

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

8/86

وزارة التعليم و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

2 esc

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المكتبة الوطنية للتقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION
D'UN ONDULEUR TRIPHASE
PILOTE PAR
MICROPROCESSEUR

Proposé par :

HADDADI Mourad

Etudié par :

BENCHOUBANE Hacine
AMEUR Azedine

Dirigé par :

HADDADI Mourad

PROMOTION :

JANVIER 1986

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN ONDULEUR TRIPHASE PILOTE PAR MICROPROCESSEUR

Proposé par :

HADDADI Mourad

Etudié par :

BENCHOUBANE Hacine
AMEUR Azedine

Dirigé par :

HADDADI Mourad

PROMOTION :

JANVIER 1986

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

ONDULEUR TRIPHASE
PILOTE PAR
MICROPRCESSEUR

CONCEPTION
ET
REALISATION

PAR

AMEUR AZZEDDINE & BENCHOUBANE HACINE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة —
BIBLIOTHEQUE —
Ecole Nationale Polytechnique

-oOo- REMERCIEMENT -oOo-

Nous tenons à remercier très vivement Monsieur HADDADI MOURAD , qui par son aide morale et materielle ainsi que par ses conseils judicieux , a su nous guider tout au long de notre travail .

Nous remercions également :

Messieurs BENCHOUBANE ZOUBIR et BENCHOUBANE ABDELTIF , de la SPS .

Messieurs BENCHOUBANE ABDELKRIM , BENYAHIA YAKHLEF et FERROUKHI ABDELKADER mecaniciens à la SPS .

Monsieur DJABOUB MOHAMED agent agréé à la SONACAT .

Monsieur HABBICHE AMINE

Pour nous avoir aidés

A mon père .

A ma mère .

A mes frères et soeurs .

A toute ma famille .

A tous mes amis .

A mon père et à ma mère .

A toute ma famille et amis .

oOo- AMEUR A -oOo

oOo- BENCHOUBANE H -oOo

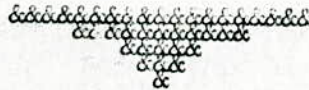


TABLE DES MATIÈRES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

1. INTRODUCTION	1
1.1. Evolution de l'electronique industrielle	1
1.2. Definition	2
1.3. But de réalisation	2
1.4. Position du problème	2
1.5. Schéma synoptique	2
1.6. Application des onduleurs	3
2. NOTION SUR LES ONDULEURS EN PWM	4
2.1. Classification des onduleurs	4
2.2. Configuration de certain onduleur	6
2.2.1. Onduleur à deux transistors ou mutateur	6
2.2.2. Onduleur à transformateur à point milieu	7
2.2.3. Onduleur en pont complet	8
2.3. Onduleur en PWM	10
2.3.1. Généralités	10
2.3.2. Etude des harmoniques	10
2.3.3. Principe de fonctionnement de l'onduleur à sortie en PWM	17
2.4. Conclusion	19
3. DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE LA CARTE MICROPROCESSEUR	20
3.1. Le microprocesseur MC 6802	20
3.1.1. Constitution	20
3.1.2. Differentes lignes du microprocesseur	21
3.2. Le PIA MC 6821	23
3.2.1. Fonctionnement du PIA en mode programmé	24
3.2.2. Fonctionnement du PIA en mode interruptible	26
3.3. Décodage d'adresse	27
3.3.1. Principe	27
3.3.2. Circuit de décodage	28
3.3.3. Connexion du PIA sur les bus	31
3.3.4. Connexion de l'EPROM sur les bus	32

3.4. Principe de la programmation	34
3.4.1. Calcul des temporisations	34
3.4.2. Construction des signaux de commande	35
3.4.3. Principe de génération de signaux	35
3.4.4. Principe de la programmation	35
3.5. Interface entre le MPU et l'étage de puissance	41
3.5.1. Position du problème	41
3.5.2. Solution au problème	41
3.5.3. Circuit d'interface	42
4. DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT DE VARIATION DE FREQUENCE.	43
4.1. Introduction	43
4.2. Principe général	43
4.3. Etude du schéma	45
4.3.1. Monostable	45
4.3.2. Bascule JK	47
4.3.3. Etude du circuit d'initialisation du MPU	49
4.4. Circuit final	51
5. DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT DE PROTECTION	52
5.1. Introduction	52
5.2. Etude des circuits communs	52
5.2.1 Comparateur type LM 339	52
5.3. Detecteur d'absence d'eau	53
5.3.1. Nécessité	53
5.3.2. Principe	53
5.3.3. Calcul des éléments	54
5.4. Detecteur de surtension	56
5.4.1. Nécessité	56
5.4.2. Principe	56
5.5. Protection thermique du moteur	57
5.5.1. Nécessité	57
5.5.2. Principe	57
5.5.3. Caractérisation du capteur	58
5.5.4. Etude générale	58

5.6. Dispositif antidécharge des batteries	61
5.6.1.Nécessité	61
5.6.2.Principe	61
5.7. Connexion des circuits de protection avec le MPU	63
5.8. Protection de l'onduleur	63
6. CIRCUITS DE PUISSANCE	64
6.1. Transistors de puissance	64
6.1.1.Caracteristiques limites d'un transistor bipolaire .	64
6.2. Calcul des pertes d'un transistor en commutation	66
6.2.1Pertes à l'état saturé	67
6.2.2.Pertes à l'état bloqué	67
6.2.3.Pertes de ((commutation))	68
6.3. Etude de circuit d'aide à la commutation (CALC)	70
6.3.1.Principe	71
6.4. Circuit final de l'onduleur	73
6.4.1.Introduction	73
6.4.2.Calcul des éléments	73
7. RESULTATS PRATIQUES	77
7.1. Constatation	77
7.2. Résultats obtenus	77
7.3. Oscillogrammes obtenus	77
ANNEXE	
SCHEMA GENERAL DE LA REALISATION	

1. INTRODUCTION

1.1. EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE .

Les applications de l'électronique furent pendant longtemps limitées à la technique des hautes fréquences (émetteurs , récepteurs , ect ...) .

Ce n'est qu'à partir de 1950 environ , que l'électronique fit son apparition dans l'industrie, dans le domaine de la commande des machines .

Pendant ces premières années , les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques alors disponibles (tubes amplificateur , résistances , condensateurs) ; cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux hautes exigences .

Grace à la découverte des semiconducteurs (transistors ; thyristors , ect..), éléments répondant parfaitement aux exigences industrielles (haute fiabilité , dimensions réduites , insensibilité aux vibrations mécaniques) ; l'électronique industrielle fit des progrès incroyables , à partir de 1960 .

De plus , la miniaturisation des éléments sous forme de circuits intégrés, introduits, dans le domaine de l'électronique industrielle à partir de 1970 environ ; permet de réduire l'encombrement et le coût de ces dispositifs , tout en augmentant leur fiabilité et en réduisant la consommation d'énergie .

Donc à l'aide de ces circuits intégrés on peut augmenter la perfection des commandes .

Une nouvelle orientation se dessine, à partir de 1975 environ , avec l'apparition des microprocesseurs dans certaines applications de l'électronique industrielle.

Ces nouveaux éléments seront la base d'une révolution dans la conception de commande industrielle .

Les circuits réalisés et adaptés suivant les besoins , seront de plus en plus remplacés par des montages universels où l'adaptation à une application particulière se fera par programmation .

Suivant la disposition des éléments de puissance et de programme (électronique de commande) qui animera les interrupteurs électronique commandées ; l'électronique de puissance permet diverses conversions d'énergie (exemple ; ONDULEUR .) ;

1.2. Definition :

Un ONDULEUR est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en énergie à tension alternative .

1.3. But de réalisation :

Le but de la réalisation est l'alimentation d'un moteur triphasé ; à partir d'une source de tension continue .

1.4. Position du problème :

Notre moteur est alimenté par des accumulateurs ; donc , il nous faut un convertisseur , qui nous convertit du courant continu en courant alternatif triphasé ; d'où le rôle de l'ONDULEUR .

Cet ONDULEUR est du type PWM (en modulation de largeur d'impulsion) .

Donc , on génère ces impulsions à l'aide d'un circuit à base de microprocesseur et de mémoire .

En plus , ce moteur est utilisé à vitesse variable ; en contre partie les fréquences sont variables à l'aide d'un programme , qui sera inclus dans la ROM ; ces différents fréquences sont variées par une carte de commande de fréquence , enfin ; notre ONDULEUR doit avoir une grande fiabilité ; alors , on consacre une partie pour les protections :

elle comprend :

*) PROTECTION DU MOTEUR CONTRE :

- les surtensions
- les suréchauffements

et comme on sait que c'est un moteur d'une pompe ; alors il nous faut :

- l'absence d'eau

*) PROTECTION POUR LES BATTERIES D'ACCUMULATEURS CONTRE :

- anti-décharge

*) PROTECTION DE L'ONDULEUR :

- par des circuits d'aide à la commutation
- par des fusibles

1.5. schéma synoptique :

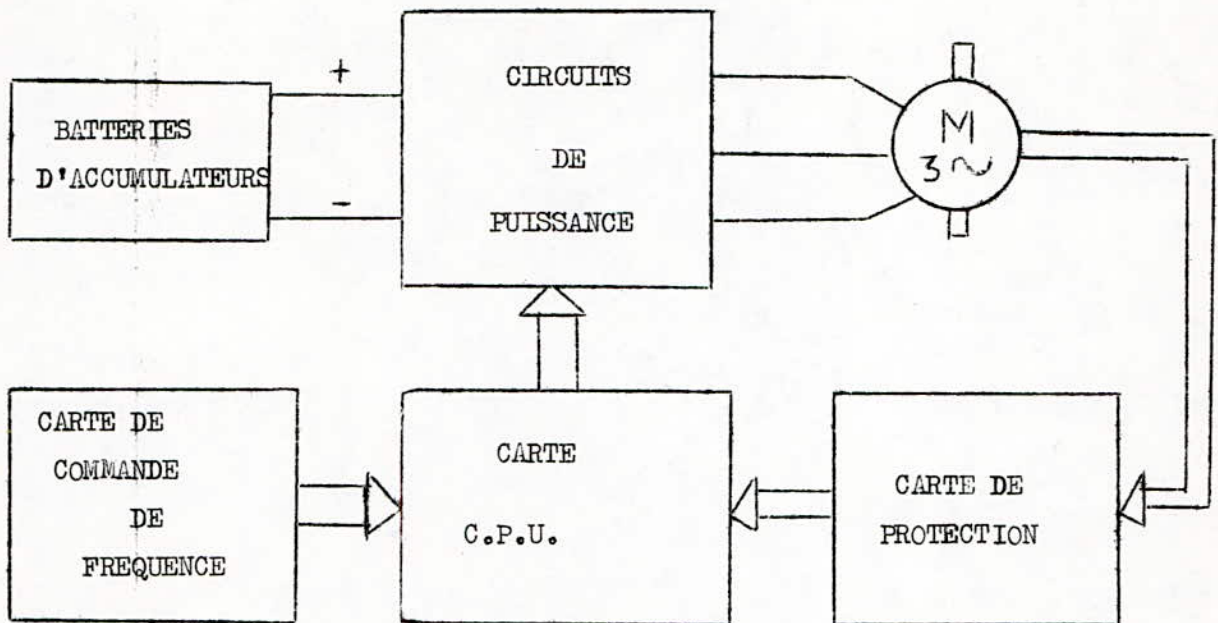


Schéma synoptique de l'onduleur triphasé.

