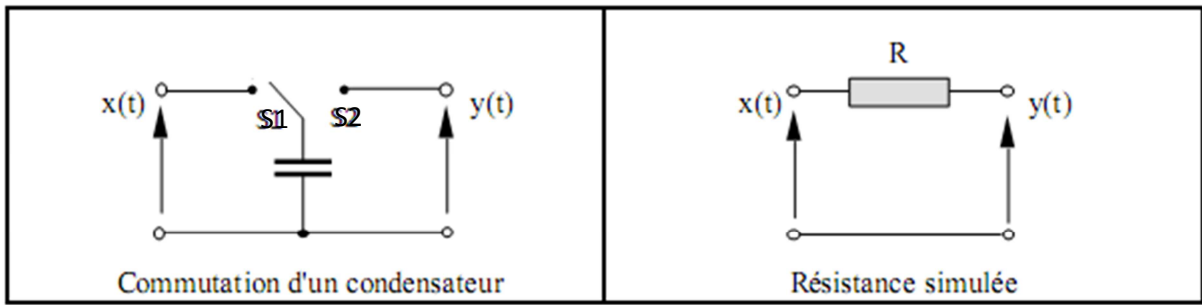
FigII-16 La phase et l'amplitude en fonction de la pulsation pour un filtre passe bas 2^{ème} ordre.

II.5 Filtre à capacités commutées :

En pratique, il n'est pas possible de fabriquer des éléments passifs d'un filtre RC-actif avec des valeurs de qualité convenable. Dans le cas des filtres à capacités commuté les composants RC sont fixés par des rapports de capacité et la période des interrupteurs. Ainsi, même un filtre de degré relativement élevé devient un circuit intégré de dimensions très réduites et qui consomment peu de puissance et dont la fiabilité et le prix sont modestes. Enfin le fait de pouvoir piloter leurs fréquences de coupure avec le signal d'horloge est aussi un avantage indéniable pour la réalisation de système entièrement intégré.

II.5.1 Principe :

Le principe d'une capacité commutée consiste à charger et décharger une capacité. En valeur moyenne, celle-ci se comporte comme une résistance. S1 et S2 sont deux interrupteurs commandés par un signal carré de fréquence **Fclk** (période T).



FigII-17 Principe d'une capacité commutée.

Sur une période $[0, T/2]$, S1 est fermé et S2 est ouvert

Donc

$$V_1 = \frac{Q_1}{C} \quad (\text{II.17})$$

alors que S2 est fermé et S1 est ouvert pendant l'intervalle $[T/2, T]$. Ce qui donne

$$V_2 = \frac{Q_2}{C} \quad (\text{II.18})$$

Le transfert de charge ΔQ est :

$$\Delta Q = C \cdot (V_2 - V_1) = C \cdot V_{21} \quad (\text{II.19})$$

Le courant I correspondant à ce transfert de charge sur une période est égal à $\frac{\Delta Q}{T}$, soit :

$$I = V_{21} \cdot C / T \quad (\text{II.20})$$

En valeur moyenne, on peut donc écrire :

$$V_{21} = R \cdot I \quad (\text{II.21})$$

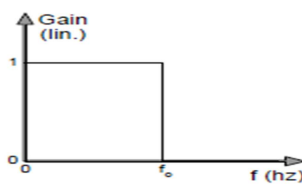
$$R = \frac{T}{C} = \frac{1}{C \cdot F_{\text{clk}}} \quad (\text{II.22})$$

La capacité commutée se comporte donc comme une résistance et la fréquence de commutation F_{clk} permet de faire varier la valeur de la résistance R .

Un exemple de filtre à capacité commutée très répandu dans les applications de filtrage et qui se commercialise à bon marché est le filtre universel MF10.

Problématique :

Idéalement, le filtre passe-bas aurait un gain fixe aux fréquences inférieures à la fréquence de coupure et un gain nul aux fréquences supérieures à cette dernière (comme l'illustre la figure II-18).



FigII-18 Graphe gain $A=F(f)$

En pratique, il est impossible d'obtenir une caractéristique aussi parfaite. Cependant, on ne peut que se rapprocher de celle-ci en augmentant l'ordre de filtre.

Pour notre travail, nous allons nous intéresser au filtre passe-bas "Butterworth" de cinquième ordre.

Il existe plusieurs types de filtres actifs possédant chacun des caractéristiques spécifiques. Ces filtres répondent alors à des formules mathématiques décrites par Butterworth, Chebyshev.....etc. Il n'est pas utile de les étudier tous et nous nous pencherons plus particulièrement sur le filtre le plus répandu appelé filtre de Butterworth. Les calculs de tels filtres sont complexes.

La caractéristique Butterworth, dite la plus plate en fréquence est la plus utilisée pour le filtrage des signaux. Les paramètres de ce type de filtre sont organisés de façon à obtenir le gain le plus constant possible aux basses fréquences et une atténuation de -3db à la fréquence de coupure et ça pour n'importe quel ordre de filtre [5].

Ce filtre passe bas d'ordre n possède la fonction de transfert suivante [3] :

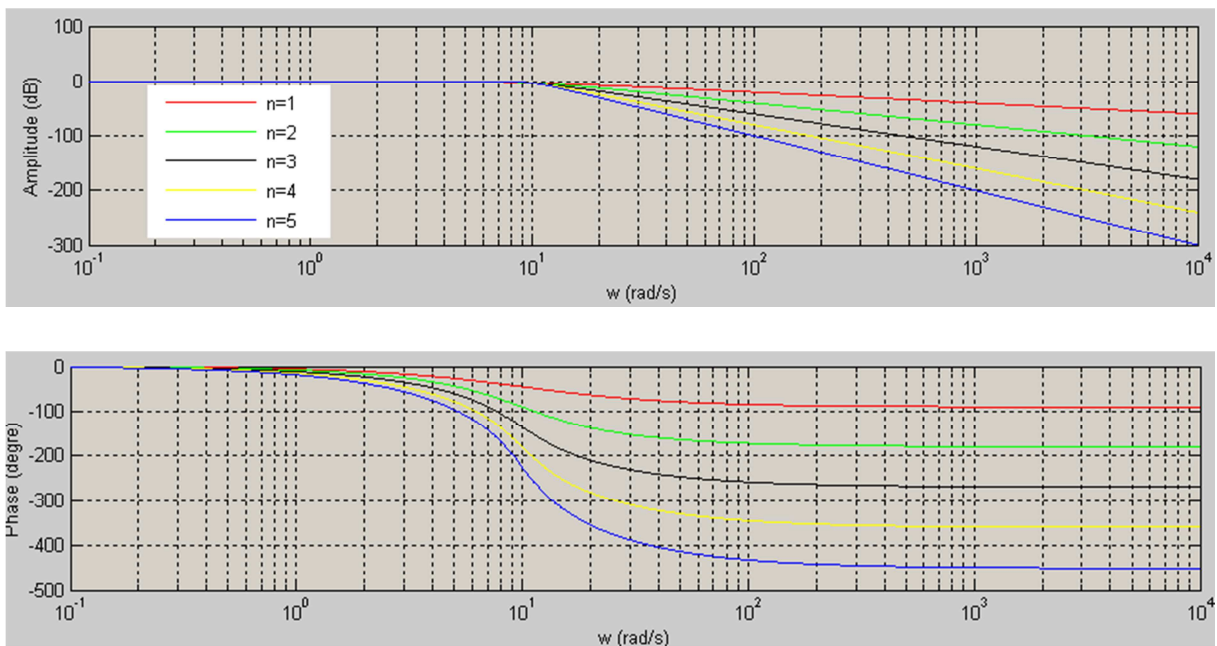
$$H_n(j \frac{f}{f_0}) = \frac{1}{P_n(j \frac{f}{f_0})} \quad (II.23)$$

Afin d'établir des résultats valables quel que soit la valeur de f_0 , on effectue le changement de variable $x = \frac{f}{f_0}$ et $s = jx$.

Où $P_n\left(j\frac{f}{f_0}\right)$ est un polynôme complexe de degré n tel que le module de la fonction de transfert satisfasse l'équation :

$$\left|H_n\left(j\frac{f}{f_0}\right)\right| = \frac{1}{\sqrt{1+x^{2n}}} \quad (II.24)$$

Le diagramme de Bode de son module et de sa phase est donné dans la figure FigII-19 :



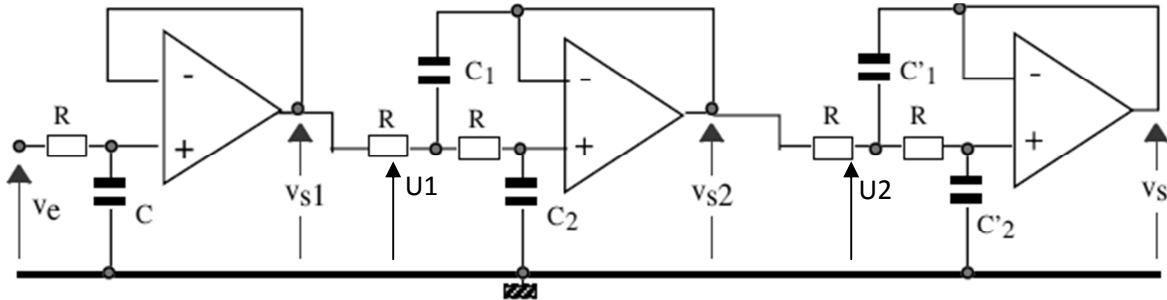
FigII-19 Diagramme de Bode des filtres de Butterworth pour un ordre variant de 1 à 6.

