

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMARI DE TIZI OUZOU
FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE



MEMOIRE



De fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme
D'ingénieur d'état en électronique
Option : communication

THEME

ETUDE ET AMELIORATION D'UN VARIATEUR DE
VITESSE POUR UN MOTEUR ASYNCHRONE DE
PUISSANCE 2,2 kw - 1500 tr/min.

Proposé et dirigé par :

Mr. M.ABDELLI (UMMTO)
Mr. D.BEN TAHA (ENEL)

Etudié par :

Mr. Rabia. Nacim
Mr. Djokhrab. Hicham

PROMOTION 2008

Dédicaces

Je dédie ce Modest travail,

En premier lieu ; a la mémoire de mon grand père et de mon père grâce a eux que je suis aujourd'hui a ce statu.

En deuxième lieu ; a tous le reste de la famille, en particulier ma mère et mes frères et surtout ma tante « na na ghenema ».

Sans oublier mes ami(es) et tous ceux me sont cher(es) en particulier K.K.

Par Nacim. R

Je dédie ce Modest travail,

A Ma très chère mère.

A mon frère Sofian.

A mon oncle HOcini Mehena et toute sa famille.

A ma fiancée KAHINA.

A tous les ami(es) qui sont de prés ou de loin.

Par Hicham. DJ

INTRODUCTION générale :

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Aujourd'hui, dans la plus part des entraînements à vitesse variable, les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu pour plusieurs raisons qui sont mentionnées dans les chapitres à venir.

Pour clôturer notre cycle d'ingénieur, on a cette chance d'étudier et d'apporter une petite amélioration en introduisant un microcontrôleur à un variateur de vitesse existant.

Pour mener bien notre travail, nous avons choisi de le répartir sur quatre chapitres.

Dans le premier chapitre on a fait un petit rappel sur les moteurs asynchrones.

Dans Le second chapitre nous présentons l'étude des différents blocs du convertisseur de puissance ainsi que le circuit de déclenchement (driver).

Dans le troisième chapitre on a fait l'étude générale du convertisseur de fréquence et la présentation des circuits d'alimentations.

On termine notre travail par le quatrième chapitre qui cerne la conception logicielle qu'on a apporté à ce variateur de vitesse pour un moteur asynchrone.

1. GENERALITES :

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Et a été longtemps fortement concurrencé par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance.

Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

2. AVANTAGES DES MOTEURS ASYNCHRONES :

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de watts.

3. GLISSEMENT D'UN MOTEUR ASYNCHRONE :

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator.

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cent. Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité doit fonctionner avec un faible glissement.

- On désigne par (n_s) la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine.
- On désigne par (n) la fréquence de rotation de la machine.

Soit (P) le nombre de paires de pôles de la machine et (f) la fréquence de l'alimentation. On a :

$$n_s = \frac{60f}{P} \quad \text{En tr/min}$$

Le glissement correspond à la différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique exprimé sous la forme d'un pourcentage de la fréquence de rotation.

$$g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

4. VARIATION DE LA VITESSE :

Un variateur de vitesse est un équipement électronique alimentant un moteur électrique de façon à pouvoir faire varier sa vitesse de manière continue, de l'arrêt jusqu'à sa vitesse nominale. La vitesse peut être proportionnelle à une valeur analogique fournie par un potentiomètre, ou par une commande externe : un signal de commande analogique ou numérique, issue d'une unité de contrôle.

Un variateur de vitesse est constitué d'un redresseur combiné à un onduleur, Le redresseur va permettre d'obtenir un courant quasi continu.

À partir de ce courant continu, l'onduleur (bien souvent à Modulation de largeur d'impulsion ou MLI) va permettre de créer un système triphasé de tensions alternatives dont on pourra faire varier la valeur efficace et la fréquence. Le fait de conserver le rapport de la valeur efficace du fondamental de la tension par la fréquence (U/f) constant permet de maintenir un flux tournant constant dans la machine et donc de maintenir constante la fonction reliant la valeur du couple en fonction de $(n_s - n)$.

Sachant que La pulsation du rotor d'un moteur asynchrone est :

$$\Omega = \Omega_s (1 - g) = \frac{\omega}{p} (1 - g) = \frac{2\pi f}{p} (1 - g)$$

Avec :

g : glissement.

p : nombre de paires de pôles.

Ω : pulsation du rotor (en rd/s).

Ω_s : pulsation de synchronisme(en rd/s).

f : fréquence de la tension (Hz).

ω : pulsation de la tension (rd/s).

Donc ;

Le réglage de la vitesse de rotation du moteur peut donc être obtenu par :

- Action sur le nombre de paires de pôles
- Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique
- Action sur le glissement

5. DEMARRAGE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE :

Lors du démarrage d'une machine asynchrone, le courant peut atteindre de 4 à 8 fois le courant nominal de la machine (c.-à-d. le courant est fort). Si l'application utilise un variateur, c'est ce dernier qui se chargera d'adapter les tensions appliquées à la machine afin de limiter ce courant.

6. FREINAGE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE :

On distingue plusieurs types de freinage :

6.1. Arrêt libre :

(Mise hors tension du stator)

6.2. Arrêt contrôlé :

Tension statorique progressivement passée à tension nulle

- **Freinage hyper synchrone :**

Lorsque la vitesse du rotor est supérieure à la vitesse du champ tournant, le moteur freine. Couplé à un variateur de fréquence qui diminue progressivement la vitesse du moteur. Par conséquent Cette méthode n'est pas très efficace pour freiner rapidement une machine asynchrone.

- **Arrêt par injection de courant continu :**

L'alimentation en courant continu du stator crée un champ fixe dans la machine qui s'oppose au mouvement. C'est la méthode la plus efficace pour freiner la machine, mais les contraintes en courant sont également très sévères. Le contrôle de l'intensité du courant continu permet de contrôler le freinage.

6.3. Arrêt à contre-courant :

Le principe consiste à inverser deux phases pendant un court instant. Ceci est donc équivalent à un freinage hyper-synchrone.

6.4. Freinage mécanique par électro-frein :

Ce système est constitué d'un frein à disque solidaire de l'arbre de la machine asynchrone et dont les mâchoires initialement serrées hors tension sont commandées par un électroaimant. Après alimentation de l'électroaimant, les mâchoires se desserrent laissant la rotation libre. La coupure de l'alimentation provoque le freinage. Ce dispositif aussi appelé « frein à manque de courant » est souvent prévu comme dispositif d'arrêt d'urgence.

7. LES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES :

7.1. constitution :

Il est constitué d'une partie fixe (stator), et d'une partie mobile (rotor).

1.1.1 le stator :

Il est constitué d'un cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches permettant d'y loger les bobinages. Ce cylindre est constitué d'un empilement de plaques de tôles afin de limiter les courants de Foucault.

1.1.2 Le rotor :

Il n'est lié à aucune source d'énergie électrique, le courant dans ses enroulements est uniquement induit par le champ tournant créé dans le stator, il existe deux types de rotor ce qui fait l'existence de deux types de moteur.

- **Rotor a bague (bobiné) :**

C'est un cylindre feuilleté, avec des encoches qui renferment un enroulement comportant obligatoirement le même nombre de pôles que celui du stator.

- **Rotor a cage d'écureuil :**

Le rotor cylindrique porte des conducteurs de cuivre ou d'aluminium qui semblent figurés les génératrices du cylindre, et dont les extrémités sont réunies par deux couronnes conductrices.

7.2. principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement des moteurs a courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique B . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont en fonction du courant I .



Fig.1.1

Dans le cas des moteurs triphasés, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant (si $f=50\text{Hz}$ alors le champ magnétique tourne à 50 tr/s).

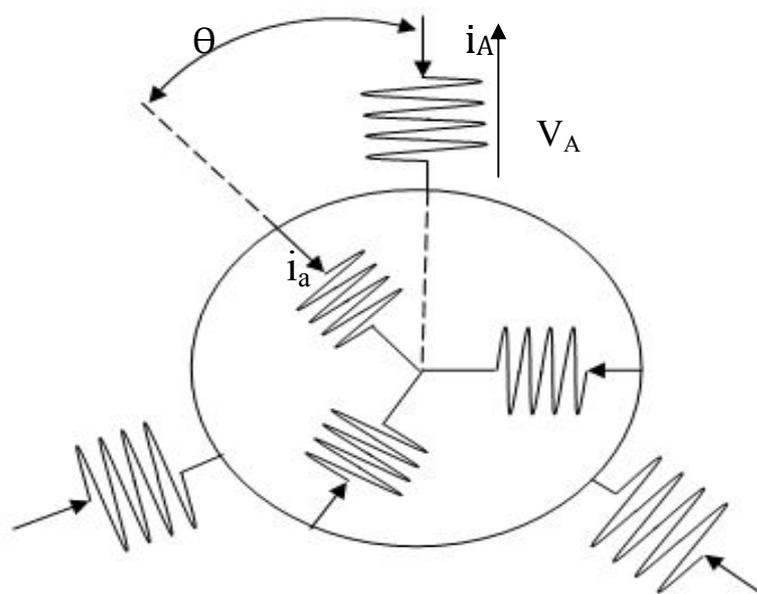


Fig.1.2 : représentation des courants dans le moteur.

Les courants des trois phases statoriques ont la même valeur efficace I_s et les courants des trois phases rotoriques ont la même valeur efficace I_r .

- **Au stator :**

On fixe l'origine des temps de manière à ce que l'on puisse écrire :

$$i_A(t) = I_S \sqrt{2} \cos \omega_s t$$

On en déduit les courants des deux autres phases du stator :

$$i_B(t) = I_S \sqrt{2} \cos \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i_C(t) = I_S \sqrt{2} \cos \left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Avec ω_s : pulsation des courants statoriques.

- **Au rotor :**

$$i_a(t) = I_r \sqrt{2} \cos \alpha_r$$

$$i_b(t) = I_r \sqrt{2} \cos \left(\alpha_r - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i_c(t) = I_r \sqrt{2} \cos \left(\alpha_r + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Avec : $\omega_r = g \omega_s$ et $\alpha_r = (\omega_r t - \alpha)$

ω_r : Pulsation des courants rotoriques

α : phase à l'origine de i_a donc variable car l'origine des temps est fixée par i_A .

7.3. fonctionnement A (U/f) constant :

En régime sinusoïdal, la conservation du rapport (U/f) permet au circuit magnétique d'être dans le même état magnétique quelle que soit la fréquence d'alimentation. Ainsi, lorsque la fréquence diminue, la valeur efficace de la tension diminuant dans les mêmes proportions, il n'y a pas de risque de saturation du matériau magnétique.

Ceci a pour conséquence qu'une commande qui maintient (U/f) constant, où U représente la valeur efficace, permet de conserver la même courbe de couple en fonction du glissement pour n'importe quelle fréquence d'alimentation.

Pour cela, la machine asynchrone est alimentée par un onduleur délivrant une tension de fréquence f et dont la valeur efficace U est telle que le rapport (U/f) est maintenu constant.

Lorsque le rapport (U/f) est constant on peut écrire pour la partie linéaire de la caractéristique couple vitesse :

$$C_{em} = k. (n_s - n)$$

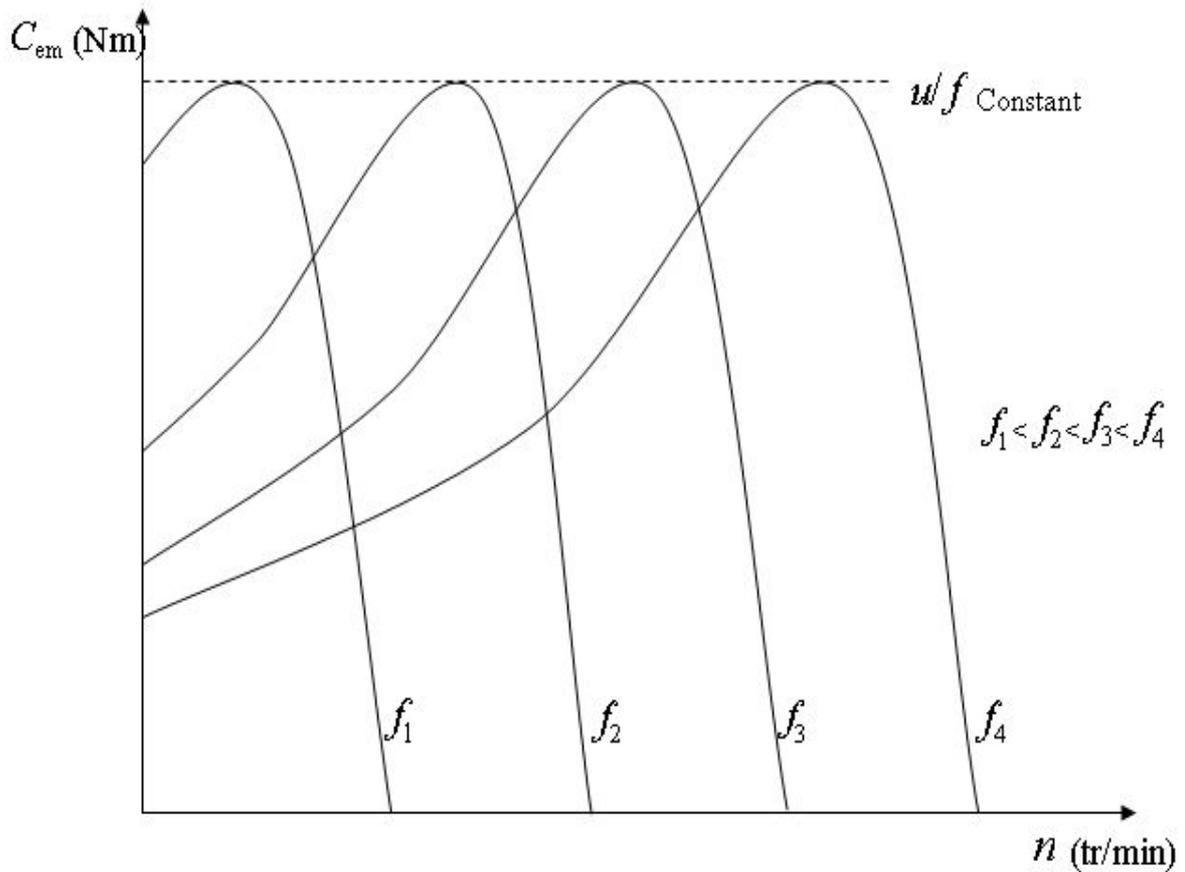


Fig.1.3 : couple en fonction de n

1. INTRODUCTION :

Dans le domaine de l'électronique de puissance, pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone, on agit sur la fréquence du réseau monophasé ou triphasé, on obtient alors un système à fréquence (f) et tension continue (U) variable pour faire fonctionner le moteur à (U/f) constant. On utilise pour cela soit :

- Un convertisseur de fréquence directe (cycloconvertisseur).
- Un convertisseur de fréquence indirecte possédant un circuit intermédiaire à courant ou à tension continue.

Dans notre cas on a affaire à un convertisseur de fréquence indirecte représenté sur les figures (fig.2.1) et (fig.2.2).

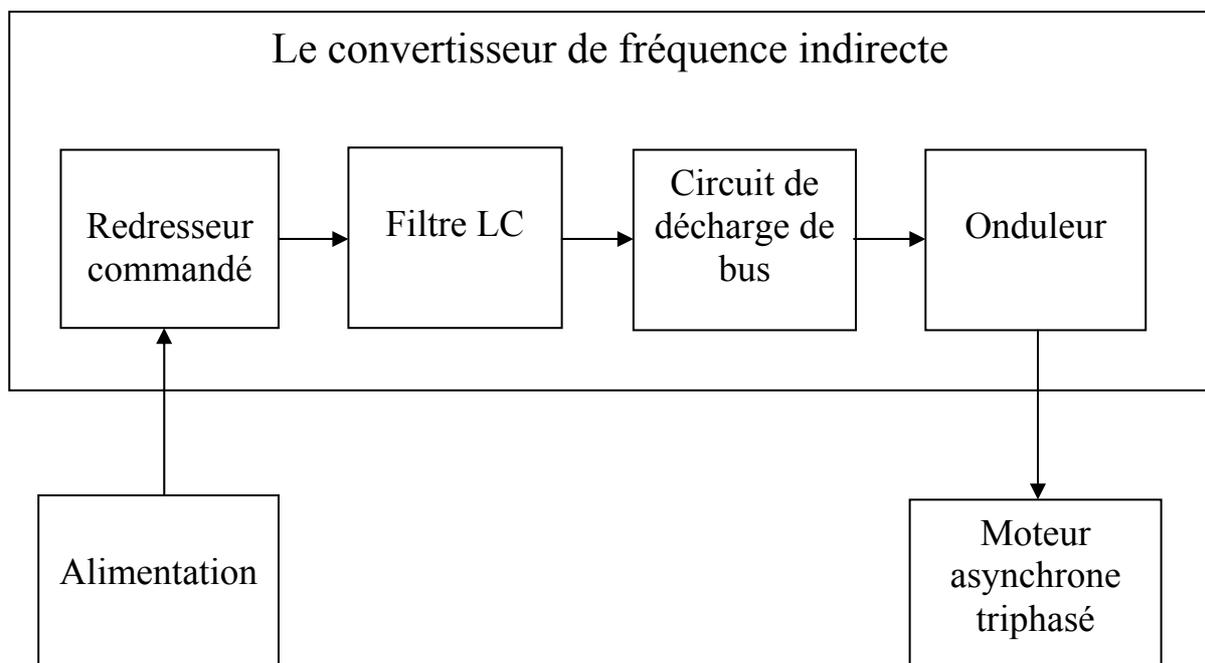


Fig.2.1 : schéma bloc d'un convertisseur de fréquence indirecte a circuit intermédiaire.

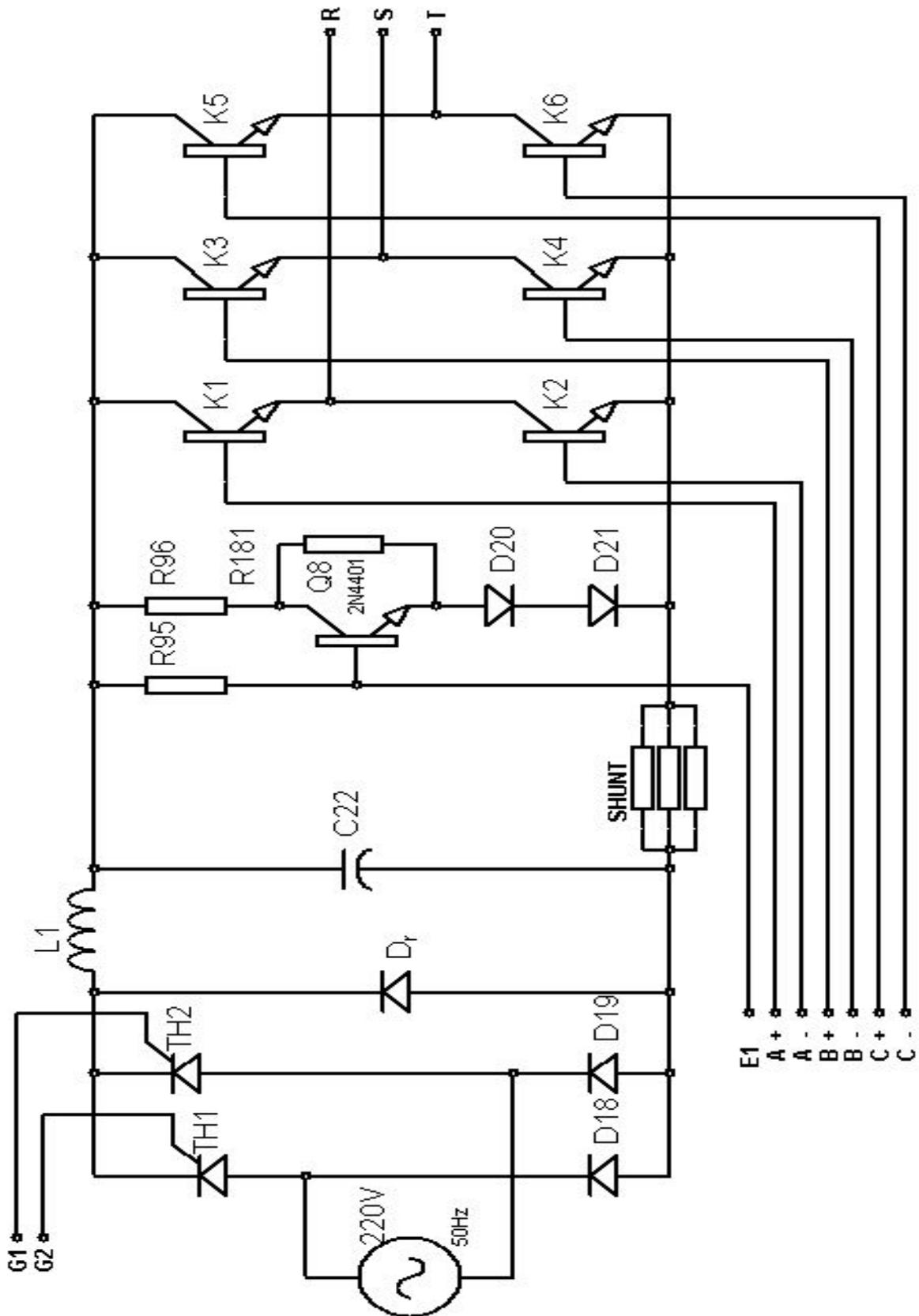


fig.2.2 : schéma électrique du convertisseur de fréquence indirecte a circuit intermédiaire.

2. ETUDE DU REDRESSEUR :

Le redresseur est un pont mixte (fig.2.3), ayant pour objectif l'obtention d'une tension de sortie de valeur moyenne réglable.

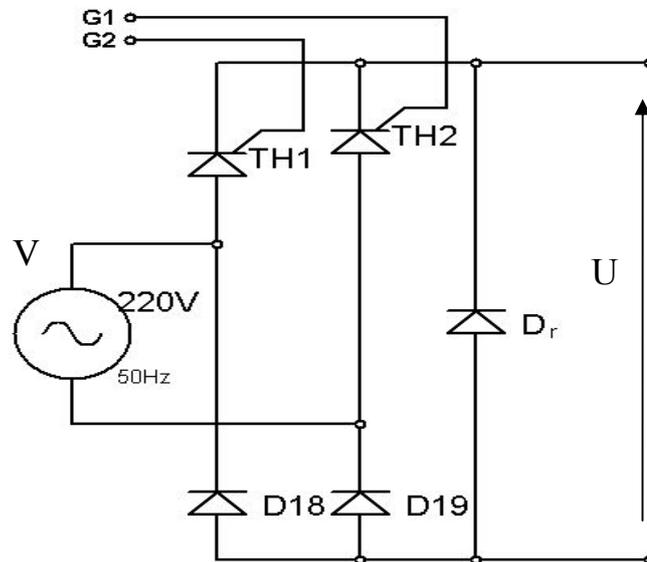


Fig.2.3 : redresseur commandé.

2.1. Diode de puissance :

2.1.1. Présentation :

La diode de puissance (fig.2.4) est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture), elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative $V_{AK} < 0$ à l'état bloqué.

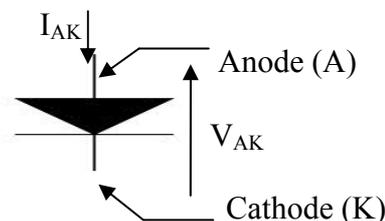


Fig.2.4 : La diode

2.1.2. Fonctionnement du composant parfait :

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant les deux modes :

- Diode passante (ON) : tension $V_{AK} = 0$ pour $i_{AK} > 0$
- Diode bloqué (OFF) : courant $i_{AK} = 0$ pour $V_{AK} < 0$

2.1.3. Critères de choix d'une diode :

- La tension inverse V_{AK} à l'état bloqué.
- La valeur moyenne de courant i_{AK} à l'état passant.

2.2. Thyristor de puissance :

2.2.1. Présentation :

Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais pas à l'ouverture (fig.2.5).

Il est réversible en tension et supporte des tensions V_{AK} aussi bien positives que négatives, il n'est pas réversible en courant et ne permet que des courants i_{AK} positifs à l'état passant.

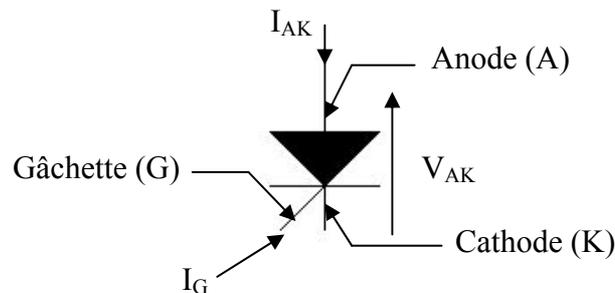


Fig.2.5 : Le thyristor.

2.2.2. Fonctionnement du thyristor:

Le composant est bloqué (OFF) si le courant i_{AK} est nul (quelque soit la tension V_{AK}). Si la tension V_{AK} est positive, le thyristor est amorçable.

L'amorçage est obtenu par un courant de gâchette i_G positif d'amplitude suffisante alors que la tension V_{AK} est positive. et à ce moment le thyristor est passant (ON), $V_{AK} = 0$ et $i_{AK} > 0$.

On peut bloquer le thyristor par annulation du courant i_{AK} ou par inversion de la tension V_{AK} .

2.2.3. Critères de choix du thyristor :

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement du thyristor (V_{AK} et i_{AK}) dans le système envisagé, on calcule les extrêmes prises par :

- La tension inverse maximale de V_{AK} (à l'état bloqué).
- Le courant moyen i_0 d' i_{AK} à l'état passant.

2.3. Fonctionnement du redresseur :

Le redresseur est alimenté avec une source de tension $V_e = A \cos \omega t$

Tant que $0 < \theta < \pi$ alors dans ;

- La Phase 1 : à l'instant $\omega t = \theta$

On amorce TH1, donc : TH1 et D19 passants. $U = V_e$.

- La Phase 2 : à l'instant $\omega t = \pi$

V_e devient négatif. La diode D19 se bloque et D18 devient passante. TH1 continue à conduire tant que TH2 n'est pas amorcé (phase de roue libre). $U = 0$.

- La Phase 3 : à l'instant $\omega t = \theta + \pi$

On amorce TH2, donc: TH2 et D18 passants. $U = -V_e$.

- La Phase 4: à l'instant $\omega t = 2\pi$

V_e devient positif. La diode D18 se bloque et D19 devient passante. TH2 continue à conduire tant que TH1 n'est pas amorcé (phase de roue libre). $U = 0$.

2.4. Allure de la tension de sortie (U) :

Le déclenchement de ce pont est facilité par la liaison entre cathodes des thyristors. il existe dans ce circuit un risque de court-circuiter l'alimentation s'il y a une mauvaise commutation entre les thyristors. La diode D_r intervient sur la fiabilité du montage.

Les thyristors sont commandés par le circuit de commande de gâchettes représenté aux (fig.3.11).

Les chronogrammes des différents signaux sont donnés à la figure (fig.2.6).

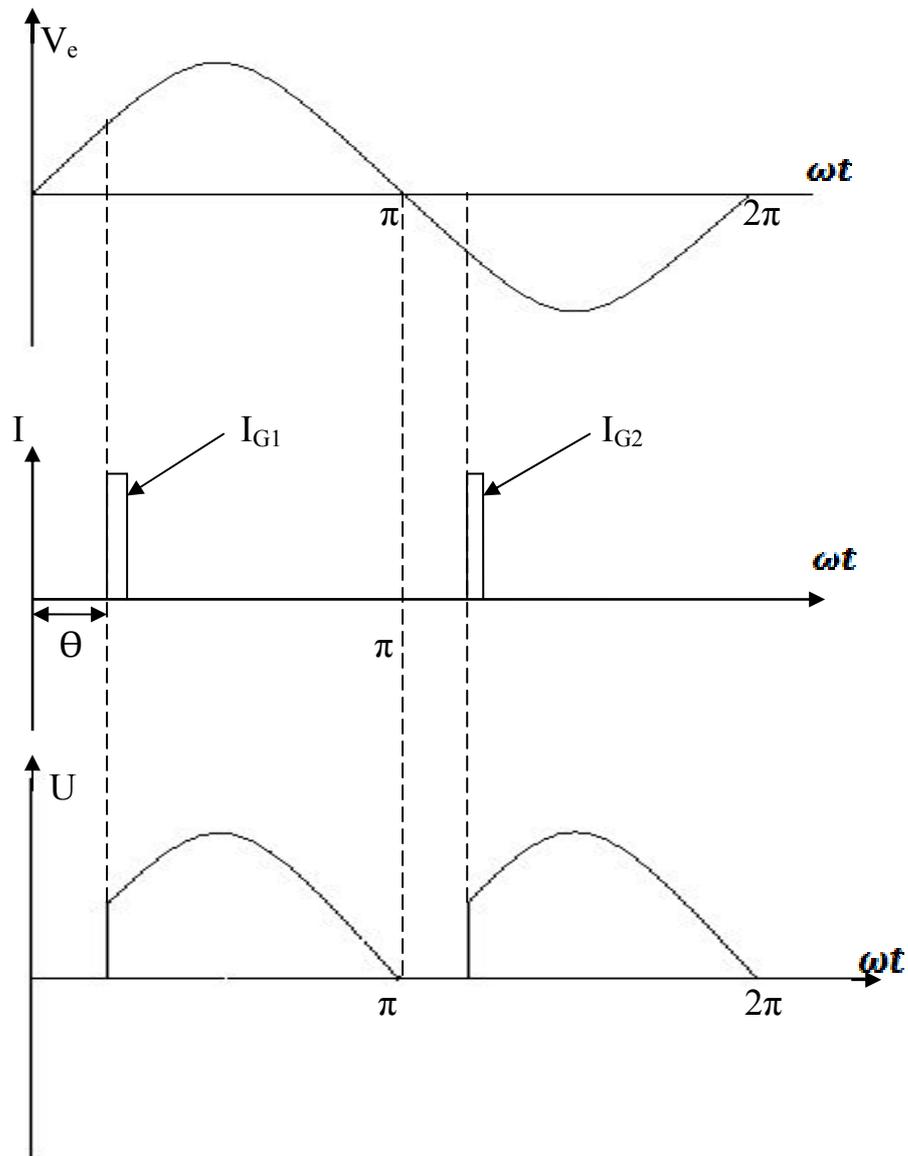


Fig.2.6 : Chronogrammes des tensions.

La valeur moyenne de U est donnée par la loi suivante :

$$U' = \frac{1}{T} \int_0^T U dt$$

On a:

$$V_e = A \sin \omega t = 220\sqrt{2} \sin 100\pi t$$

$$U' = \frac{1}{T} \int_0^T U dt$$

$$U' = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi} A \sin \omega t dt$$

$$U' = \frac{A}{\pi} (1 + \cos \theta)$$

3. ETUDE DU FILTRE LC :

Le redresseur commandé nous donne une tension variable, mais pour alimenter l'onduleur on a besoin d'une tension continue, pour cela il faut prévoir un filtre (fig.2.7) qui prend en charge les variations de la tension.