1.6. Application des ONDULEURS

Les applications des ONDULEURS sont très nombreuses et leur utilisation augmente de plus en plus .

Les ONDULEURS sont utilisés pour des entraînements à courant triphasé ,le plus souvent pour l'alimentation de moteurs asynchrones à vitesse variable .

Ce type d'entraînement est utilisé soit pour des installations fixe ,soit sur des engins de traction ; dans ce genre d'application ,l'ONDULEUR est suivi d'un convertisseur de fréquence .

Les alimentations de secours servent à fournir de l'énergie à des consommateurs qui ne doivent subir aucune interruption d'alimentation , comme par exemple les ordinateurs de grande envergure .

Dans ces cas d'application , l'ONDULEUR est alimenté par un accumulateur. Mentionnons encore l'application dans des réseaux de bord (avion ,engins de traction wagons de chemin de fer , etc...); ici les ONDULEURS sont alimentés par des accumulateurs en convertissant l'énergie continue en un système alternatif à tension et fréquence constantes .

2. NOTION SUR LES ONDULEURS EN PWM

2.1. CLASSIFICATION DES ONDULEURS :

L'expansion et le développement des transistors de puissance durant ces dernières années et leur pénétration dans les schémas de l'électronique de puissance pour des puissances de plusieurs KW, justifient au moins une classification des onduleurs sur leur modes de commutation .

On distingue ainsi :

— les onduleurs à onde rectangulaire ou à deux états :

L'onde de sortie est rectangulaire alternativement positive et négative fig2.1, ce sont des mutateurs .

L'amplitude de l'onde de sortie est liée à la tension continue ; ils ne sont donc pas réglables si ce n'est pas la tension du générateur continu.

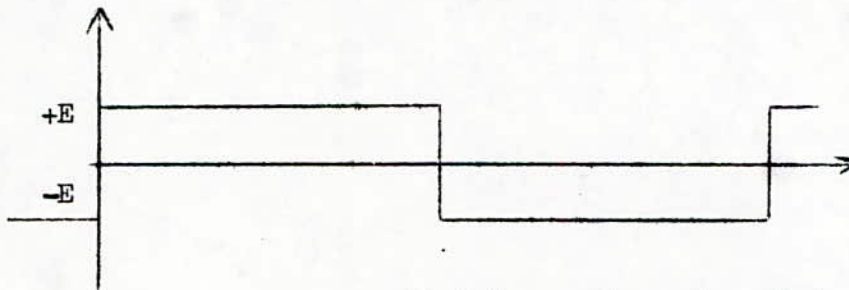


Fig2.1 : onde rectangulaire

— les onduleurs en créneaux de largeur variable ou à 3 états de sortie :

L'onde de sortie est constituée de créneaux alternativement positifs et négatifs espacés entre eux de zone à tension nulle (fig 2.2).

La valeur moyenne de la tension de sortie peut être réglée en agissant sur la durée (le rapport cyclique) du créneau .

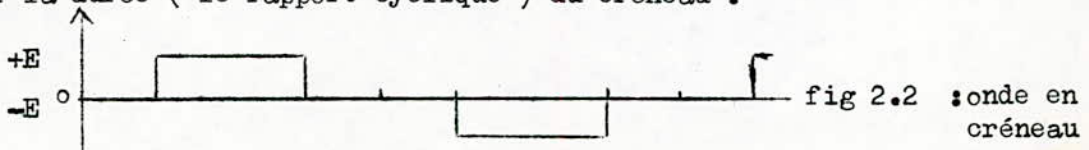


fig 2.2 : onde en créneau

— Les onduleurs en marches d'escalier :

L'onde de sortie est constituée par la somme ou la différence de créneaux de largeurs variables et sa forme générale se rapproche au mieux de l'onde recherchée , par exemple une sinusoïde (fig 2.3)

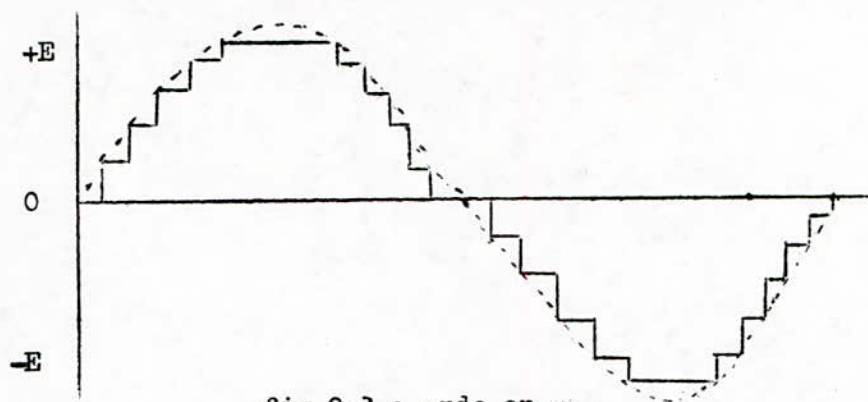


fig 2.3 : onde en marches d'escalier

Ces types d'onduleurs sont généralement appelés à un plus grand nombre d'éléments et sont constitués en général d'onduleurs montés en cascade .
Leur intérêt réside , dans la diminution du filtre de sortie lorsqu'on recherche une onde sinusoïdale .

— LES onduleurs à modulation de largeur d'impulsion , ou PWM (pulse width modulation) :

L'onde de sortie est constituée de trains d'impulsions de largeur et d'écartement variables en vue de réduire le taux d'harmonique (fig 2.4) .
Ces types d'onduleurs nécessitent une commande plus sophistiquée et entraînent des pertes de commutation plus importantes , mais présentent un intérêt certain lorsque l'on cherche une onde de sortie voisine de la sinusoïde ou plus facilement filtrable .

La gradation de la complexité de ces onduleurs suit les performances que l'on cherche à leur faire rendre .

Une onde de sortie sinusoïdale peut être obtenue à partir d'un mutateur suivi d'un filtre ou d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion suivi d'un filtre plus léger ; ce sont des aspects de coûts , de technologie , de performances , de rendement , de fiabilité ou autres qui nous guident dans le choix de l'une ou l'autre solution .

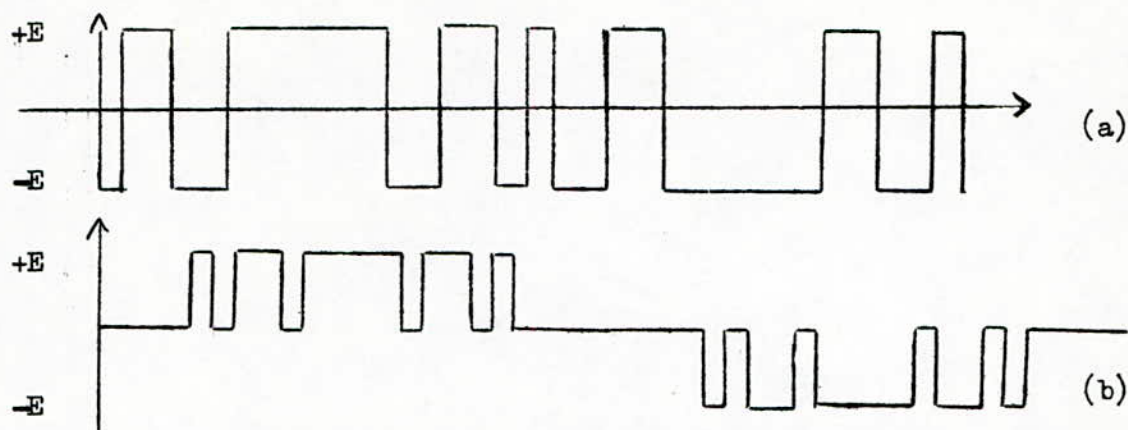


fig 2.4 : onde en PWM (a) bipolaire ;(b) unipolaire

Dans notre cas nous étudierons les onduleurs en PWM .

2.2. CONFIGURATION DE CERTAIN ONDULEUR :

2.2.1. Onduleur à deux transistors ou mutateur :

Le principe de base d'un onduleur à onde rectangulaires est représenté sur la fig 2.5 .

Deux interrupteurs sont alternativement fermés et ouverts en opposition de phase de sorte que le point A de la charge est relié alternativement au pôle positif , puis au pôle négatif de la source continue.

Une réalisation d'un tel dispositif avec des transistors fonctionnant comme interrupteurs électroniques est schématisée sur la fig 2.6.

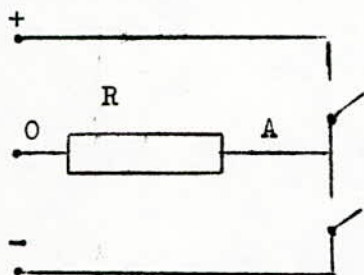


fig 2.5

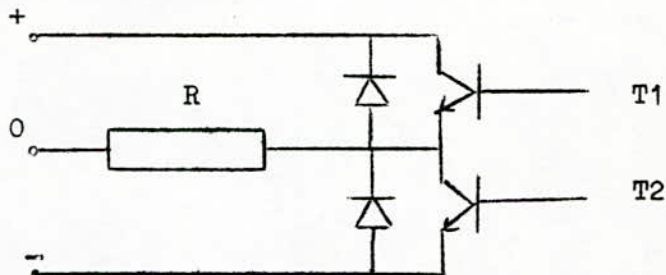


fig 2.6

En général ,on dispose d'une source unique de tension et le point milieu est réalisé par la mise en série de deux capacités de valeur élevée comme indique la fig 2.7. ;ces capacités sont traversées par le courant de la charge .

Lorsque le transistor 1 conduit ,la capacité 1 se décharge et la capacité 2 se charge ; semblablement,lorsque le transistor 2 conduit ;la capacité 1 se charge et la capacité 2 se dé-charge .

Elles passent donc chacune la moitié du courant d'utilisation ; ce passage d'un courant alternatif dans ces condensateurs entraîne une variation de la tension du point milieu autour de la valeur moyenne $E/2$.