Les polynômes $P_n(s)$ sont donnés dans le tableau (2-4) pour un ordre n variant de 1 à 6 :

n	Polynômes : $P_n(s)$
1	$s + 1$
2	$s^2 + \sqrt{2}s + 1$
3	$(1 + s)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1)$
5	$(1 + s)(s^2 + 0,618s + 1)(s^2 + 1,618s + 1)$
6	$(s^2 + 0,518s + 1)(s^2 + 1,414s + 1)(s^2 + 1,932s + 1)$

Tableau (2-4) : Polynômes de Butterworth [3]

Pour réaliser le filtre passe bas proposé d'ordre n=5, on doit mettre en cascade un filtre du premier ordre et deux filtres de deuxième ordre comme indiqué en figure II-20.



FigII-20 Filtre de Butterworth de 5^{ème} ordre.

La fonction de transfert de ce système est:

$$H_{SYS}(s) = H_1(s) \cdot H_{2a}(s) \cdot H_{2b}(s) \quad (II.25)$$

Selon Butterworth, les fonctions de transfert sont écrites comme suit :

$$\begin{cases} H_1(s) = \frac{V_{s1}}{V_e} = \frac{1}{1+s} \\ H_{2a}(s) = \frac{V_{s2}}{V_{s1}} = \frac{1}{s^2+0.618s+1} \\ H_{2b}(s) = \frac{V_s}{V_{s2}} = \frac{1}{s^2+1.618s+1} \end{cases} \quad (II.26)$$

N.B : Les coefficients d'amortissements de BUTTERWORTH des deux filtres de second ordre **a** et **b** utilisés sont respectivement $Z=0.309$ et $Z'=0.809$.

II.5.2 Calcul des fonctions de transfert :

Puisque l'amplificateur est considéré comme idéal ($e=0$), la tension V_{s1} est récupérée aux bornes de condensateur (borne positive de l'amplificateur 1).

Alors le diviseur de tension donne:

$$V_{s1} = V_e \cdot \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} \quad (II.27)$$

$$H_1(s) = \frac{1}{1+jRC\omega} \quad (II.28)$$

Ce qui donne une Pulsation de coupure qui vaut

$$\omega_0 = \frac{1}{R.C} \quad (\text{II.29})$$

A nouveau la tension V_{s2} est récupérée sur l'entrée + de l'amplificateur 2. L'équation au nœud donne :

$$\frac{V_{s1}-U_1}{R} + \frac{V_{s2}-U_1}{R} + (V_{s2} - U_1).j\omega c_1 = 0 \quad (\text{II.30})$$

On a aussi :

$$V_{s2} = U_1 \cdot \frac{\frac{1}{jC_2\omega}}{R + \frac{1}{jC_2\omega}} \Rightarrow U_1 = (1 + j R \cdot C_2\omega). V_{s2} \quad (\text{II.31})$$

On remplace (II.31) dans (II.30), on aura :

$$H_{2a}(S) = \frac{V_{s2}}{V_{s1}} = \frac{1}{1 + 2 \cdot \omega \cdot C_2 \cdot R - \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (\text{II.32})$$

La comparaison de $H_{2a}(s)$ avec une fonction de Butterworth de la même ordre permet d'obtenir :

Une pulsation de coupure

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad (\text{II.33})$$

Et un Coefficient d'amortissement

$$Z = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (\text{II.34})$$

Et puisque le filtre fonctionne avec une fréquence de coupure fixe, on peut dire :

$$C^2 = C_1 C_2 \quad (\text{II.35})$$

Ainsi les condensateurs peuvent être déterminé facilement ;

$$\begin{cases} C_2 = Z \cdot C \\ C_1 = \frac{C}{Z} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

En suivant le même raisonnement, nous aboutirons à :

$$\mathbf{H}_{2b} = \frac{V_s}{V_{s2}} = \frac{1}{1 + 2j\omega C'_2 R - \omega^2 R^2 C'_1 C'_2} \quad (\text{II.37})$$

Et comme précédemment :

$$\begin{cases} C'_2 = Z' \cdot C \\ C'_1 = \frac{C}{Z'} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

II.6 Cas de filtre de 4^{ème} ordre :

Ce filtre est composé de deux filtres de deuxième ordre dont les facteurs de qualités valent successivement 1.307 et 0.541.

Il garantit la conservation de l'amplitude de signal d'entrée sur la quasi-totalité de la bande passante, en revanche, il introduit un important déphasage.

II.7 Conclusion :

Un filtre d'ordre n conduit à une asymptote de '-20*n db/décade'. Pour n important, on se rapproche du filtre idéal.

L'intérêt principal des filtres actifs réside dans leur faible coût et la possibilité de les réaliser dans un volume réduit voire totalement intégré.

Par contre, ils présentent l'inconvénient d'avoir besoin d'un bloc d'alimentation.

Dans ce chapitre, nous allons réaliser et tester expérimentalement un prototype macroscopique (à l'échelle centimétrique) de la structure de capteur de courant et de tension à effet Hall. Nous présenterons également les résultats expérimentaux qui leur sont associés en s'intéressant évidemment à leurs performances (linéarité, gamme de mesure,.....).

III.1 Position de problème :

Au démarrage du projet, il a été décidé d'associer le capteur de courant/tension à une fonction de visualisation. Ce choix peut sembler restrictif mais Il faut noter que la volonté était de se donner un objectif concret en fonction des moyens existants et en fonction du temps qu'on avait. Un cahier des charges nous a donc été fourni par l'encadreur.

Les deux capteurs de courant et de tension, plus l'alimentation à réaliser doivent avoir des dimensions centimétriques (21x17x7).

III.1.1 Cahier des charges :

- La variable $x_m(t)$ image fidèle et précise de $x(t)$
- Bonne isolation galvanique
- Grande immunité aux perturbations extérieures
- Simplicité d'emploi
- Gamme de calibre moyenne
- Constituants économiques
- Bande passante $f_c \in [80, 1000]$ Hz

III.1.2 Performances exigées :

Toutes les limites technologiques posées sont dépendantes de la température.

Le tableau 3-1 résume les exigences du cahier des charges lors de la mesure de courant ou de la tension.

	Etendue d'échelle	Précision	Rapport de Transformation
Capteur de courant	[0,25] A	Bonne	1 :1000
Capteur tension	[150,300]V	Bonne	2500 :1000

Tableau 3-1

III.2 Mise en œuvre d'une sonde LEM ref (LA 55-P) :

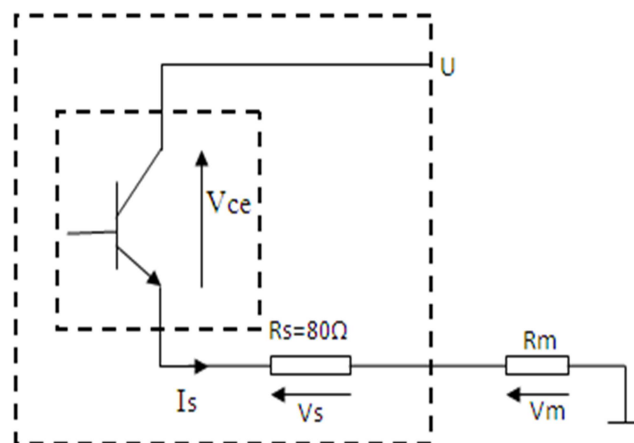
On veut mesurer dans des conditions optimales un courant $I_p \in [0, 25A]$ à l'aide d'une sonde de courant LA 55-P.

- Données générales du constructeur [6] :

La résistance d'enroulement secondaire $R_s = 80\Omega$

La résistance de mesure $R_m \in [50,160]\Omega$ et le rapport de transformation est $K_a = N_1/1000$.

- Détermination de la résistance de mesure R_m :



FigIII-1 Schéma équivalent au secondaire du capteur

$$V_m = R_m \cdot I_{smax} \Rightarrow R_m = \frac{V_m}{I_{smax}} \quad (III.1)$$

$$I_s = K_a \cdot I_p \quad (III.2)$$

La sonde est alimentée par une alimentation de $\pm 15V$. Sachant que V_{ce} doit être supérieure ou égal à $2.35V$ et on utilisant la loi des mailles, on aura :

$$V_m \leq |U| - R_s \cdot I_{smax} - V_{ce} \quad (III.3)$$

A.N:

$$V_m \leq 15 - 80 \cdot 50 \cdot 10^{-3} - 2.35$$

$$V_m \leq 8.65 (V)$$

Donc la résistance de mesure maximale vaut 173Ω . La valeur standard est 180Ω , cette valeur limitera le courant secondaire à 45mA.