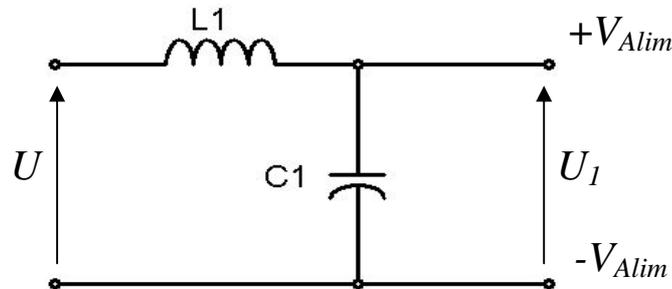


Fig.2.7 : filtre LC.

On à :

$$U_1 = \frac{Z_c}{Z_c + Z_L} U$$

$$U_1 = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}} U \quad \text{Avec : } \omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Le gain en dB est donné par la relation suivante :

$$G_{db} = -10 \text{Log} \left(1 - 2 \frac{\omega^2}{\omega_c^2} + \frac{\omega^4}{\omega_c^4} \right)$$

La représentation dans le diagramme de Bode est donnée sur la figure (fig.2.8). nous montre que le filtre est un filtre passe bas.

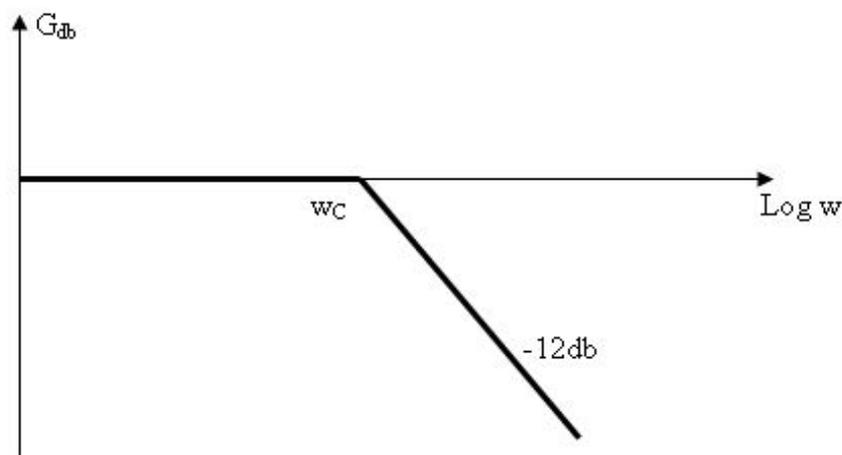


Fig.2.8 : diagramme de Bode.

4. ETUDE DU CIRCUIT DE DECHARGE DU BUS :

Ce circuit de décharge intervient lors du freinage du moteur pour décharger l'énergie stocké dans les bobines et celles des condensateurs réservoirs, le circuit est représenté sur la figure (fig.2.9).

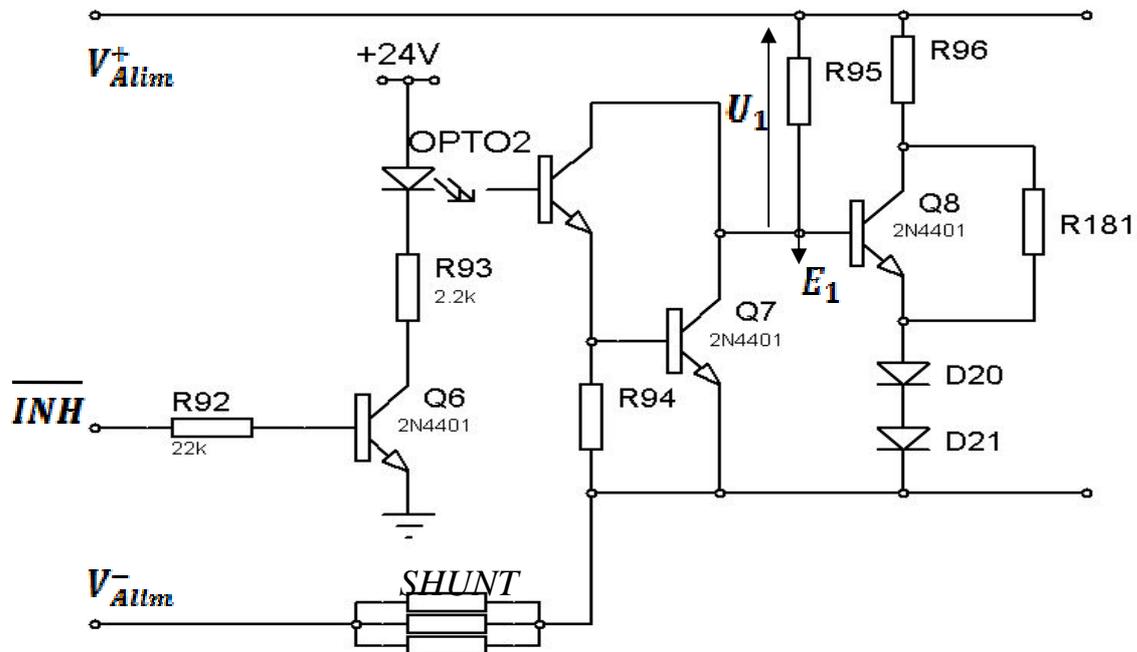


Fig.2.9 : circuit de décharge.

Le fonctionnement de ce circuit dépend de **INH** (marche, arrêt du moteur) :

- **INH = 0**, le système en fonction normale, donc le transistor Q_6 se sature et le transistor de l'opto-coupleur se sature, cela entraîne la saturation de Q_7 et le blocage de Q_8 .

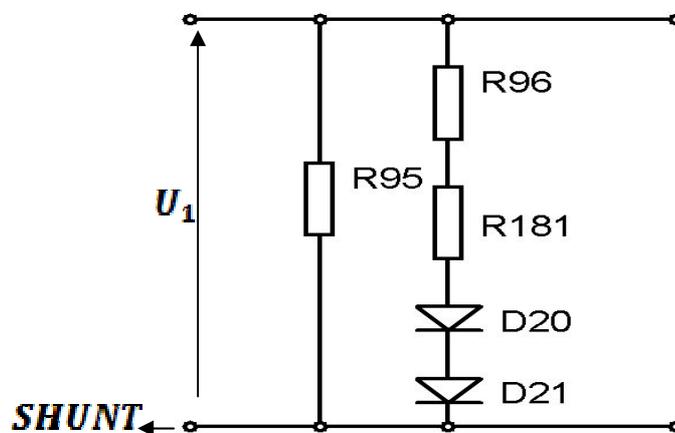


Fig.2.10 : schéma équivalent à $INH = 0$.

Dans cet état en remarque que le courant i qui passe à travers la résistance $R = R_{95} // (R_{96} + R_{181})$ est très faible devant le courant qui passe dans l'onduleur.

- $INH = 1$, à l'arrêt du moteur, le transistor Q_6 se bloque, ce qui entraîne la saturation du transistor Q_8 .

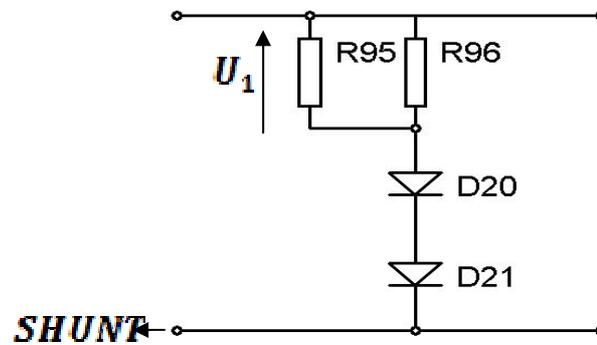


Fig.2.11 : schéma équivalent à $INH = 1$.

Dans ce cas le courant existant dans les bobines est absorbé par la résistance $R_{96} = 1K\Omega$ de même pour l'énergie stockée dans les condensateurs.

5. ETUDE DE L'ONDULEUR :

Un onduleur autonome est un convertisseur statique (continu-alternatif), il détermine la fréquence et la forme de la tension alternative fournie au moteur.

Contrairement à l'onduleur non autonome relié à un réseau alternatif qui lui impose la fréquence et la forme de la tension de sortie.

Dans notre cas l'onduleur utilisé est un onduleur triphasé autonome de tension (fig.2.12).

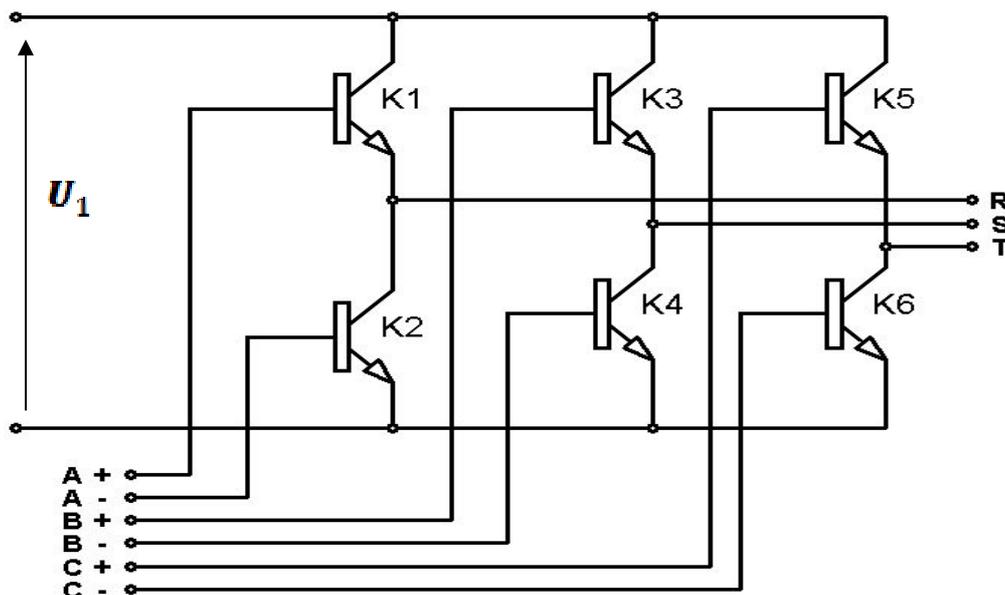


Fig.2.12 : onduleur autonome de tension.

L'onduleur est constitué de trois branches, chacune constituées de deux éléments de commutation. Ces éléments doivent pouvoir travailler en commutation forcée, donc les possibilités de réalisation sont multiples et dépendent principalement de la puissance mise en jeu.

Dans le cadre de notre projet on a utilisé un type commandable à la fermeture et à l'ouverture.

5.1. Transistor bipolaire de puissance :

5.1.1. Présentation :

Le transistor de puissance est un composant commandé à la fermeture et à l'ouverture, il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de collecteur I_C positifs.

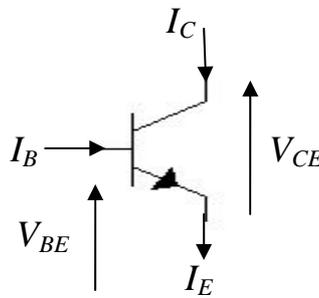


Fig.2.13 : transistor NPN.

5.1.2. Fonctionnement et état du transistor :

- **Transistor bloqué :**

État obtenu en annulant le courant I_B de commande, ce qui induit un courant de collecteur nul et une tension V_{CE} non fixée, l'équivalent est un commutateur ouvert.

- **Transistor saturé :**

Ici, le courant I_B n'est pas nul, qui impose une tension V_{CE} nulle tandis que le courant I_C atteint une valeur limite dite de saturation, l'équivalent est un commutateur fermé.

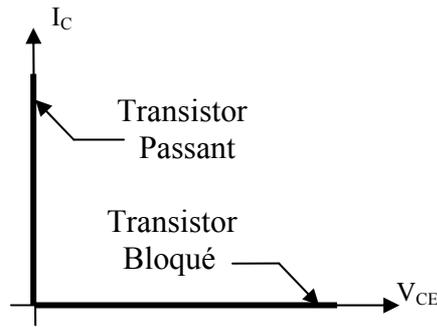


Fig.2.14 : caractéristique du transistor.

5.1.3. Choix de transistor :

On sait que la tension maximale qui arrive au transistor à l'état bloqué est celle de la sortie du filtre, qui peut atteindre $220\sqrt{2}$, donc $V_{CE\ max} = 220\sqrt{2}$.

Le courant qui peut arriver à l'onduleur au démarrage du moteur, est un courant qui peut attendre 8 fois le courant nominal du moteur.

Pour choisir les transistors correspondants il faut tenir compte des valeurs des grandeurs suivantes.

- La tension V_{CE} à l'état bloqué.
- Le courant maximal I_C à l'état saturé.

5.2. Configuration Darlington :

Un montage Darlington (fig.2.15) est composé de deux ou trois transistors bipolaires, l'un pilotant l'autre, et une diode D_1 pour protéger le transistor T_2 contre les surtensions, et une diode D_2 avec la résistance R pour réduire le temps de blocage du transistor T_2 en évacuant les charges stockées dans sa base. Son objectif est d'élever le gain.

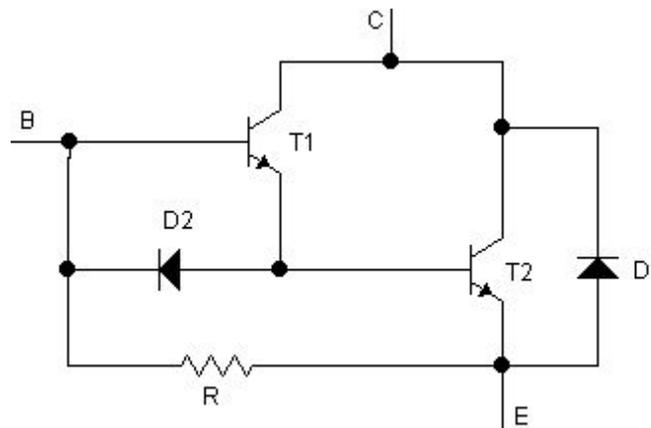


Fig.2.15 : configuration Darlington.

5.3. Circuit d'aide à la commutation :

Ce circuit (fig.2.16) a pour rôle la protection des transistors, le condensateur C_C est l'élément principal du réseau d'aide au déclenchement, la résistance R_C évite la décharge brutale de C_C à la saturation du transistor T, la variation du courant de collecteur est brutal tandis que la variation de la tension est ralentie, ce phénomène provoque une surintensité dont il faut prendre en considération lors de dimensionnement.

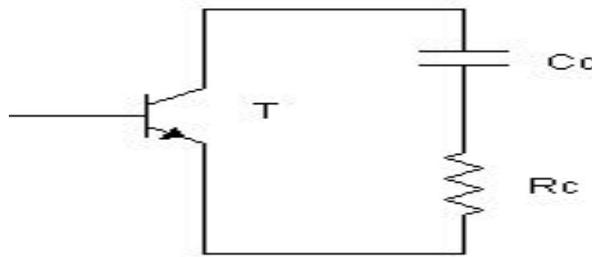


Fig.2.16 : circuit d'aide à la commutation.

5.4. Allures des tensions de branches et de phases:

Notre moteur asynchrone a besoin de trois tensions composées sinusoïdales déphasées de $2\pi/3$. et pour obtenir cela, il faut envoyer des impulsions bien précises aux transistors des trois branches.

Trois de ces transistors K sont simultanément conducteurs, les trois autres sont bloqués. Deux transistors de la même branche sont commandés en complémentarité pour ne pas court-circuiter la source de tension. Il y a six séquences par période, chaque transistor K est fermé pendant une demi-période.

Les séquences de commande sont :

$$(K_5K_6K_1), (K_6K_1K_2), (K_1K_2K_3), (K_2K_3K_4), (K_3K_4K_5), (K_4K_5K_6).$$

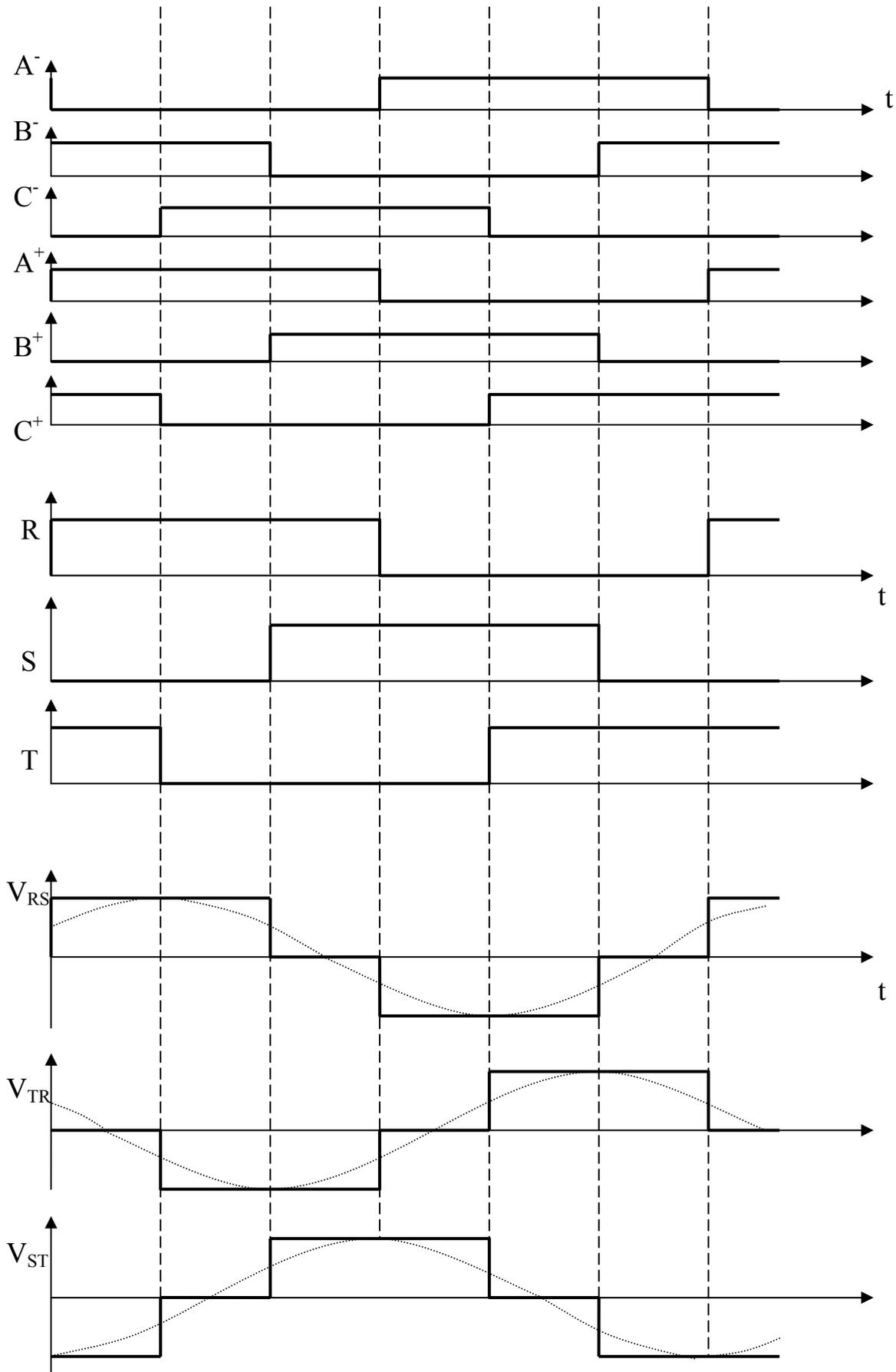


Fig.2.17: allures des tensions de branches et de phases.

5.5. Circuit de déclenchement (DRIVER) :

5.5.1. Présentation :

Ce circuit joue le rôle d'une interface entre la partie à grande puissance (onduleur) et la partie faible puissance (organe de commande).

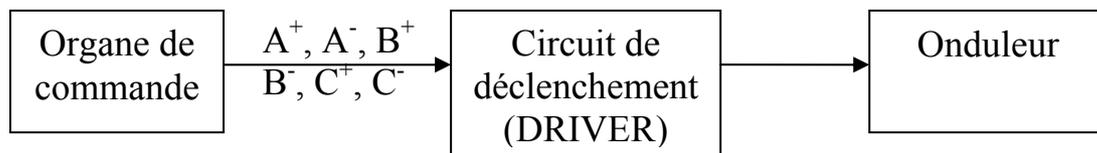


Fig.2.18

Son objectif est d'isoler ces deux parties différentes et aussi d'amplifier les courants de bases des transistors de l'onduleur.

Ce circuit qui est représenté à la figure (fig.2.19), achemine et amplifie le courant à l'aide des transistors Q_{17} , Q_{18} , Q_{19} , Q_{20} , Q_{21} .

Les deux transistors *BUT11AF* et *BUV47* constituée un montage en Darlington (collecteur commun).

5.5.2. Principe de fonctionnement :

Lorsque l'opto-coupleur est bloqué, entraîne le blocage de Q_{17} et la saturation de Q_{18} et le blocage des transistors Q_{19} , Q_{20} , Q_{21} . la LED s'éteint, ce qui signifie le blocage de Q_{22} , Q_{23} ainsi le transistor de puissance Q_{24} .

Lorsque l'opto-coupleur est conducteur, le transistor Q_{17} se sature entraîne le blocage de Q_{18} est la saturation des transistors Q_{19} , Q_{20} et Q_{21} , la LED D_{11} s'allume ce qui signifie le passage du courant dans les bases des transistors Q_{22} , Q_{23} , Q_{24} .

Dans notre projet le moteur utilisé est de 2.2 kwatt de puissance, pour cela il faut tenir compte de cette puissance lors du dimensionnement des transistors de puissance, en choisissant des transistors qui peuvent supporter une intensité de courant de 7A, calculée comme suit :

On à :

$$P = IV$$

Avec :

$$V = 220\sqrt{2} \text{ Volt}$$

On aura :

$$I = 7A$$

Par exemple des transistors qui peuvent supportés des courants de collecteur allant jusqu'à 20A (MJ10116).

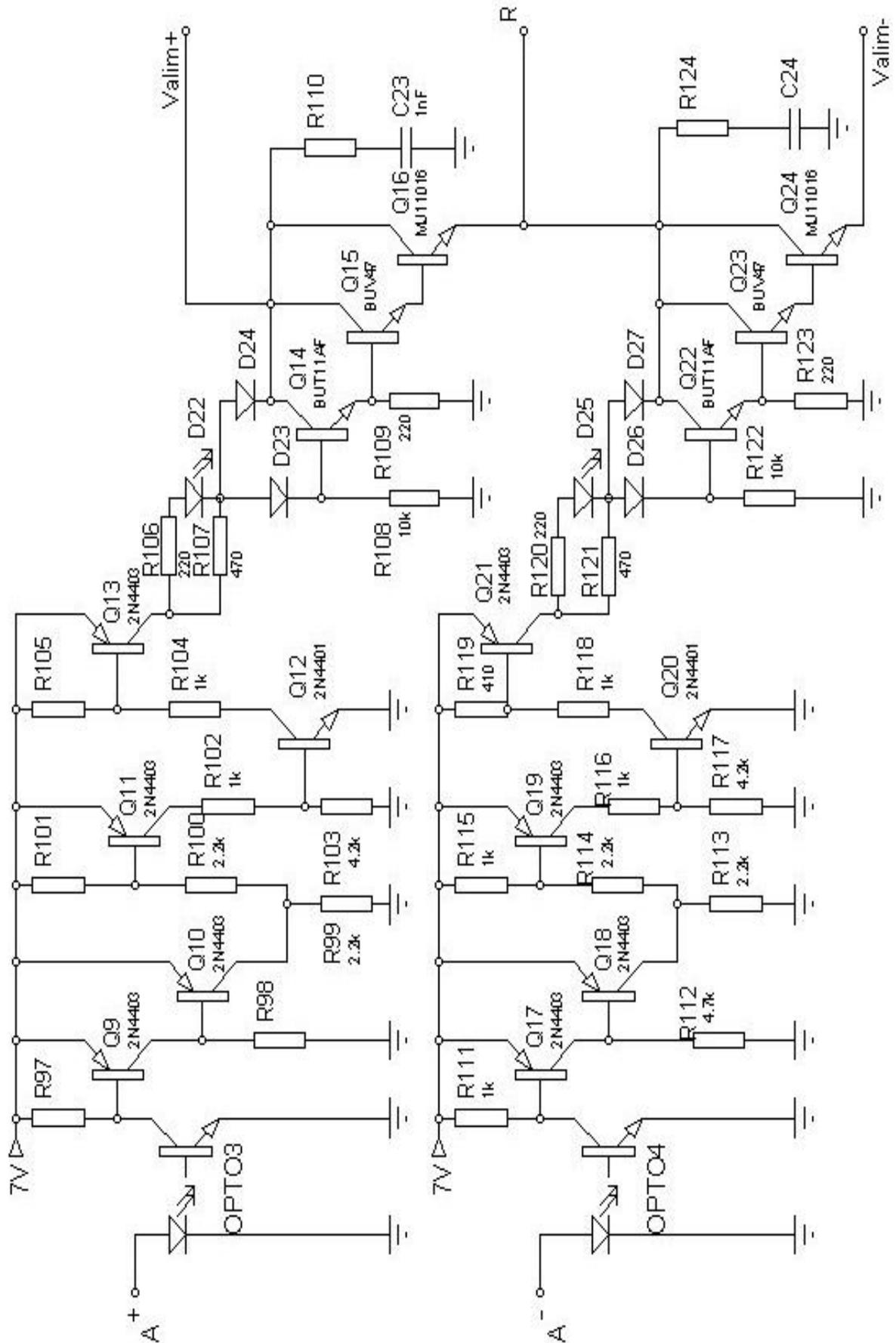


Fig.2.19 : carte driver.

- **Remarque** : on suppose que $INH=0$ (fonctionnement normal du moteur)

2. CARTE VITESSE :

2.1. Présentation du schéma bloc :

D'après le schéma synoptique du variateur de fréquence, on remarque que pour varier la vitesse il faut juste varier la tension u_c , et pour cela on utilise un intégrateur de montée (fig.3.2) Pour augmenter ou diminuer u_c avec une pente bien définie jusqu'à une nouvelle valeur u'_c qu'on l'a fixée avec un potentiomètre.

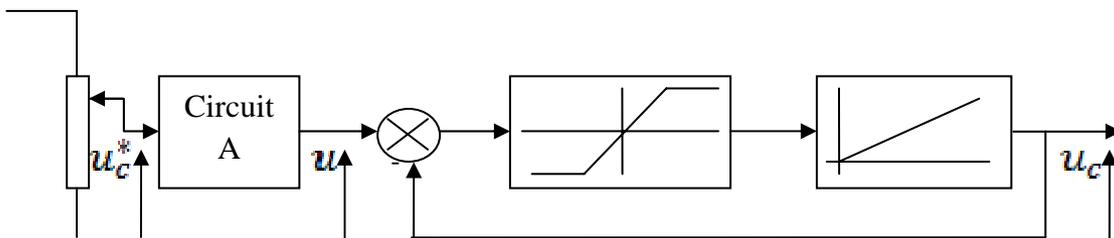


Fig.3.2 : schéma bloc de l'intégrateur de montée.

2.2. Fonctionnement de l'intégrateur de montée :

La consigne u_c^* est appliquée à l'entrée d'un circuit A pour la diminuer et la filtrer, nous obtenons une tension u qui est appliquée à un soustracteur limiteur possédant une grande amplification, la tension de sortie du limiteur est injectée à l'intégrateur pour avoir la tension u_c , qui varie linéairement en fonction du temps jusqu'à ce que ;

$$u_c = u'_c$$

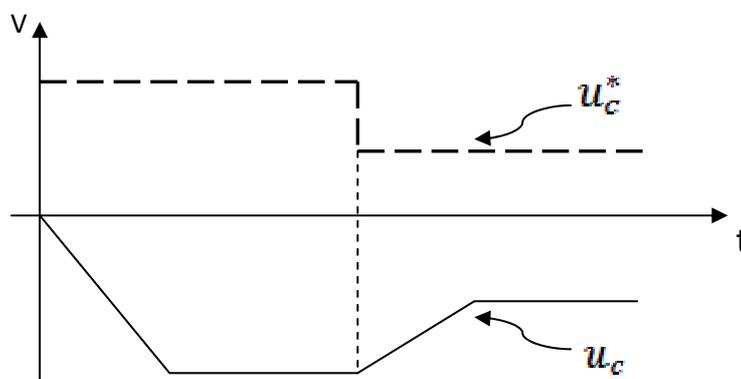


Fig.3.3 fonctionnement de l'intégrateur de montée.

2.3. Présentation du circuit carte vitesse :

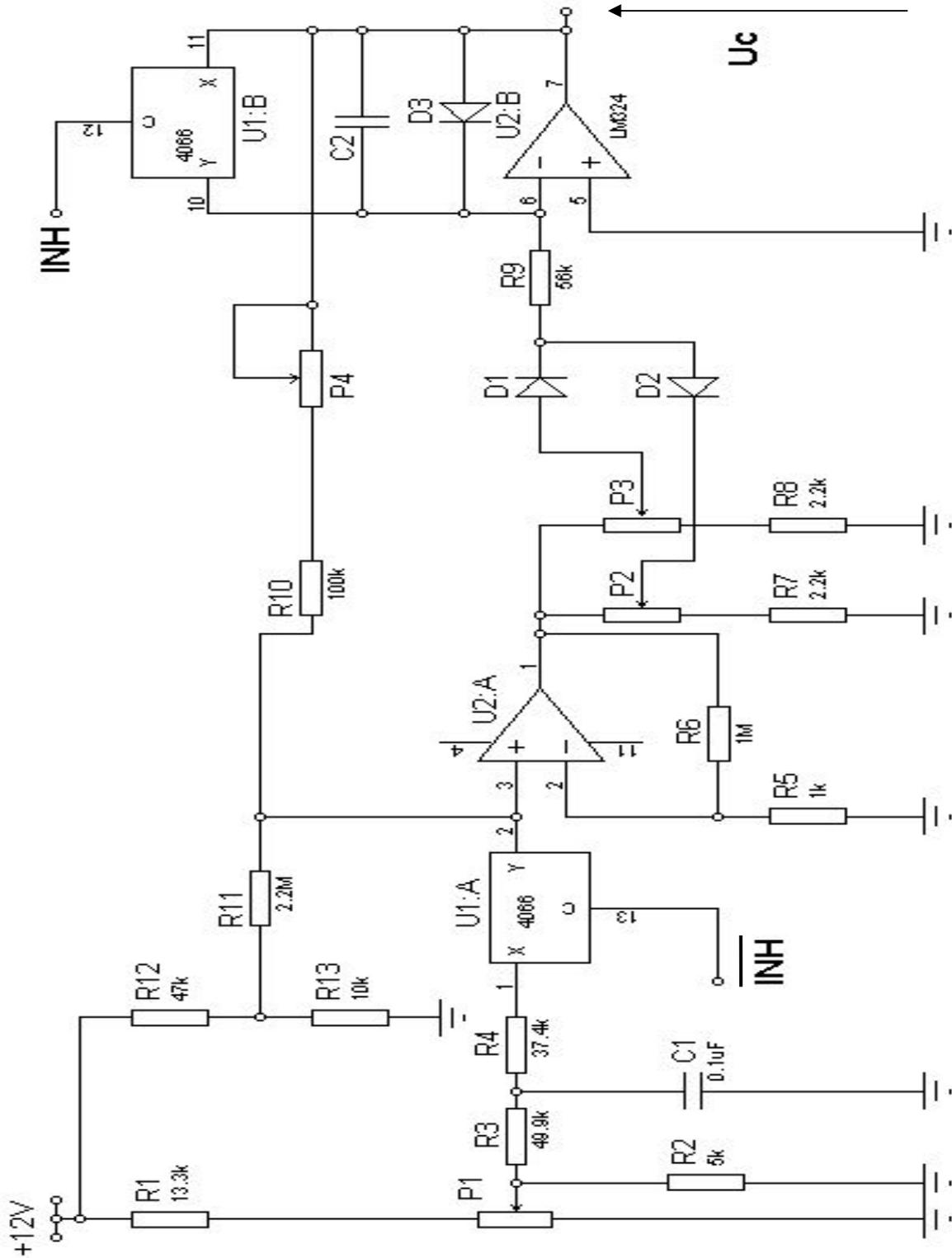


Fig.3.4 : carte vitesse.