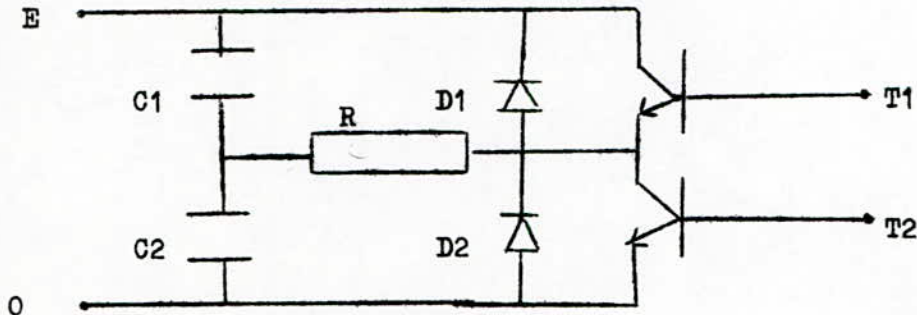


fig 2.7

2.2.2.Onduleur à transformateur à point milieu :

La configuration représentée sur la fig 2.8. est celle d'un mutateur à transformateur à point milieu .

Chaque demi enroulement est sollicité alternativement par la tension E . Lorsque le transistor 1 conduit , le transistor 2 voit une tension $2E$ à ses bornes ;inversement , lorsque le transistor 2 conduit , le transistor 1 , voit une tension $2E$ à ses bornes .

Si le rapport de transformation est 1 , la tension alternative apparaissant au secondaire du transformateur est une tension rectangulaire de valeur $\frac{1}{2} 2E$. Pour le dimensionnement du transformateur ,il faut remarquer que chaque demi enroulement est parcouru alternativement par le courant ,pour une puissance donnée , le primaire doit donc être dimensionné pour une puissance $\sqrt{2}$ fois plus grande (valeur efficace) que le secondaire .

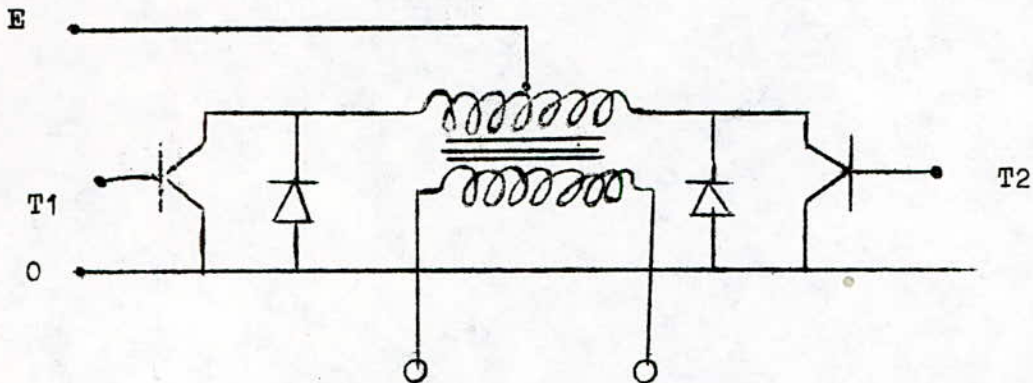


fig 2.8.

2.2.3. Onduleur en pont complet :

la configuration représentée en fig 2.10. est celle d'un mutateur en pont complet .

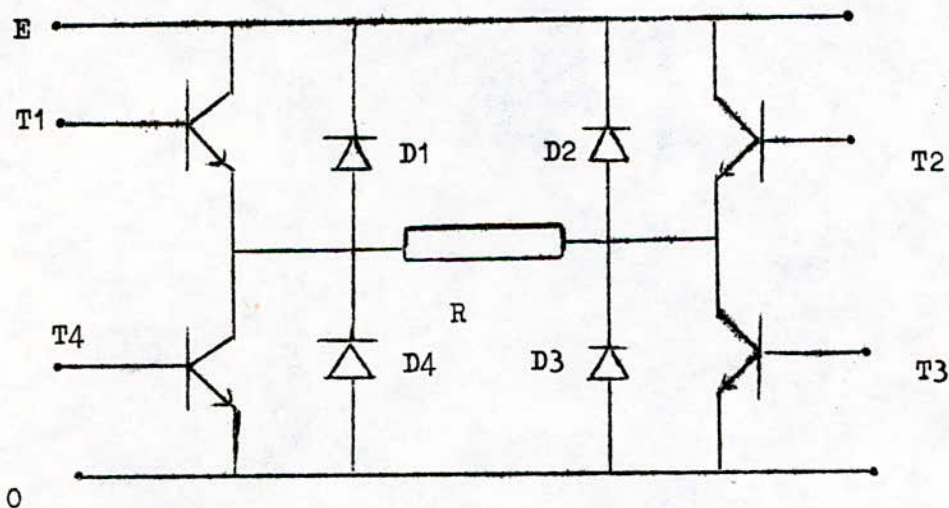


fig 2.10

La paire de transistors T1 ,T3 est conductrice ou est bloquée pendant que les transistors T2 ,T4 sont bloqués ensemble ou conduisent .
 La tension maximale apparaissant aux bornes des transistors est E et la charge voit une tension alternative rectangulaire de valeur $\pm E$.

Le tableau ci-dessous donne, pour les 3 configurations examinées, les caractéristiques en tension et en courant des éléments du mutateur.

	diviseur capacitif	transformateur à point milieu	pont complet
nombre min de transistors	2	2	4
tension max. sur transistor	E	2E	E
courant dans un transistor pendant la conduction	2I	I	I
tension sur la charge	$\pm E/2$	$\pm 2E$	$\pm E$

Dans les deux premiers cas cependant, il y a que deux transistors au lieu de 4 dans le troisième, mais de courant double pour le diviseur capacitif et de tension double pour l'onduleur à transformateur à point milieu.

— l'onduleur en diviseur capacitif nécessite des condensateurs parcourus par le courant ou une source double.

— l'onduleur à transformateur à point milieu nécessite un transformateur à point milieu dont le primaire doit être dimensionné par $\sqrt{2}$ fois la puissance.

Pour notre cas on va choisir l'onduleur en pont complet pour des raisons de prix de revient et de commodités.

2.3. ONDULEURS EN PWM

2.3.1. Généralités :

Les onduleurs qui délivrent des ondes rectangulaires , ou en créneaux , comportant un taux d'harmoniques important ,qui ne peuvent convenir pour un certain nombre d'applications (par exemple : alimentation de secours en informatique) .

Pour atténuer les harmoniques contenus dans ces ondes , on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre .

Dans une alimentation statique alternative , le filtre est un élément d'un poids et d'un prix élevés , fonctions inverses du taux de distorsion accepté et fonctions directes du contenu en harmoniques de l'onde d'entrée et surtout en harmonique de rang faible .

Ainsi donc pour diminuer le poids et le prix du filtre on préfère dans certains cas faire appel à des techniques d'onduleurs plus sophistiquées ,mais dont le bilan total est positif .

La principale technique utilisée est la modulation de largeur d'impulsion (PWM).

2.3.2. Etude des harmoniques :

2.3.2.1. Onde en créneaux :

Nous définissons une onde en créneaux $E(\alpha)$ (fig 2.11) par l'angle de son premier créneau α ($\alpha \leq \frac{\pi}{2}$) .

Nous donnerons à cet angle une amplitude arbitraire de $\frac{\pi}{4}$ (si l'amplitude réelle est E ,il faudra donc multiplier les résultats obtenus par $\frac{4E}{\pi}$ pour avoir les amplitudes réelles)

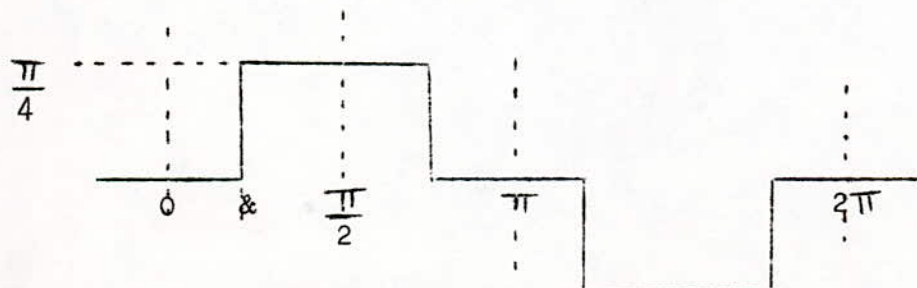


fig 2.11 : onde en créneaux $E(\alpha)$

Cette onde est symétrique par rapport à $+\frac{\pi}{2}$; et peut s'exprimer analytiquement par une décomposition en série de FOURIER .

On dit que $E(\alpha)$ est développable en série de FOURIER , si elle peut se mettre sous la forme :

$$E(\alpha) = \frac{U_0}{2} + \sum (U_n \cos n\omega t + V_n \sin n\omega t)$$

avec les coefficients de FOURIER se calculent par :

$$U_n = \frac{2}{T} \int_0^T E(\alpha) \cos n\omega t \, dt \quad n \gg 0$$

$$V_n = \frac{2}{T} \int_0^T E(\alpha) \sin n\omega t \, dt \quad n \gg 1$$

étant donnée que cette onde déphasée de π est égale à elle même mais de signe contraire , donc c'est une fonction impaire d'où la fonction ne contient pas d'harmonique pair donc : $U_n = 0 \quad n \gg 0$

et l'on a :

$$E(\alpha) = \sum V_n \sin n\omega t$$

$$V_n = \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \frac{2}{T} E(\alpha) \sin n\omega t \, dt$$

mais en plus l'onde est symétrique par rapport à $+\frac{\pi}{2}$

donc

$$V_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} E(\alpha) \sin n\omega t \, dt$$

$$V_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\alpha} E(\alpha) \sin n\omega t \, dt + \int_0^{\frac{\pi}{2}} E(\alpha) \sin n\omega t \, dt \right]$$

et comme : $E(\alpha) = 0$ de 0 à α

et $E(\alpha) = \frac{\pi}{4}$ de α à $\frac{\pi}{2}$; on a

$$V_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t \, dt \right]$$

$$V_n = \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t \, dt = \left[-\frac{1}{n} \cos n\omega t \right]_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} = -\frac{1}{n} \cos n\frac{\pi}{2} + \frac{1}{n} \cos n\alpha = \frac{1}{n} \cos n\alpha$$

d'où $V_n = \frac{1}{n} \cos n\alpha$

2.3.2.2. Onde en PWM (pulse width modulation) :

On distingue deux types d'ondes en modulation de largeur d'impulsion :

- l'un bipolaire où l'impulsion est comprise entre $+E$ et $-E$ (fig 2.12.a)
- et l'autre unipolaire où l'impulsion est moitié, c'est à dire comprise entre 0 et $-E$ pour l'alternance négative (fig 2.12.b)

Remarque : le type bipolaire peut être considéré comme la différence d'une onde PWM unipolaire d'amplitude $2E$ et d'une onde rectangulaire d'amplitude E .