III.3 Mise en œuvre d'une sonde LEM ref (LV25-P) :

On veut mesurer dans des conditions optimales une tension V_{Pmax} se situant dans l'intervalle [150, 300]V à l'aide d'une sonde de tension LV25-P.

- Données générales du constructeur [7]:

$R_s = 110 \Omega$, $R_m \in [100, 350]$, le rapport de transformation $K_v = \frac{2500}{1000}$, le courant primaire $I_{pn} = 10 \text{mA}$ et la résistance de circuit primaire $R_p = 250 \Omega$.

- Détermination de la résistance du circuit primaire R1 :

La résistance R_1 à placer au primaire se fera en fonction de la tension V_{pmax} qu'en voudrait mesurer et en fonction de courant primaire.

$$V_{pn} = (R_1 + R_p) \cdot I_{pn} \quad \text{(III.4)}$$

Alors
$$R_1 = \frac{V_{pn} - R_p \cdot I_{pn}}{I_{pn}} \quad \text{(III.5)}$$

A.N :

$V_{pn \text{ max}}(V)$	300	150
$R_1(\Omega)$	29750	14750

Tableau 3-2

Ces résistances doivent être capables de dissiper une puissance au moins égale à 3watt.

La résistance de puissance utilisée vaut $28 \text{ k}\Omega/3\text{watt}$. C'est vrais qu'on devrait prendre une marge de sécurité mais on n'a pas trouvé d'autres.

- Détermination de la résistance de mesure R_m :

On a
$$I_{sn} = K_v \cdot I_{pn} \quad \text{(III.6)}$$

D'après l'équation (III.1) et l'équation (III.2), la tension V_m peut aller jusqu'à 9V.

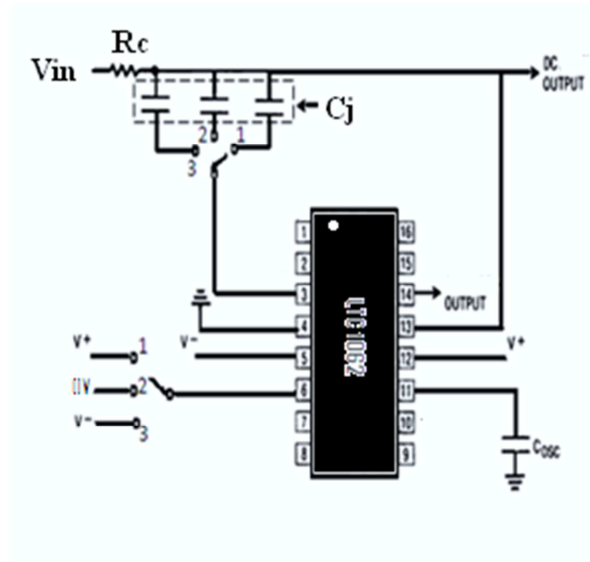
Donc on peut prendre une résistance de mesure qui vaut :

$$R_m = 330 (\Omega)$$

III.4 Mise en œuvre de filtre de Butterworth 5^{ème} ordre :

En pratique, ce filtre est un circuit intégré qui porte la référence LTC 1062. Il a 16 pins dont 8 non connectables.

- Schéma de câblage :



FigIII-2 Schéma de câblage de LTC 1062

- Dimensionnement des composants de montage [8]:

Selon le cahier des charges, le filtre doit fonctionner avec trois fréquences de coupure $F_c = \{250-500-1000\} \text{HZ}$.

Il est important de signaler que le LTC 1062 a une horloge interne qui peut délivrer une fréquence F_{osc} dont la valeur dépend de la capacité C_{osc} branchée à la pin 11. Tout ce qu'on vient de dire est illustré dans les relations suivantes :

$$F_{osc} = 140 \cdot \left(\frac{33}{33 + C_{osc}} \right) \quad (\text{III.7})$$

$$C_{osc} = \frac{140 \cdot 33}{F_{osc}} - 33 \quad (\text{III.8})$$

Avec C_{osc} en pf

F_{osc} en Khz

Il faut savoir aussi qu'il y a une relation entre la fréquence de coupure F_{osc} et la fréquence d'horloge F_{osc} .

On a

$$F_{clk} = \frac{F_{osc}}{n} \quad (\text{III.9})$$

$$F_c = \frac{1.62}{2 \cdot \pi \cdot R_c \cdot C_j} = \frac{F_{clk}}{100} \quad (\text{III.10})$$

Donc

$$F_c = \frac{F_{osc}}{100 \cdot n} \quad (\text{III.11})$$

avec $n=1, 2$ ou 4

$$C_j = \frac{1.62}{2 \cdot F_c \cdot \pi \cdot R_c} \quad (\text{III.12})$$

Si $F_c=1\text{khz}$, alors **pin6** est connectée à V^+ ($j=1, n=1$).

$$C_1 = \frac{1.62}{2000 \cdot \pi \cdot R_c} \quad (\text{III.13})$$

Et ainsi de suite

Si $F_c=500\text{hz}$, alors **pin6** est connectée à $0V$ ($j=2, n=2$).

$$C_2 = \frac{1.62}{1000 \cdot \pi \cdot R_c} \quad (\text{III.14})$$

Si $F_c=250\text{hz}$, alors **pin6** est connectée à $V^-(j=3, n=4)$.

$$C_3 = \frac{1.62}{500 \cdot \pi \cdot R_C} \quad (\text{III.15})$$

Donc pour obtenir les trois fréquences de coupure et pour $R_C=330 \Omega$, la fréquence d'horloge doit être égale :

$$F_{osc} = 100 \cdot n \cdot F_c \quad (\text{III.16})$$

A.N :

$$F_{osc} = 100 \text{ khz}$$

$$C_{osc} = \frac{140 \cdot 33}{100} - 33 \Rightarrow C_{osc} = 13.2(\text{pf})$$

Mais cette valeur n'est pas standard, la plus proche vaut 12pf, tout en restant dans la bande passante du filtre.

$$C_1 = 0.8\mu\text{F}$$

$$C_2 = 1.6\mu\text{F}$$

$$C_3 = 3.2\mu\text{F}$$

La phase d'essai qu'on a effectué sur des lab d'essai a montré que les composants qui sont sensé être des filtres de cinquième ordre ne le sont pas, et faute d'approvisionnement et aussi faute au temps on a opté pour les filtres de quatrième ordre qui eux sont disponible et ils peuvent accomplir la même tâche.

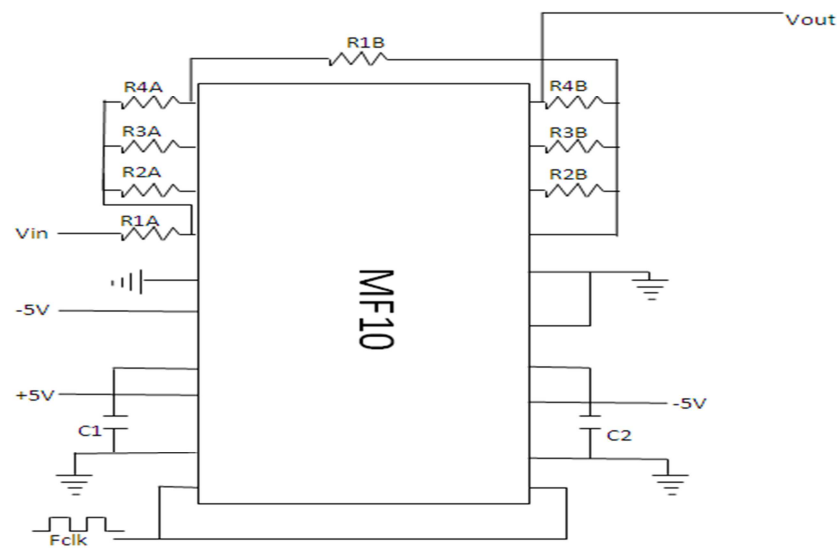
Ce changement n'engendrera pas des changements sur le choix des résistances de mesure des deux capteurs puisque de toute façon on utilisera des circuits pour l'adaptation des tensions.

III.5 Mise en œuvre de filtre de Butterworth 4^{ème} ordre :

Ce circuit intégré porte la référence **MF10**, c'est un filtre universel à capacité commuté. Il a 20 pins. On peut réaliser avec ce circuit des filtres passe bas, passe haut et passe bande de toutes les caractéristiques (Butterworth, Chebyshev, Bessel.....etc).