2.4. Etude de la carte vitesse (circuit électrique) :

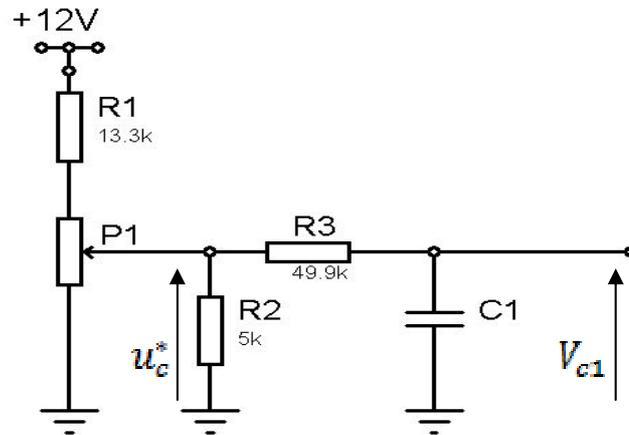


Fig.3.5

En suppose que : $p_1 = R_1' + R_1''$, on à :

$$u_c^* = \frac{R_1'' \parallel R_2 \parallel (R_3 + Z_{c1})}{R_1' + R_1 + [R_1'' \parallel R_2 \parallel (R_3 + Z_{c1})]} 12V$$

$$u_c^* \cong \frac{R_1'' \parallel R_2}{R_1' + R_1 + (R_1'' \parallel R_2)} 12V$$

Et d'autre part :

$$V_{c1} = u_c^* \left(1 - e^{-\frac{t}{R_3 C_1}} \right)$$

On calcul e_a^+ par superposition :

- Par rapport à V_{c1} :

$$e_a^+ = \frac{[(R_{13} \parallel R_{12}) + R_{11}] \parallel (R_{10} + P_4)}{R_4 + [(R_{13} \parallel R_{12}) + R_{11}] \parallel (R_{10} + P_4)} V_{c1}$$

$$e_a^+ \cong \frac{R_{10} + P_4}{R_4 + R_{10} + P_4} V_{c1}$$

- Par rapport à u_c :

$$e_a^+ = \frac{[R_{11} + (R_{12} \parallel R_{13})] \parallel R_4}{R_{10} \parallel P_4 \parallel [R_{11} \parallel (R_{12} \parallel R_{13})] \parallel R_4} u_c$$

$$e_a^+ \cong \frac{R_4}{R_4 + R_{10} + P_4} u_c$$

- Par rapport à 12V :

$$e_a^+ = \frac{(R_{10} + P_4) \parallel R_4}{R_{11} + (R_{10} + P_4) \parallel R_4} \times \frac{[R_{11} + ((R_{10} + P_4) \parallel R_4)] \parallel R_{13}}{R_{12} + [R_{11} + ((R_{10} + P_4) \parallel R_4)] \parallel R_{13}} 12V$$

$$e_a^+ \cong \frac{(R_{10} + P_4)R_4}{(R_{10} + P_4)(R_{11} + R_4) + R_4R_{11}} 12V$$

Donc on aura :

$$e_a^+ = \frac{R_4}{R_4 + R_{10} + P_4} (V_{c1} + u_c) + \frac{(R_{10} + P_4)R_4}{(R_{10} + P_4)(R_{11} + R_4) + R_4R_{11}} 12V$$

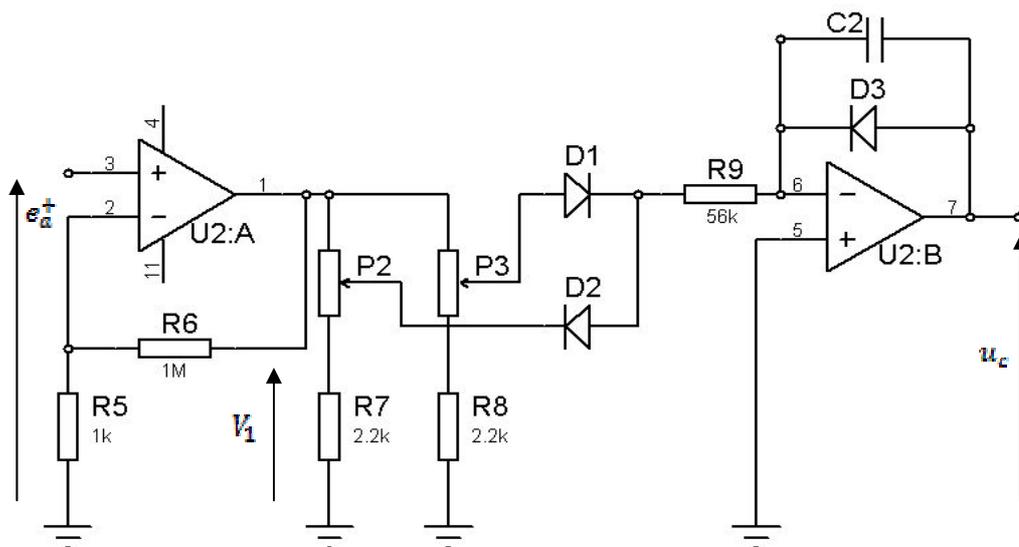


Fig.3.6

On à :

$$V_1 = \frac{R_5 + R_6}{R_5} e_a^+ = 1001 e_a^+$$

L'une des deux diodes D_1 et D_2 sera passante par rapport au signe de V_1 . L'ampli-op $U2 : B$ est montée en intégrateur, Les potentiomètres P_2 et P_3 ils sont pour le réglage de la pente.

On suppose que $V_1 > 0$ et $P_3 = R'_3 + R''_3$, on a :

$$u_c = -\frac{V_1}{RC_2}$$

Avec :

$$R = R'_2 + (R''_2 + R_g) \parallel R_g$$

Donc la valeur de la tension u_c diminue jusqu'à ce que $e_a^+ = 0$, à ce moment u_c restera constante sauf à l'arriver d'une autre valeur de u_c^* .

3. LE SUIVEUR :

La tension u_c est envoyée à l'amplificateur U2 : C dont le gain égal à 11, cette tension amplifiée est injectée a l'entrée de l'amplificateur opérationnel U2 : D monté en suiveur dont l'ensemble est représenté sur la fig.3.7.

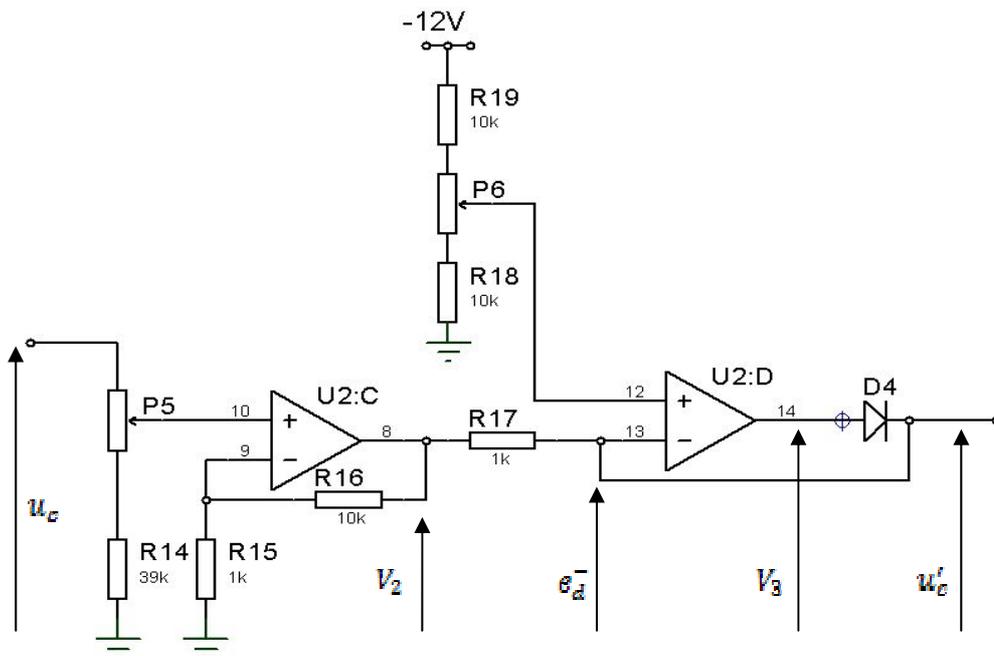


Fig.3.7 : suiveur.

L'ampli U2:C travaille en amplification, on à :

$$V_2 = 11 e_c^+$$

En négligeant la chute de tension R17, on aura ;

- Dans le cas ou $V_2 > e_a^+$, la tension $V_3 = -12V$. la diode D_4 est bloquée, d'où $u'_c = V_2$.

- Dans le cas où $V_2 < e_d^+$, la tension $V_3 = +12V$. La diode D_4 est passante, d'où $e_d^- = e_d^+$ (réaction négative), donc $u_c' = e_d^+$.

Le rôle du potentiomètre P_6 est de fixer la tension e_d^+ , en d'autres termes est de limiter la tension U_c transmise au régulateur.

4. LE REGULATEUR :

4.1. Introduction :

Les régulateurs d'une part ont la tâche de comparer la valeur réelle avec celle de la consigne, et d'autre part doivent stabiliser la valeur de la sortie. Dans ce but, on utilise des régulateurs PI (proportionnel intégrateur).

Dans les régulateurs industriels, il est souvent nécessaire d'introduire des circuits de lissage pour réduire l'ondulation sur la tension de sortie de l'organe de mesure, ce qui reste valable dans le cas où le système à régler contient des convertisseurs de courant, ou des convertisseurs de fréquence ce qui est le cas de notre système.

4.2. Configuration générale de l'amplificateur de réglage :

Les amplificateurs de réglage sont composés d'un ampli et d'un réseau de contre réaction, qui est représenté par les impédances Z_c , Z_r et Z_f dans le schéma de la fig.3.8, cette contre réaction a pour but de donner à l'ampli de réglage une fonction de transfert déterminée, apte à stabiliser le circuit de réglage, et faire la comparaison entre la valeur de consigne et la valeur réelle.

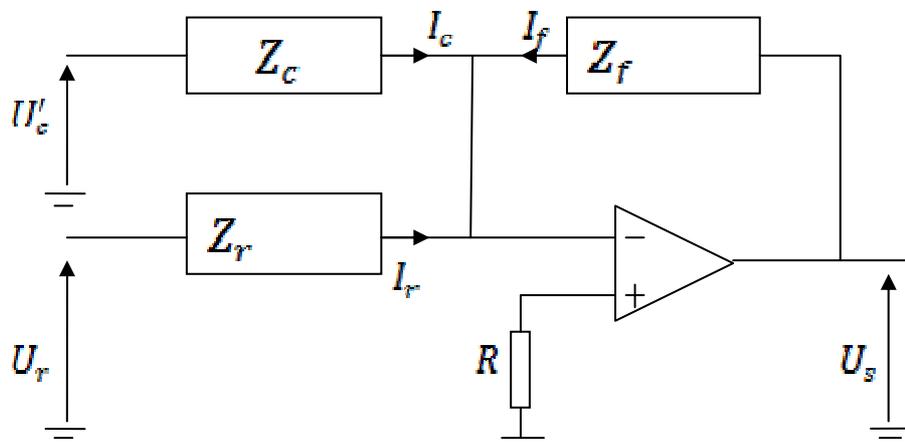


Fig.3.8 : configuration générale d'un ampli de réglage.

On a d'une part :

$$U'_c = Z_c I_c$$

$$U_r = Z_r I_r$$

$$U_s = Z_f I_f$$

Et d'autre part :

$$I_c + I_r + I_f = 0$$

D'où :

$$U_s = -Z_f \left(\frac{U'_c}{Z_c} + \frac{U_r}{Z_r} \right)$$

Dans notre cas le régulateur est muni d'une quatrième impédance Z_p alimentée par la tension U_p qui sert à régler le couple au démarrage par l'intermédiaire du potentiomètre P_7 .

4.3. Fonction de transfert du régulateur :

La figure suivante (fig.3.9) montre le schéma électrique du régulateur, et la figure (fig.3.10) représente son schéma équivalent.

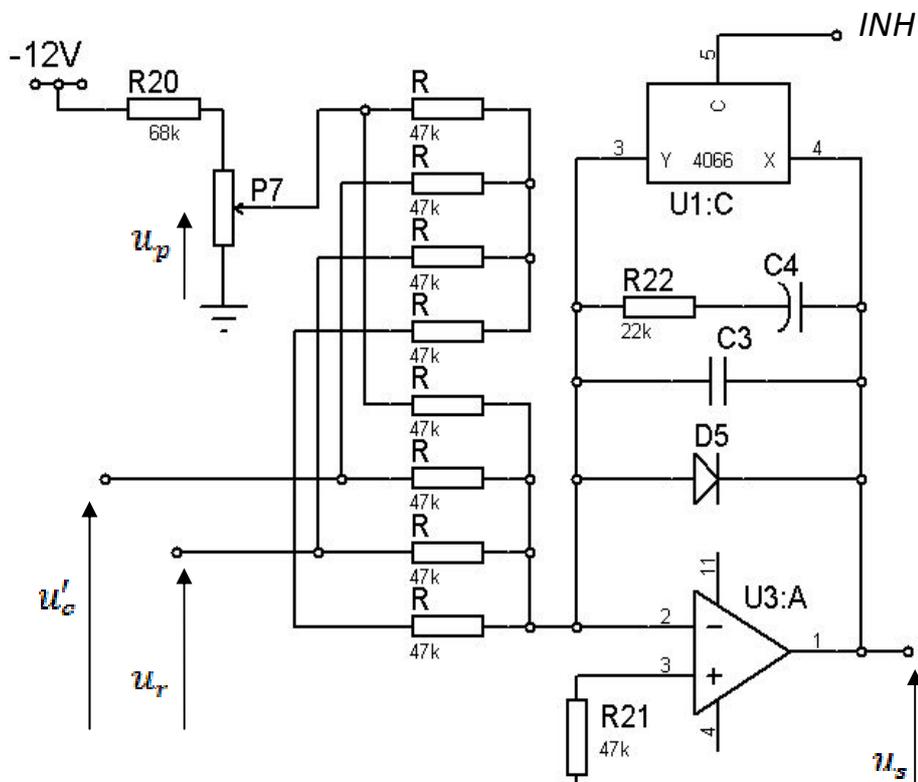
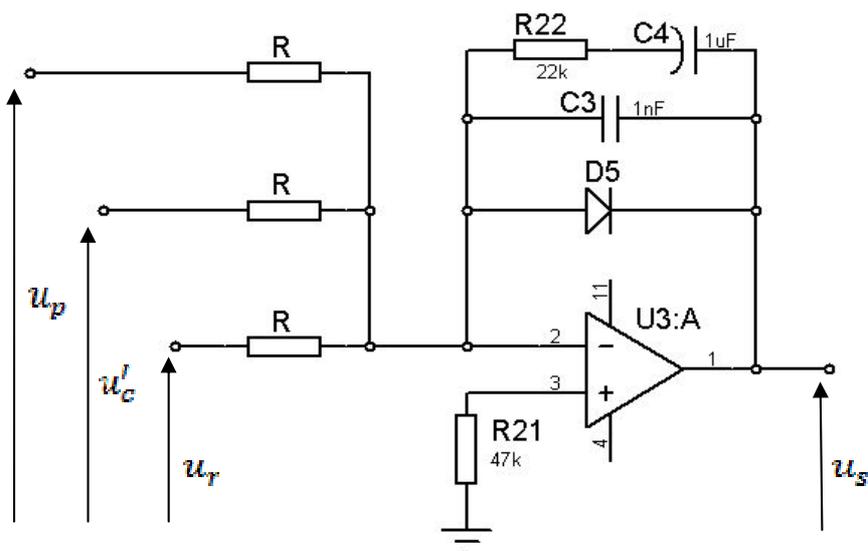


Fig.3.9 : schéma électrique du régulateur.



Pour calculer u_s on utilise le théorème de superposition, sachant que:
 $R = 27.41K\Omega$.

$$u_s = -\frac{Z_f}{R} (u'_c + u_p + u_r)$$

$$\text{Avec } Z_f = \frac{1 + R_{22}C_4P}{C_4P(1 + R_{22}C_3P)}.$$

Donc la fonction de transfert du régulateur est :

$$G_p = \frac{1 + R_{22}C_4P}{RC_4P(1 + R_{22}C_3P)}$$

On pose :

$$\tau_1 = R_{22}C_3$$

$$\tau_2 = R_{22}C_4$$

$$\tau_3 = RC_4$$

$$K = \frac{\tau_2}{\tau_3}$$

Donc :

$$G_p = K \left(1 + \frac{1}{\tau_2 P} \right) \frac{1}{1 + \tau_1 P}$$

Fonction de transfert d'un correcteur
Proportionnel intégral, avec $T_i = \tau_2$.

fonction de transfert du
Circuit de lissage

4.4. Réponse indicielle :

Soit $f(t)$ la réponse du régulateur à un échelon unitaire, et $L[f(t)]$ sa transformée de LAPLACE :

$$L[f(t)] = \frac{1}{P} G_p$$

$$L[f(t)] = \frac{1}{\tau_3 P^2} + \frac{(\tau_2 - \tau_1)}{\tau_3 P} + \frac{(\tau_1 - \tau_2)}{\tau_3} \frac{1}{P + \frac{1}{\tau_1}}$$

D'où on tire par la transformation de LAPLACE inverse la réponse $f(t)$.

$$f(t) = \frac{1}{\tau_3} t + \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_3} + \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_3} e^{-\frac{1}{\tau_1} t}$$

Cette réponse indicielle est la même que celle d'un proportionnel intégrateur en lui ajoutant le terme due au circuit de lissage $\frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_3} e^{-\frac{1}{\tau_1} t}$, qui tend vers 0 quand t est grand.

5. CIRCUIT DE COMMANDE DE GACHETTES :

5.1. Introduction :

Pour faire fonctionner les thyristors TH_1 et TH_2 du redresseur mixte, l'organe de commande de gâchettes intervient pour envoyer des impulsions sur les gâchettes des thyristors, avec un angle de retard qui peut varier grâce a la tension de command u_s .

5.2. Principe de fonctionnement :

Après avoir généré un signal en dents de scie, synchronisé avec la tension du réseau, cette dernière est comparée avec la tension u_s à l'aide d'un comparateur.

La sortie de ce comparateur est envoyée à l'entrée d'un astable pour générer des impulsions, qui seront envoyées après amplification au transformateur d'impulsions. Tout ce système permet d'obtenir des impulsions aptes à allumer les thyristors TH_1 et TH_2 .

Le transformateur d'impulsions sert à séparer le circuit de commande et le circuit de puissance.

La figure (fig.3.11) montre les différents blocs d'organe de commande de gâchettes.

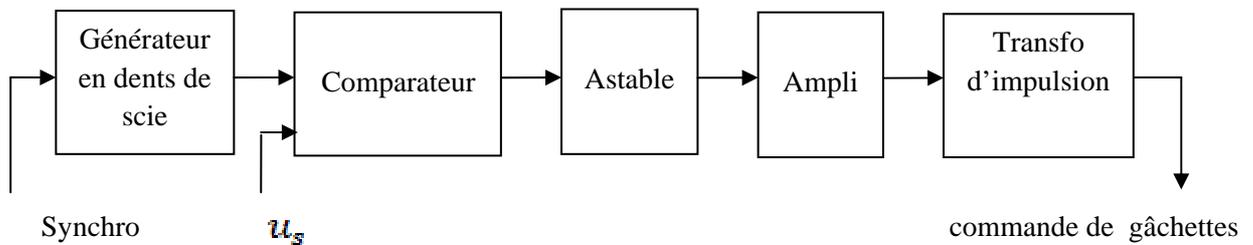


Fig.3.11

5.3. Etude du circuit de commande :

5.3.1. Générateur en dents de scie :

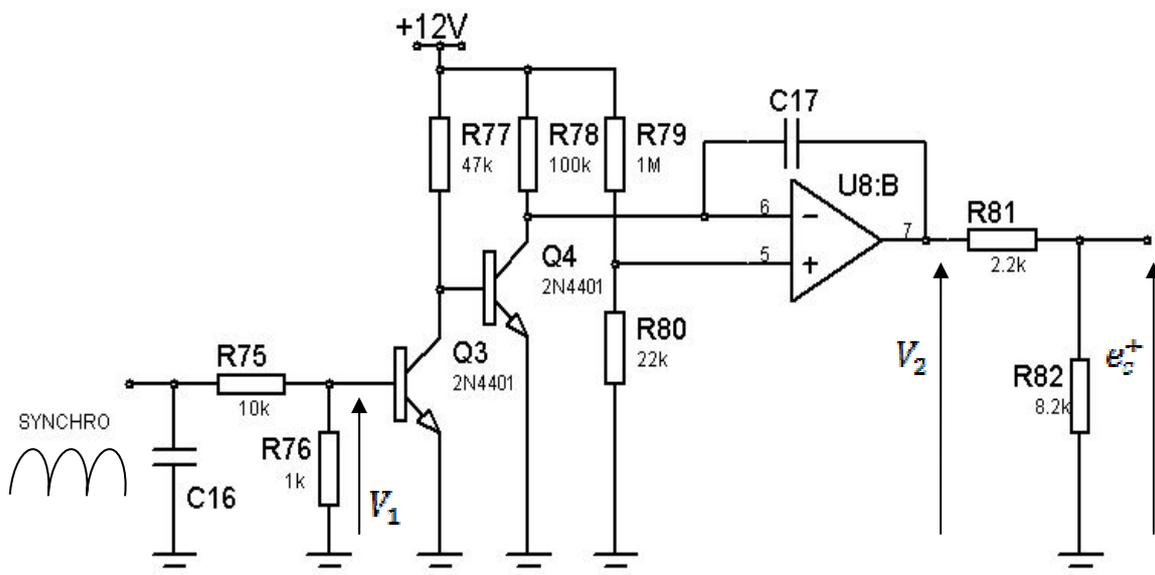


Fig.3.12 : générateur en dents de scie.

Le signal « synchro » est obtenu a partir de l'alimentation de double alternance 24V.

Et Q_3 constitue un détecteur de passage à zéro du réseau.

On à :

$$V_1 = \frac{R_{76}}{R_{76} + R_{75}} V_{synchro}$$

$$e_b^+ = \frac{R_{80}}{R_{80} + R_{79}} 12V = 0.26V$$

• $V_1 < 0.7V$: le blocage du transistor Q_3 entraine la saturation de Q_4 .
Donc $e_b^- = 0$, l'amplificateur U8 : B dans ce cas travaille en comparateur, donc $e_c^+ = 9.46V$.

• $V_1 > 0.7V$: la saturation du transistor Q_3 entraine le blocage de Q_4 .
Dans ce cas l'amplificateur U8 : B travaille en intégrateur avec :

$$e_c^+ = \frac{R_{82}}{R_{82} + R_{81}} \left(\frac{-11.74}{R_{78} C_{17}} t + 12 \right), \text{ avec } \frac{R_{82}}{R_{82} + R_{81}} = 0.79$$

5.3.2. Le comparateur :

Le comparateur fait la comparaison entre le signal délivré par le générateur de dent de scie et ce délivré par le régulateur. A la sortie du comparateur on obtient un signal rectangulaire de fréquence égale à deux fois la fréquence du réseau d'alimentation.

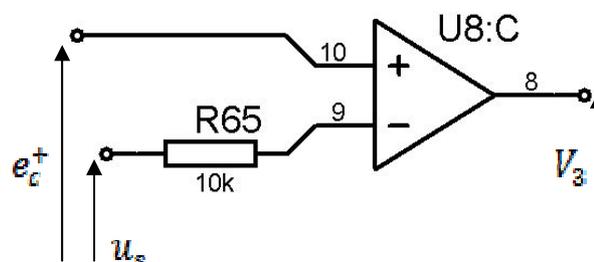


Fig.3.13 : le comparateur.

La tension V_3 détermine l'angle d'amorçage des thyristors, cet angle peut varier grâce à la variation de u_s comme le montre la figure (fig.3.14).

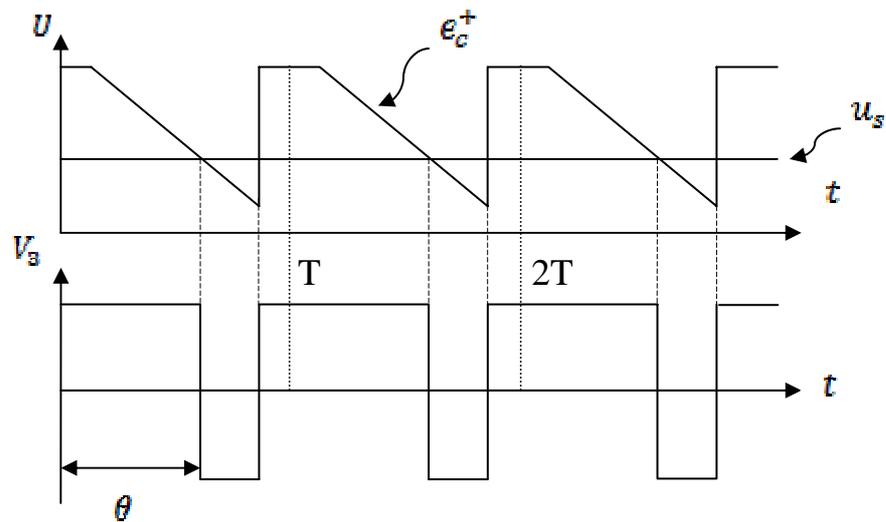


Fig.3.14 : chronogrammes des tensions de comparateur.

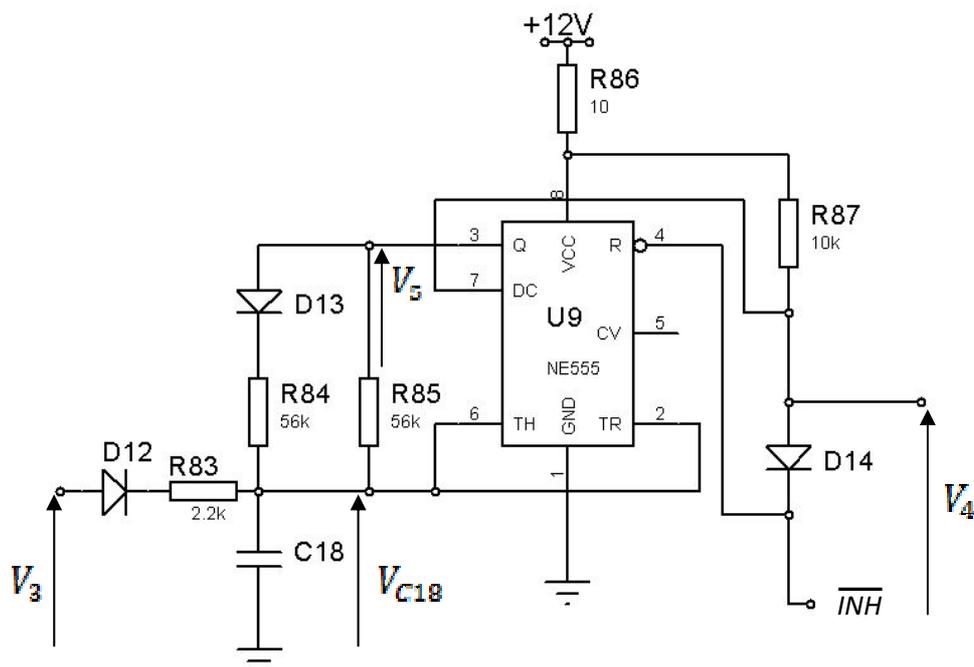
➤ Calcul de l'angle d'amorçage :

A l'instant $t = 0$, $e_c^+ = u_s$, d'où :

$$\theta = \frac{\left(12 - \frac{u_s}{0.79}\right) R_{78} C_{17}}{11.74}$$

5.3.3. L'astable :

La figure suivante montre un circuit intégré (NE555) monté en astable, son intérêt est de générer des impulsions pour l'amorçage des thyristors.



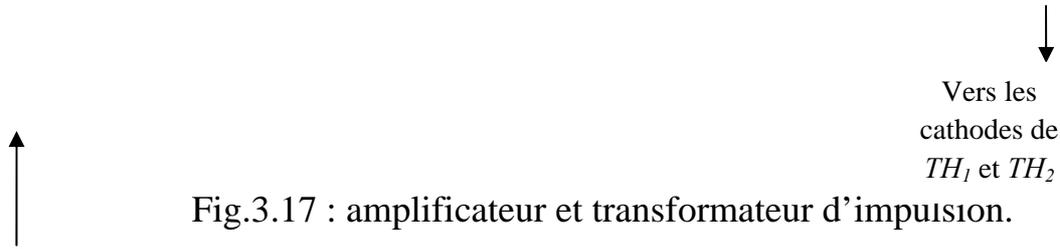


Fig.3.17 : amplificateur et transformateur d'impulsions.

Le transformateur possède un rapport de transformation égal à 1, le rôle de la capacité C_{19} est de filtrer les $24V$, la résistance R_{89} pour la limitation du courant du drain lors de la saturation du VMOS.

Lors du blocage du VMOS, la résistance R_{88} et la diode D_{15} avec le primaire du transformateur constituent un circuit libre circulation.

La figure suivante montre les impulsions envoyées sur les gâchettes G_1 et G_2 en fonction de la tension réglée u_s .