On désignera par $M(\alpha_i)$ et $N(\alpha_i)$, les ondes PWM respectivement bipolaire et unipolaire où α_i désigne un angle où s'opère un changement d'état dans l'onde et α_k le dernier de ces angles avant $\frac{\pi}{2}$.

Une onde PWM $N(\alpha_i)$, peut être considérée comme obtenue à partir d'ondes en créneaux $E(\alpha_i)$:

$$N(\alpha_i) = E(\alpha_1) - E(\alpha_2) + E(\alpha_3) - E(\alpha_4) + \dots + E(\alpha_k)$$

$$N(\alpha_i) = \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} E(\alpha_i)$$

Le fondamental et les harmoniques impairs ont pour valeur :

$$V_n = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos n\alpha_i$$

Pour qu'une onde PWM unipolaire ne contienne pas d'harmoniques 3,5,7,9,11,13,... il suffit d'avoir :

$$V_3 = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos 3\alpha_i = 0$$

$$V_5 = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos 5\alpha_i = 0$$

$$V_7 = \frac{1}{7} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos 7\alpha_i = 0$$

$$\vdots$$

$$V_{2k+1} = \frac{1}{2k+1} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos (2k+1)\alpha_i = 0$$

Pour éviter des ratés de commutation, on s'arrête à l'ordre 5 ; donc il nous suffit de résoudre le système d'équation non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \cos 3\alpha_4 + \cos 3\alpha_5 &= 0 \\ \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 &= 0 \\ \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 &= 0 \\ \cos 9\alpha_1 - \cos 9\alpha_2 + \cos 9\alpha_3 - \cos 9\alpha_4 + \cos 9\alpha_5 &= 0 \\ \cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 - \cos 11\alpha_4 + \cos 11\alpha_5 &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

La résolution de ce système nous donne les solutions suivantes :

$$\alpha_1 = 18,17^\circ$$

$$\alpha_2 = 26,64^\circ$$

$$\alpha_3 = 36,87^\circ$$

$$\alpha_4 = 52,90^\circ$$

$$\alpha_5 = 56,69^\circ$$

donc on annule les harmoniques 3,5,7,9,11 .

L'expression d'une onde PWM bipolaire $M(\alpha_i)$ est :

$$M(\alpha_i) = 2N(\alpha_i) - E(\theta)$$

$$M(\alpha_i) = -E(\alpha_0) + 2E(\alpha_1) - 2E(\alpha_2) + 2E(\alpha_3) - 2E(\alpha_4) + 2E(\alpha_5) \dots + 2E(\alpha_k)$$

Le fondamental et les harmoniques impairs ont pour valeur :

$$V_n = \frac{1}{n} \left[-1 + 2 \sum_i (-1)^{i-1} \cos n\alpha_i \right]$$

On annule les harmoniques 3,5,7,9,11 ,on a le système suivant :

$$V_3 = \frac{1}{3} \left[-1 + 2 \sum_i (-1)^{i-1} \cos 3\alpha_i \right] = 0$$

$$V_5 = \frac{1}{5} \left[-1 + 2 \sum_i (-1)^{i-1} \cos 5\alpha_i \right] = 0$$

$$V_7 = \frac{1}{7} \left[-1 + 2 \sum_i (-1)^{i-1} \cos 7\alpha_i \right] = 0$$

$$V_9 = \frac{1}{9} \left[-1 + 2 \sum_i (-1)^{i-1} \cos 9\alpha_i \right] = 0$$

$$V_{11} = \frac{1}{11} \left[-1 + 2 \sum_i (-1)^{i-1} \cos 11\alpha_i \right] = 0$$

Donc il suffit de résoudre le système d'équation non linéaire suivant :

$$-\frac{1}{2} + \cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \cos 3\alpha_4 + \cos 3\alpha_5 = 0$$

$$-\frac{1}{2} + \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 = 0$$

$$-\frac{1}{2} + \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 = 0 \quad (2)$$

$$-\frac{1}{2} + \cos 9\alpha_1 - \cos 9\alpha_2 + \cos 9\alpha_3 - \cos 9\alpha_4 + \cos 9\alpha_5 = 0$$

$$-\frac{1}{2} + \cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 - \cos 11\alpha_4 + \cos 11\alpha_5 = 0$$

METHODE DE RESOLUTION DU SYSTEME D'EQUATION NON LINEAIRE :

On applique la méthode de RAPHSON-NEWTON .

La méthode de NEWTON peut être généralisée pour résoudre des systèmes d'équations non linéaires de la forme :

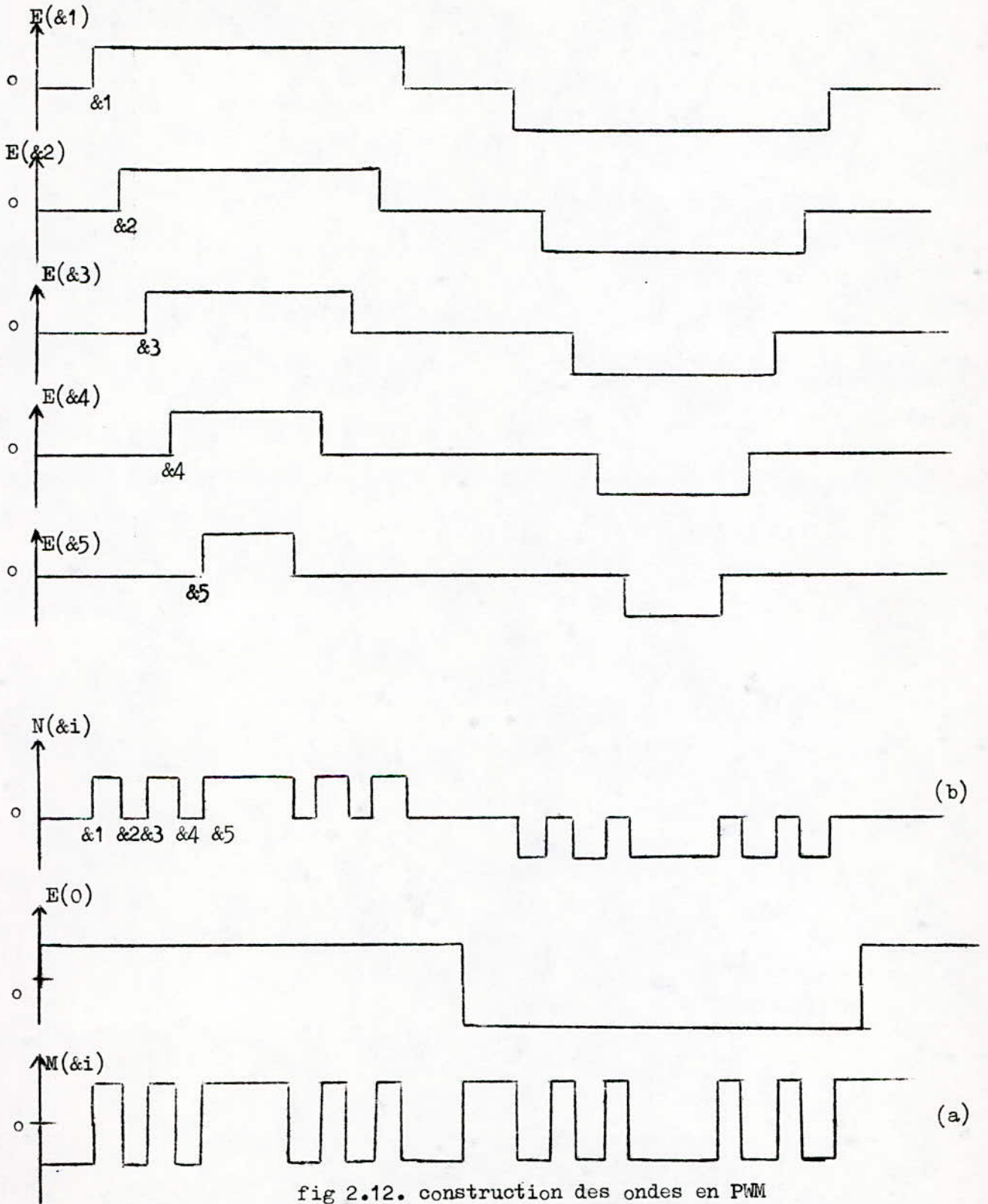


fig 2.12. construction des ondes en PWM

$$\begin{aligned}
 f_1(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0 \\
 f_2(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0 \\
 f_3(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0 \\
 &\vdots \\
 f_n(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) &= 0
 \end{aligned}$$

ou encore $F(X) = 0$, avec $X = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$.

Pour une équation à une variable, la formule de NEWTON est $x_{i+1} = x_i - \frac{f(x_i)}{f'(x_i)}$

ou encore : $f'(x_i) \cdot \Delta x = -f(x_i)$

avec : $\Delta x = x_{i+1} - x_i$

Pour un système linéaire, la formule itérative est très proche :

$$J(x_i) \cdot \Delta x = -F(x_i)$$

où $J(x_i)$ est le "JACOBIEN" : matrice d'ordre n (n correspondant au nombre de composantes de X), telle que :

$$J(x_i) = \begin{vmatrix}
 \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\
 \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\
 \vdots & & & & \\
 \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \frac{\partial f_n}{\partial x_3} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n}
 \end{vmatrix}$$

et $\Delta X = X_{i+1} - X_i$

La méthode de NEWTON linéarise ainsi le système et il faut alors, à chaque itération, résoudre un système linéaire (dont les inconnues sont ΔX_i) défini par la formule itérative, jusqu'à ce que le vecteur $X(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$ soit suffisamment proche de la solution.

Donc pour résoudre ; on écrit le programme permettant de résoudre un système

à 5 équations ; la généralisation peut être faite en le complétant par un sous-programme pour résoudre à chaque itération le système d'équations linéaires .