Le montage du MF10 est donné par la figure (III-3)

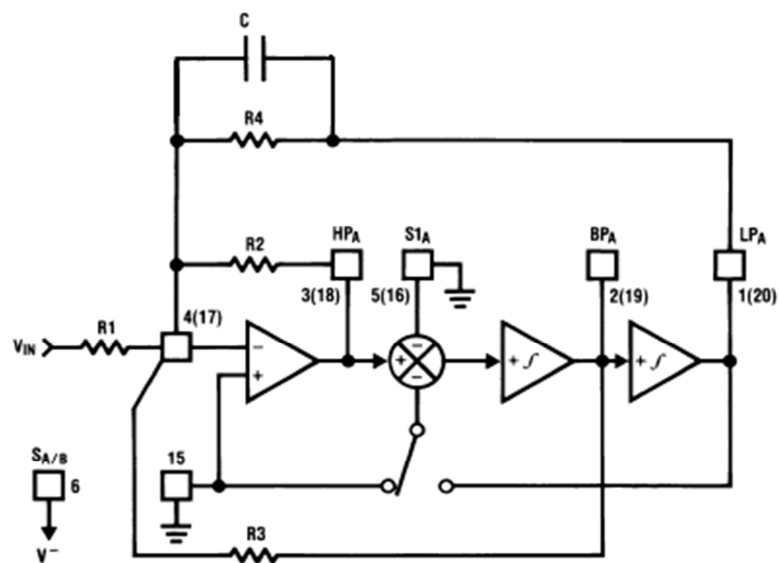
- Schéma de câblage :



FigIII-3 Schéma de câblage de MF10

- Mode opératoire [9]:

Selon le constructeur, plusieurs modes sont donnés. Chaque mode correspond à des caractéristiques particulières qui dépendent du type de filtre utilisé ou du réglage souhaité. Le brochage le plus utilisé correspond au ``mode 3'' dont l'illustration est donnée par la figure III-4.



FigIII-4 Mode opératoire du MF10

Il est nécessaire de savoir que ce mode a besoin d'une alimentation ± 5 , un signal d'horloge et quatre résistances extérieures R_1, R_2, R_3 et R_4 de chaque cotée qui permettent de fixer le gain, le facteur de qualité Q et le rapport entre la fréquence de coupure et la fréquence d'horloge.

✓ **Fixer le gain :**

$$H_{olp} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (\text{III.17})$$

Donc, si on prend $H_{olp} = -1$, $R_4 = R_1$

✓ **Fixer le rapport $\frac{f_0}{f_{clk}}$:**

$$\frac{f_0}{f_{clk}} = \frac{1}{100} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (\text{III.18})$$

On peut avoir deux rapports distincts $1/100$ et $1/50$. Nous avons choisi ($1/100$) pour garantir la qualité du signal, ce qui implique $R_2 = R_4$.

✓ **Fixer le facteur de qualité :**

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (\text{III.19})$$

• Dimensionnement des composants du montage :

$$R_4 = R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$$

Puisque on a deux facteurs de qualité, les valeurs de la résistance R_3 sont

$$\begin{cases} Q = 1.307 \Rightarrow R_{3a} = 26.14 \text{ K}\Omega \\ Q = 0.541 \Rightarrow R_{3b} = 10.82 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

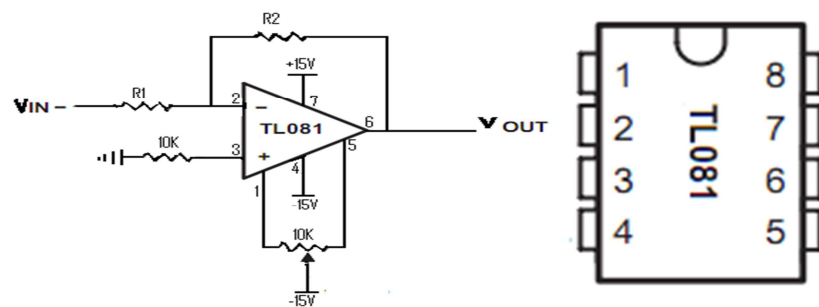
$$C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{f}$$

Le filtre MF10 ne tolère pas des tensions dépassant 5V. La tension V_m est donc réduite avec un rapport bien calculé avant d'être injectée à l'entrée du filtre puis elle subira l'opération inverse

afin de garder la même amplitude qu'à la sortie de capteur. Ces opérations sont assurées par des amplificateurs opérationnels, TL081.

III.6 Mise en œuvre de l'amplificateur TL081 [10]:

Ce dernier a une large bande passante et il permet le réglage de la tension d'offset. Le brochage de TL081 est donné par la figure III-5.



FigIII-5 Amplificateur opérationnel TL 081

En prendra un gain égal à $(-1/2)$ pour l'amplificateur qui est à l'entrée du filtre et un gain égal à (-2) pour celui qui est à la sortie du filtre.

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{III.20})$$

Donc si

$$\begin{cases} G = -\frac{1}{2}, R_2 = 10\text{k}\Omega \\ G = -2, R_2 = 20\text{k}\Omega \end{cases} \quad \text{alors} \quad \begin{cases} R_1 = 20\text{k}\Omega \\ R_1 = 10\text{k}\Omega \end{cases}$$

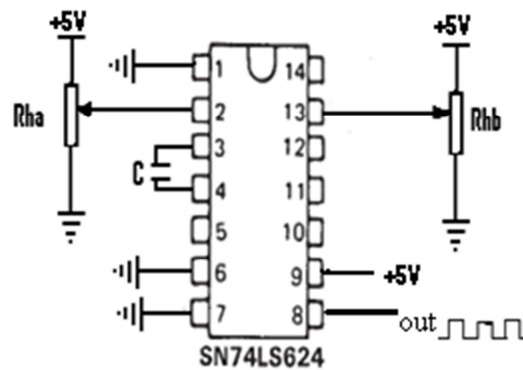
III.7 Mise en œuvre du circuit d'horloge :

Les filtres à capacités commutées nécessitent un circuit de commande représenté par une horloge pour actionner les commutateurs.

Nous utiliserons un circuit d'horloge qui porte la référence 74LS624. Il peut générer des signaux carrés de fréquences peuvent atteindre 20MHZ.

- Schéma de montage :

Le branchement du circuit est très simple en pratique car il ne nécessite qu'une capacité entre les pins 3 et 4 et deux potentiomètres (résistances variables) l'un relié à la pin 2 servant à fixer le calibre de la fréquence et l'autre relié à la pin 13 pour régler la valeur de cette dernière.



FigIII-6 Montage de circuit d'horloge

- Dimensionnement des composants du montage [11]:

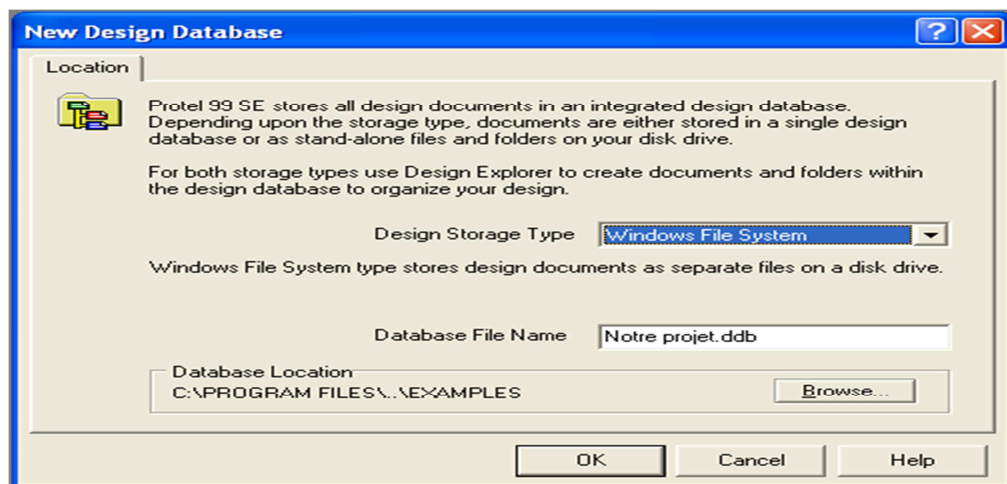
La fréquence d'horloge f_{clk} doit être réglée à { 100, 50, 25 } khz.

Le choix du condensateur se fait selon la fréquence du signal souhaité. Une capacité de 4.7 nF a été choisie car elle répond bien à la gamme de fréquence de coupure.

III.8 Réalisation de circuit imprimé :

Après avoir dimensionné et testé sur un lab d'essai les composants du montage, on a entamé le processus de réalisation des maquettes des capteurs.