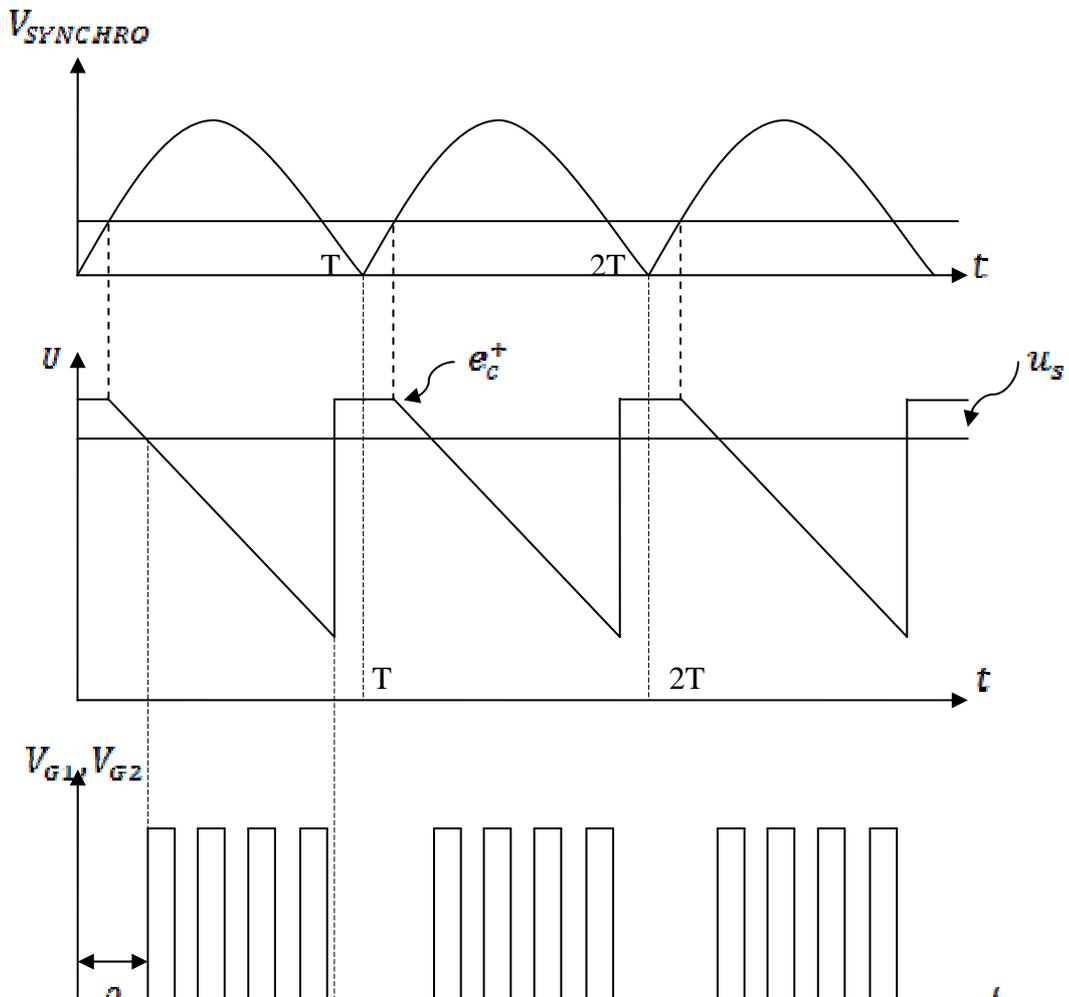


Fig.3.18 : chronogrammes des tensions du circuit de commande de gâchettes.

6. LE CONVERTISSEUR TENSION-FREQUENCE :

Pour faire varier la fréquence des tensions (les trois phases *R, S, T*) appliqués au moteur, on utilise un convertisseur de fréquence pour traduire la variation de la consigne en fréquence.

Le convertisseur est réalisé à base du *XR4151* comme le montre la figure (Fig.3.19).

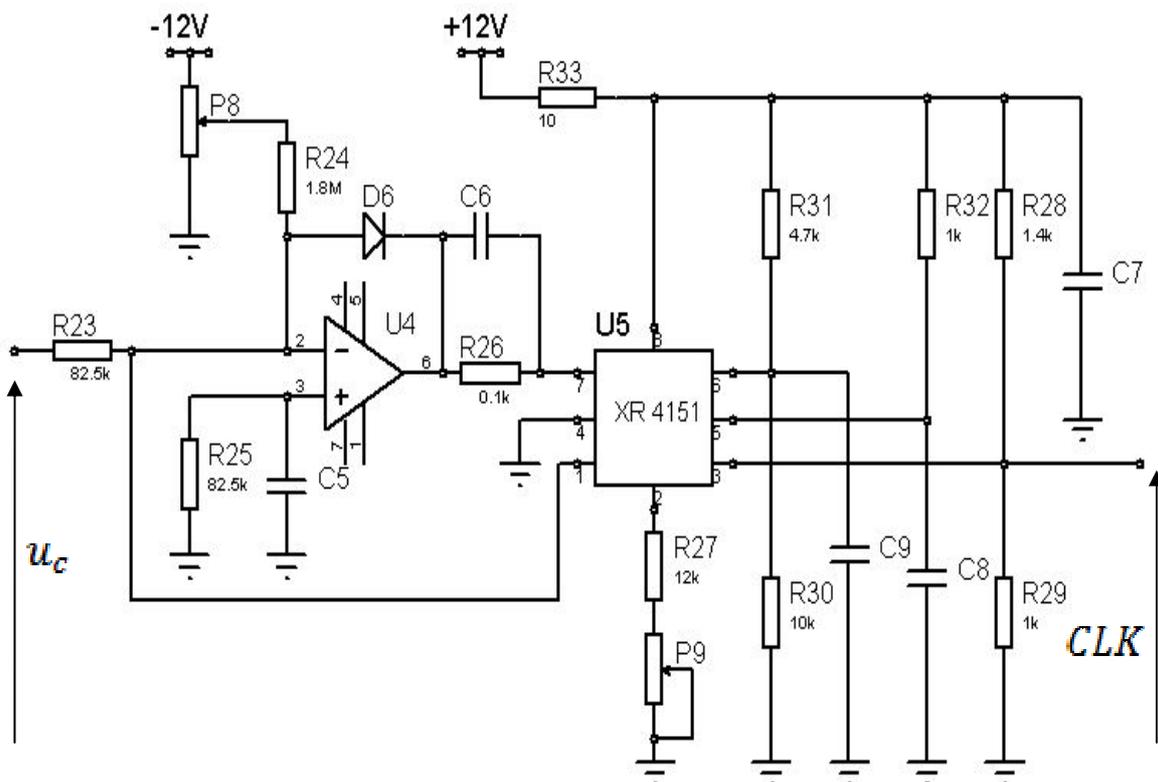


Fig.3.19 : brochage du convertisseur tension-fréquence.

La fréquence du signal CLK est donnée par la loi suivante :

$$f_{CLK} = 0.486 \frac{R_s}{R_B R_0 C_0} V \quad (KHz)$$

Avec :

$$V = u_c$$

$$R_s = R_{23}$$

$$R_B = R_{27} + R_{P7}$$

$$R_0 = R_{32}$$

$$C_0 = C_9$$

Remarque : le fonctionnement du circuit intégré $XR4151$ est indiqué en annexe.

7. SYSTEME DE PROTECTION :

7.1. Introduction :

Pour protéger le système il existe deux circuits de détections d'erreurs, l'un intervient lors de l'apparition de surtension à l'entrée de l'onduleur, et l'autre à l'apparition de surintensité aux bornes de la charge (shunt).

7.2. Protection contre la surintensité :

Les surintensités peuvent apparaître à la mauvaise commutation des interrupteurs $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$ de l'onduleur, ou bien à la suite des surcharges dues à la charge (démarrage ou freinage du moteur). Le circuit indiquant ces surintensités est représenté à la figure (Fig.3.20).

La tension proportionnelle au courant sortant de l'onduleur est donnée aux bornes du $SHUNT$ (0.1Ω). Cette tension est envoyée aux deux comparateurs ($U6 : A$ et $U6 : B$) dans leur points de basculement est réglable avec P_{10} et P_{11} .

À la détection d'une faute, le niveau bas sature le transistor Q_1 qui entraîne la conduction de l'opto-coupleur $OPTO_1$ et la diode D_7 . D'où la mise à '1' du signal *erreur*.

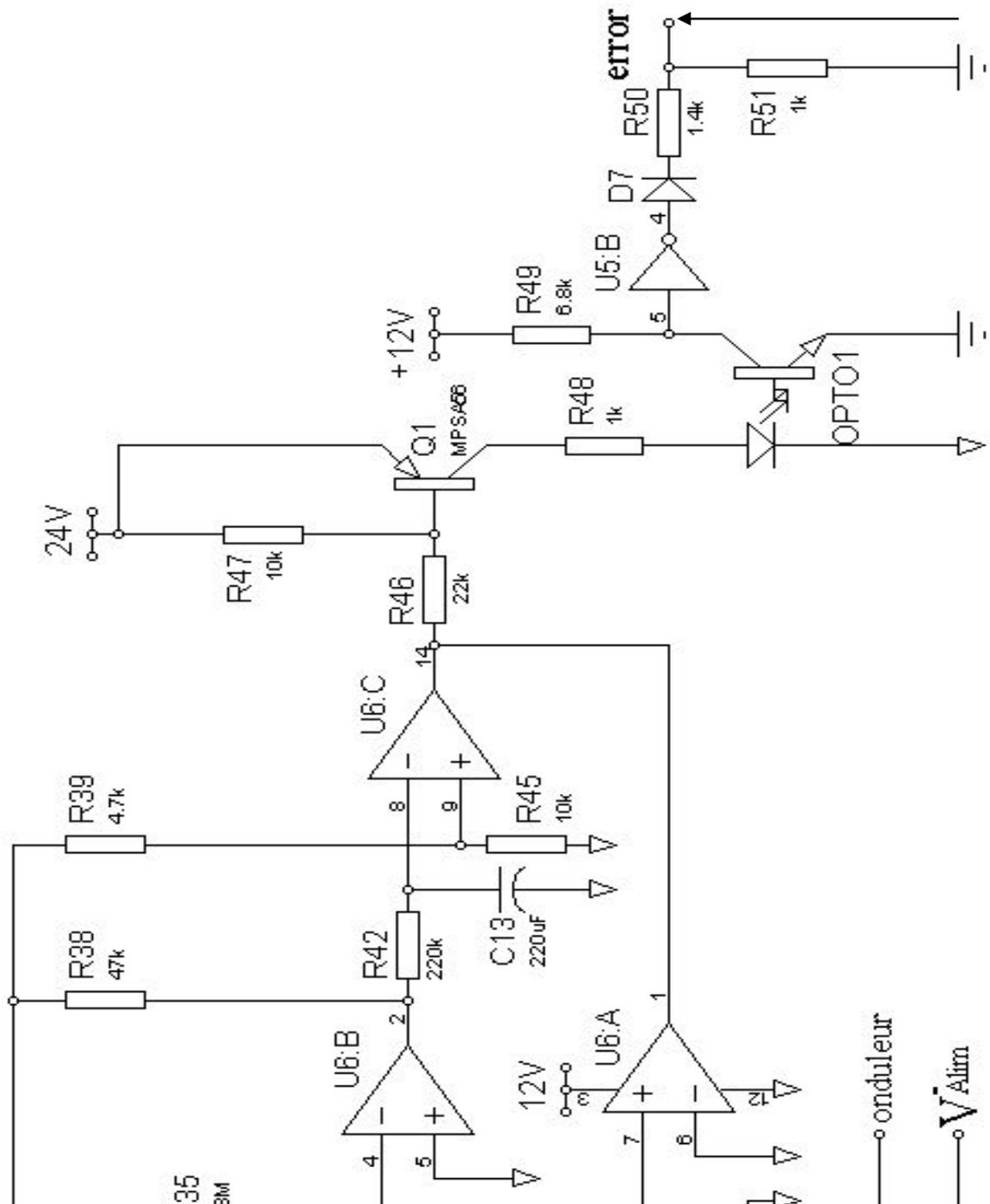


Fig.3.20 : circuit de protection de surintensité.

7.3. Protection contre la surtension (circuit feedback) :

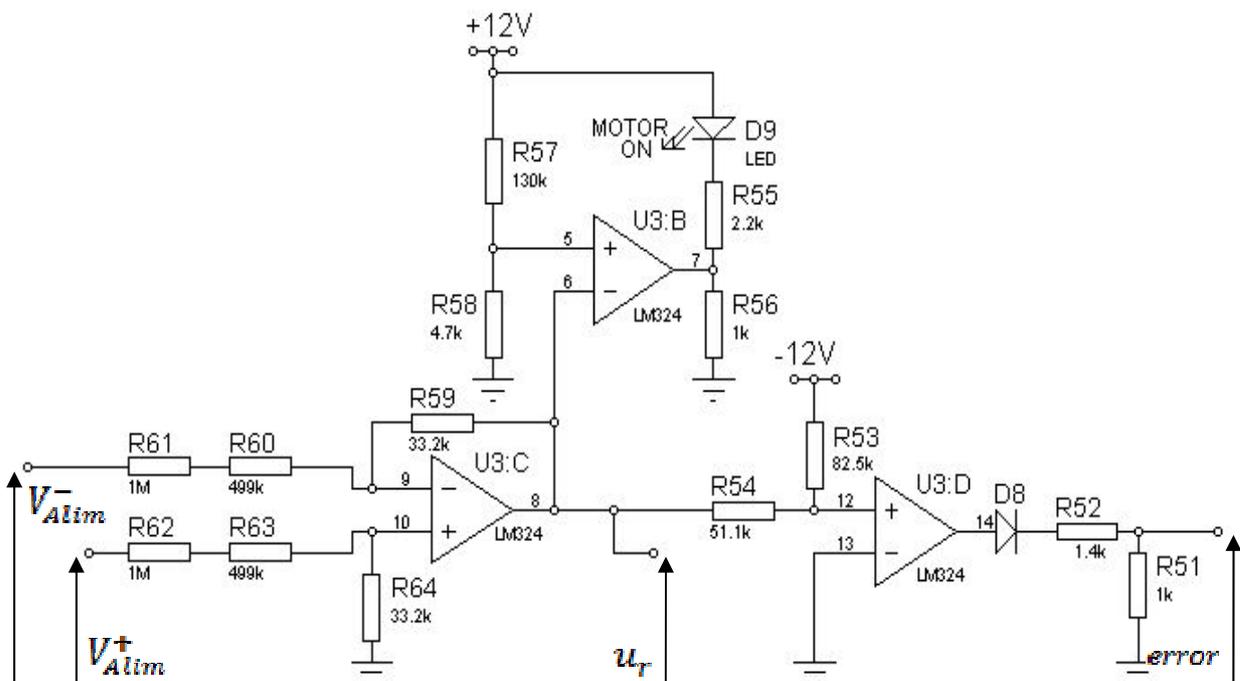


Fig.3.21 : circuit feedback.

Ce circuit mesure la tension à l'entrée de l'onduleur après atténuation, cette tension u_r est donnée par l'équation suivante :

$$u_r = 21 \cdot 10^{-3} (V_{Alim}^+ - V_{Alim}^-)$$

La tension u_r est envoyée d'une part au régulateur et d'autre part à l'entrée de l'amplificateur opérationnel U3: D, Ce dernier sert à détecter la tension qui ne doit pas être dépassée par le moteur.

Fig.3.22 : le circuit a base du PIC.

8.2. Principe de fonctionnement :

Dans le cas de fonctionnement normal du moteur ($error = 0$), notre *PIC* est programmé pour calculer la fréquence du signal *CLK* et de donner aux signaux $A^+, A^-, B^+, B^-, C^+, C^-$ cette fréquence.

En cas de détection d'une erreur ($error = 1$), la sortie *RA0* sera à 1 et le transistor Q_2 se sature d'où la mise à 1 du signal *INH* et la *LED D₁₁* s'allume.

Le signal *FOREV* indique le sens de rotation du moteur, et pour le changement de la vitesse on agit sur le bouton *INT* après la variation de la fréquence du signal *CLK* (on varie la consigne).

A l'appui sur le bouton d'urgence le *PIC* met le signal *INH* à 1, et génère des signaux $A^+, A^-, B^+, B^-, C^+, C^-$ d'amplitudes égale a 0, pour arrêter le moteur.

Finalement, pour réinitialiser le *PIC* en cas de plantation ou du mal déroulement du programme il faut appuyer sur le bouton *RESET*.

9. CONSEQUENCES DE LA MISE A L'ETAT HAUT DU SIGNAL INH :

Quand une erreur est survenue ($error = 1$), le *PIC* met le signal *INH* a l'état haut ($RA0=1$) et met aussi les signaux de commande de l'onduleur ($A^-, A^+, B^-, B^+, C^-, C^+$) a l'état bas, cela a pour conséquences ;

- Court-circuiter les broches 11 et 10 du circuit *MC14066* qui se trouve dans la carte vitesse pour annuler la tension de sortie u_c de l'intégrateur de monté.
- De même pour les broches 3 et 4 du même circuit pour annuler la tension u_s de sortie du régulateur.
- Le *RESET* de *NE555* est activé et le transistor Q_5 se bloque, se qui fait le transformateur d'impulsions ne fournisse plus d'impulsions sur les gâchettes *G1* et *G2* du redresseur et l'onduleur n'est plus alimenté se qui entraine l'arrêt du moteur.

- Et aussi le circuit de décharge qui est mentionné précédemment.

10. LES ALIMENTATIONS :

Les modules analogiques et logiques sont alimentés par une tension de +12V et -12V (continue), leurs alimentation est réalisé par un transformateur, pont redresseur a diodes (), deux condensateurs de filtrages et deux régulateurs (7812, 7912). Le signal de synchronisation qui attaque le circuit de commande de gâchettes est obtenu a la sortie du redresseur.

Ainsi que le transformateur d'impulsion et le circuit de décharge du bus sont alimentés par une tension de +24V (continu) de la même alimentation que la précédente.

Il nous reste le circuit de protection des surintensités qui est alimenté par une autre alimentation, cette dernière délivre des tensions de +12V et de +24V continus avec une masse dite flottante, est constituée par un pont redresseur (), deux condensateurs de filtrages et du régulateur 7812.

La carte driver est alimentée par une tension de +7V délivrée par une autre alimentation indépendante.

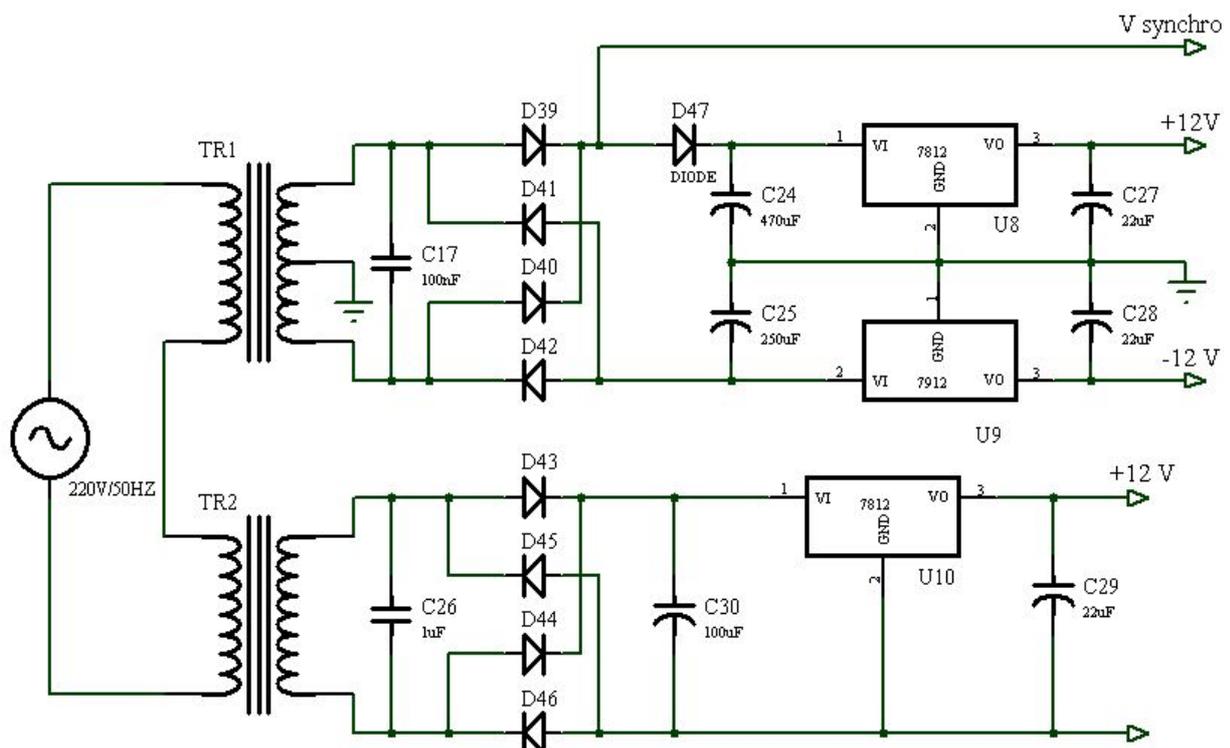


Fig.3.23 : alimentation.

1. INTRODUCTION :

Ça revient à 1971, l'année qui marque la fabrication du 1^{ier} microprocesseur par la société INTEL, et ce microprocesseur est le 4004 qui a déjà 2300 transistors et fonctionnant avec un bus d'adresse de 4bits.

Depuis l'intégration du nombre de transistors dans les microprocesseurs n'a cessé d'évoluer, parallèlement à la puissance de calcul et à la rapidité d'exécution.

L'avènement des microcontrôleurs, qui associent au microprocesseur de base un programme intégré au circuit interne, ainsi que des périphériques et des mémoires (RAM, EEPROM, convertisseur A/N, ...), a permis de faire évoluer les montages vers encore plus de simplicité et de rapidité, les périphériques étant intégrés au circuit.

2. LE MICROCONTROLEUR:

2.1 un contrôleur :

Est un dispositif qui est placé au cœur d'un système, son rôle consiste à surveiller (lire) la valeur d'une situation, et à la comparer en permanence à une valeur fixée d'avance.

Lorsque il y a une différence entre la valeur lue et celle fixée, le contrôleur génère une commande qui est envoyée à un endroit approprié du système qui réduit cette différence en le ramenant à son fonctionnement normal.

De ce point de vue, un contrôleur n'est pas forcément électronique, il peut être mécanique, pneumatique, thermique, etc.....

Mais les plus souples de tous les contrôleurs sont évidemment les contrôleurs faisant appel à l'électronique, et plus particulièrement les *microcontrôleurs*.

Un microcontrôleur peut accomplir une ou plusieurs tâches à la fois. La surveillance de la valeur d'une situation se fait alors au moyen d'une ou plusieurs lignes d'acquisitions de données configurées en entrées, tandis que l'envoi de commandes se fait au moyen d'une ou plusieurs lignes configurée en sorties.

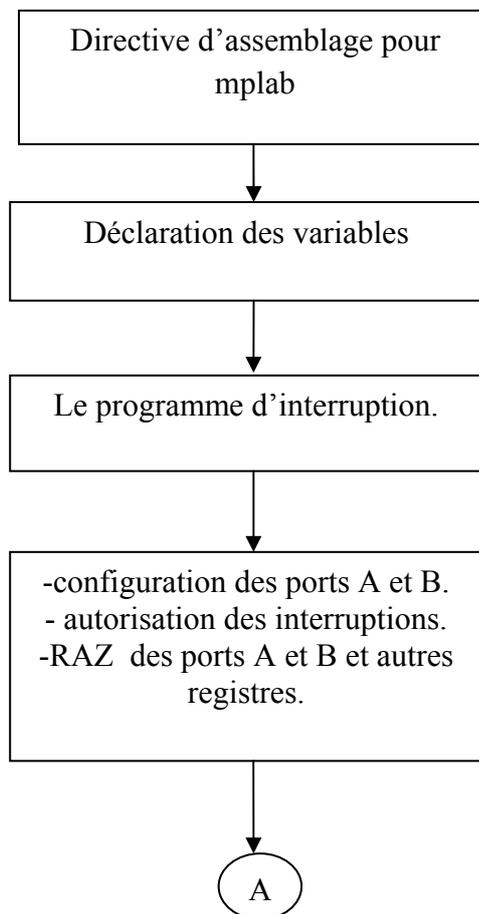
L'ensemble des tâches confiées à un microcontrôleur, s'appelle programme.

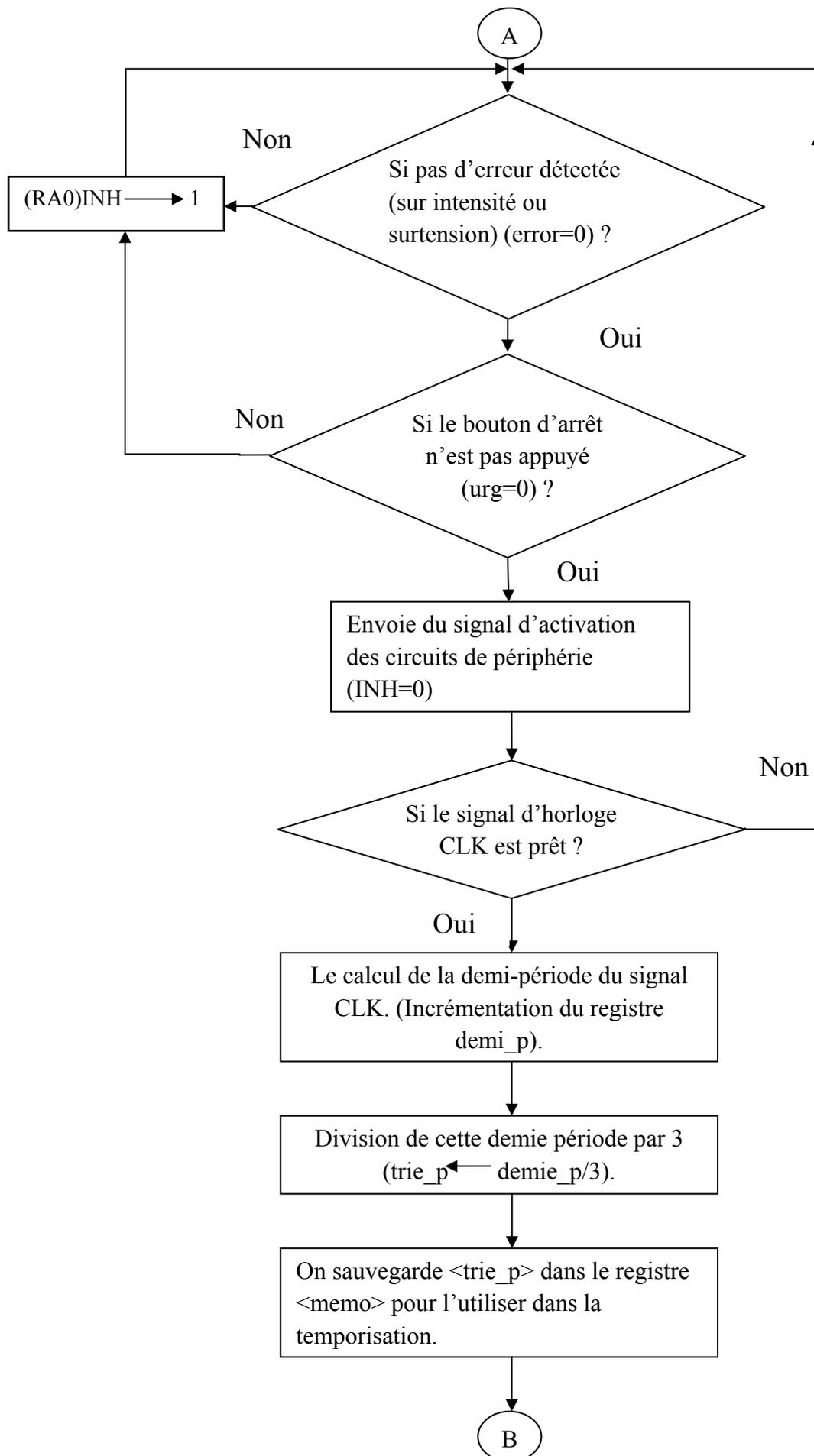
Pour notre projet, on a choisi d'utiliser le PIC 16F84A, dont une présentation est donnée en annexe B.

3. ORGANIGRAMME GENERAL DE FONCTIONNEMENT :

Après avoir présenté le système et exposé le rôle des différents circuits (Hardware), nous allons nous intéresser à la partie logicielle (software).

Avant la construction du programme, il est conseillé de réaliser un organigramme qui représente le cheminement de ce programme.





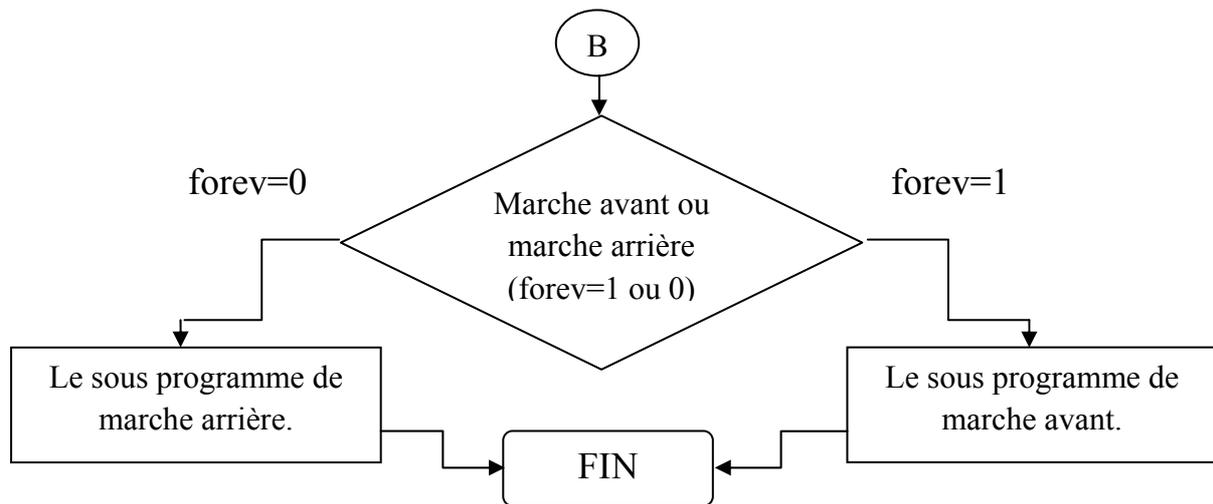


Fig.4.6 : organigramme général de fonctionnement.

4. EXPLICATION DU PROGRAMME :

Après la mise sous tension des différents blocs du variateur de vitesse (le variateur de fréquence et le circuit de puissance), nous intéressons maintenant au circuit de variation de la fréquence où se trouve le microcontrôleur 16F84A et les autres circuits de périphérie étudiés précédemment (dans le chapitre III), qui seront contrôlés par le PIC comme suit :

Dans le circuit de variation de la fréquence, il existe deux circuits de détection des erreurs produites par le circuit de puissance durant le fonctionnement du moteur asynchrone.

Les causes de ces erreurs sont des surtensions détectées par le circuit FEED BACK (qui veut dire boucle de retour) (Fig.3.21) et des surintensités (concernant le courant) détectées par le circuit de surintensité (Fig.3.20).

Lors de la survenance de ces erreurs, des impulsions d'amplitude +5V sont générées vers la broche RA1 (nommée error) du port A (bit1 du port A).