Remarque : voir bibliographie (JEAN VIGNES :algorithmes numériques analyse et mise en oeuvre , Tome 2 . équation et systèmes non linéaires)

2.3.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR A' SORTIE EN PWM :

D'après le § 2.2.3 et comme les signaux d'attaque sont des PWM , on a :

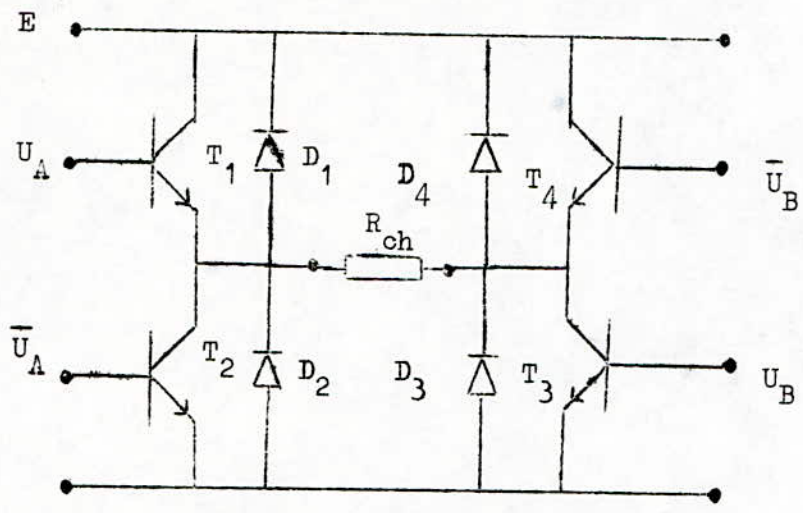
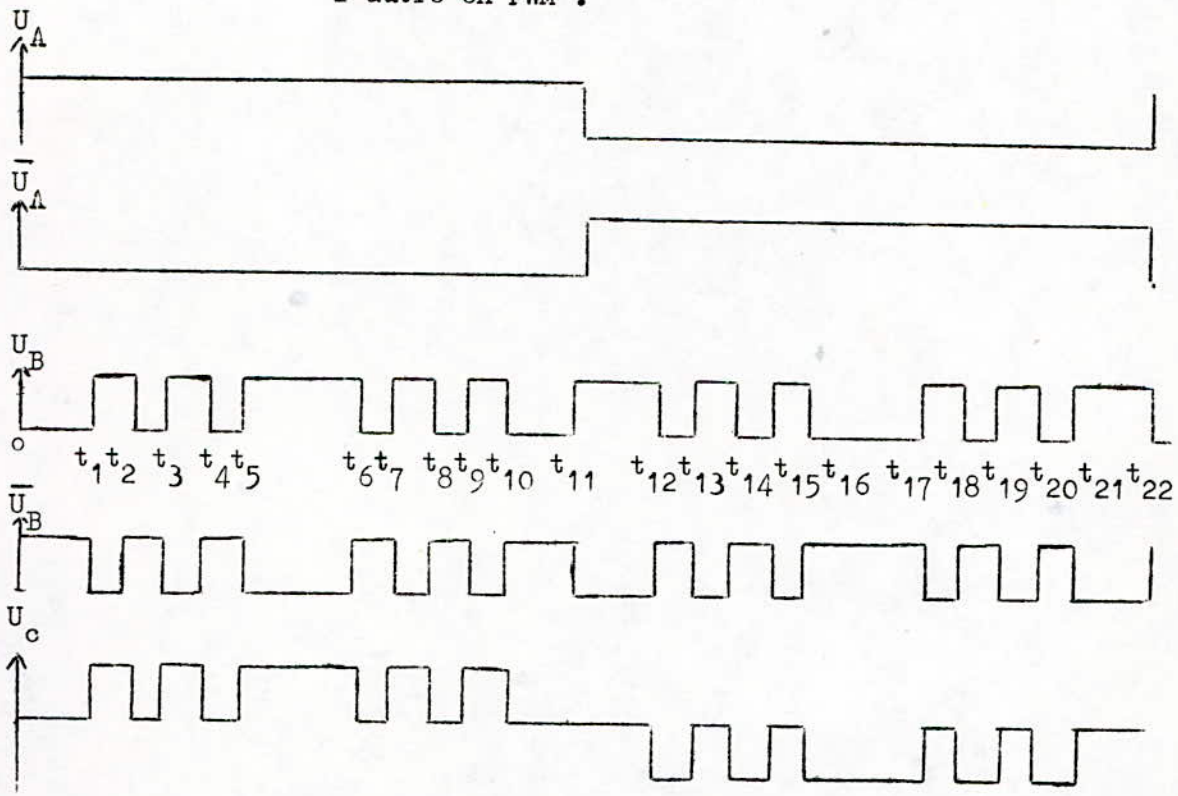


fig.2.13. onduleur à deux mutateurs l'un en onde rectangulaire et l'autre en PWM .



$U_A = E$ donc : $U_A = 0$ entre l'intervalle de temps $(0, T_2)$						T1 bloqué T2 saturé
U_B	U_E	largeur d'impulsion	T_3	T_4	U_c	schéma équivalent
0	E	$(0, t_1)$	saturé	bloqué	0	
E	0	(t_1, t_2)	bloqué	saturé	E	
0	E	(t_2, t_3)	saturé	bloqué	0	
E	0	(t_3, t_4)	bloqué	saturé	E	
0	E	(t_4, t_5)	saturé	bloqué	0	
E	0	(t_5, t_6)	bloqué	saturé	E	
0	E	(t_6, t_7)	saturé	bloqué	0	
E	0	(t_7, t_8)	bloqué	saturé	E	
0	E	(t_8, t_9)	saturé	bloqué	0	
E	0	(t_9, t_{10})	bloqué	saturé	E	
0	E	(t_{10}, t_{11})	saturé	bloqué	0	

$U_A = 0$ donc : $U_A = E$ entre l'intervalle de temps (T_2, T)						T1 saturé T2 bloqué
E	0	(t_{11}, t_{12})	bloqué	saturé	0	
0	E	(t_{12}, t_{13})	saturé	bloqué	- E	
E	0	(t_{13}, t_{14})	bloqué	saturé	0	
0	E	(t_{14}, t_{15})	saturé	bloqué	- E	
E	0	(t_{15}, t_{16})	bloqué	saturé	0	
0	E	(t_{16}, t_{17})	saturé	bloqué	- E	
E	0	(t_{17}, t_{18})	bloqué	saturé	0	
0	E	(t_{18}, t_{19})	saturé	bloqué	- E	
E	0	(t_{19}, t_{20})	bloqué	saturé	0	
0	E	(t_{20}, t_{21})	saturé	bloqué	- E	
E	0	(t_{21}, t_{22})	bloqué	saturé	0	

2.4. Conclusion :

La résolution mathématique des systèmes en cosinus ,en vue d'annuler des harmoniques,fournit des valeurs d'angle où devrant s'opérer des cmmutations . Le développement de commandes digitales permet de réaliser aisément les impulsions qui conviennent parfaitement ,qui après adaptation et amplification seront transmises aux interrupteurs electroniques .

Ces dernieres années , de nombreux moyens de constructions des angles pour onduleur PWM (stratégies des PWM) ont été suggérés .

Les uns , les plus récents sont fondés sur le calcul de ces angles en fonction d'une techniques numeriques à base de microprocesseurs , de mémoires et des composants digitaux .

3. DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE LA CARTE MICROPROCESSEUR

3.1. LE MICROPROCESSEUR MC6802 :

Le 6802 référence MC6802 chez MOTOROLA et SFF 96802 chez SESCOSEM , est un microprocesseur monolithique ,réalisé en technologie MOS canal N et porté au silicium livré en boîtier DIL à 40 broches ,cette unité centrale traite des mots de 8 bits , le bus d'adresse comprend 16 lignes (A0,à A15) ce qui correspond à un espace adressable de 64 Koctets de mémoire .

Le bus de données est du type bidirectionnel et peut être placé dans un état "haute impédance" .

Son alimentation (+5V) le rend compatible TTL ,il est constitué aussi d'un oscillateur d'horloge intégré ,et d'une mémoire RAM de 128 octets situé entre les adresses hexadécimales 0000 - 007F .

Le 6802 travaille avec une horloge de 1 MHz à deux phases séparées , en outre ce microprocesseur est doté de possibilité d'arrêt et d'exécution pas à pas du programme .

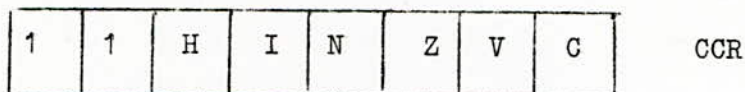
3.1.1. CONSTITUTION :

Le microprocesseur est constitué :

- une unité arithmétique et logique (ALU) où sont effectuées toutes les opérations arithmétiques et logiques .
- deux accumulateurs A et B de 8 bits chacun ,qui ont pour rôle principal de maintenir les opérandes et les résultats de l'unité ALU .
- d'un registre de 16 bits ;ce registre est d'une grande utilité pour le stockage d'une donnée et surtout pour l'adressage indéré .
- d'un pointeur de pile (stack pointer),qui est également un registre de 16 bits ,il contient l'adresse de la prochaine position disponible du stack . Une remarque doit être tout de suit retenue ,les expressions "stack pointer" et "stack" ne doivent pas être confondues .
 - * "stack pointer" est un registre à 16 bits existant à l'intérieur du micro .
 - * "stack" désigne une mémoire utile pour le stockage temporaire de données lors d'une interruption par exemple .

- un compteur ordinal (program counter) PC : c'est un registre de 16 bits qui permet de pointer l'adresse du programme en exécution .
- D'un registre code condition (CCR) : composé de 8 bits ,qu'après chaque opération effectuée par le micro ,prennent des états pouvant nous renseigner sur le résultat .

Les bits 6 et 7 du CCR sont constamment à "1"



3.1.2.DIFFERENTES LIGNES DU MICROPROCESSEUR :

Les lignes du micro se divisent en 3 catégories :

- Lignes d'information ou " DATA BUS"
- Lignes d'adresses ou "BUS ADRESSE "
- Lignes de controles ou "BUS CONTROL"

3.1.2.1 DATA BUS (D0-D7)

Composé de 8 lignes bidirectionnelles,c'est à dire que ces lignes sont entrantes ou sortantes .

Elles permettent le transfert de données entre les organes de la famille MC6802

3.1.2.2.BUS ADRESSE (A0-A15)

Ces lignes sont sortantes du micro et possèdent 3 états (0,1,OFF)

L'état OFF correspond à une haute impédance .

Remarque : une ligne en haute impédance est équivalente à un circuit ouvert.

L'état OFF est utilisé pour le mode DMA (accès direct mémoire) .

3.1.2.3.BUS DE CONTROLE

Constitué des lignes suivantes :

- \overline{IRQ} : "demande d'interruption ",c'est un signal d'entrée ,lorsqu'il passe du niveau "1" au niveau "0" la demande d'interruption est prise en compte si le bit "masque d'interruption" du registre d'état est à "0",et si la ligne HALT est à "1" ;dans notre cas la ligne IRQ est au niveau "1" .
- \overline{NMI} : "interruption non masquable"; cest un signal d'entrée dont le passage du niveau "1" au niveau "0" indique la présence d'une interruption non masquable .

le microprocesseur termine le traitement en cours avant de prendre en compte ce signal, dans notre cas elle est à l'état "1" .