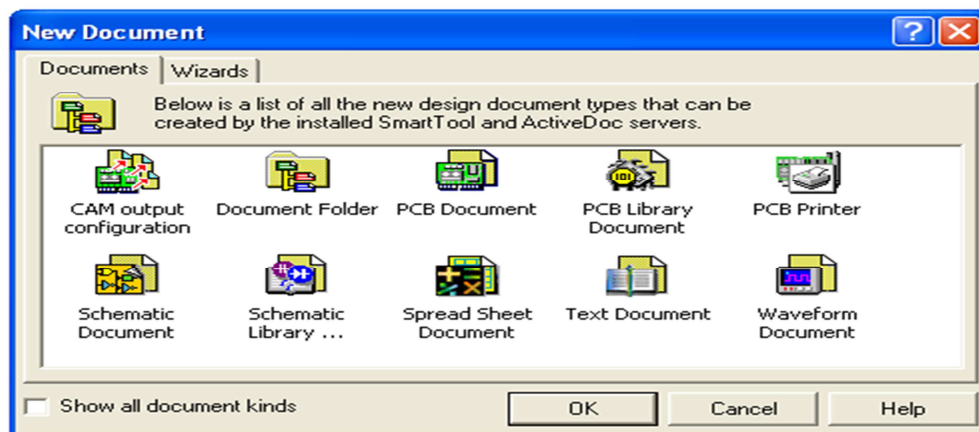
Pour cela, on a fait appel à un outil (logiciel) puissant nommé <<Protel 99SE>>. Au début on ouvre la fenêtre Protel puis on clique sur **file** et ensuite **New**, une boîte de dialogue s'ouvre alors.



Dans la liste <<Design storage type>> nous devons choisir <<Window file système>> et dans la liste **Database File Name** le nom de notre projet et comme extension ' **ddb**' puis on clique sur **ok**.

III.8.1 Création du schéma sous protel :

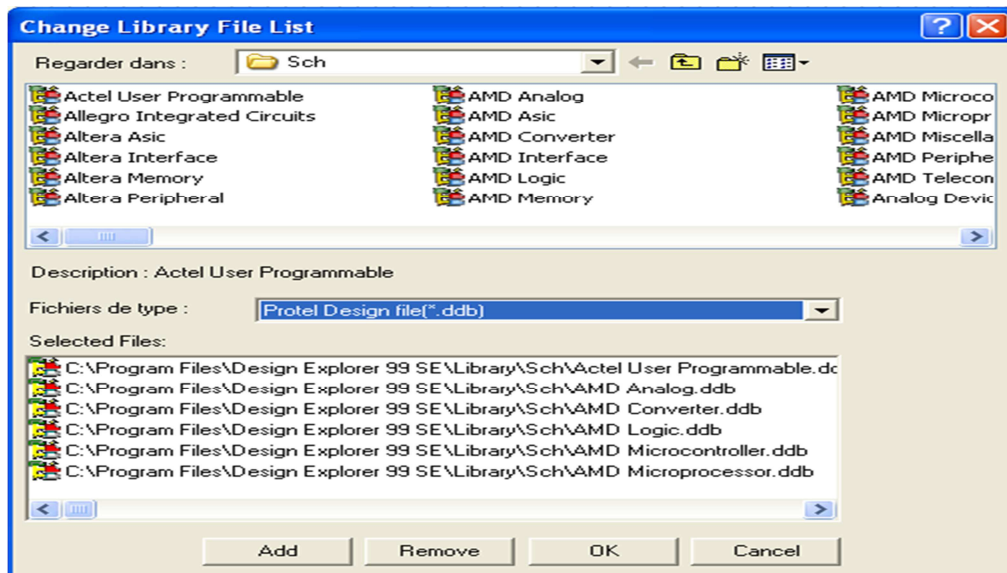
Pour créer un fichier schéma, il suffit de cliquer sur le bouton droit de la souris en lissant le curseur sur la fenêtre de travail puis sur **New**. Une boîte de dialogue affichant dix icônes alors s'ouvre, on choisit l'icône <<Schematic document>> puis **ok**.



Le fichier est automatiquement importé dans la fenêtre de travail sous le nom **sheel** et comme extension **sch**. Pour l'instant on a qu'à renommé le fichier schématique.

Initialement, il suffit un double clic sur cette fenêtre pour commencer la saisie de montage. Comme vous remarquez, quand on clique sur l'icône <<Browse sch>> qui se trouve à gauche de l'écran, elle apparaît vierge car on doit tout d'abord charger les bibliothèques ou se trouve les

composants. Pour cela on doit choisir l'icône **libraries** de panneau de navigation **Browse** en suite sur **Add/Remove**, une nouvelle boîte de dialogue va apparaître.



A chaque fois on trouve une bibliothèque, on clique dessus puis sur **Add** et **OK**.

Une fois les librairies sont chargées, on peut commencer à importer les composants vers la page de travail. Tout ça en cliquant sur le composant deux fois puis en glissant le curseur vers la fenêtre de travail, tout de suite le composant s'affiche.

Refaisant la même procédure pour tous les composants dont on a besoin jusqu'à ce que le schéma soit clair.

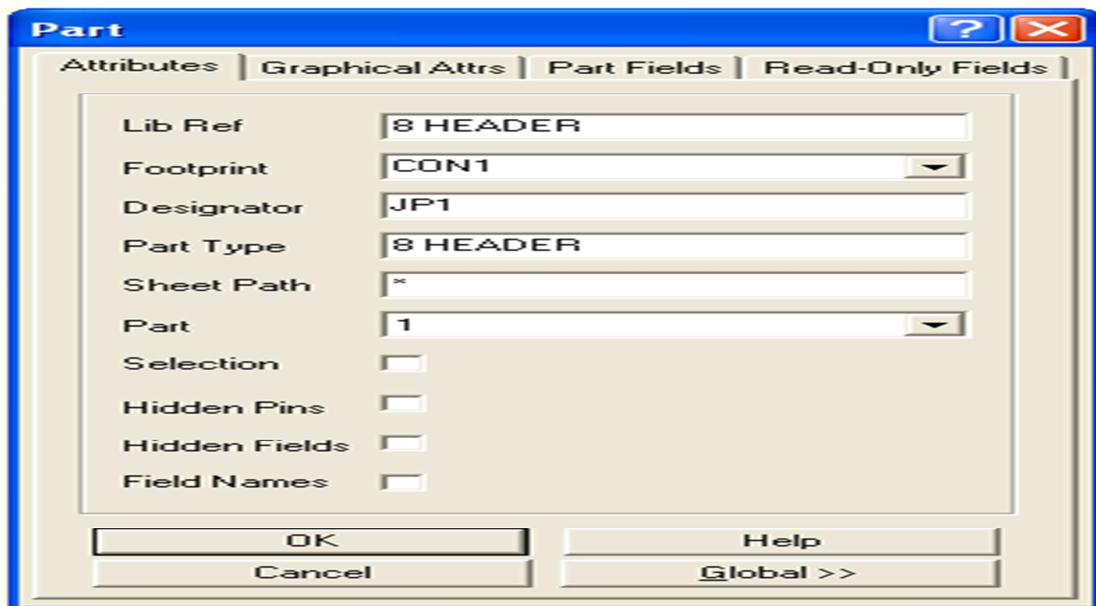
Remarque : Dans cette étape, le plus important est le nombre de pates des composants et leurs numéros.

Composants	Part type (appellation)
Connecteurs	X HEADER
Transformateur	TRANS XX
Pont redresseur	BRIDGE
Résistances	RES X
Condensateurs	CAPACITOR POL
Régulateurs	MA 78/79 XX
Leds	LED

Tableau 3-3 Appellation de quelques composants les plus rencontrés

Nous devons à présent relier les composants entre eux, pour faire on doit cliquer dans la barre d'outils sur **place** et choisir **wire**. Maintenant que le curseur porte avec lui le signe +, il suffit de le ramener au borne d'un composant et de cliquer une fois dessus.

Une fois les connexions terminées, il faut introduire les footprints et les désignators de chaque composant. Cela, en cliquant deux fois sur le composant, une fenêtre de dialogue est alors s'ouvre.



Remarque : le footprint donné comme exemple précédemment n'existait pas au paravent mais on était obligé de le créer, c'est le cas des deux capteurs ainsi que les résistances variables.

III.8.2 Création de la carte PCb :

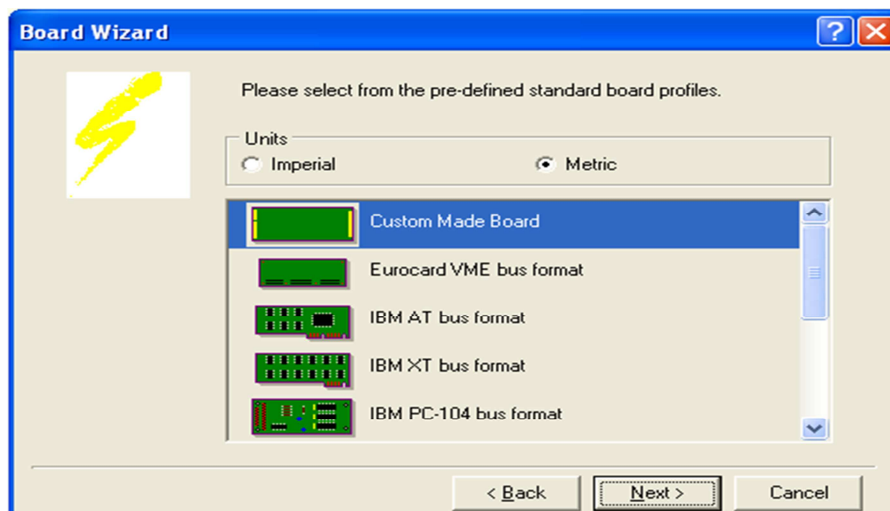
Maintenant que le schéma est finalisé, on doit créer la carte PCb. Une fois encore on doit ouvrir la boîte de dialogue qui contient les dix icônes et puis choisir <<PCB document>> après **OK** . Le fichier est automatiquement importé dans la fenêtre de travail sous le nom **pcb1** et comme extension **PCB**. Pour l'instant on a qu'à le renommé.