On a ajouté un bouton d'arrêt d'urgence au niveau de la broche RB7 (nommé urg) du port B (bit 7 du port B) pour des raisons de sécurité.

Ou moment de l'alimentation du PIC avec une alimentation de +5V, filtrée avec une capacité C17 de 10uF, une capacité C16 se charge à travers la résistance R66 de 1k, entre C16 et R66 (l'autre borne de C16 est à la masse) on a sorti un fil pour le raccorder à la broche \overline{MCLR} qui est actif à l'état bas, le temps de charge de cette capacité (τ) permet au PIC de recevoir une alimentation bien stabilisée, et aussi à ce niveau on a adopté un bouton de Reset (Fig.3.22) qui initialise le PIC dans le cas de dysfonctionnement ou de plantation.

A la charge totale de la capacité C16, la broche $\overline{\text{MCLR}}$ est à l'état haut, notre PIC commence à exécuter les instructions du programme.

Va commencer à configurer les ports A et B dans les registres TRIS A et B (Fig.4.8) et aussi, l'autorisation des interruptions a travers la broche RB0/Int dans le registre INTCON (Fig.4.9).

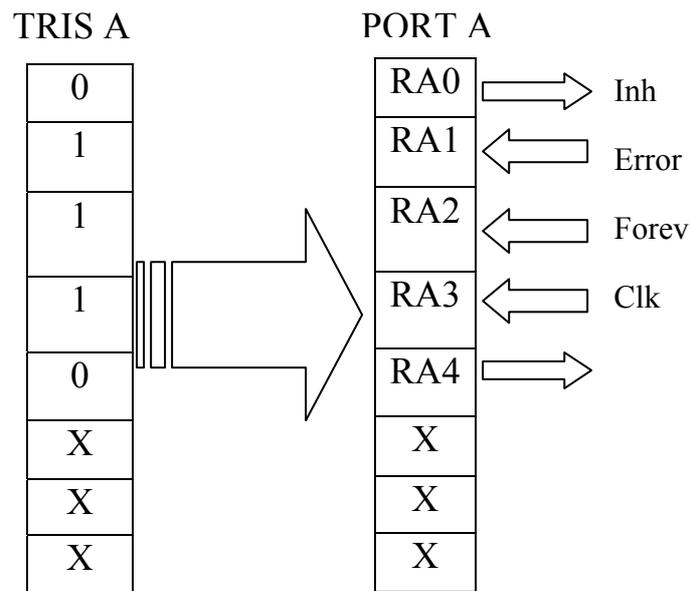


Fig.4.8 : configuration du PORT A.

Est le même raisonnement pour le PORT B.

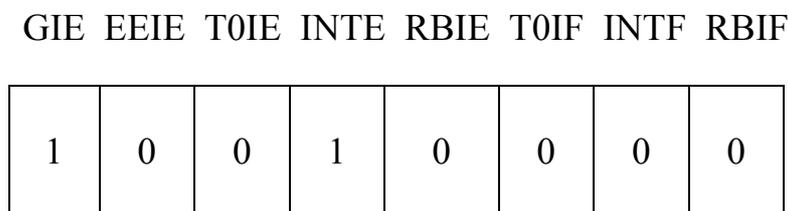


Fig.4.9 : le registre INTCON.

Avec cette configuration le PIC pourra tester les états des signaux reçus par les broches RA1 et RB7 (celle de l'erreur et du bouton d'urgence), si ces états testés sont bas (tout va bien) alors le compteur du PIC (pc) continu à exécuter les instructions suivantes, sinon le PIC envoie un état haut 1 à travers la broche RA0 qui représente inh.

Désactivant tout le fonctionnement du variateur de vitesse jusqu'à l'arrêt du moteur, et le compteur du programme se boucler dans cette zone jusqu'à la vérification des deux conditions précédentes (RA1 a 0 et RB7 a 0).

Dans le fonctionnement normal, le compteur du programme arrive au comptage de la demie période du signal génère par le convertisseur tension/fréquence nommé clk, cela se fera comme l'échantillonnage , on veut dire qu'on a programmer une temporisation de 1ms et un registre banalisé nommé demi_p qui va compter le nombre de 1ms qui se trouve dans cette demie période (c.-à-d. il fait des pas de 1ms), tout ca pour éviter le débordement du registre de comptage demi_p.

Ensuite on divise ce registre de comptage demi_p par 3 pour trouver $1/6T$ (T est la période de clk) et on sauvegarde le résultat dans un autre registre banalisé nommé trie_p, car l'ancien registre (demi_p) va perdre son contenu.

Le registre trie_p va aussi être mémorisé dans un autre registre banalise nomme memo car trie_p va se décrémenter dans une temporisation (temporisation 2) qu'on va montrer après.

On a pensé a cette procédure pour obtenir les 6 signaux (A-,A+,B-,B+,C-,C+) (Fig.2.17) qui commandent l'onduleur, ces signaux changent d'états simultanément a $1/6T$ c.-à-d. le PIC envoie 6 états différents chaque $1/6T$ parallèlement a travers le port B (rb1,rb2,rb3,rb4,rb5 ,rb6) respectivement a (A-,A+,B-,B+,C-,C+).

On peut représenter ces 6 signaux analogiques en différents codes (binaires ou hexa,...) a programmé, et qui sont envoyés par le PIC chaque $1/6T$ (Fig.4.10).

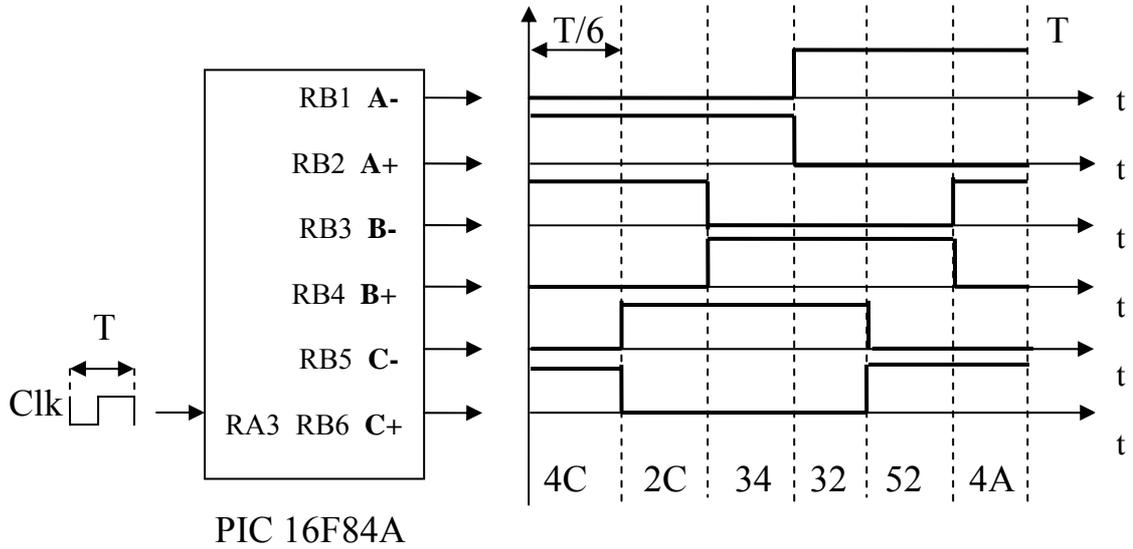
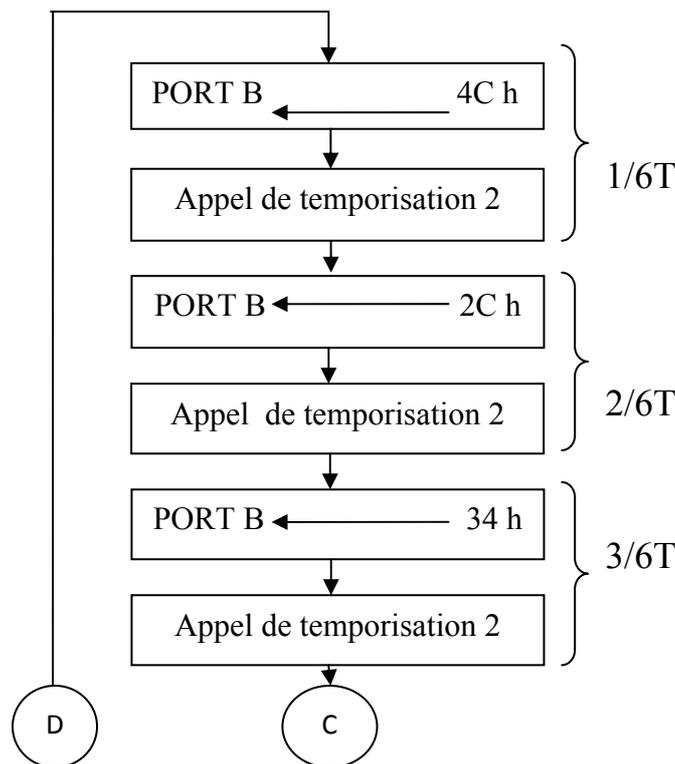


Fig.4.10 : les six signaux generés par le µcontrôleur.

Ces signaux sont dans le cas ou le sens de rotation du moteur est suivant le sens des aiguilles d'une montre.

A ce stade, il nous reste de choisir le sens de rotation du moteur, pour cela on a programmé le bit RA2du port A (nommé forev) qui est a l'état haut (1) pour la marche avant et a l'état bas(0) pour la marche arrière.

Les deux sous programmes de marche arrière et de marche avant sont représentés dans les figures (Fig.4.11) et (Fig.4.12) sous forme d'organigrammes.



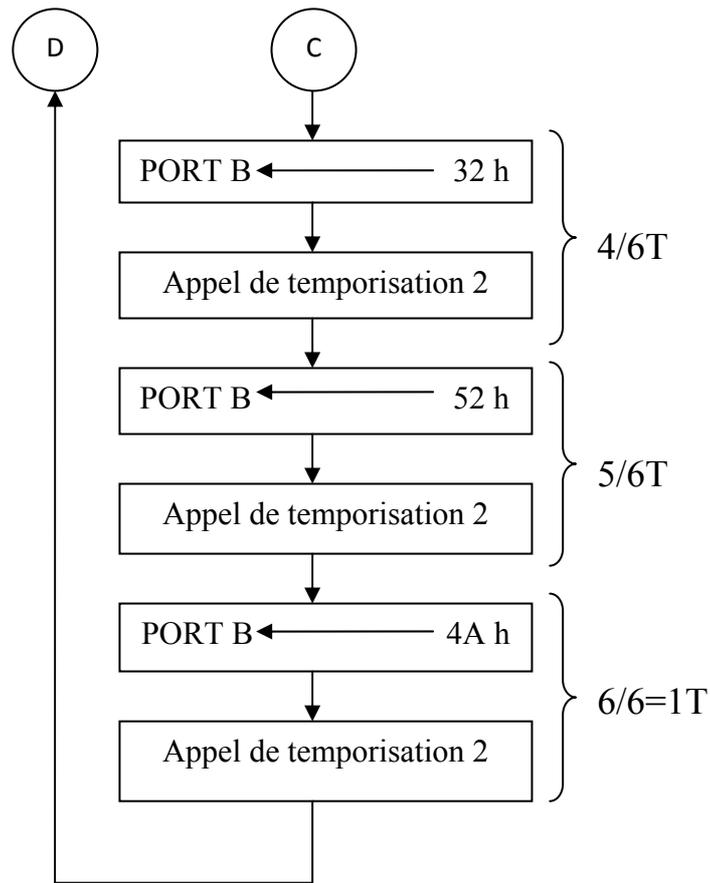
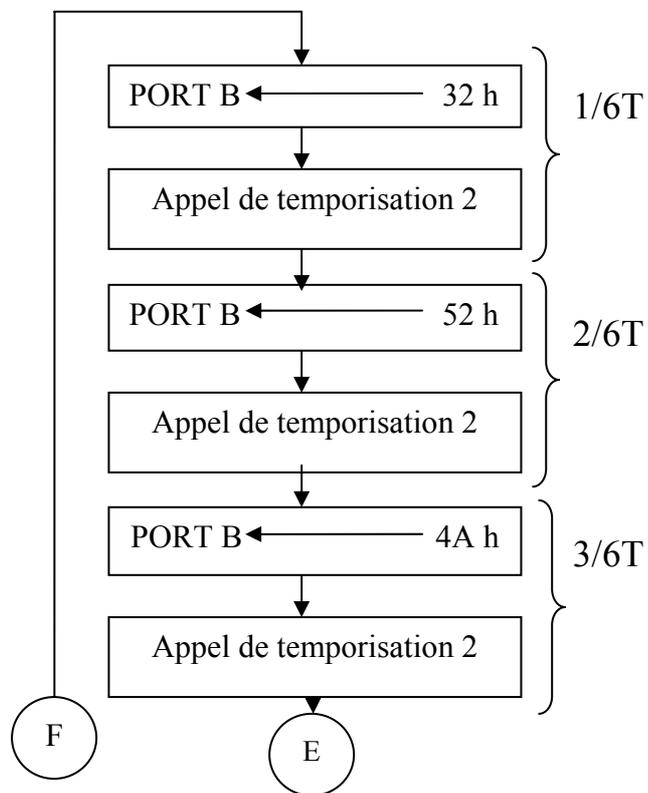


Fig.4.11 : organigramme de marche avant.



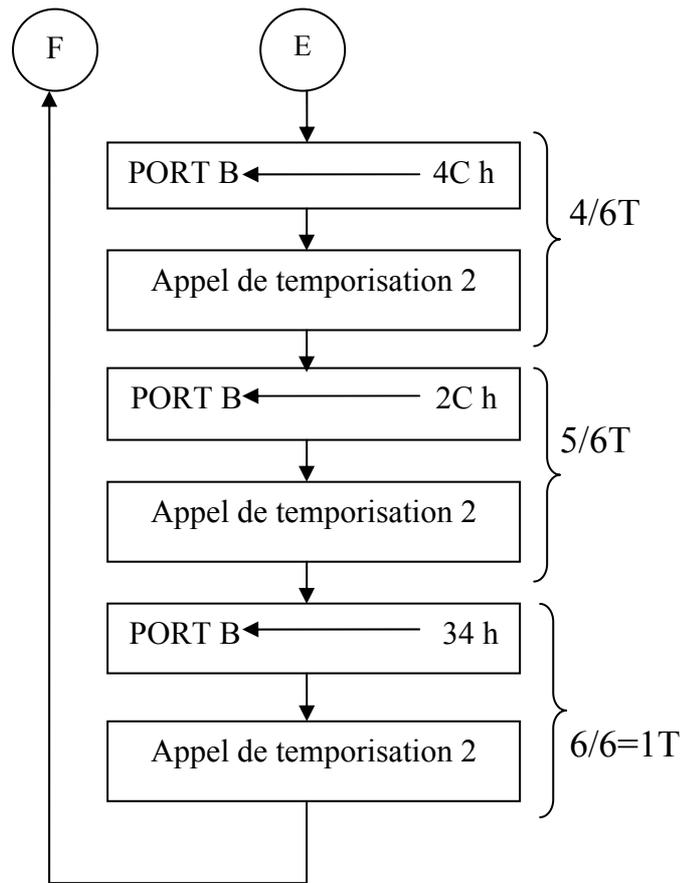


Fig.4.12 : organigramme de marche arrière.

On remarque bien que la marche arrière se fait en inversant les deux internonces de la marche avant.

La temporisation 2 représente la période T du clk divisé par 6.

$$\text{temporisation 2} = \frac{\text{periode du clk T}}{6}$$

Son organigramme est représenté à la figure (Fig.4.13).

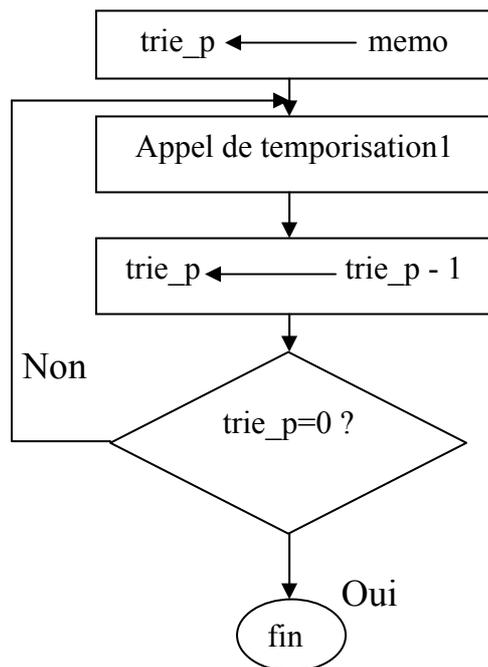
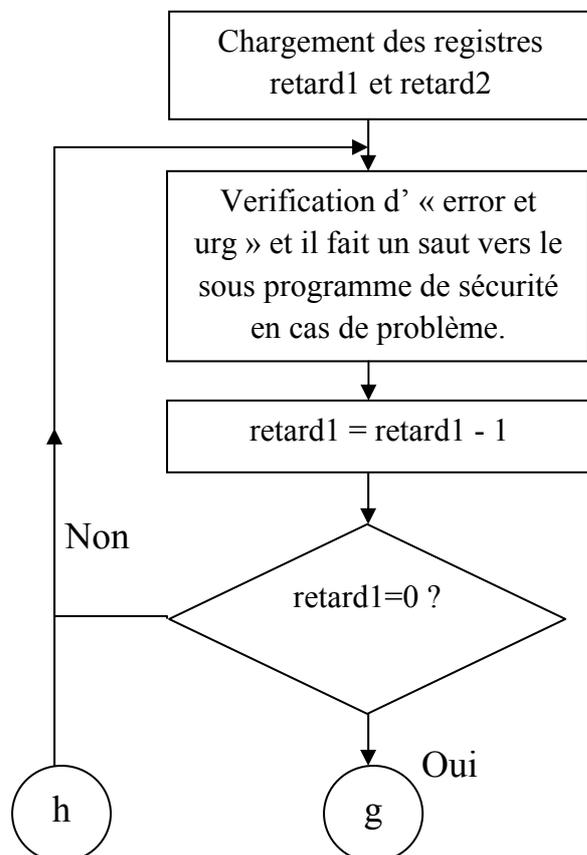


Fig.4.13 : temporisation 2.

La temporisation 1 est de 1ms, est celle qu'on a vue précédemment, est représentée à la figure (Fig.4.14).



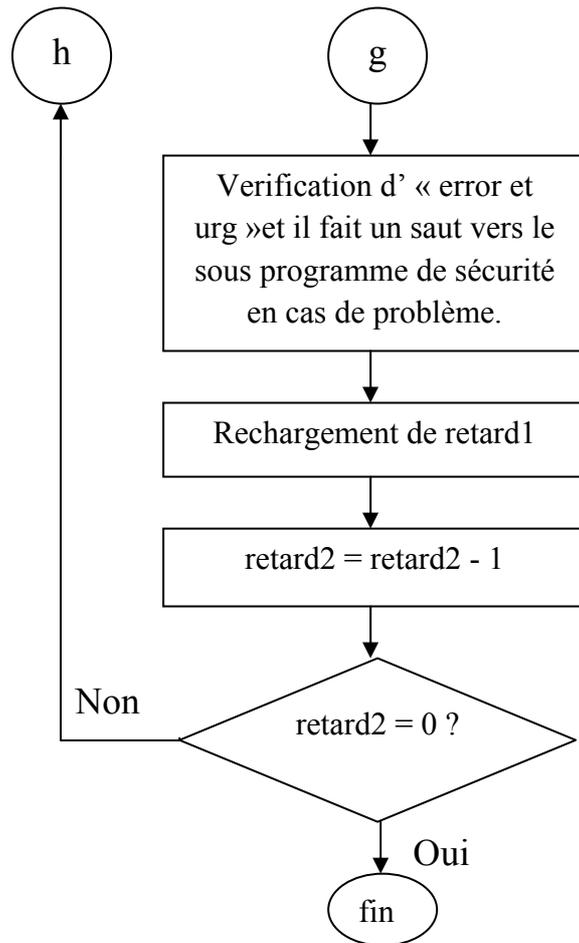


Fig.4.14 : organigramme de la temporisation 1.

En principe la marche arrière s'obtient en permutant A- avec A+ et B- avec B+ et C- avec C+, on obtient des signaux déphasés de π par rapport à ceux utilisés pour le premier sens.

Le choix de rotation du moteur se fait avant l'allumage du circuit électrique (variateur de fréquence et le circuit de puissance), en agissant sur le dispositif de commutation entre un état haut (1) pour la marche avant (le sens est suivant les aiguille d'une montre) et un état bas (0) pour la marche arrière (le sens est trigonométrique). On constate un autre cas du choix de sens de rotation, qui est lors de fonctionnement du moteur, ce cas dépend des performances du moteur concernant le temps de freinage jusqu'à l'arrêt du moteur, car pour que le sens change, il est indispensable d'arrêter d'abord le moteur.

Finalement pour la variation de la vitesse du moteur, il y a deux manière de procéder ;

- Soit on la choisit avant d'allumer le système (on fait varier le potentiomètre), après on l'allume et le moteur donc tourne a cette vitesse.
- Soit en la fait varier durant le fonctionnement du moteur (c.-à-d. on accélère ou on décélère), pour cela on a mit un bouton de validation de ces vitesses qui fonctionne en mode d'interruption par la broche RB0, l'organigramme du programme d'interruption est représenté dans la figure (Fig.4.15).

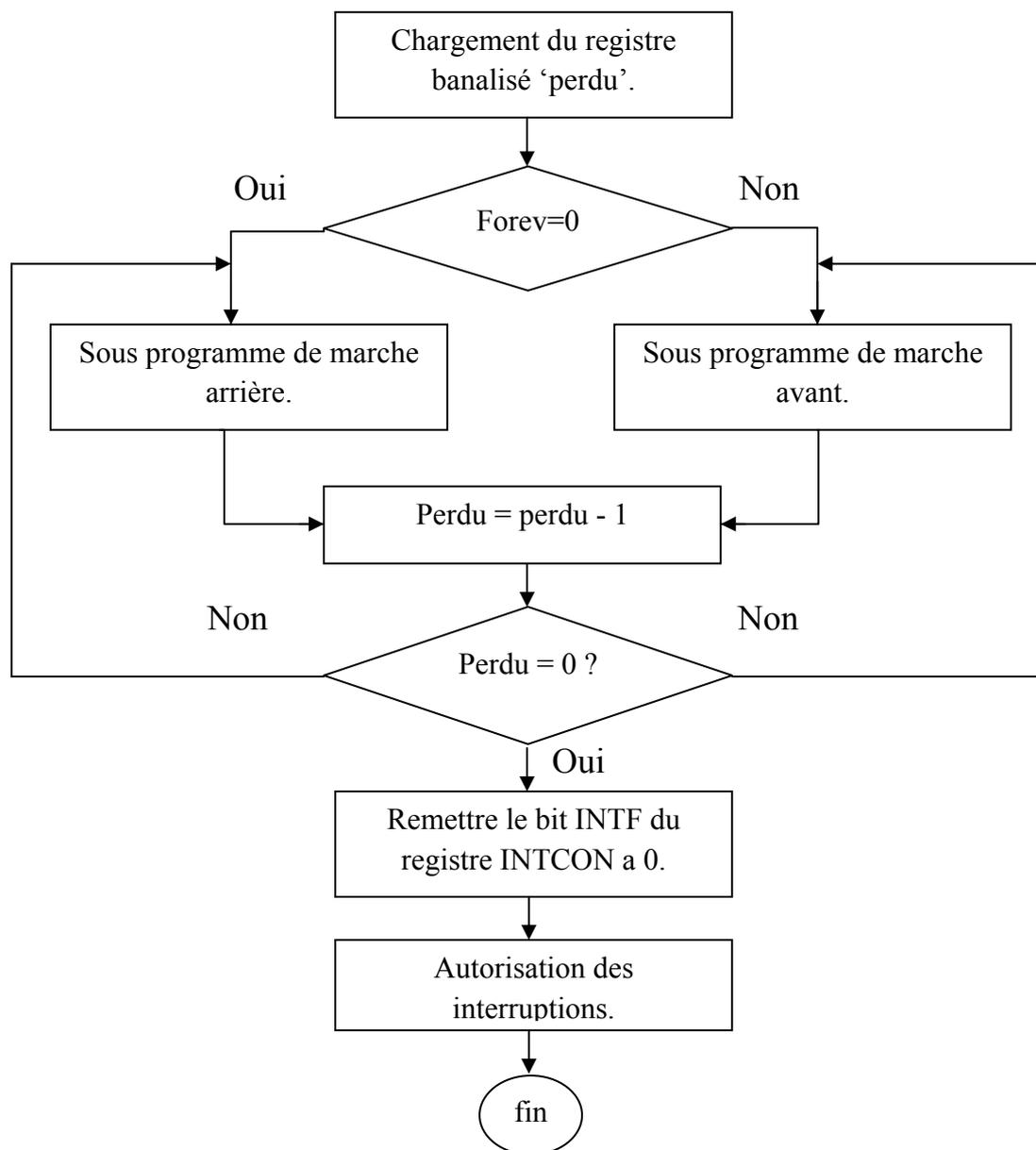


Fig.4.15 : l'organigramme du programme d'interruption.

Ce programme est écrit en langage assembleur, une fois compilé et testé à l'aide d'un logiciel bien spécifique comme MPLAB de *MICROCHIP* qui est destiné pour PIC, on aura finalement un fichier d'extension (.HEX).

C'est ce fichier qui sera chargé dans la mémoire programme du PIC 16F84A en utilisant un autre logiciel (ICPROG aussi de *MICROCHIP*) qui pilote un circuit d'interface (le programmeur) entre le micro-ordinateur et le PIC 16F84A ou autre.

CONCLUSION :

Durant notre travail, nous avons constaté qu'on a fait un pas vers l'application de l'électronique dans l'industrie dont on a touché l'électronique de puissance qu'on a jamais fait ainsi que de l'électrotechnique (fonctionnement des moteurs).

Cette présente étude nous a permis d'approfondir nos connaissances en électronique analogique en rencontrant des combinaisons de montages de base pour réaliser une certaine fonction électronique.

D'autre part on a constaté qu'en électronique numérique, il est facile de réaliser ces fonctions sachant la logique de programmation.

On a mis à profit aussi les moyens actuels tel que le micro-ordinateur en particulier on a manipulé des logiciels électroniques (protel99, mplab, proteus, ...).

L'inconvénient de ce variateur de vitesse, c'est que le courant dans le moteur contient des harmoniques qui agissent sur l'échauffement du moteur entraînant un mauvais rendement.

Pour cela, nous souhaitons que ce mémoire soit utile aux futurs étudiants.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J.-P. CARON, J.-P. HAUTIER

(Modélisation et commande de la machine asynchrone)

Cote ; MACH 50 dans la bibliothèque du département d'électronique.

[2] RAMDANI. H, HAMITOUCHE. R

(Étude et conception d'un variateur de vitesse pour moteurs asynchrones)

Mémoire de fin d'étude ingénieur, UMMTO 1998.

[3] GUY SEGUIER

(L'électronique de puissance)

Edition DUNOD, PARIS, 1974.

[4] GUY SEGUIER

(Les convertisseurs de l'électronique de puissance)

Tom 4 : Continue-Alternatif Edition technique (Paris 1988).

[5] F. de Carfort, C. Foulard, J. Calvet

(Asservissements linéaires continus)

DUNOD Université, 3^{ème} édition (Paris 1976).

[6] Francis MILSANT

(Machines électriques)

BERTI Edition-1993.

Références webliographiques

Http : www.google.com

Http : www.ABC_electronique.com

Http : www.Techno-science.net

II. LE LOGICIEL ICPROG :

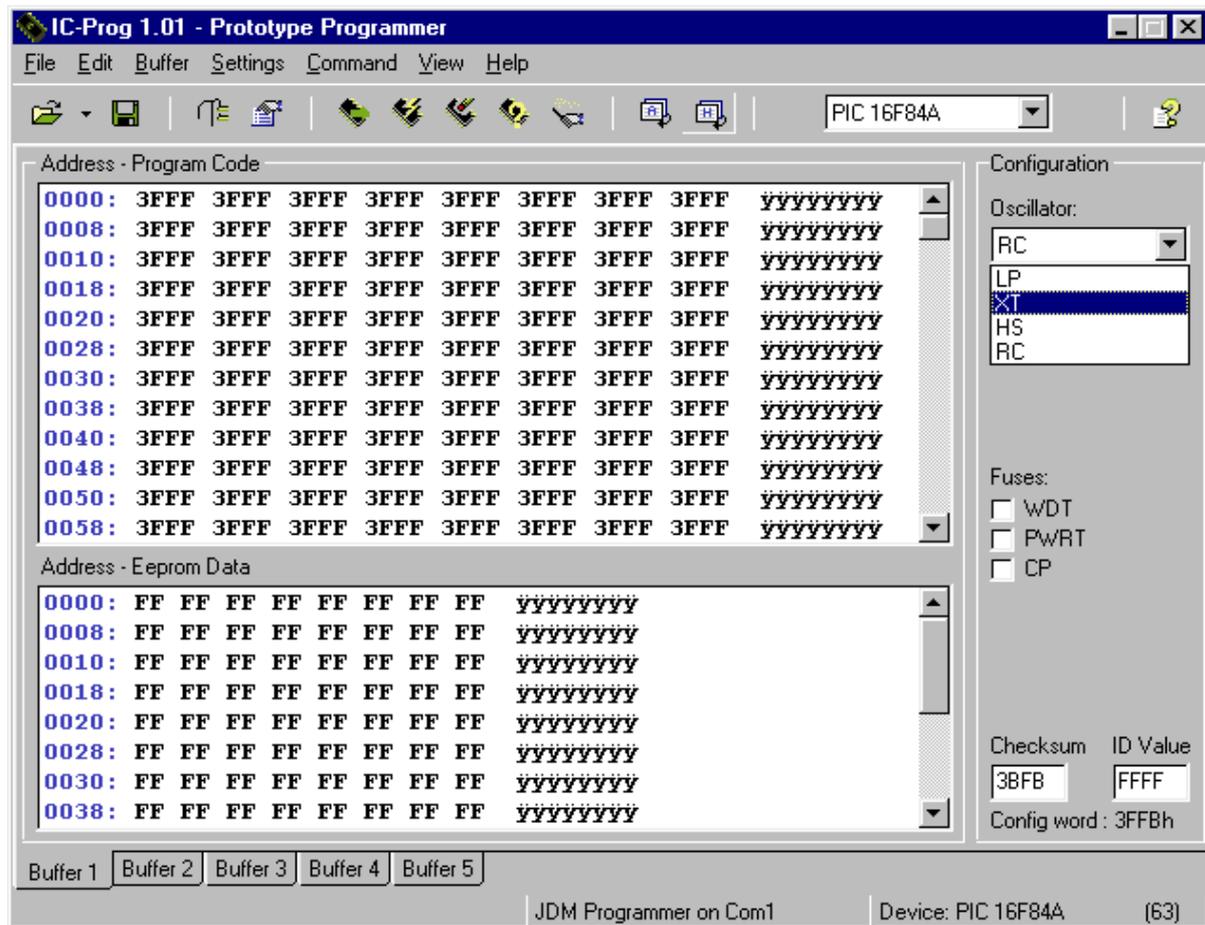


Figure 1

ICPROG est un programme vous permettant de transférer un fichier compilé (hex) vers un PIC ou une mémoire de type EEPROM. Dans ce qui suit nous montrons comment utiliser ce logiciel.