- VMA : "validation d'adresse mémoire " ; c'est un signal de sortie , il indique aux périphériques qu'il y a une adresse validée sur le bus d'adresse . Il permet , aussi la selection du circuit .
- BA : "BUS DISPONIBLE " ; c'est un signal de sortie qui indique que le bus d'adresse est mis en disponibilité , quand il est au niveau logique "1"
- R/ \bar{W} : " signal de sortie de lecture-écriture " , destiné aux circuits mémoires et périphériques , R/ \bar{W} indique si l'unité centrale est dans un mode de lecture (1) ou dans un mode d'écriture (0) .
- MR : "mémoire prête " ; cette entrée compatible TTL , elle permet la connexion au 6802 de mémoire ou d'organes d'E/S lents .
Dans ce cas la mise à 0 de l'entrée MR allonge l'état 1 de l'horloge E ($E=\phi$) d'un nombre entier de demi-périodes .
- Vcc standby : cette broche est l'alimentation de 32 octets de la RAM intégrée et des circuits de commande de cette RAM . Il est alors possible, en cas de détection de la chute de la tension d'alimentation Vcc, de sauvegarder des informations dans ces 32 octets .
- RE : "RAM ENABLE " ; cette entrée compatible TTL valide , par le niveau logique "1" la RAM de 128 octets intégrée dans le 6802 ; un niveau "0" sur cette entrée met la RAM hors circuit .
- XTAL et EXTAL : l'oscillateur interne au 6802 peut être piloté par un quartz fonctionnant selon le mode "fondamental-résonance série" .
Un diviseur par 4 qui est intégré dans le 6802 de sorte que pour une horloge à 1MHZ il est possible d'utiliser un quartz à 4 MHZ .
- RESET : la transition de "0" à "1" de l'entrée RESET après le passage à l'état "0" de RESET provoque si HALT=1 l'initialisation du microprocesseur et le chargement dans le compteur ordinal du contenu des position Mémoires d'adresse FFFE et FFFF.
La ligne RESET doit rester à l'état "0" au moins 20 ms pour une bonne initialisation .
- \bar{HALT} : le microprocesseur s'arrête et met à haute impédance le bus d'adresse , le bus de données et le signal R/ \bar{W} ; dans notre cas elle est liée au circuit de protection .
- Vcc standby : cette broche est l'alimentation de 32 octets de la RAM intégrée et des circuits de commande de cette RAM .

Il est alors possible, en cas de détection de la chute de la tension d'alimentation Voc, de sauvegarder des informations dans ces 32 octets .

3.2. LE PIA MC 6821

Le PIA 6821 comprend deux ports A et B de 8 entrées/sorties chacun .

Chacune des lignes entrées/sorties peut être programmée en entrée ou sortie. Pour cela il faut envoyer dans le "registre de données" après une remise à zéro préalable du registre de commande, un "mot de direction" obtenu en donnant la valeur "0" à chaque E/S qui doit être programmée en sortie .

Chaque port A et B comprend également deux signaux qui ,seuls,pouront être les signaux de commande ou de dialogue : ce sont CA1 et CA2 pour le port A, CB1 et CB2 pour le port B ,l'adaptation de ces signaux aux périphériques envisagés se fait par l'écriture d'un mot de commande dans le registre de commande .

Les signaux CA1 et CB1 sont nécessairement en entrée : ce sont donc des signaux d'état ou de dialogue .Les signaux CA2 et CB2 peuvent être choisis en entrée d'interruption ou en sortie de commande .

Chaque port comprend également un registre de données. L'accès au registre de commande ou au registre de données de l'un des ports A ou B se fait à partir des bits d'adresse A0 et A1 reliés respectivement aux entrées "registre select" (selection de registre) RSO et RS1 conformément au tableau suivant :

RS1	RSO	REGISTRE Sélectionné
0	0	Registre de données du port A (ORA, DORA)
0	1	Registre de commande du port A (CRA)
1	0	Registre de données du port B (ORB, DORB)
1	1	Registre de commande du port B (CRB)

En fait le "mot de direction " de chaque port est contenu dans un registre de direction affecté à chaque port, il a la même adresse que le registre de données.

Pour y accéder, il suffit de positionner à "0" le bit 2 du registre de commande. Pour cela il suffit de mettre à zéro le contenu de ce registre par une instruction "CLEAR"; donc il faut que l'initialisation doit être commencer par une instruction "CLEAR" de chaque port utilisé.

Toutefois après la phase d'initialisation cette subtilité disparaît pourvu que l'on mette le bit 2 du mot de commande à " 1 " .

3.2.1. Fonctionnement du PIA en mode programmé :

3.2.1.1. Signaux d'état et de commande :

Nous expliquerons le fonctionnement du PIA pour le port A ,le fonctionnement pour le port B est identique à l'exception suivante ;le port A est de préférence utilisé en entrée et le port B de préférence en sortie, car se dernier contient des buffers de sortie (amplificateur de sortie).

3.2.1.1.1. Signaux d'état

CA1 et CA2 ,signaux pour lesquels nous pouvons choisir le front actif : Front montant ou front descendant. Toute transition active de CA1 positionne à "1" un bit d'état : c'est le bit "b7" du mot de commande .

Toute transition de CA2 déclaré en entrée (signal d'état) positionne à "1" un bit "b6" du mot de commande ,ces bits d'état peuvent être lus par une lecture du registre de commande .

La lecture du registre de données du port A remet à zéro le ou les bits d'état .

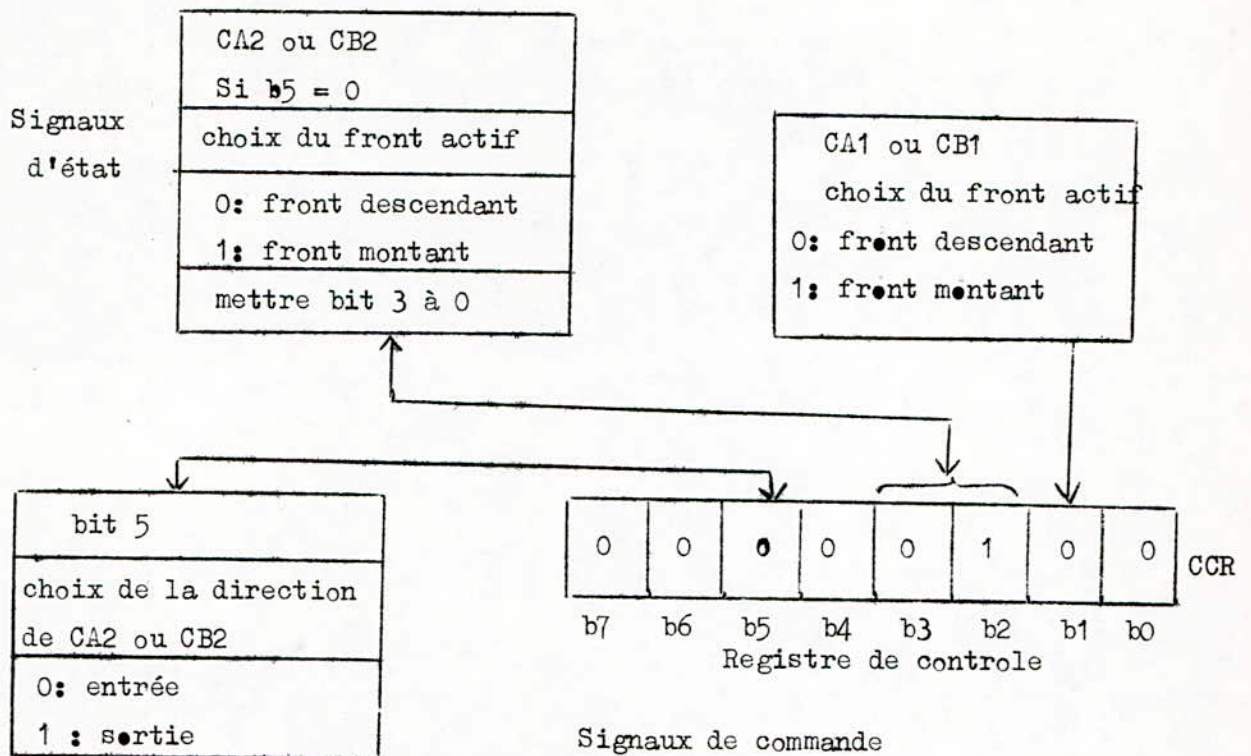
3.2.1.1.2. Signaux de commande :

Nous ne disposons que de CA2 s'il n'est pas utilisé en entrée . Ce signal de commande peut être obtenue de deux façons distinctes:

- *) programmer sur CA2 une impulsion positive de durée égale à une période d'horloge (bit3=1 et bit4=0) pour le mot de commande ,cette impulsion sera déclenchée par une lecture du registre de données .
- *) programmer sur CA2 une impulsion positive déclenchée toujours par une lecture du registre de données du port A mais ne revenant à "0" qu'à la prochaine transition de CA1;

L'écriture du mot de commande pour la programmation de ces signaux se fait conformément au synoptique suivant :

Remarque : les bits b6 et B7 doivent être initialisés à zéro .



b4	b3	CA2	CB2
0	0	impulsion négative déclenchée par lecture du registre de direction de A et restaurée par prochain front actif de CA1	impulsion négative déclenchée par écriture du registre de direction de B et restaurée par prochain front actif de CB1
1	0	positionnement à zéro de CA2	positionnement à zéro de CB2
1	1	positionnement à 1 de CA2	positionnement à 1 de CB2
0	1	impulsion négative déclenchée et restaurée par lecture du registre DATA A	impulsion négative déclenchée et restaurée par écriture du registre DATA B

3.2.1.2. Programmation du PIA

La programmation du PIA s'opère suivant les étapes indiquées ci-dessous.

- *) Remise à zéro du registre de commande de chaque port utilisé.
- *) Détermination du mot de direction pour chaque port utilisé; "0" pour chaque E/S devant être déclarée en entrée; "1" pour chaque E/S devant être déclarée en sortie.
Ce mot de direction doit être envoyé dans le registre de direction; pour ce faire on écrira ce mot de direction dans l'accumulateur A par une instruction LDAA puis on transférera ce mot dans le registre de direction par une instruction d'écriture STAA.
- *) Détermination du mot de commande pour chaque port utilisé et écriture de ce mot de commande dans le registre de commande.

3.2.2. Fonctionnement du PIA en mode interruptible :

La programmation du PIA en mode interruptible est identique à celle du mode programmé sauf dans deux exceptions :

- *) Les demandes d'interruption doivent être validées, elles correspondent aux transitions actives des signaux de dialogue rentrant dans l'interface CA1, CB1, CA2, CB2. Cette validation se fait en programmant dans le mot de commande le bit 0 à "1" pour CA1 ou CB1 et le bit 3 à "1" pour CA2 ou CB2 (en entrée).
- *) La sortie IRQ de l'interface est réunie à l'entrée " demande d'interruption " du microprocesseur.

Si les ports A et B sont reliés tous les deux à des périphériques susceptibles de demander une interruption, les deux sorties sont réunies entre elles, connectées à l'entrée " demande d'interruption " du microprocesseur.

Une interruption arrivant sur IRQ branche le microprocesseur à une adresse d'assignation des interruptions : FFF8 et FFF9; il faut alors placer à cette adresse l'adresse du sous-programme d'interruption.