Avant d'importé le schéma vers la carte on doit tout d'abord la tracer. Ouvrir le fichier PCB puis cliquer sur l'onglet **place**→**line**. Pour vérifier les dimensions de la carte, il faut aller à l'onglet **reports** puis <<measure distance>> et enfin faire circuler le curseur entre les extrémités de fil pour avoir la longueur ou la largeur de la carte.

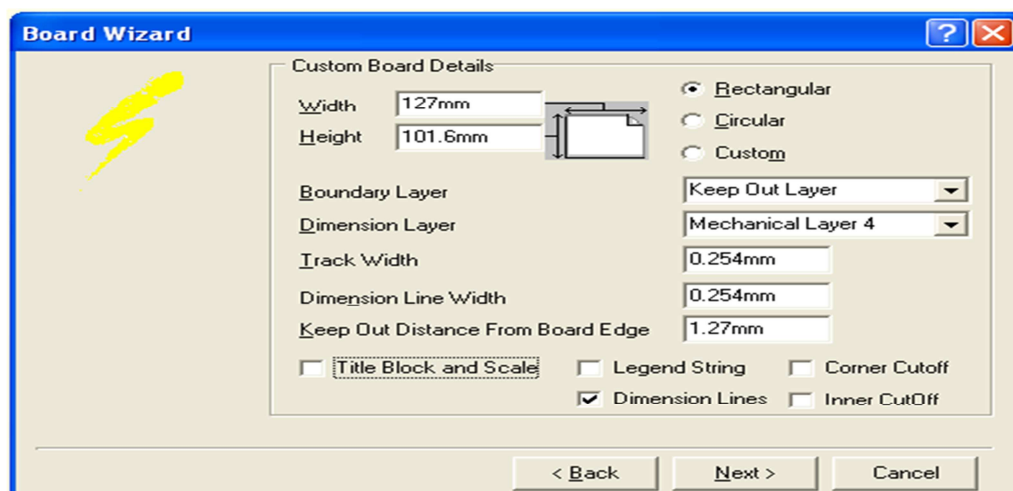
Ou bien, on peut la tracer en cliquant sur **File**→**New** →**wizards** ; choisir Printed Circuit Board Wizard. Une boîte de dialogue se lance



On clique sur **Next**, une autre s'ouvre



Il faut choisir Metric, Custom Made Board et next. Voilà une autre qui s'ouvre



Donner les dimensions de la carte en **mm** et décocher toutes les cases sauf **Dimension lines** puis **Next**, et encore **Next**. Dans la prochaine fenêtre de dialogue cocher la deuxième case et puis **Next**. Celle qui suit, cocher la première case et puis **Next**. La prochaine fenêtre, cocher la première et la quatrième case et puis **Next**. Dans la fenêtre qui suit on doit choisir l'épaisseur des pistes, diamètres intérieur et extérieur des trous et la distance entre les pistes puis c'est fini.

III.8.3 Importation des composants vers la carte :

Cliquer sur le menu **Design**→**update PCB** de schématique, une boîte de dialogue s'ouvre et on clique sur **preview changes**, encore une boîte de dialogue qui affiche les erreurs. S'il n'y a pas d'erreurs, clique sur **execute** et tous les composants vont être importés vers le fichier **Netlist** ou bien on est dans l'obligation de les corriger.

Une fois les composants sont importés vers le **Netlist**, ouvrir le fichier PCB et aller au menu **Design**→**Load Nets**, les composants vont être exportés vers le fichier **pcb** puis on doit les placer de la même manière que schématique à l'intérieur de la carte.

III.8.4 Le Routage :

Il existe deux modes de routage

- **Routage manuel** : c'est difficile et il prend un temps relativement long.
- **Routage automatique** : avant de router, il y a des paramètres à régler et à respecter. Pour ce faire, aller au menu **Design** de **pcb** puis cliquer sur **Rules**. Une boîte de dialogue s'ouvre et qui nous permet de choisir la face de routage, (on a choisi **top layer**) donc on a cliqué deux fois sur **Routing layer** et là une autre boîte se lance. Mettre **Horizontal** dans la case **Top Layer** et **Not used** dans la case **Bottom Layer** puis cliquer sur **OK**.

L'épaisseur des pistes est aussi un paramètre à respecter, pour la choisir aller et cliquer deux fois sur **withconstraint** qui se trouve dans la même boîte de dialogue. Après avoir rempli les données demandées cliquer sur **OK** et en fin close.

Maintenant, on peut passer au routage, cliquer sur **auto route**→**All**, une boîte de dialogue s'ouvre, on laisse tous par défaut et on clique sur **Route All**.

Si le résultat est celui souhaité c'est bien, si non on doit refaire la dernière étape jusqu'à l'avoir.

III.8.5 La masse :

Cliquer sur **place**→**polygone plane**, une boîte de dialogue va apparaître. Mettre **GND** dans la case **Connect to Net**, **0mm** dans Grid size et **30mm** dans TrackWith.

Ensuite, on met **Top Layer** dans Layer, **1mm** dans Length et laissez les autres paramètres par défauts puis cliquer sur OK. Pour finir, il faut tracer un rectangle à l'intérieur de la carte.

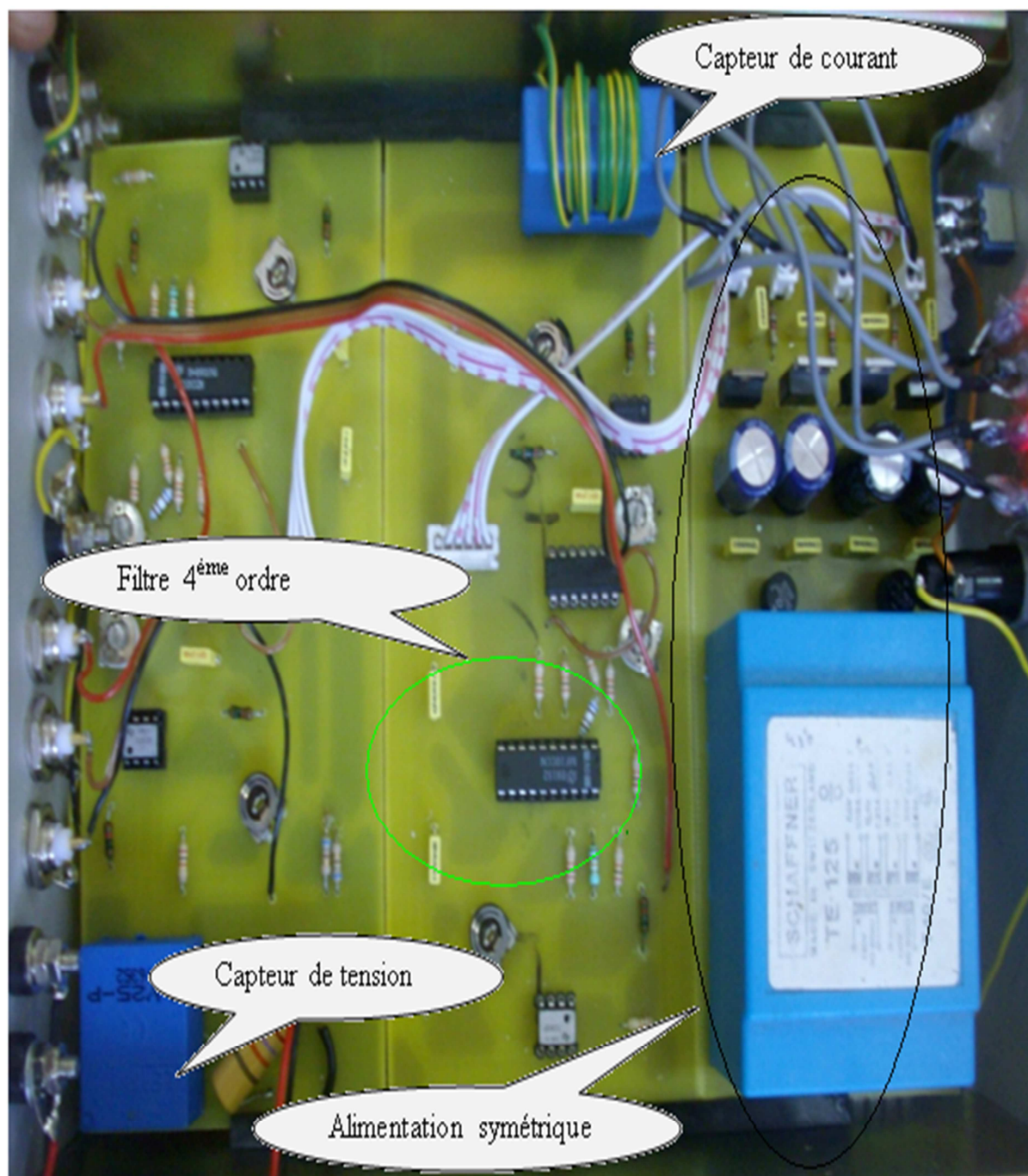
III.8.6 Impression de la carte :

Une fois le fichier PCB est finalisé, on clique sur le menu **file** puis sur **Print/Preview**. Un fichier appelé "**Preview notre projet.ppc**" va apparaître.