- **Configurer ICPROG** selon votre programmeur

Depuis le menu "settings" puis "hardware" sélectionner selon votre programmeur une des options ci-dessous.

A titre d'information pour un programmeur du type série (par le port COM de votre PC) suivez la config de l'écran figure 2.

Attention n'oubliez pas de sélectionner le port COM.

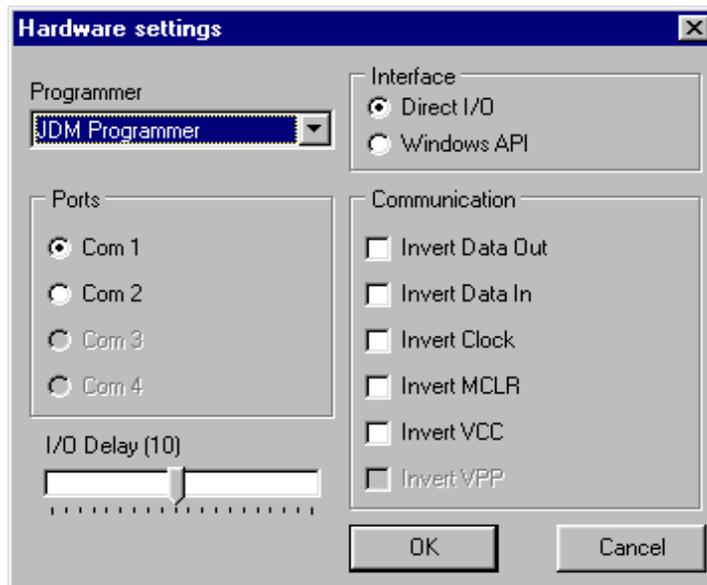


Figure 2

Exemple pour un programmeur du type parallèle (programmeur relié sur le port // de votre PC) suivez la config de l'écran figure 3 (cases à cocher à configurer selon le type de programmeur).

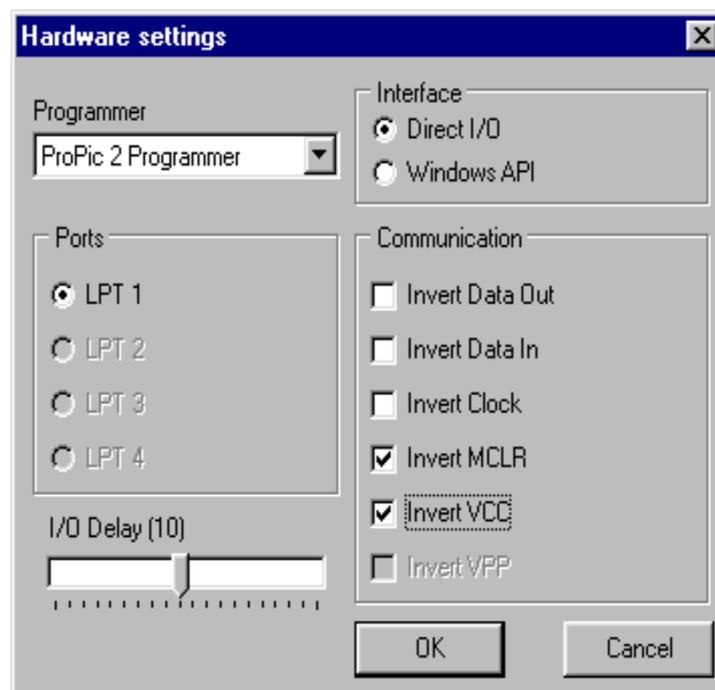


Figure 3

- Sélectionnez ensuite le composant qui vous intéresse (dans notre exemple ce sera le pic 16f84A) Figure 4

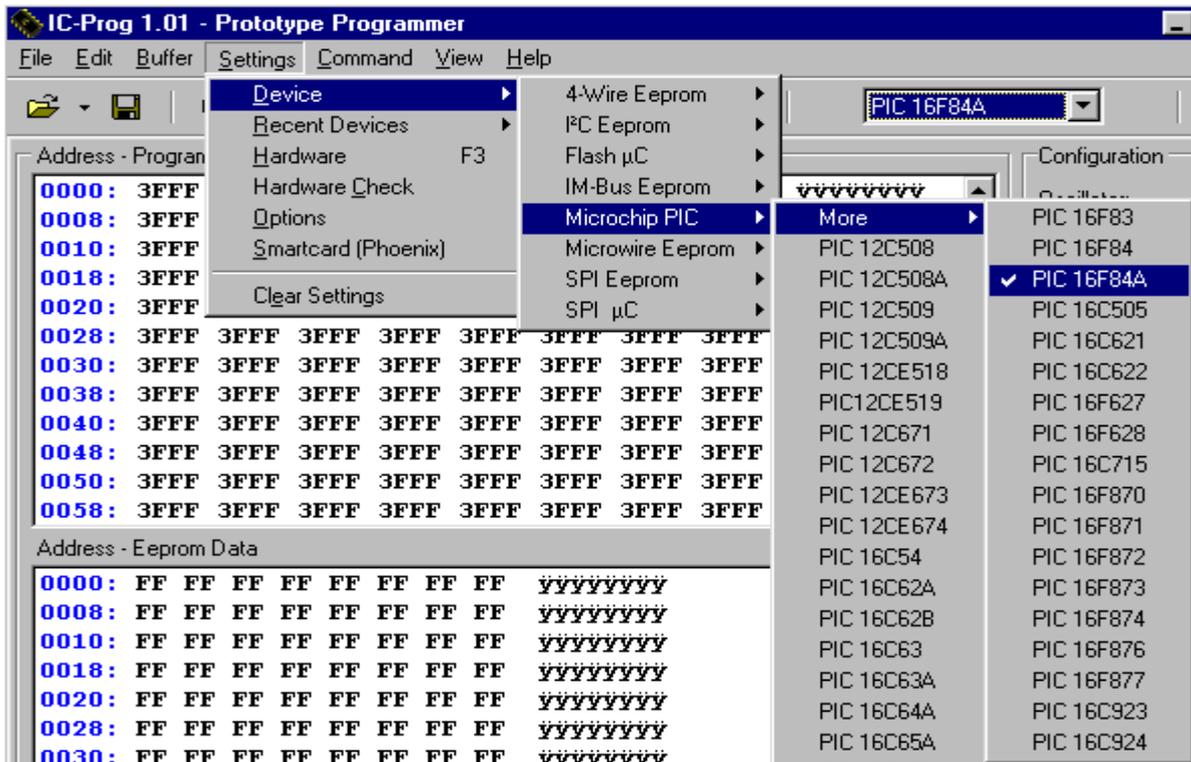


Figure 4

- Une fois le composant sélectionné il ne vous reste plus qu' à ouvrir votre fichier et à le transférer. Cliquez dans le menu "File" puis sélectionner un fichier compilé (*.hex) avec "Open File" (Figure 5)

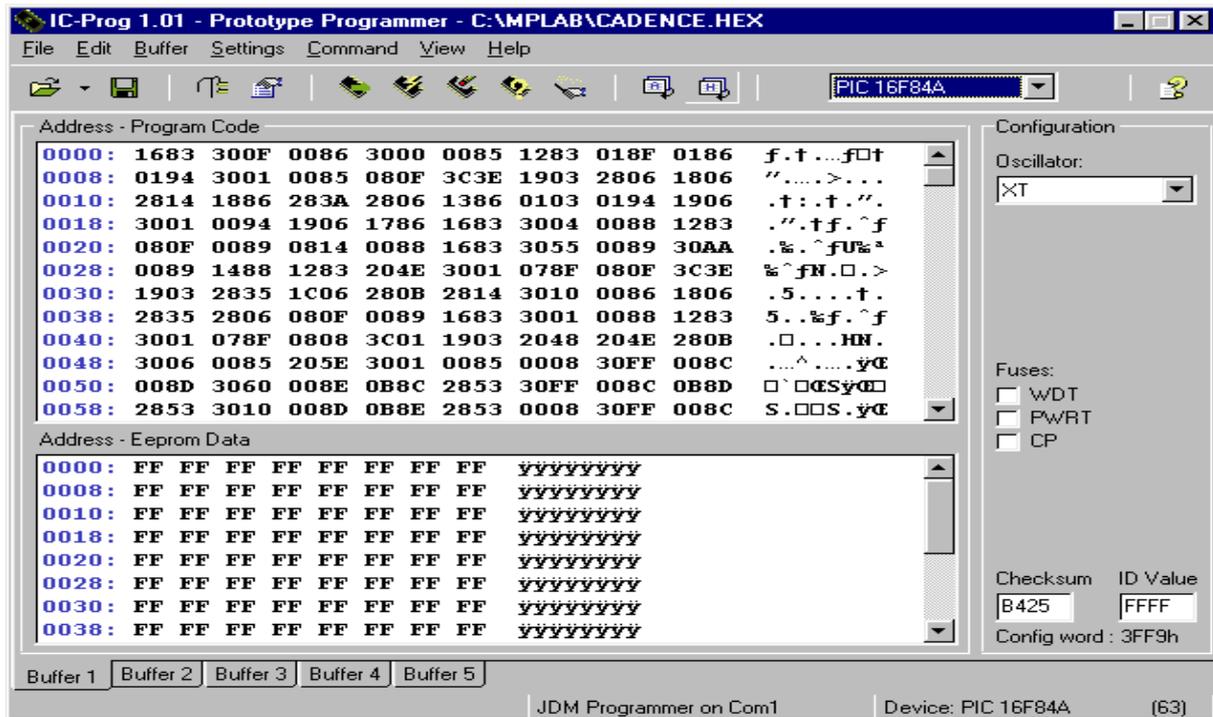


Figure 5

- Vous pouvez encore à ce stade modifier certaines options qui vous sont proposées avec les cases à cocher :

CP (code protect) :

Si cette option est cochée alors il ne vous sera plus possible de relire le programme de votre pic. Il est possible bien sûr de le reprogrammer avec un nouveau programme et vous aurez alors la possibilité de retirer le CP.

WDT : (Watchdog Timer) :

Le watchdog vérifie que votre programme ne s'est pas "perdu" dans une boucle sans fin...

Attention si vous activez cette option il faudra une fois configurer mettre l'instruction de raz du watchdog, c'est à dire mettre l'instruction **clrwdt** dans votre programme sinon il y aura un "reboot" à l'adresse 0 dès que la période watchdog sera atteinte, en clair votre programme va sans cesse repartir de 0.

PWRT (Power Up Timer) :

Si cette option est cochée un time interne provoquera un arrêt typique du PIC pendant 72mS après la mise sous tension (entre 1.2V et 1.7V), cette option permet entre autre un démarrage stable de l'horloge principale du pic.

OSCILLATEUR :

Il y a quatre options dans cette liste déroulante :

- **mode LP (low power crystal)** , ce mode est réservé si vous utilisez un quartz compris entre 32 kHz et 200 kHz max.
- **mode XT** si vous utilisez un quartz de fréquence moyenne comprise entre 455 kHz et 4 MHz
- **mode HS (hight speed)** si vous utilisez un quartz de fréquence haute comprise entre 8 MHz et 10 MHz
- **mode RC (Resistor/Capacitor)** , ce mode est réservé si vous utilisez un circuit RC pour l'oscillateur , la fréquence obtenue dépend de la résistance et du condensateur utilisés ($5k < R < 100k$ et $C > 20pF$) , la stabilité du montage est aléatoire.

Dans la plupart des applications le mode le plus utilisé est XT avec un quartz de 4 MHz.

- Et maintenant il ne vous reste plus qu' ' à transférer le fichier Menu "Command" puis "Program all" (Figure 6)

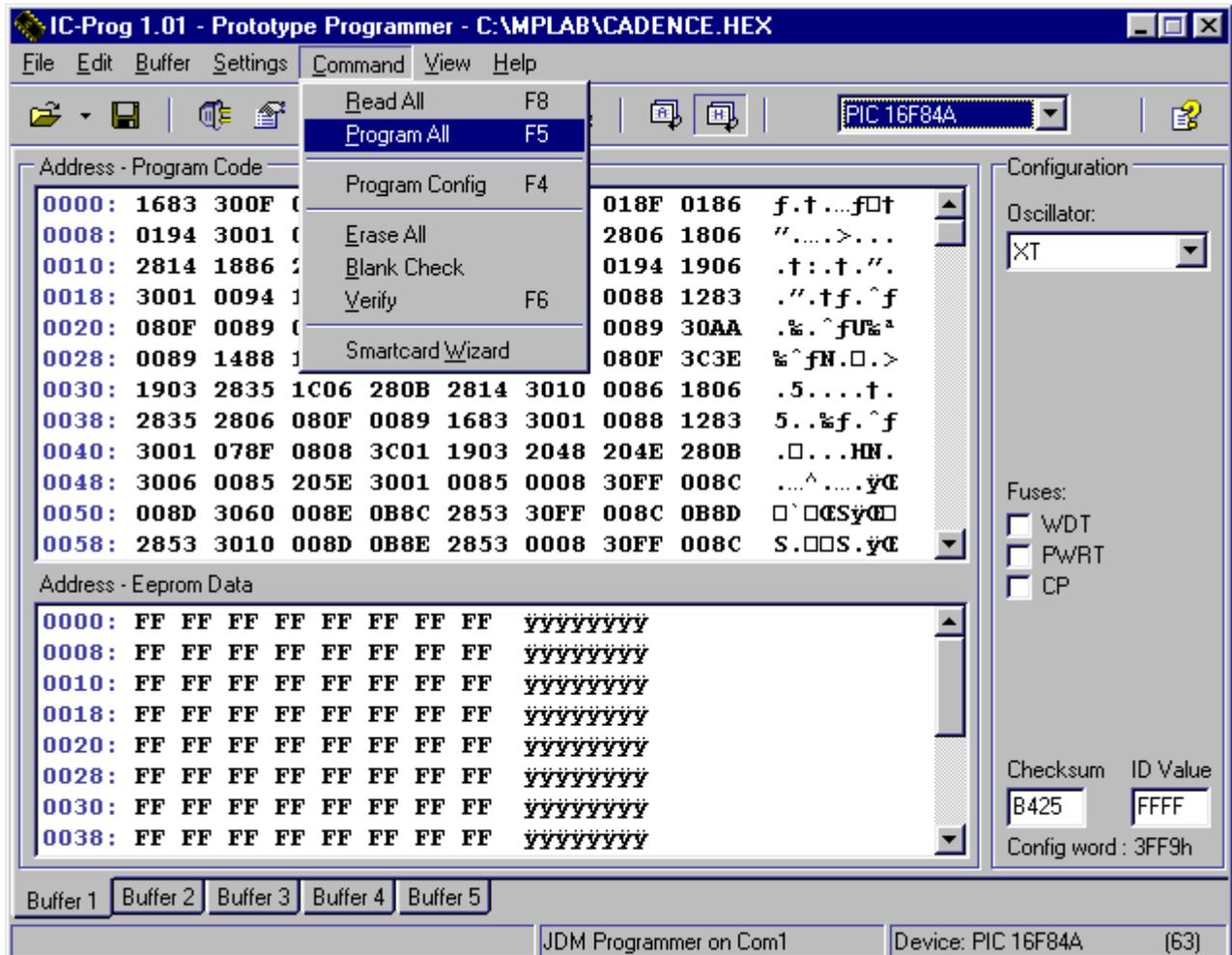


Figure 6

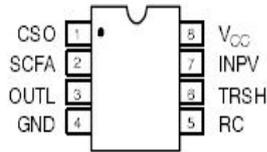
Pour vérifier le programme contenu dans votre PIC par rapport au fichier cliquer dans le menu "Command" puis "Verify".

NOMENCLATURE

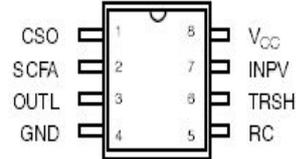
<i>Noms des composants</i>	<i>Valeurs et références</i>
U1 :A, U1 :B, U1 :C,	MC14066
U2 :A, U2 :B, U2 :C, U2 :D	LM324N
U3 :A, U3 :B, U3 :C, U3 :D	LM324N
U4	LM741CN
U5	XR4151
U6 :A, U6 :B, U6 :C	LM339N
U7	PIC16F84A
U8 :A, U8 :B, U8 :C	LM324N
U9	NE555
U10 :A, U10 :B	MC14049UBCP
Q1	MPSA56
Q2, Q3, Q4, Q6, Q7, Q8	M2N4401
Q5(VMOS)	RFL1N10
Q12 X 6	M2N4401
(Q9, Q10, Q11, Q13) X 6	M2N4403
Q14 X 6	BUT11AF
Q15 X 6	BUV47
Q16 X 6	MJ10116
D1...D8, D10, D12..D17, D20, D21, D23, D24, D26, D27, D29, D30, D32, D33, D35, D36, D38, D39 (DIODES)	
Dr, D18, D19	
D9, D11, D22, D25, D28, D31, D34, D37 (LED rouge)	LN26RP
R1	13,3 k
R2	5 k
R3	49,9 k
R4	39,4 k
R5, R15, R17, R48, R51, R56, R29, R32, R71 R72, R73, R74, R75, R76, R77	1k
R6, R61, R62	1M
R7, R8, R34, R55	2,2 k
R9	56 k
R10	100k
R11	2,2M
R12, R38	47 k
R13, R16, R18, R19, R45, R47, R30	10 k
R14	39 k
R20	68 k
CI (réseau de resistances)	8 X 47 k
R21	47 k
R22, R46	22 k
R35, R24	1,8 M

R36	15 k
R37	5,1 k
R39, R58, R31	4,7 k
R40, R41, R49	6,8 k
R42	220 k
R43	560
R44	22
R50, R52, R28	1,4 k
R53, R23, R25	82,5 k
R54	51,1 k
R57	130 k
R59, R64	33,2 k
R60, R63	499 k
R26	0,1 k
R27	12 k
R33	10
R70	4 k
C1, C5, C9, C7	0,1uF
C2(POL)	47uF
C3	1nF
C4(POL)	1uF
C5	100nF
C6	47nF
C8	4,7uF
C10	100uF
C11, C12	10nF
C13	220uF
TH1, TH2	
L1	

PIN CONFIGURATION



8 Lead PDIP (0.300")



8 Lead SOP (EIAJ, 4.4mm)

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	CSO	O	Current Source Output.
2	SCFA	I	Scale Factor Input.
3	OUTL	O	Logic Output.
4	GND		Supply Ground.
5	RC	I	One Shot Timing Input.
6	TRSH	I	Comparator Input.
7	INPV	I	Input Voltage.
8	V _{CC}	O	Positive Supply.

Precision Voltage-to-Frequency Converter

In this application (*Figure 3*) the XR4151 is used with an operational amplifier integrator to provide typical linearity of 0.05% over the range of 0 to -10V. Offset is adjustable to zero. Unlike many VFC designs which lose linearity below 10mV, this circuit retains linearity over the full range of input voltage, all the way to 0V.

Trim the full scale adjust pot at $V_I = -10V$ for an output frequency of 10kHz. The offset adjust pot should be set for 10Hz with an input voltage of -10mV.

The operational amplifier integrator improves linearity of this circuit over that of *Figure 2* by holding the output of the source, Pin 1, at a constant 0V. Therefore, the linearity

error due to the current source output conductance is eliminated. The diode connected around the operational amplifier prevents the voltage at pin 7 of the XR4151 from going below 0. Use a low-leakage diode here, since any leakage will degrade the accuracy. This circuit can be operated from a single positive supply if an XR3403 ground-sensing operational amplifier is used for the integrator. In this case, the diode can be left out. Note that even though the circuit itself will operate from a single supply, the input voltage is necessarily negative. For operations above 10kHz, bypass pin 6 of the XR4151 with .01 μ F.

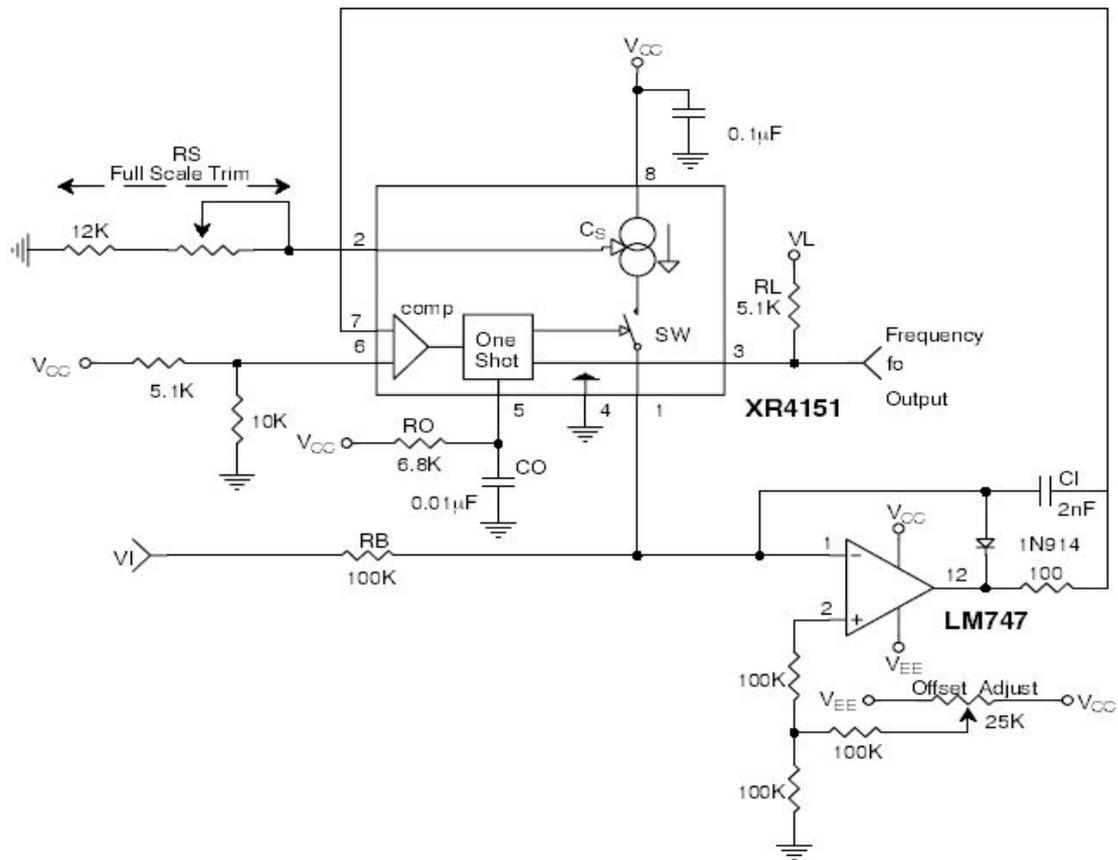
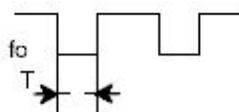


Figure 3. Precision Voltage to Frequency Converter



$$f_0 = KV, \text{ Where } K = 0.486$$

$$T = 1.1 \cdot R_O \cdot C_O$$

$$\frac{R_S}{R_B \cdot R_O \cdot C_O} \quad \frac{\text{kHz}}{\text{V}}$$

II. LE LOGICIEL ICPROG :

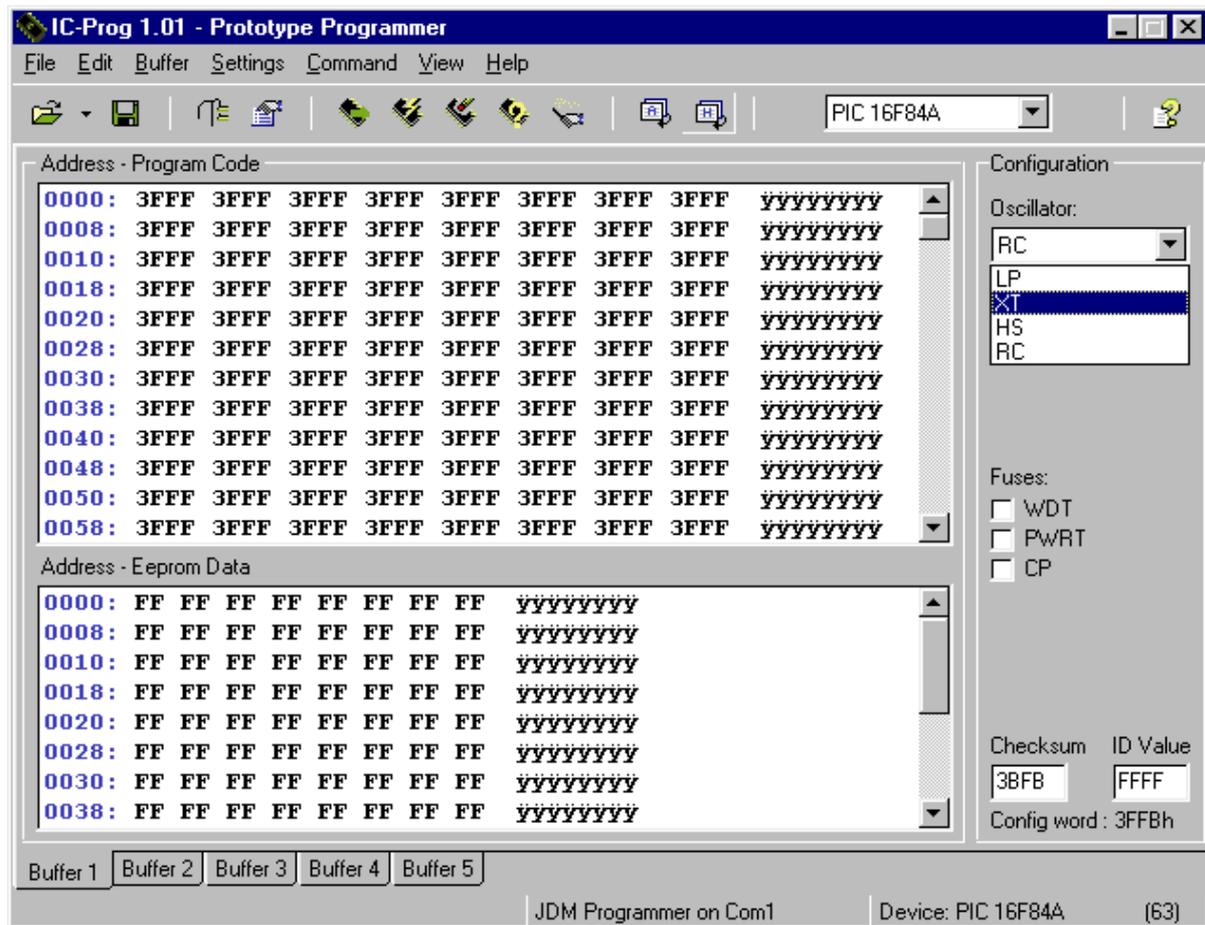


Figure 1

ICPROG est un programme vous permettant de transférer un fichier compilé (hex) vers un PIC ou une mémoire de type EEPROM. Dans ce qui suit nous montrons comment utiliser ce logiciel.

- **Configurer ICPROG** selon votre programmeur

Depuis le menu "settings" puis "hardware" sélectionner selon votre programmeur une des options ci-dessous.

A titre d'information pour un programmeur du type série (par le port COM de votre PC) suivez la config de l'écran figure 2.

Attention n'oubliez pas de sélectionner le port COM.

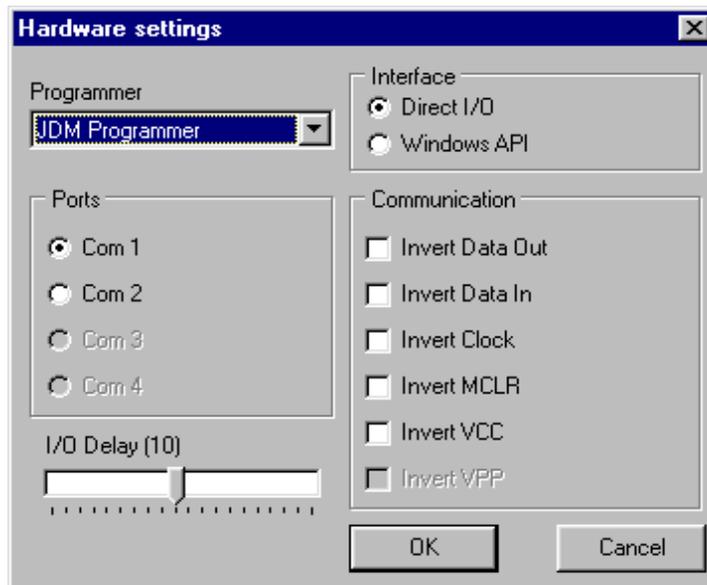


Figure 2

Exemple pour un programmeur du type parallèle (programmeur relié sur le port // de votre PC) suivez la config de l'écran figure 3 (cases à cocher à configurer selon le type de programmeur).