3.3. DECODAGE D'ADRESSE :

Un microprocesseur ne fait rien par lui même, il a besoin d'un programme qui sera contenu dans l'EPR0M.

Il faut également qu'il sache où trouver ce programme (à quelle adresse) et quelle instruction exécuter en premier ; en général, les microprocesseurs procèdent par indirection ; ils disposent d'une adresse fixe où aller chercher l'adresse de la première instruction à exécuter.

Dans le cas du 6802, cette adresse fixe est constituée des deux octets FFFE et FFFF.

Le microprocesseur 6802 doit également pouvoir lire et écrire des données ; il doit alors connaître l'adresse des boîtiers à sélectionner.

Voici donc l'architecture que nous avons retenue :

* Le bus de données (les sorties DO à D7 DU 6802) est commun à tous les boîtiers. Comme ces derniers ne peuvent y accéder en même temps (on imagine les dégâts dans les étages de sortie si une porte à l'état bas se trouve à l'état haut à travers le bus) ; leur sélection devra être mutuellement exclusive ; c'est ici qu'intervient le décodeur d'adresse.

3.3.1. Principe

Le principe consiste à donner une zone mémoire à chaque boîtier (RAM interne, PIA ; EPR0M).

Le MPU va sélectionner les différents boîtiers, par l'intermédiaire des lignes A15, A14, A13, A12 du bus d'adresse.

Il nous reste plus qu'à choisir les adresses correspondantes aux différents boîtiers.

La ROM devra contenir l'adresse vectorisée de la première instruction à exécuter.

Nous avons vu que le 6802 génère FFFE puis FFFF sur son bus d'adresse et s'attendait à récupérer en contre-partie les deux octets de l'adresse de première instruction sur le bus de données, il est donc impératif que l'EPR0M puisse être adressée pour FFFE et FFFF ;

Donc son implantation en C000 conviendra parfaitement ; elle "couvrira" ainsi les adresses allant de F800 à FFFF.

Ce qui concerne les autres boîtiers, c'est une question de goût. Pour notre part, nous avons retenu 8000 pour le PIA et 0000 pour la RAM interne du 6802.

3.3.2.Circuit de décodage :

Ce circuit repose sur le tableau de vérité suivant :

A15	A14	A13	A12	RAM int: F1	PIA :F2	EPROM : F3
0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	1	0	0
0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	1	0	0
0	1	1	0	1	0	0
0	1	1	1	1	0	0
1	0	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0
1	0	1	0	0	1	0
1	0	1	1	0	1	0
1	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	0	0	1
1	1	1	0	0	0	1
1	1	1	1	0	0	1

Posons : A15 = a ; A14=b ; A13 = c ; A12 = d

D'après le tableau précédent ; on a les résultats suivants :

$$F1 = \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} + \bar{a}\bar{b}\bar{c}d + \bar{a}\bar{b}c\bar{d} + \bar{a}\bar{b}cd + \bar{a}b\bar{c}\bar{d} + \bar{a}b\bar{c}d + \bar{a}bc\bar{d} + \bar{a}bcd$$

$$F2 = \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} + \bar{a}\bar{b}\bar{c}d + \bar{a}\bar{b}c\bar{d} + \bar{a}\bar{b}cd$$

$$F3 = \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} + \bar{a}\bar{b}\bar{c}d + \bar{a}\bar{b}c\bar{d} + \bar{a}\bar{b}cd$$

Les fonctions F1 ,F2, F3, servent à la sélection des différents boîtiers.

D'après le tableau précédent ; le circuit de décodage ,est très compliqué.
 Donc on passera par la simplification à l'aide des tables de KARNAUGH ,et on obtient les résultats suivants :

cd \ ab	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	1	1	1	1
11	0	0	0	0
10	0	0	0	0

$$F1 = \bar{a} = \overline{A15}$$

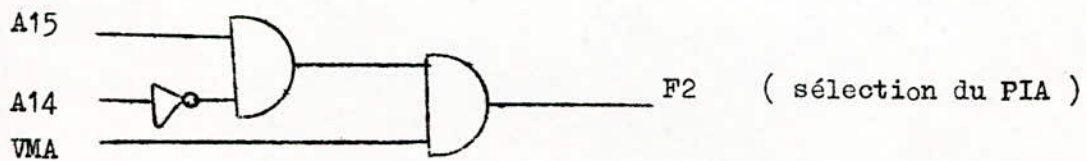
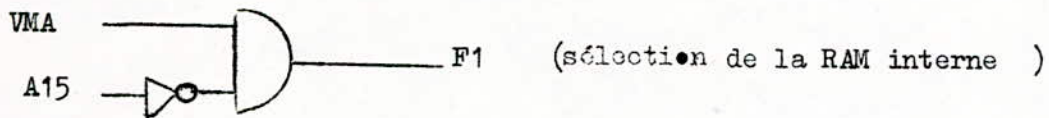
cd \ ab	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	0	0
11	0	0	0	0
10	1	1	1	1

$$F2 = A15 \cdot \overline{A14} = a\bar{b}$$

cd \ ab	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	0	0
11	1	1	1	1
10	0	0	0	0

$$F3 = ab = A15 \cdot A14$$

Remarque : le signal VMA sert aussi à la sélection du circuit .





En conclusion : F1 est reliée à la ligne RE (validation mémoire) du 6802
 F2 est reliée aux lignes CS0 et CS1 du PIA (6821)
 $\overline{CS2}$ du PIA est reliée à "0" (à la masse)
 $\overline{F3}$ est reliée à la ligne \overline{CS} (sélection de l'EPROM)

Pour le microprocesseur la RAM interne sera donc à une adresse de 0000 à 7FFF puisque dès que nous atteignons 8000, la ligne F2 passe à "1", donc sélection du PIA ; tandis que le PIA sera à une adresse comprise entre 8000 et BFFF puisque dès que nous atteignons C000, la ligne $\overline{F3}$ passe à "0", donc sélection de l'EPROM ; donc l'EPROM sera à une adresse comprise entre C000 et FFFF. Nous voyons donc que notre décodage d'adresse était simple à réaliser, mais que sa précision est très faible et qu'il conduit à un gachis d'espace mémoire considérable.

Ce gachis n'a rien de dramatique dans les petites applications où seulement trois boîtiers mémoires sont utilisés puisque de toute façon, l'espace adressable complet n'y est pas exploité.

Les différents champs mémoires sont :

- *) EPROM : la capacité de l'EPROM est de 2048 mots de 8 bits ; elle prend un champ de mémoires de F800 à FFFF ;
- *) RAM interne / la RAM interne du microprocesseur est validée par la broche RE. La RAM interne a une capacité de 128 octets, elle prend un champ de 0000 à 007F.
- *) PIA : les registres du PIA sont vus du microprocesseur comme autant de mémoires qu'il y a de registres, ainsi le 6821 a 6 registres internes, tel que DDRA et ORA ont même adresse
 DDRB et ORB ont même adresse
 donc sera vu par le microprocesseur comme une mémoire de 4 octets, cette pseudo-mémoire sera de plus une RAM, car il faudra écrire dans certains registres (registre de commande du PIA) ; donc elle a une capacité de 4 octets, elle prend un champ mémoire de 8000 à 8003.

3.3.3.CONNEXION DU PIA SUR LE BUS :

La connexion du PIA sur le bus se fera suivant la fig(3.2)

- *) DO à D7 sont reliées à D0 à D7 du microprocesseur et servent à véhiculer les données .
- *) E est connectée à E du microprocesseur et c'est l'entrée d'horloge pour le PIA ;horloge qui est fournie sur la patte E du 6802 .
- *) R/W est la ligne lecture/écriture et est reliée à la ligne de même nom du microprocesseur .
- *) $\overline{\text{RESET}}$ est l'entrée de remise à zéro du PIA ;elle est reliée à $\overline{\text{RESET}}$ du microprocesseur ,qui est à son tour connectée à la circuiterie de remise à zéro automatique à la mise sous tension .
- *) CS0 ,CS1, $\overline{\text{CS2}}$:sont des pattes de selection du boitier PIA qui ne sera activé que lorsque CS0 =CS1 = 1 et $\overline{\text{CS2}} = 0$;ces lignes sont reliées à la circuiterie de décodage d'adresse du système afin de fixer l'adresse de base du PIA .
- *) RSO et RS1 :permettent de sélectionner les registres internes du PIA selon le tableau de la fig (3.3)

RS0	RS1	REGISTRE
0	0	ORA ou DDRA
1	0	CRA
0	1	ORB ou DDRB
1	1	CRB

fig3.3

Généralement RSO est reliée à A0 et RS1 est reliée à A1 ,ce qui place les 4 registres les uns à la suite des autres.

Si la circuiterie de décodage d'adresse place le PIA en 800X ,l'ORA sera en8000 ,le CRA en 8001 ,l'ORB en 8002 et le CRB en 8003 .

- *) IRQ Aet(OU) IRQ B seront ou non reliées à la ligne IRQ ,NMI du 6802 selon que l'on souhaitera ou non que le PIA puisse générer des interruptions avec son côté A ,OU B ,ou les deux .