Sur le panneau de navigation, on clique de bouton droit sur l'onglet "nom de l'imprimante", une boîte de dialogue va apparaître dans laquelle on choisira '**Landscape**' du menu **orientation** puis OK.

On refait la même chose avec **multilayer default print** et on coche la case **mirror Layer** afin que les composants puissent correspondre avec les pads. Finalement, on a qu'à lancer l'impression.

Après avoir lancer l'impression et effectuer le perçage, nous avons abouté à la maquette représentée dans la figure *III-7*.



FigIII-7 Image photographique du capteur de courant et de tension

III.9 Résultats expérimentaux:

La calibration se résumera donc à trouver les valeurs de gain G et l'offset F. Evidemment, plus l'on prendra de mesures pour calibrer un capteur, plus la calibration sera précise et plus les valeurs de G et F seront proches de la réalité. Mais voilà, avec un nombre important de mesures, il faut utiliser une méthode de calcul qui nous donne une meilleure droite qui passe par tous les points en minimisant la somme des carrés des distances des points à la droite. Lors de calibration des deux capteurs, on a utilisé la méthode de la « régression linéaire ».

III.9.1 Calibration du capteur de courant :

On veut calibrer le capteur de courant pour mesurer un courant alternatif nominal $I_{pn} = 5A$. Pour cela, on a enroulé dix ($N_1 = 10$) spires au tour du circuit magnétique.

Les résultats issus des essais de calibration du capteur de courant sont donnés dans le tableau 3-4 :

Capteur de courant	
I_p (A)	V_m (Volt)
0	0.0075
0.1	0.184
0.2	0.377
0.3	0.536
0.4	0.720
0.5	0.914
0.6	1.083
0.7	1.265
0.8	1.427
0.9	1.623
1.0	1.79
1.1	1.977
1.2	2.155
1.3	2.329
1.4	2.516
1.5	2.704
1.6	2.880
1.7	3.053
1.8	3.220
1.9	3.409
2.0	3.563
2.1	3.729
2.1	3.908
2.3	4.109
2.4	4.280
2.5	4.449

2.6	4.647
2.7	4.800
2.8	4.972
2.9	5.148
3.0	5.367

Tableau 3-4

Théoriquement, le gain est :

$$G_a = K_a \cdot R_m \quad (\text{III.21})$$

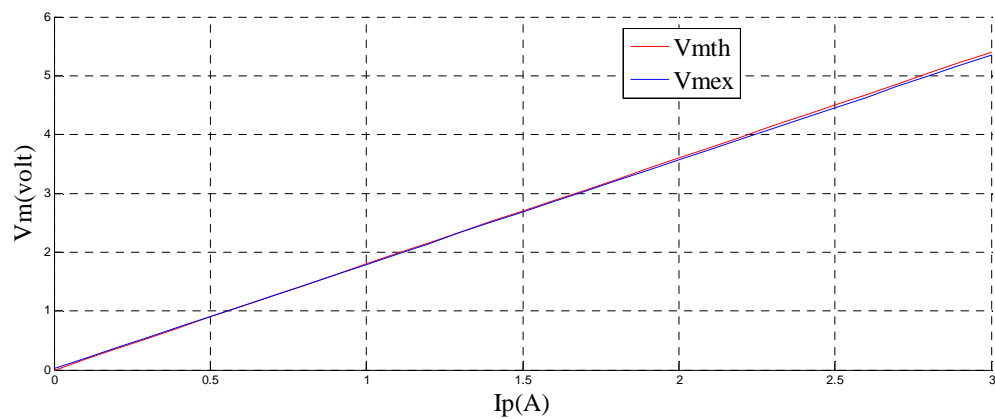
A.N:

$$G_a = 1.8 \Omega$$

$$F=0 \text{ Volt}$$

La méthode de la régression linéaire nous a donné un gain qui égal à **(1.77)** et un offset de **(0.016)**.

Les caractéristiques de transfert théorique et expérimentale du capteur de courant sont données sur la figure III-8.



FigIII-8 Caractéristique de transfert du capteur de courant

Le calibrage du capteur de courant a donné la relation suivante :

$$V_m = 1.77 \cdot I_p + 0.016$$

III.9.2 Calibration du capteur de tension :

On veut calibrer le capteur de tension pour mesurer des valeurs comprise entre 0 et 300V. La résistance normalisée R_1 prise, assurant un courant primaire proche de $I_{pn} = 10mA$, est de $28k\Omega$. La résistance de mesure R_m , placée coté secondaire sera prise égale à 330Ω .

Les résultats issus des essais de calibration du capteur de courant sont donnés dans le tableau 3-6

Capteur de tension	
V_p (Volt)	V_m (Volt)
0	0.04
30	0.9
60	1.8
90	2.6
120	3.6
150	4.4
180	5.6
210	6.4
240	7.2
270	8.5
300	9.4

Tableau 3-5

Théoriquement, le gain est :

$$G_v = \frac{K_v \cdot R_m}{R_p + R_1} \quad (III.22)$$

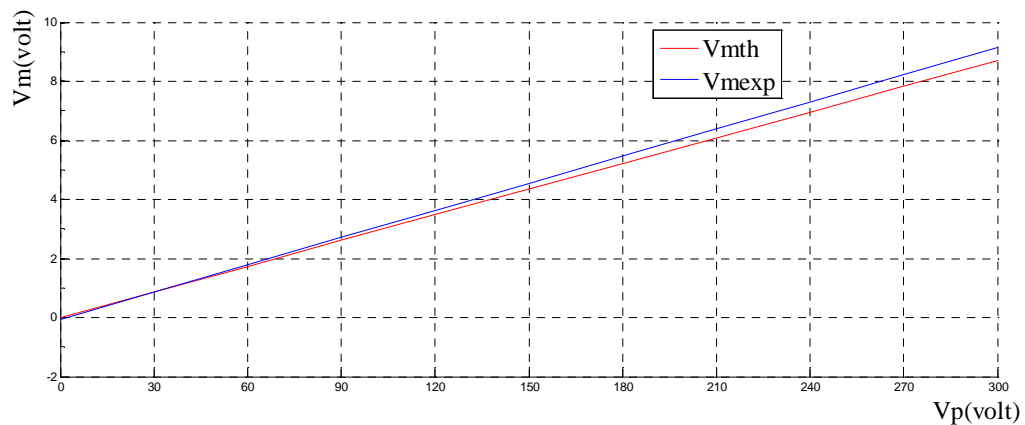
A.N:

$$G_v = \frac{2.5 \cdot 330}{250 + 28000} = 0.029$$

F=0 Volt

La méthode de la régression linéaire nous a donné un gain qui égal à **(0.03)** et un offset de **(-0.05)**.

Les caractéristiques de transfert théorique et expérimentale du capteur de tension sont données sur la figure III-9.



FigIII-9 Caractéristique de transfert du capteur de tension

Le calibrage du capteur de tension a donné la relation suivante :

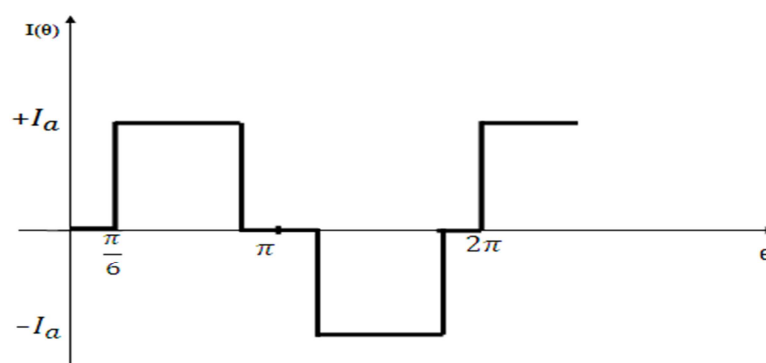
$$V_m = 0.03 \cdot V_p - 0.05$$

III.9.3 Extraction du fondamental:

III.9.3.1 Choix de la fréquence de coupure :

Le choix de la fréquence de coupure est une étape très importante pour l'extraction de fondamental quel que soit le signal.