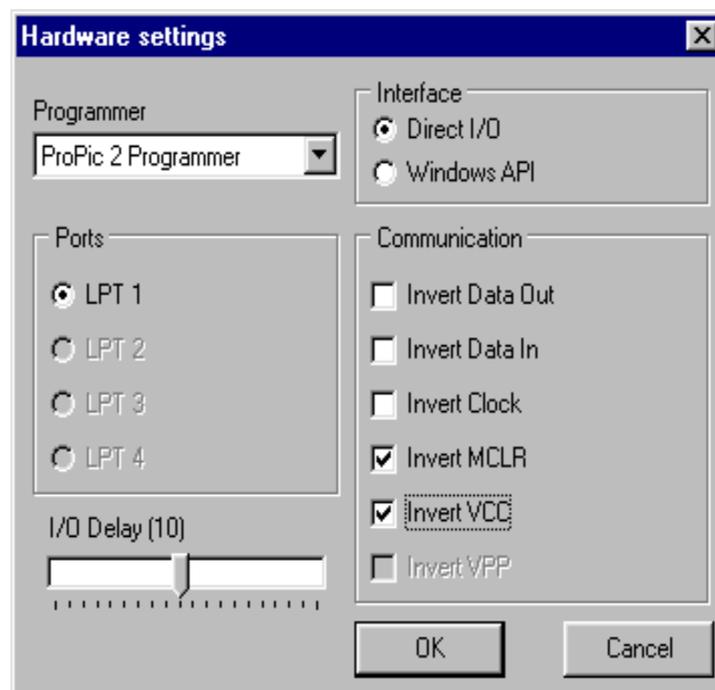


Figure 3

- Sélectionnez ensuite le composant qui vous intéresse (dans notre exemple ce sera le pic 16f84A) Figure 4

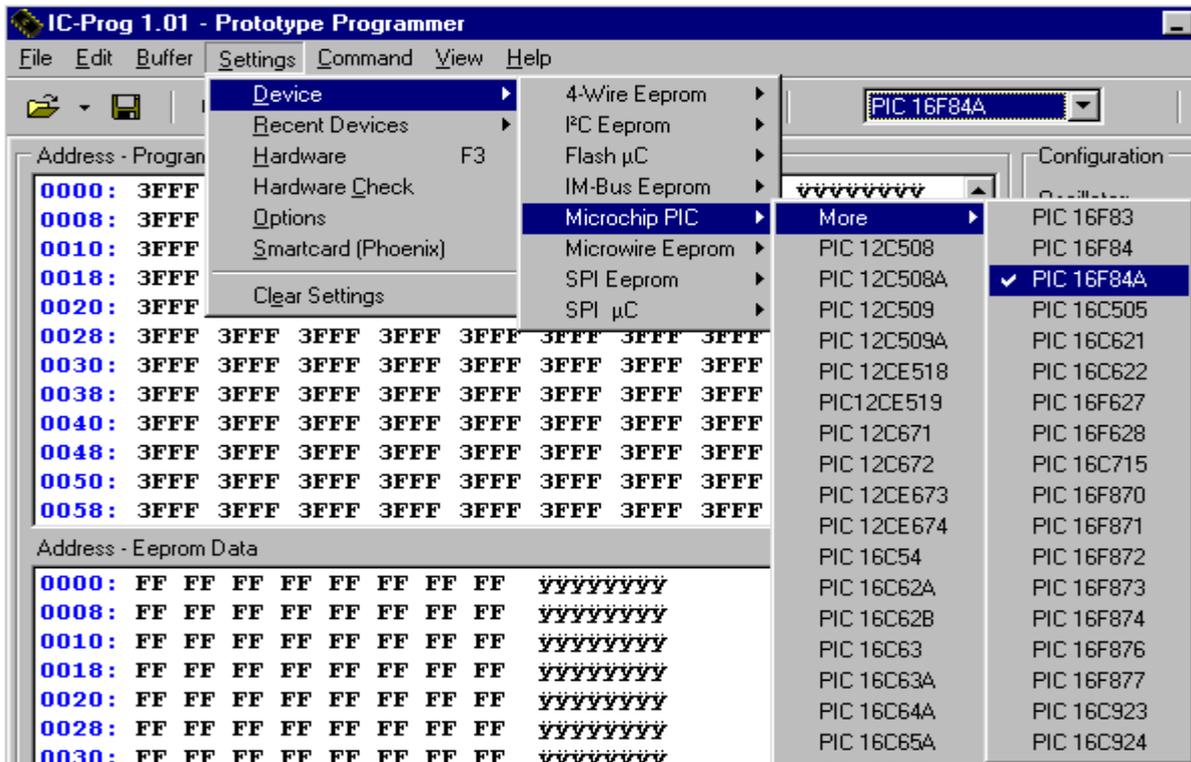


Figure 4

- Une fois le composant sélectionné il ne vous reste plus qu' à ouvrir votre fichier et à le transférer. Cliquez dans le menu "File" puis sélectionner un fichier compilé (*.hex) avec "Open File" (Figure 5)

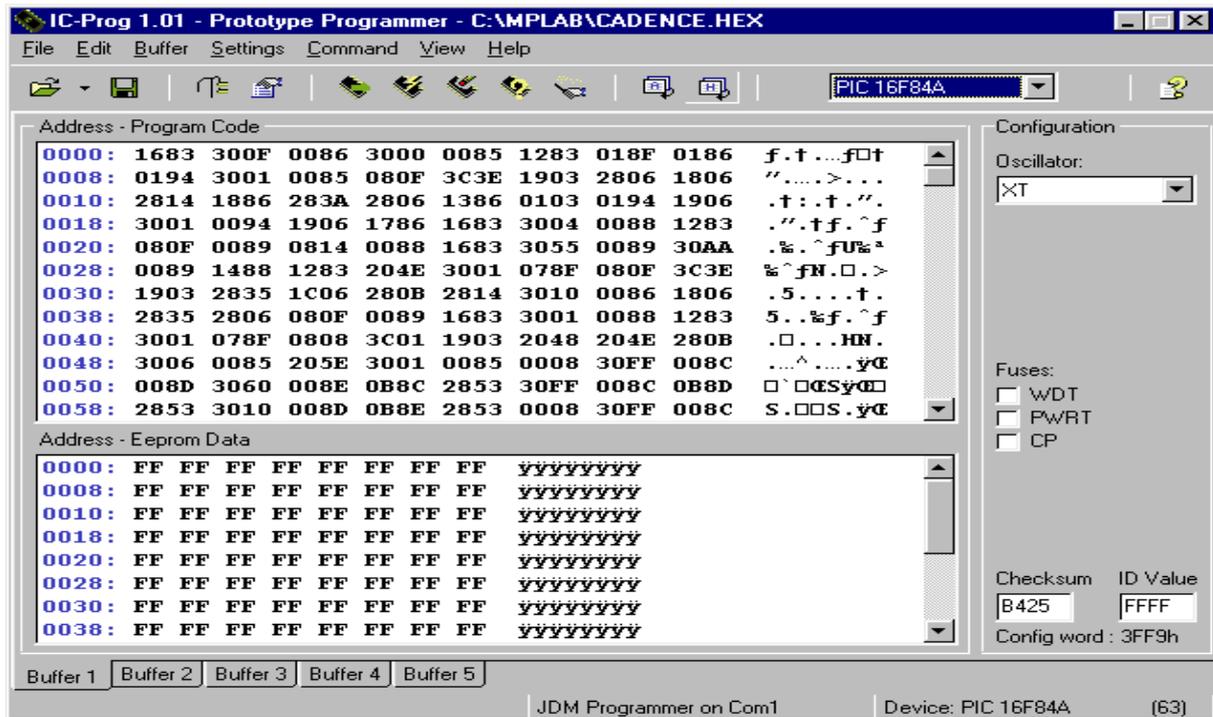


Figure 5

- Vous pouvez encore à ce stade modifier certaines options qui vous sont proposées avec les cases à cocher :

CP (code protect) :

Si cette option est cochée alors il ne vous sera plus possible de relire le programme de votre pic. Il est possible bien sûr de le reprogrammer avec un nouveau programme et vous aurez alors la possibilité de retirer le CP.

WDT : (Watchdog Timer) :

Le watchdog vérifie que votre programme ne s'est pas "perdu" dans une boucle sans fin...

Attention si vous activez cette option il faudra une fois configurer mettre l'instruction de raz du watchdog, c'est à dire mettre l'instruction **clrwdt** dans votre programme sinon il y aura un "reboot" à l'adresse 0 dès que la période watchdog sera atteinte, en clair votre programme va sans cesse repartir de 0.

PWRT (Power Up Timer) :

Si cette option est cochée un time interne provoquera un arrêt typique du PIC pendant 72mS après la mise sous tension (entre 1.2V et 1.7V), cette option permet entre autre un démarrage stable de l'horloge principale du pic.

OSCILLATEUR :

Il y a quatre options dans cette liste déroulante :

- **mode LP (low power crystal)** , ce mode est réservé si vous utilisez un quartz compris entre 32 kHz et 200 kHz max.
- **mode XT** si vous utilisez un quartz de fréquence moyenne comprise entre 455 kHz et 4 MHz
- **mode HS (hight speed)** si vous utilisez un quartz de fréquence haute comprise entre 8 MHz et 10 MHz
- **mode RC (Resistor/Capacitor)** , ce mode est réservé si vous utilisez un circuit RC pour l'oscillateur , la fréquence obtenue dépend de la résistance et du condensateur utilisés ($5k < R < 100k$ et $C > 20pF$) , la stabilité du montage est aléatoire.

Dans la plupart des applications le mode le plus utilisé est XT avec un quartz de 4 MHz.

- Et maintenant il ne vous reste plus qu' ' à transférer le fichier Menu "Command" puis "Program all" (Figure 6)

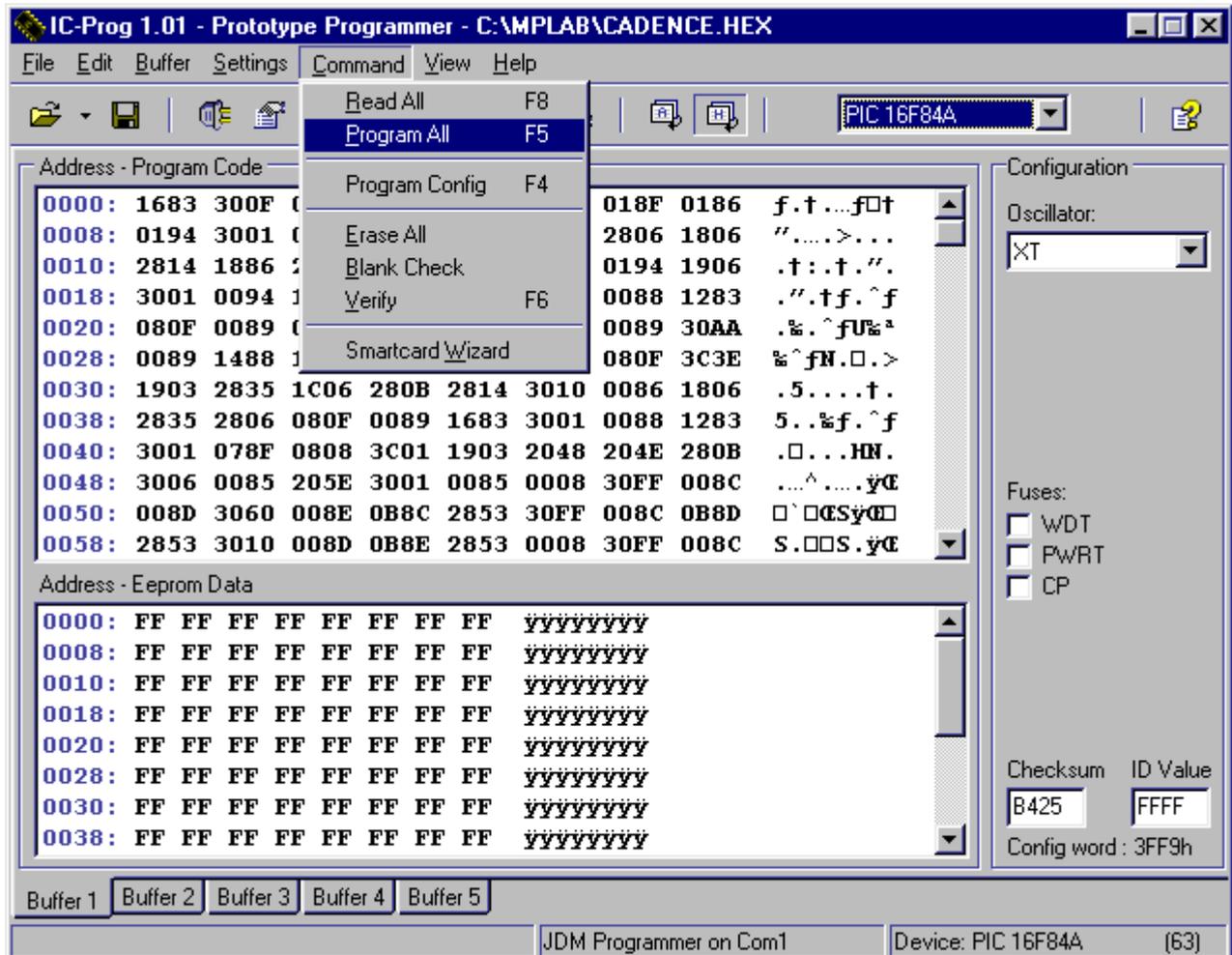


Figure 6

Pour vérifier le programme contenu dans votre PIC par rapport au fichier cliquer dans le menu "Command" puis "Verify".

LE MICROCONTROLEUR 16F84A

Ce model de PIC (programmable interface contrôleur), est un circuit intégré de petite taille, fabriqué par la société américaine *arizona MICROCHIP technology*.

En outre ces PIC sont très utilisés a l'heur actuelle, les raisons d'être de ce succès sont, que possèdent un jeu d'instruction réduit (35 instruction), ce qui caractérise la famille RISC (reduced instruction set computer) et appréciés par leur rapidités d'exécution et leur simplicité de mise en œuvre.

Ils sont différenciés entres eux par :

- la taille de la RAM interne.
- la mémoire EEPROM intégrée.
- le type de mémoire programme (FLASH, EEPROM, OTP) et la taille de celle-ci.
- le timer intégré.
- les ports d'entres/sorties.
- les convertisseurs analogique/numérique intègres.

Selon le système a concevoire, en consultant les data-books des PIC, on fait le bon choix du PIC.

Par conséquent, tout ceci a été autant d'arguments qui ont plaidés en leur faveur et ont justifiés notre choix pour cette famille de microcontrôleurs, en utilisant dans notre thème le PIC16F84A.

Le PIC 16F84A est un microcontrôleur de la famille PIC de *MICROCHIP*, en le regardant par la première fois, il fait d'avantage penser a un banal circuit intégré logique TTL ou MOS, plutôt qu'a un microcontrôleur.

Son boitier est un DIL (duel in line) de 2x9 pattes, comme la montre la figure (Fig.4.1).

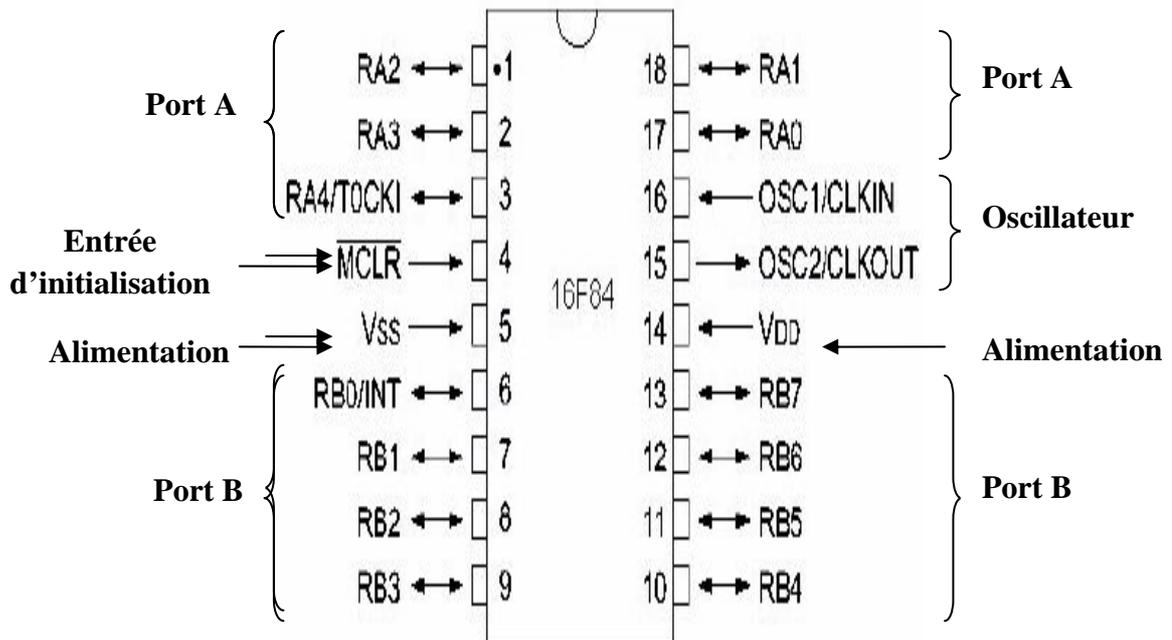


Fig.4.1 : brochage du microcontrôleur 16F84A.

Ses principales caractéristiques sont :

- 13 lignes d'entrées/sorties réparties en un port de 5 lignes (port A) et un port 8 lignes (port B).
- Alimentation sous 5 volts.
- architecture interne révolutionnaire lui conférant une extraordinaire rapidité.
- une mémoire de programme de type EEPROM FLASH (programmable et effaçable électriquement) pouvant contenir 1019 instructions de 14 bits chacune (allant de l'adresse 005h a l'adresse 3FFh).
- une mémoire RAM utilisateur de 68 emplacements a 8 bits (de l'adresse 0Ch a l'adresse 4Fh).
- une mémoire EEPROM de 64 emplacements.
- une horloge interne avec pré diviseur et chien de garde.
- peut supporter une fréquence d'horloge de 20MHZ
- bus d'adresse de 13 lignes.
- contient 4 sources d'interruptions.

- toutes les instructions ont besoin d'un ou de deux cycles d'horloges ($1\mu s$ a 4MHZ).
- présences d'un code de protection permettant d'en empêcher la duplication.
- facilite de programmation.
- faible prix.

2.1 brochage du boitier 16F84A :

Les différentes broches du microcontrôleur peuvent être groupées par fonction comme le montre la figure précédente(Fig.4.1).

- **les ports A et B :**

Le PIC 16F84A dispose de 13 broches d'entrées/sorties pour communiquer avec l'environnement extérieur et sont répartis en deux ports parallèles bidirectionnels.

- 8 lignes sur le port B.

- 5 lignes sur le port A.

Le sens de direction des données (entrée ou sortie) est programmable au niveau des deux registres de 8 bits TRIS A et TRIS B, ces registres sont accessibles en lecture et en écriture. Il faut écrire un 0 dans les registres TRIS pour sortir et 1 pour entrer.

- **Alimentation :**

Formée de deux broches, la broche VDD doit recevoir une tension de +5V et VSS a la masse.

- **Entree initialisation :**

C'est la broche de Reset (\overline{MCLR}). Un niveau bas sur cette dernière entraine un reset général du microcontrôleur.

- **Oscillateur(osc1 et osc2) :**

C'est les entrées de l'horloge interne (quartz).

2.2 organisation de la mémoire :

L'Espace mémoire du microcontrôleur PIC 16F84A est divisé en deux blocs distincts.

- La mémoire de données (RAM, EEPROM).
- La mémoire de programme FLASH.

2.3 organisation de la mémoire de données :

La mémoire de données RAM est divisée en deux Banks (pages), chacune occupe un espace de 128 octets (Fig.4.2), les Banks sont sélectionnées par les bits RP0 et RP1 du registre d'état.

RP1	RP0	page	addresses
0	0	0	00 a 7F
0	1	1	80 a FF
1	0	2	100 a 17F
1	1	3	180 a 1FF

Fig.4.2 : sélection des pages.

Comme dans le PIC 16F84A, contient deux pages (page0 et page1), alors on se limite juste dans cet espace mémoire (Fig.4.3).

RP1	RP0	page	addressee
0	0	0	00 a 7F
0	1	1	80 a FF

Fig.4.3 : sélection des pages du PIC 16F84A.

La mémoire de données RAM occupe un espace mémoire de 64 octets, elle contient des registres a usage générales (registres banalisés) de 8bits chacun.

L'EEPROM est une mémoire qui dispose d'un espace de 68 octets autorisant la lecture/écriture de données.

Elle conserve les paramètres semi-permanents et qui seront conservés même après coupure de courant.

adresse	Page0	Page1	adresse
00	Adressage indirect	Adressage indirect	80
01	RTCC	OPTION	81
02	Compteur programmé pc	Compteur programme pc	82
03	Registre d'état	Registre d'etat	83
04	Registre FSR	Registre FSR	84
05	PORT A	TRIS A	85
06	PORT B	TRIS B	86
07			87
08	EEDATA	EECON1	88
09	EEADR	EECON2	89
0A	PCLATH	PCLATH	8A
0B	INTCON	INTCON	8B
0C			8C
2F	Registres Banalisés	Recopie page 0	
4F			CF

Fig.4.4 : organisation de la mémoire de données.

A noter que les adresses de 0C à 2F sont réservées pour les registres banalisés.

2.4 organisation de la mémoire programme :

Le microcontrôleur 16F84A contient une mémoire programme du type EEPROM FLASH de 1K mots de 14 bits, destinées a stoker l'ensemble des instructions du programme de gestion système.

Le vecteur Reset est logé a l'adresse 0000h et le vecteur d'interruption est logé a l'adresse 0004h.

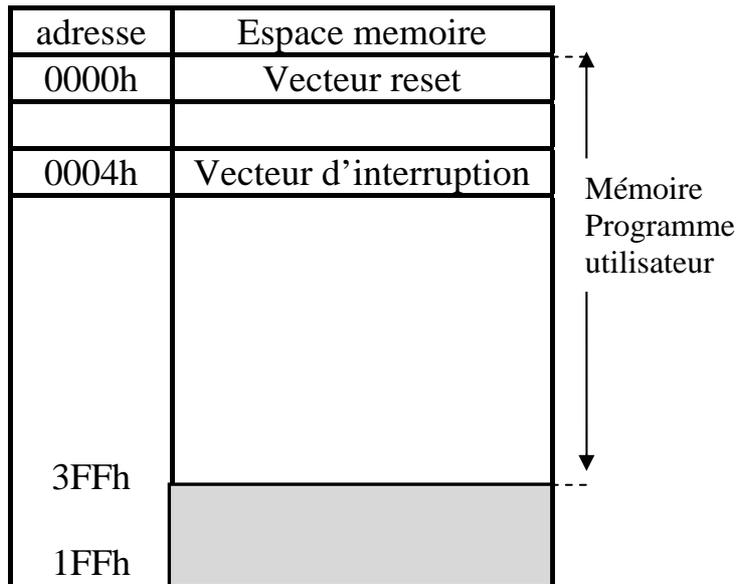


Fig.4.5 : organisation de la mémoire programme.

2.5 noms des bits des registres du PIC 16F84A :

les registres du PIC 16F84A en général ont 8bits, voila le résumé des noms des bits des principaux registres.

Adr	Nom	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
Page memoires 0									
00h	INDF								
01h	TMR0	Compteur temps-reel-timer 8bits							
02h	PCL	Compteur de programme 8bits							
03h	STATUS	IRP	RP1	RP0	TO	PD	Z	DC	C
04h	FSR								
05h	PORT A				RA4	RA3	RA2	RA1	RA0
06h	PORT B	RB7	RB6	RB5	RB4	RB3	RB2	RB1	RB0
07h		inutilisé							
08h	EEDATA	Registre de données en EEPROM							
09h	EEADR	Registre d'adresse EEPROM							
0Ah	PCLATH				Bits du PC additionnels (haut)				
0Bh	INTCON	GIE	EEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF
Page memoire 1									
80h	INDF								
81h	OPTION	$\overline{\text{RBPU}}$	INTEDG	TOCS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0
82h	PCL	Compteur de programme 8bits							
83h	STATUS	IRP	RP1	RP0	TO	PD	Z	DC	C
84h	FSR								

85h	TRIS A				Registre de direction du PORT A (5bits)				
86h	TRIS B	Registre de direction du PORT B (8bits)							
87h		inutilisé							
88h	EECON1				EEIF	WRERR	WREN	WR	RD
89h	EECON2	Registre de contrôle de l'EEPROM							
0Ah	PCLATH				Bits du PC additionnels (haut)				
0Bh	INTCON	GIE	EEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF

Fig.4.6 : résumé des bits des registres du PIC 16F84A

LM555/NE555/SA555

Single Timer

Features

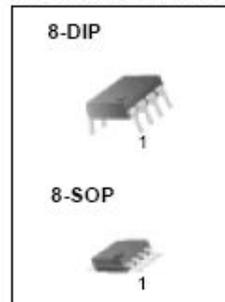
- High Current Drive Capability (200mA)
- Adjustable Duty Cycle
- Temperature Stability of 0.005%/°C
- Timing From μ Sec to Hours
- Turn off Time Less Than 2 μ Sec

Applications

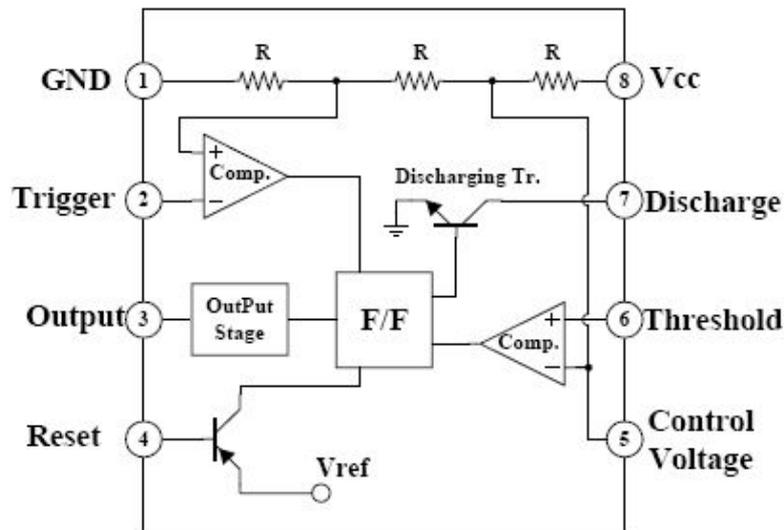
- Precision Timing
- Pulse Generation
- Time Delay Generation
- Sequential Timing

Description

The LM555/NE555/SA555 is a highly stable controller capable of producing accurate timing pulses. With monostable operation, the time delay is controlled by one external resistor and one capacitor. With astable operation, the frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor.

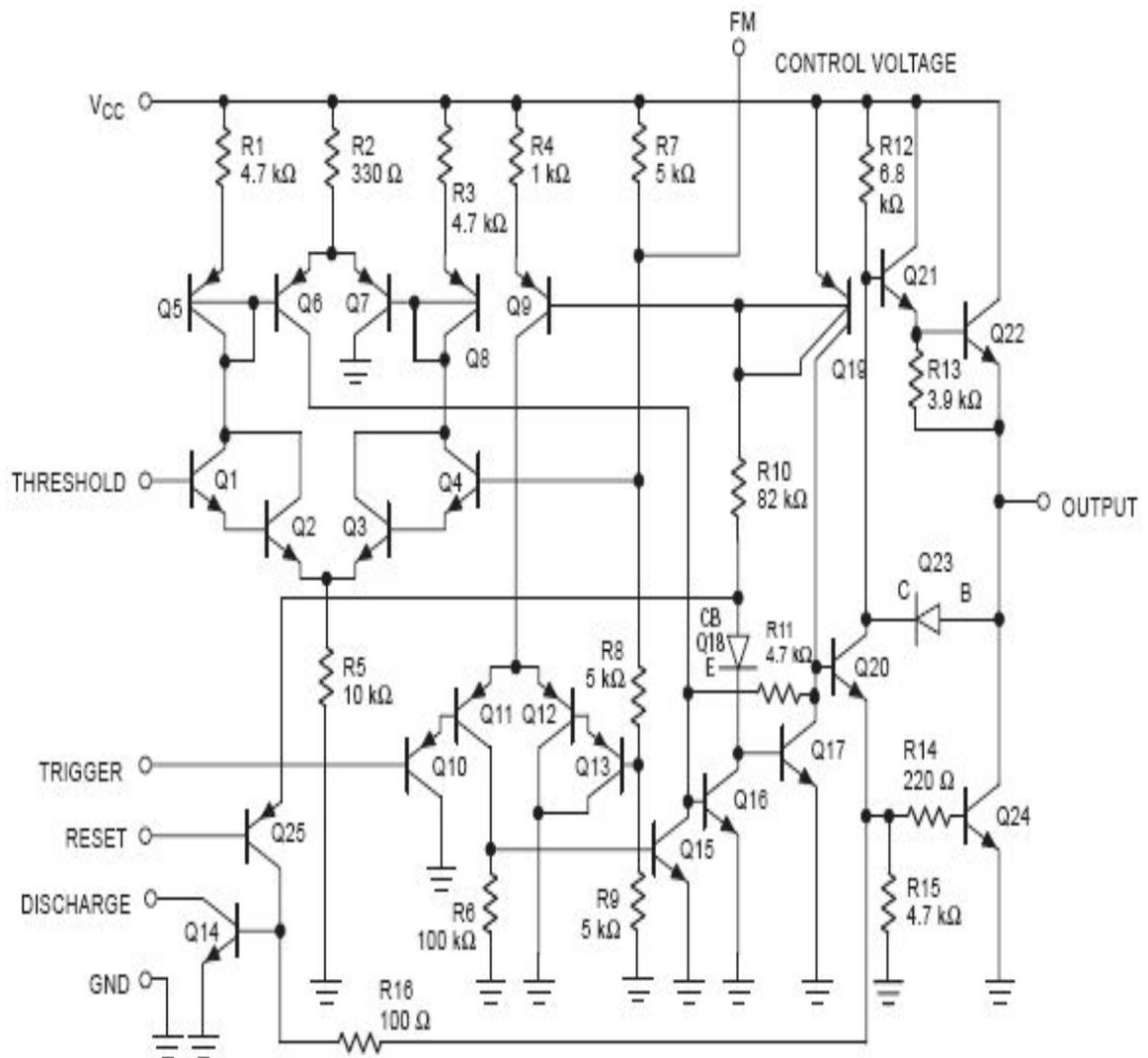


Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	16	V
Lead Temperature (Soldering 10sec)	T _{LEAD}	300	°C
Power Dissipation	P _D	600	mW
Operating Temperature Range LM555/NE555 SA555	T _{OPR}	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 ~ +150	°C





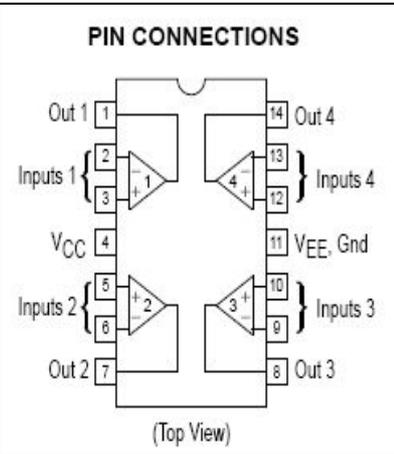
MOTOROLA

LM324

Quad Low Power Operational Amplifiers

The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation



MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM224 LM324,A	LM2902	Unit
Power Supply Voltages Single Supply	V _{CC}	32	26	Vdc
Split Supplies	V _{CC} , V _{EE}	±16	±13	
Input Differential Voltage Range (See Note 1)	V _{IDR}	±32	±26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t _{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T _J	150		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150		°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-25 to +85 0 to +70	-40 to +105	°C

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2902D	T _A = -40° to +105°C	SO-14
LM2902N		Plastic DIP
LM224D	T _A = -25° to +85°C	SO-14
LM224N		Plastic DIP
LM324AD	T _A = 0° to +70°C	SO-14
LM324AN		Plastic DIP
LM324D		SO-14
LM324N		Plastic DIP

LM741

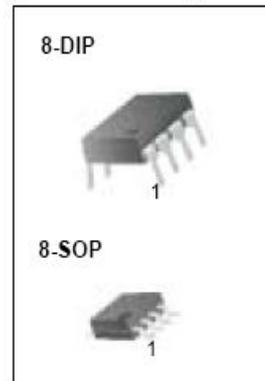
Single Operational Amplifier

Features

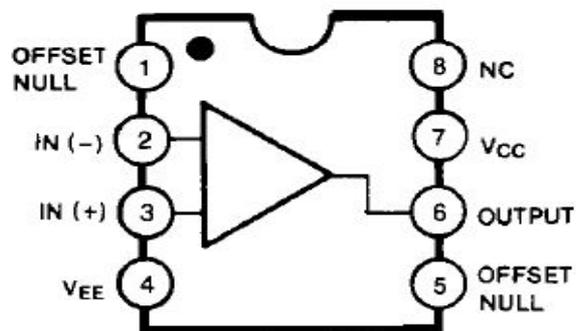
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High Input voltage range
- Null of offset

Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.



Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	±18	V
Differential Input Voltage	V _{I(DIFF)}	30	V
Input Voltage	V _I	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Indefinite	-
Power Dissipation	P _D	500	mW
Operating Temperature Range	T _{OPR}	0 ~ +70	°C
LM741C		-40 ~ +85	
LM741I			
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 ~ +150	°C

MC14066B

Quad Analog Switch/Quad Multiplexer

The MC14066B consists of four independent switches capable of controlling either digital or analog signals. This quad bilateral switch is useful in signal gating, chopper, modulator, demodulator and CMOS logic implementation.

The MC14066B is designed to be pin-for-pin compatible with the MC14016B, but has much lower ON resistance. Input voltage swings as large as the full supply voltage can be controlled via each independent control input.

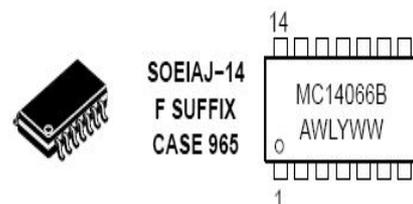
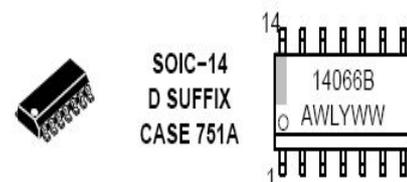
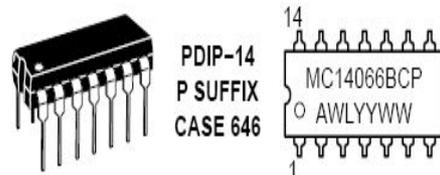
Features

- Triple Diode Protection on All Control Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Linearized Transfer Characteristics
- Low Noise – $12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Cycle}}$, $f \geq 1.0 \text{ kHz}$ typical
- Pin-for-Pin Replacement for CD4016, MC14016B
- For Lower R_{ON} , Use The HC4066 High-Speed CMOS Device
- Pb-Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}	Input Current (DC or Transient) per Control Pin	± 10	mA
I_{SW}	Switch Through Current	± 25	mA
P_D	Power Dissipation, per Package (Note 1)	500	mW
T_A	Ambient Temperature Range	-55 to +125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	$^{\circ}\text{C}$
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	$^{\circ}\text{C}$

MARKING DIAGRAMS



Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Temperature Derating:

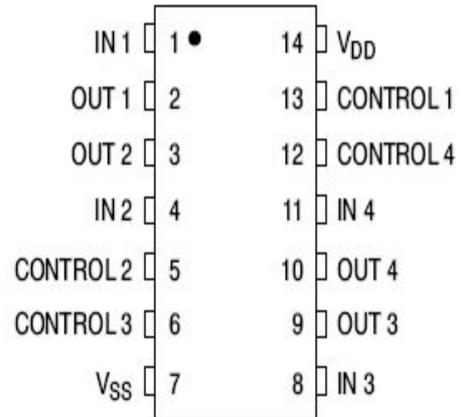
Plastic "P and D/DW" Packages: -7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$.

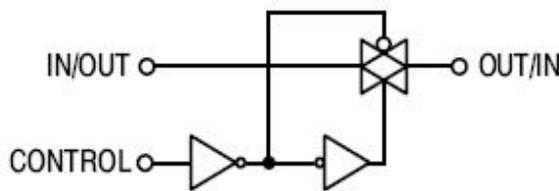
Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

MC14066B

PIN ASSIGNMENT



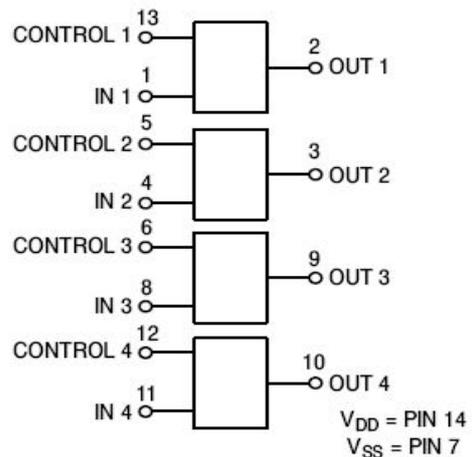
LOGIC DIAGRAM AND TRUTH TABLE (1/4 OF DEVICE SHOWN)



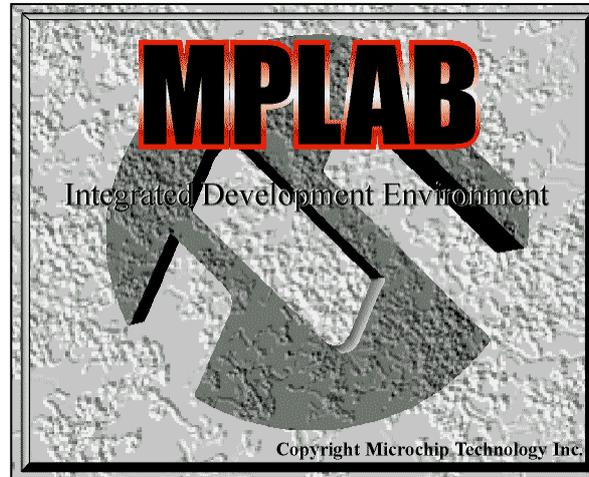
Control	Switch
0 = V_{SS}	OFF
1 = V_{DD}	ON

Logic Diagram Restrictions
 $V_{SS} \leq V_{in} \leq V_{DD}$
 $V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$

BLOCK DIAGRAM



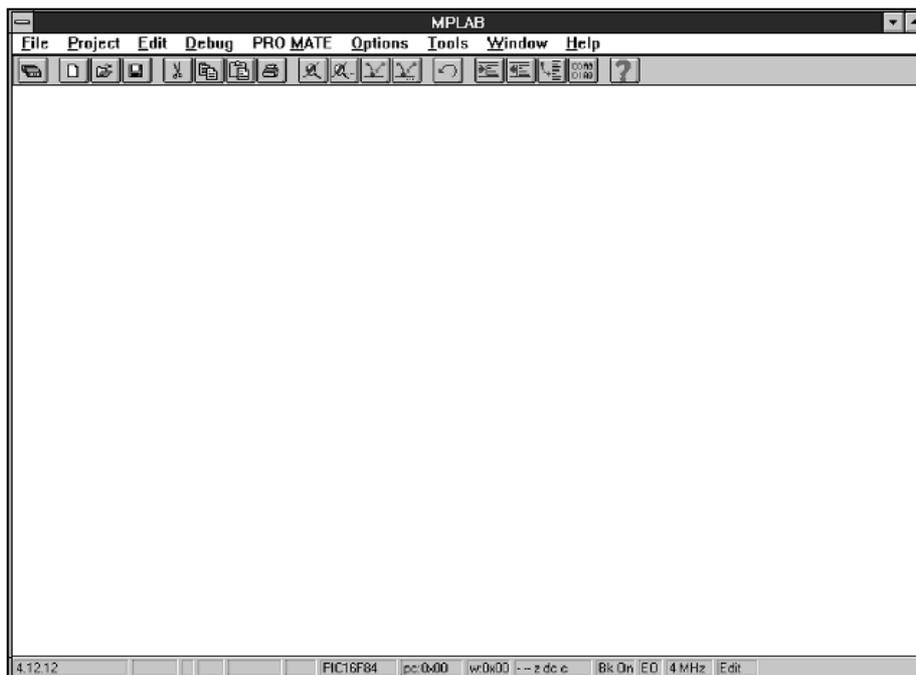
I. LE LOGICIEL MPLAB :



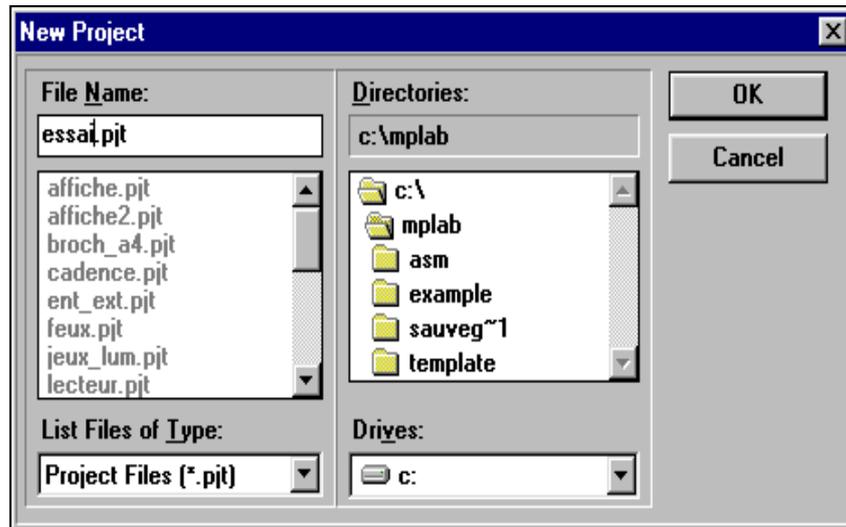
Mplab est un outil fournit gratuitement par la société Microchip, ce logiciel vous permettra de créer un programme pour un PIC, de l'assembler et de le simuler avant le transfert vers la mémoire programme du PIC.

- **Creation d'une application :**

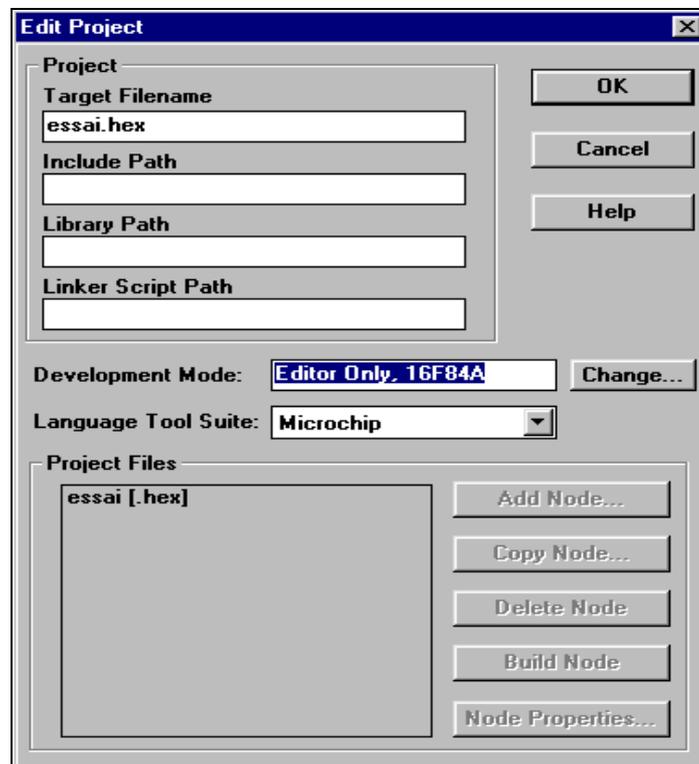
Une fois est installé, on aura cette fenetre :



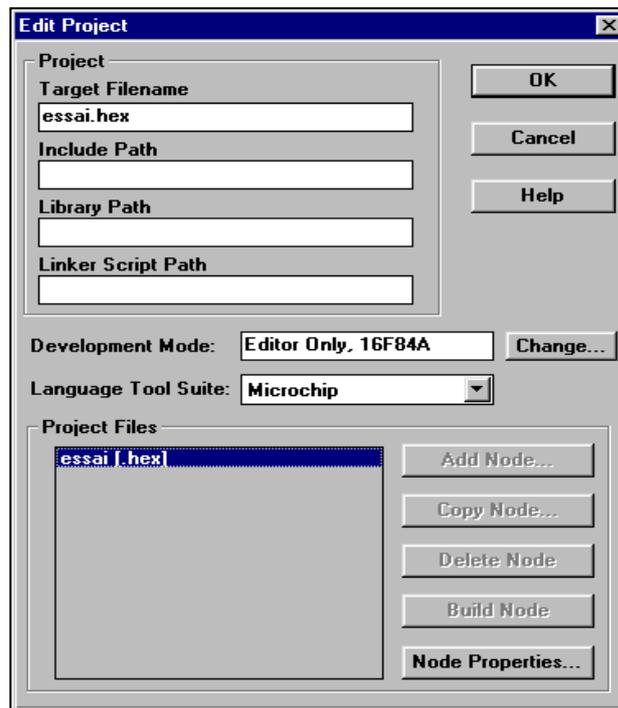
- Dans le menu project cliquez sur new project et donnez un nom à votre future application (dans l ' exemple `essai.pjt`) puis cliquez sur "OK" .



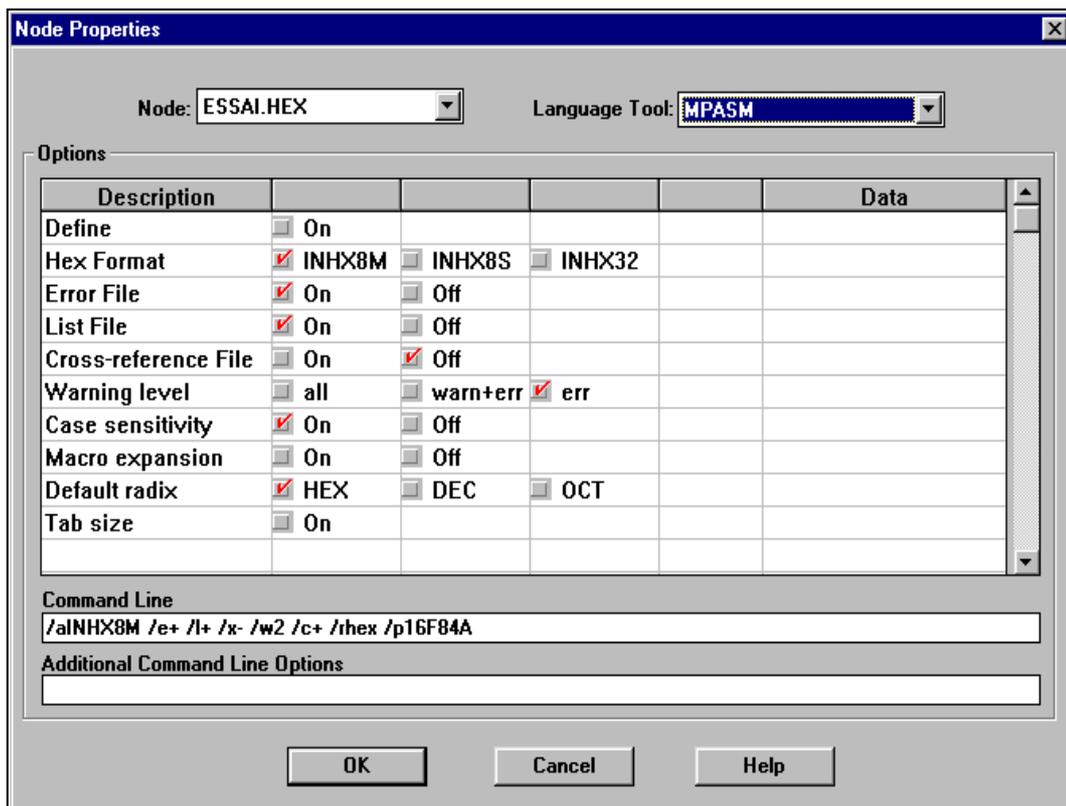
- Une fois le nom donné cet écran apparaît, vous devez sélectionner 'éditeur' et le pic sur lequel vous travaillez dans l ' exemple "Editor Only" et "PIC 16F84A" , pour changer de micro contrôleur cliquez sur le bouton Change... et choisissez votre option.



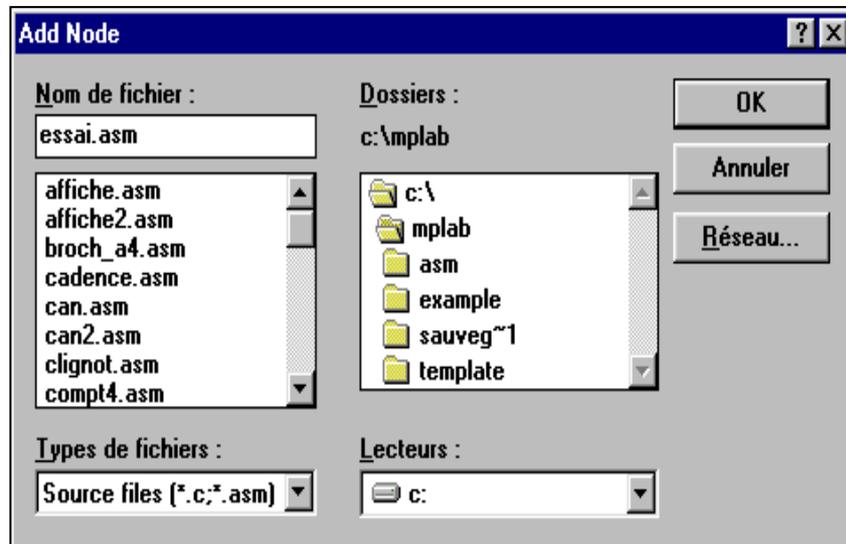
- Cliquez ensuite sur le nom dans la fenêtre du bas (dans l'exemple essai.hex) puis cliquez sur "Node Properties".



- Cet écran apparaît sélectionnez les options indiquées ci-dessous et cliquez sur le bouton "OK" .



- En validant, vous revenez alors à l' écran précédent, cliquez alors sur le bouton "Add Node..." et indiquez le nom du fichier assembleur que vous allez créer (dans l' exemple 'essai.asm') puis validez avec "OK".

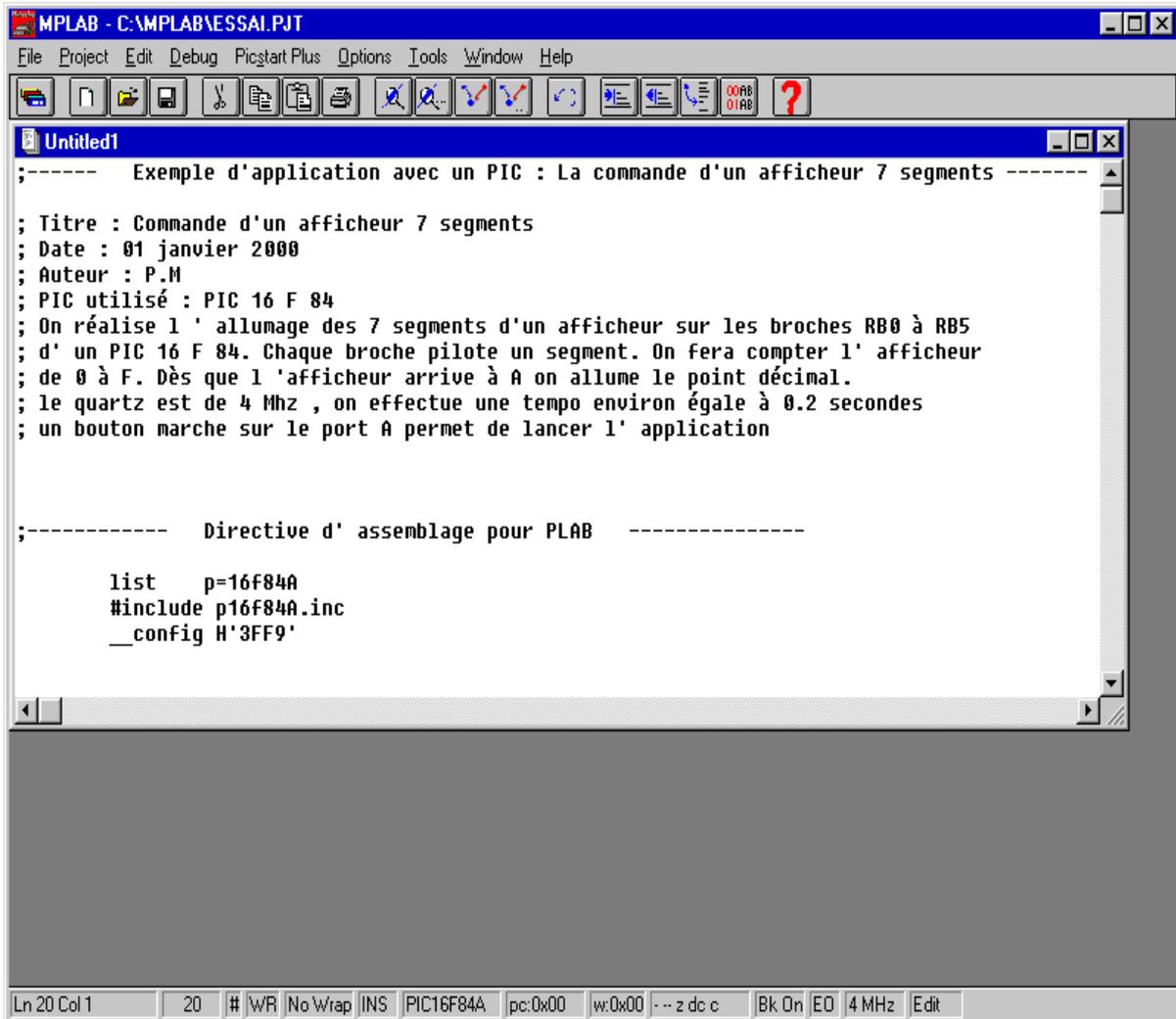


- Vous devez alors avoir cet écran :

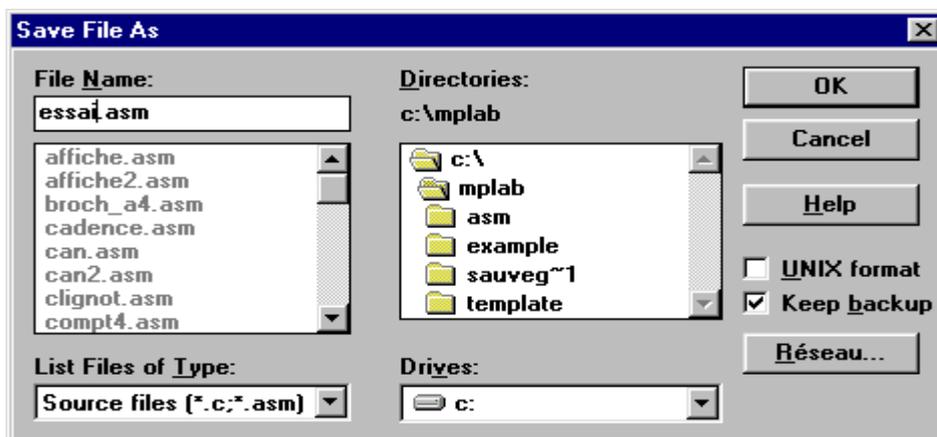


- Cliquez sur le bouton "OK" vous revenez alors au premier écran.

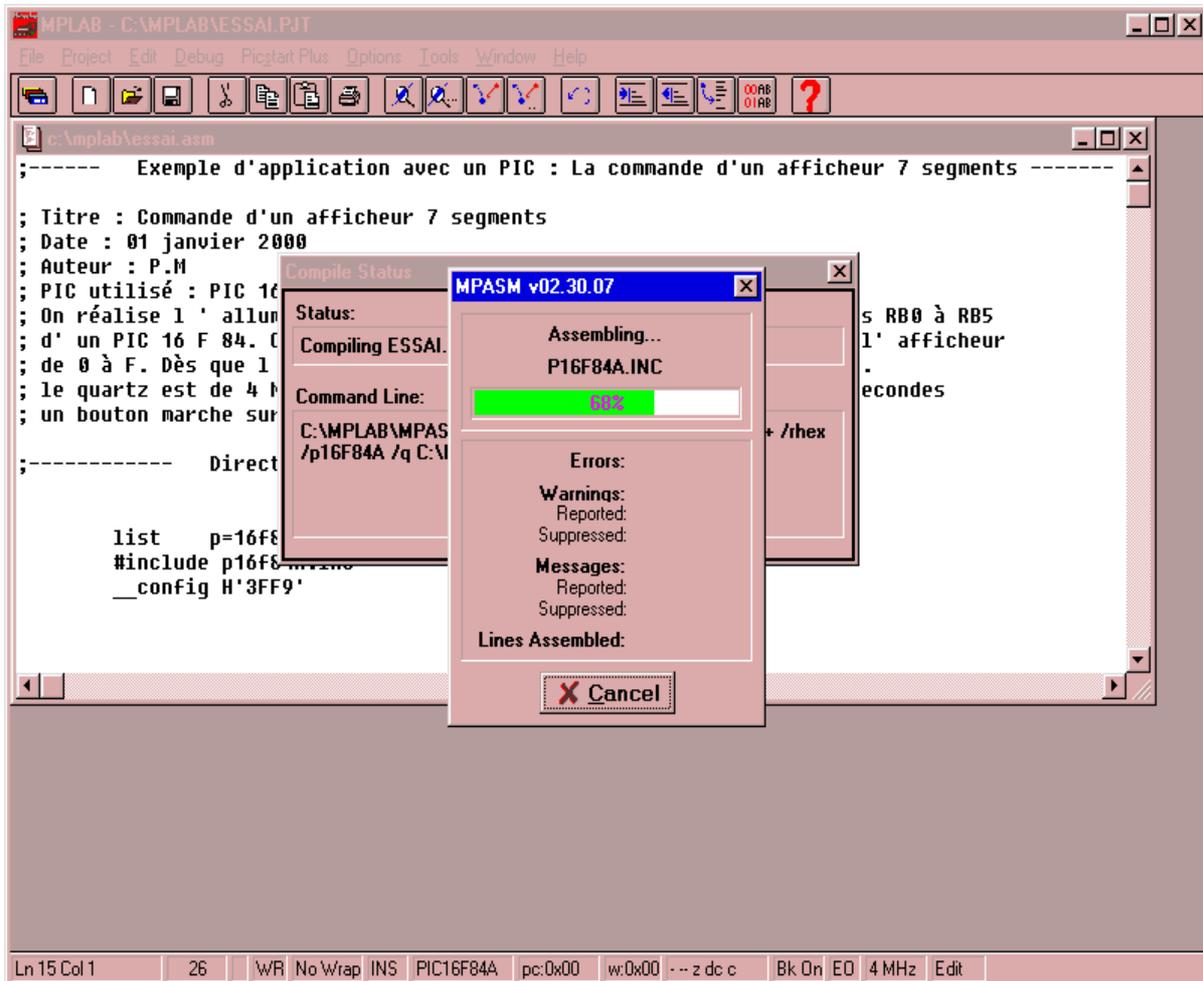
Cliquez sur "file" puis new, une fenêtre vous permet alors de commencer à taper votre source en assembleur :



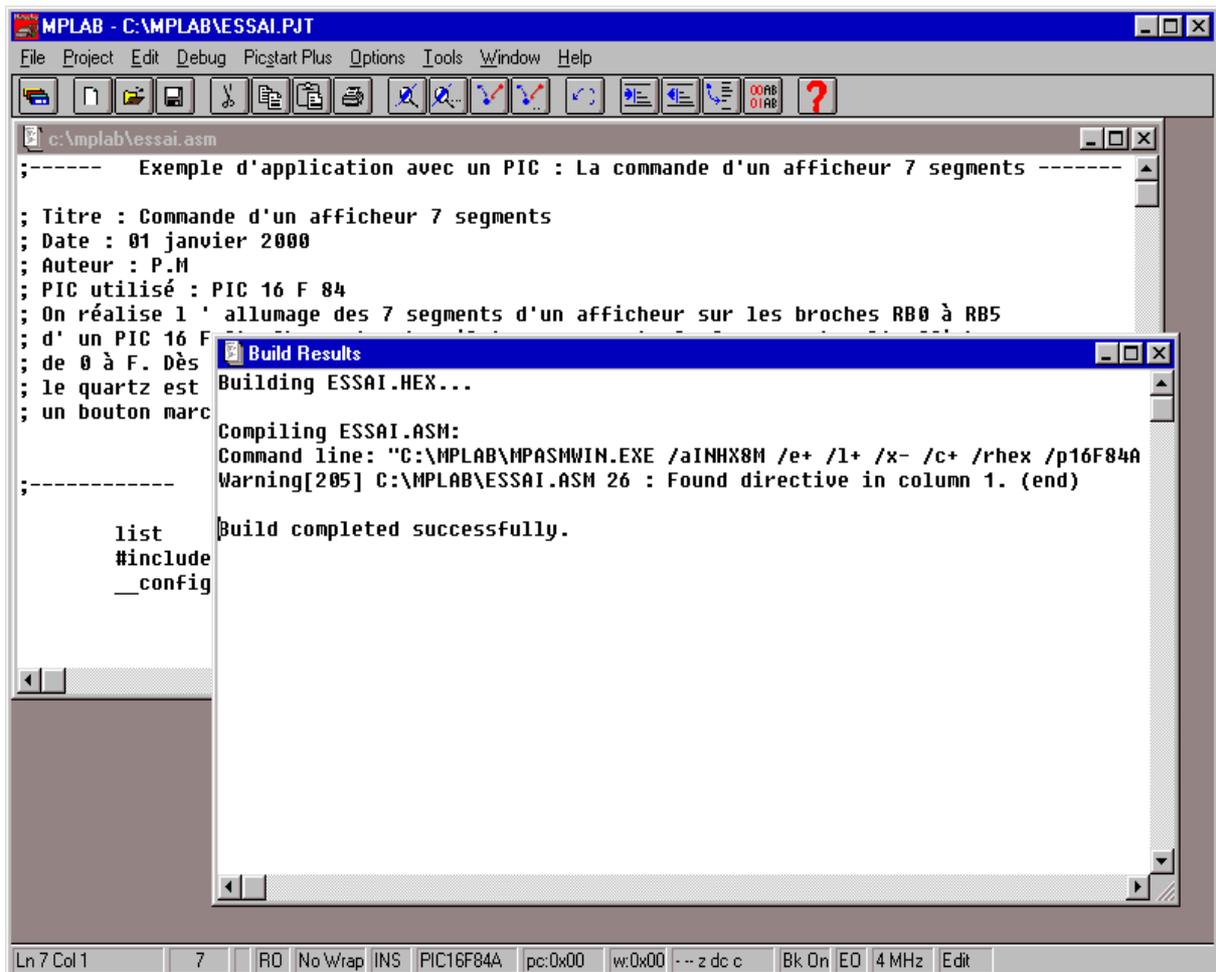
- Une fois votre source tapez cliquez sur 'file' et 'save as' et entrez le nom de votre fichier source dans notre exemple se sera 'essai.asm'



- Il vous reste maintenant à compiler votre source afin de créer un fichier 'hex' que vous pourrez télécharger dans la mémoire du pic. Pour se faire cliquez dans le menu "Project" puis "Make project" vous obtenez alors l' écran suivant :



- Si tout est ok c'est à dire qu'il y a aucune erreur de syntaxe vous obtenez l' écran suivant :



- La compilation est terminée, le fichier "essai.hex" dans notre exemple est disponible dans le répertoire de MPLAB. Dans le cas où il y a des erreurs le logiciel MPLAB vous indique la ligne à laquelle se trouve l'erreur de syntaxe.