Si à titre d'exemple, on prend un courant de la forme suivante :



FigIII-10 Signal délivré par un onduleur à commande 120°

Le développement en série de Fourier de ce courant $I(\theta)$ donne :

$$I(\theta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_a \left[\sin \theta - \frac{1}{5} \sin 5\theta - \frac{1}{7} \sin 7\theta + \frac{1}{11} \sin 11\theta + \dots \dots \right] \quad (\text{III.23})$$

L'amplitude du fondamental est égal à $\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_a$. On constate aussi que ce signal comporte des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, ..etc, qui ont des amplitudes respectives de 1/5, 1/7, 1/11 de l'amplitude du fondamental. Donc, il est clair que pour extraire le fondamental, il faut seulement éliminer le premier harmonique (celui d'ordre 5) puis les autres seront automatiquement atténués.

La fréquence du signal à la sortie de l'onduleur est de 25Hz, ce qui donne une fréquence de 125Hz pour l'harmonique le plus prépondérant.

Si on veut atténuer l'harmonique d'ordre 5 à 90%, la fréquence de coupure doit être égale à :

$$f_0 = \frac{f}{2l \sqrt{\frac{1}{|H_n(x)|^2} - 1}} \quad (\text{III.24})$$

l est l'ordre de filtre

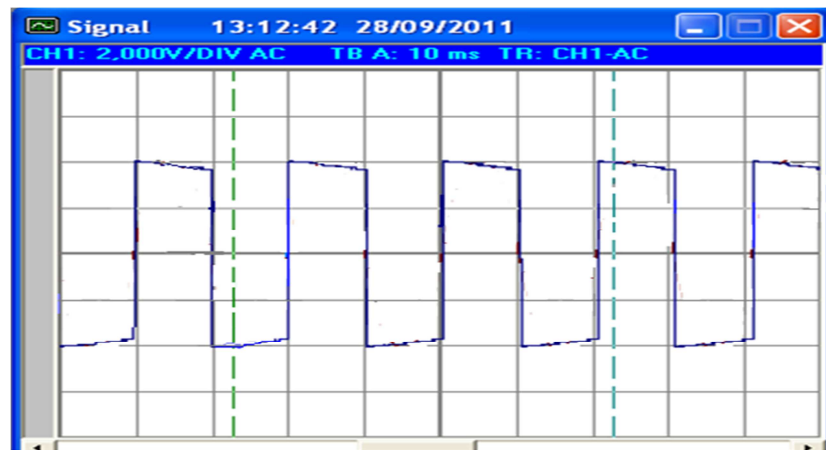
A.N:

$$f_0 = \frac{125}{\sqrt[8]{\frac{1}{|0.1|^2} - 1}}$$
$$f_0 = 70 \text{ Hz}$$

Le choix de cette fréquence engendrera une atténuation de 98% pour l'harmonique d'ordre 7 et de 100% pour celui d'ordre 11.

III.9.3.2 Un essai expérimental pour l'extraction de fondamental :

Lors des tests qui ont été effectués sur la partie filtrage des capteurs, on a pris une tension délivrée par un GBF, ce signal est de fréquence 50Hz et d'amplitude 4V appliquée à la résistance de mesure. Sa forme est donnée par la figure III-11 :



FigIII-11 Signal carré délivré par un GBF

Le développement en série de Fourier de ce signal a donné :

$$v(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4V}{(2k+1)\pi} \sin(2k+1)\theta \quad (\text{III.25})$$

Donc le fondamental (k=0) est :

$$V_1(\theta) = \frac{4V}{\pi} \cdot \sin \theta$$

A.N :

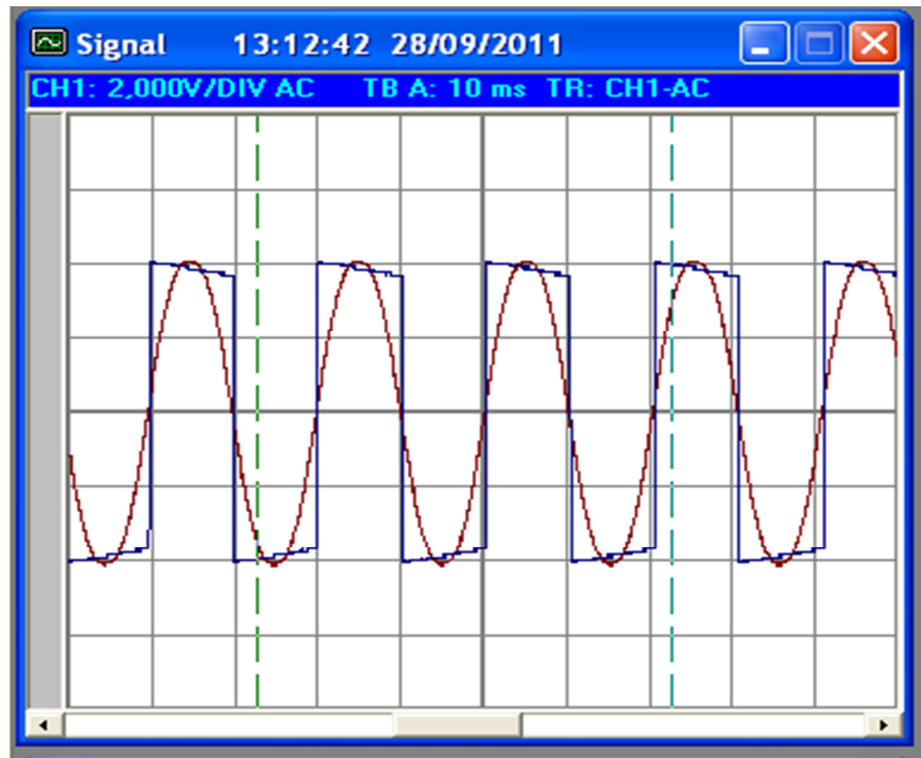
$$V_1(\theta) = 5.1 \cdot \sin \theta$$

On a voulu atténuée le premier harmonique (k=1) à 90%, donc la fréquence de coupure doit être égale à :

$$f_0 = \frac{150}{\sqrt[8]{\frac{1}{|0.1|^2} - 1}}$$

$$f_0 = 84.45 \text{ Hz}$$

Le signal filtré est donné par la figure III-12



FigIII-12 Signal de tension après filtrage

Remarque :

On constate que ce filtre n'atténue pas l'amplitude de fondamental.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons validé dans un premier temps la structure du filtre de Butterworth de 5^{ème} ordre pour notre projet. Divers problèmes sont apparus lors des essais et nous l'avons remplacé par un autre de quatrième ordre.

On n'a pas pu tester la structure du capteur (courant ou tension) à la fois, mais nous étions obligés de tester les deux parties (sonde et le bloc de filtrage) séparément car nous n'avons pas pu avoir les sources convenables, d'où l'utilisation d'un GBF.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons essayé d'apporter une solution matérielle aux problèmes d'acquisition des signaux de courant et de tension souvent utilisés dans les systèmes de commande.

Ces signaux sont généralement délivrés par les convertisseurs statiques alimentant les machines, ils sont souvent bruités et ne peuvent pas être exploités directement par la commande d'où la nécessité d'un bloc de filtrage.

Concernant l'extraction de fondamental, le problème est plus délicat car les fréquences des signaux peuvent être variables. Le choix de la fréquence de coupure du filtre est donc étroitement lié à la fréquence de fonctionnement de système. Un filtrage avec une fréquence de coupure programmable est alors indispensable pour l'extraction des fondamentaux. Nous avons proposé une solution basée sur un filtre universel à capacité commutée MF10.

Les résultats obtenus sont satisfaisants, cela est dit, il reste à essayer de réduire le volume occupé par les maquettes et d'améliorer le calibrage des capteurs.

Enfin, nous souhaitons que notre réalisation soit d'une grande utilité pour les étudiants tenant à travailler sur les systèmes de commande ou autres nécessitant la mesure et le traitement des grandeurs électriques (courant et tension).

Références

[1] : **LEM Components**

" Capteurs isolés de courant et de tension-caractéristiques, applications, calculs"
Edition 2004/2005

[2] : **Philippe Letenneur**

"Les alimentations électriques"
STS Granville 2003-2004

[3] : **Ph. Roux**

"Filtres de fréquences actifs passe bas de Butterworth"
2006

[4] : **Aline Maroun MSAED**

"Micro capteur magnétique de mesure de courant et traitement intégré"
Thèse de doctorat, Institut polytechnique de Grenoble/ 29 Septembre 2009

[5]: **Thierry Dutoit**

" Introduction à la Synthèse des Filtres Actifs "
Première édition, Faculté Polytechnique de Mons 2000

[6] : ANNEXE 1

[7] : ANNEXE 2

[8] : ANNEXE 3

[9] : ANNEXE 4

[10] : ANNEXE 5

[11] : ANNEXE 6