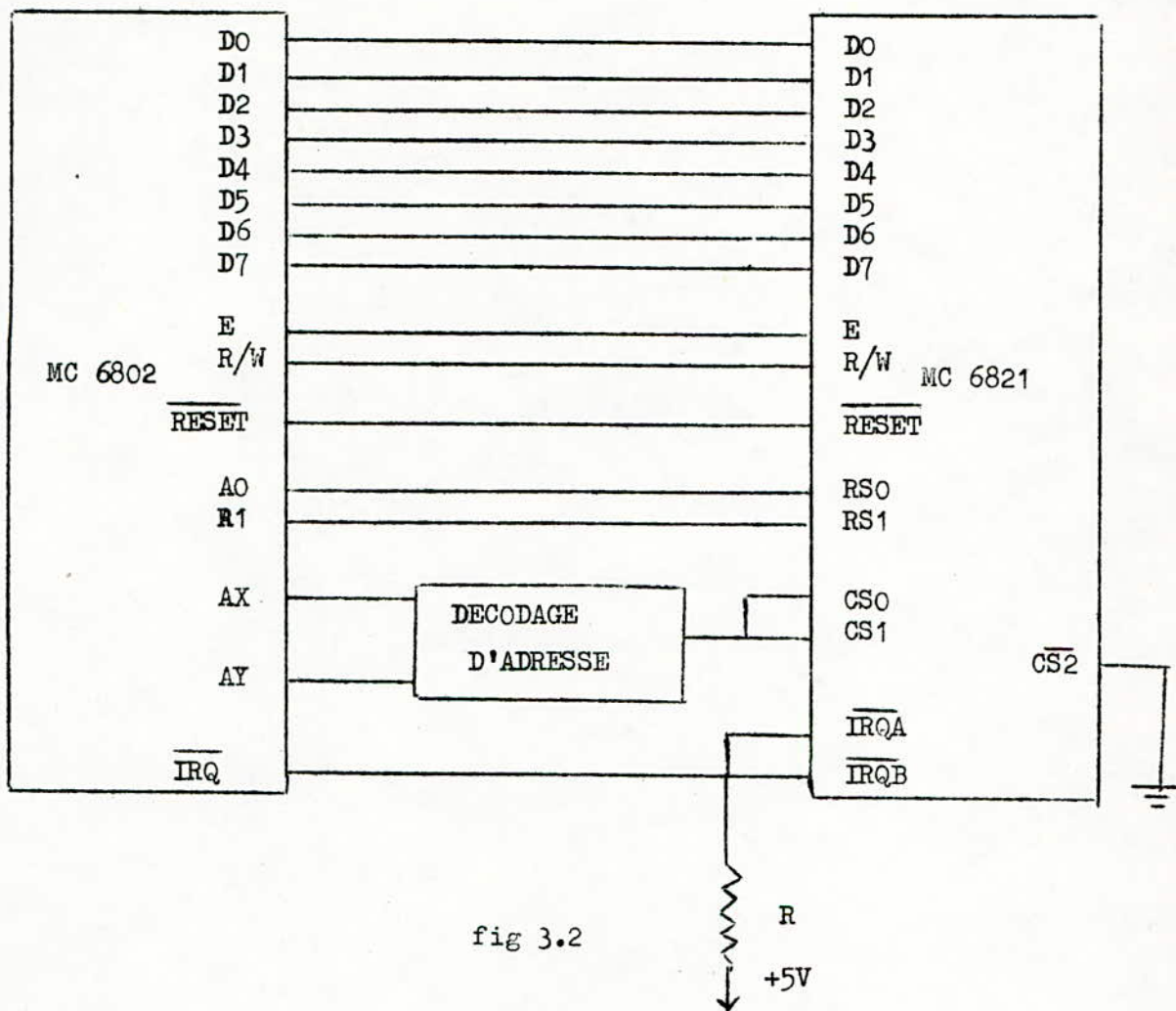


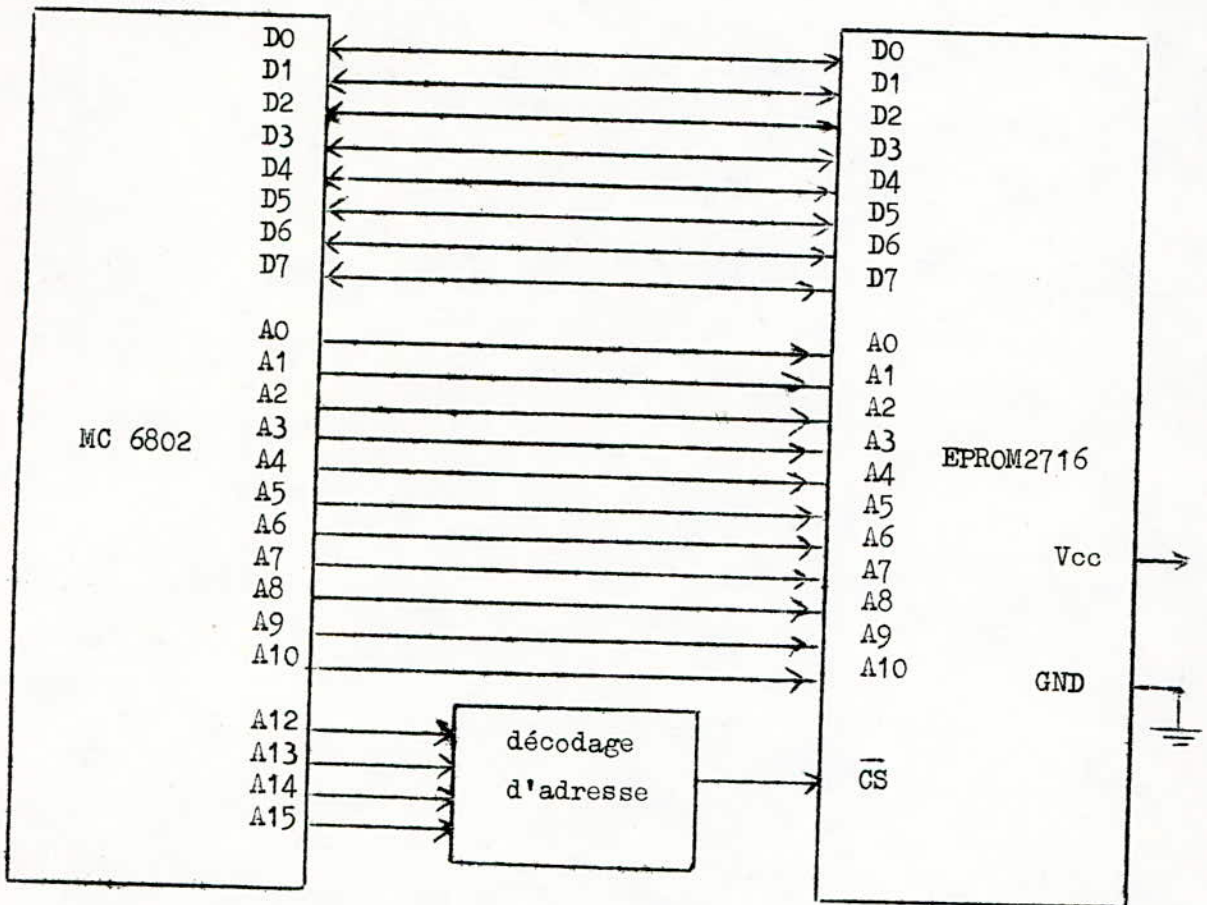
fig 3.2

3.3.4. CONNEXION DE L'EPROM SUR LES BUS

Ces mémoires n'étant que lues, le problème des entrées et sorties séparées ne se pose pas.

Le signal "écriture mémoire" disparaît et le signal "lecture mémoire" n'est même plus indispensable, la commande \overline{CS} étant suffisante.

La fig (3.4) montre la connexion de la mémoire EPROM avec le microprocesseur 6802 de MOTOROLA.



Connexion du MPU avec l'Eprom 2716. fig 3.4

3.4. PRINCIPE DE PROGRAMMATION :

3.4.1. Calcul des temporisations :

Après le calcul des angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$, (voir chapitre 2); on va calculer les différentes temporisations, on prendra comme 1^{er} calcul : $f=50\text{HZ}$.

On sait que l'angle $\alpha_i = 360.f.t_i$

$$t_i = \frac{\alpha_i}{360.f}$$

$$t_1 = \frac{\alpha_1}{360.f} = \frac{18,17^\circ}{360.50} = 1009 \text{ us}$$

$$t_2 = \frac{\alpha_2}{360.f} = \frac{26,17^\circ}{360.50} = 1480 \text{ us}$$

$$t_3 = \frac{\alpha_3}{360.f} = \frac{36,64^\circ}{360.50} = 2048 \text{ us}$$

$$t_4 = \frac{\alpha_4}{360.f} = \frac{52,90^\circ}{360.50} = 2939 \text{ us}$$

$$t_5 = \frac{\alpha_5}{360.f} = \frac{56,96^\circ}{360.50} = 3149 \text{ us}$$

d'où : $t_1 = 1009\text{us}$

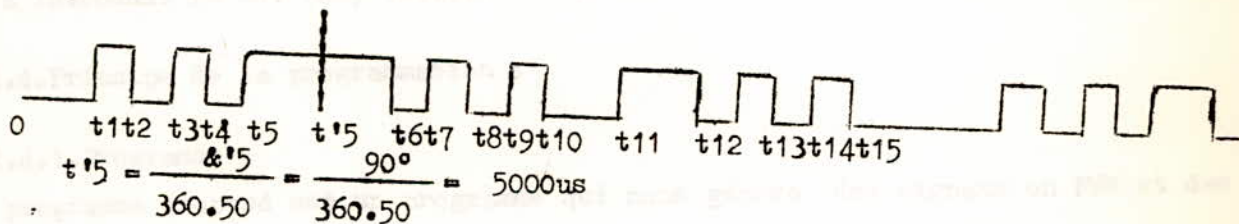
$$t_2 - t_1 = 471\text{us}$$

$$t_3 - t_2 = 568\text{us}$$

$$t_4 - t_3 = 891\text{us}$$

$$t_5 - t_4 = 210\text{us}$$

On sait d'après le chapitre 2, que le signal PWM est symétrique par rapport à $\pm 90^\circ$? alors :



$$t'5 - t_5 = 1851\text{us}$$

$$t_6 - t_5 = 2(t'5 - t_5) = 3702\text{us}$$

$$t_7 - t_6 = t_5 - t_4 = 210\text{us}$$

$$t_8 - t_7 = t_4 - t_3 = 891\text{us}$$

$$t_9 - t_8 = t_3 - t_2 = 568\text{us}$$

$$t_{10} - t_9 = t_2 - t_1 = 471\text{us}$$

$$t_{11}-t_{10} = t_1 - t_0 = 1009\mu s$$

3.4.2. Construction des signaux de commande :

D'après l'étude du principe de fonctionnement d'un ONDULEUR en PWM, on a besoin de 4 signaux de commande ; 2 signaux carrés complémentaires et 2 signaux en PWM complémentaires .

Donc en réalité on a besoin de deux signaux ; l'un carré et l'autre en PWM et cela pour chaque phase .

Donc , on trace les 6 signaux qui sont deux à deux déphasés de 120° , et cela pour qu'ils soient triphasés .

On partage ces signaux suivant la plus petite largeur d'impulsion ; voir fig(3.5) après ce partage , on arrive à différentes temporisations (dans notre cas 66 temporisations) .

Exemple :

$$T1 = \&10 - \&9$$

$$T2 = (\&7 - \&6) - (\&12 - \&11) \quad \text{ect...}$$

3.4.3.Principe de génération de signaux :

Cette génération de signaux consiste en fait d'écrire respectivement un mot dans le ORB (registre de donnée du port B) et ceci après initialisation du PIA. cela pendant une certaine durée T_x ; d'après le tableau (3.2), pour la temporisation $T1$ on a introduit le mot en hexadécimale (1E), pour la temporisation $T2$ on a introduit le mot (0E) ect....

3.4.4.Principe de la programmation :

3.4.4.1.Programme :

Le programme proposé est un programme qui nous génère des signaux en PWM et des signaux carrés triphasés.

On trouve ci après la description complète du programme que nous avons mis au point, il utilise environ le trois quart de l'EPROM 2716', il ne faudra pas oublier d'y inclure les octets "F8" et "00" aux adresses 7FE et 7FF (adresse de départ) .

Les constantes de temporisation sont stockées au tableau d'adresse (0000, 0001, 0002, , 0003 , 0004 , 0005)

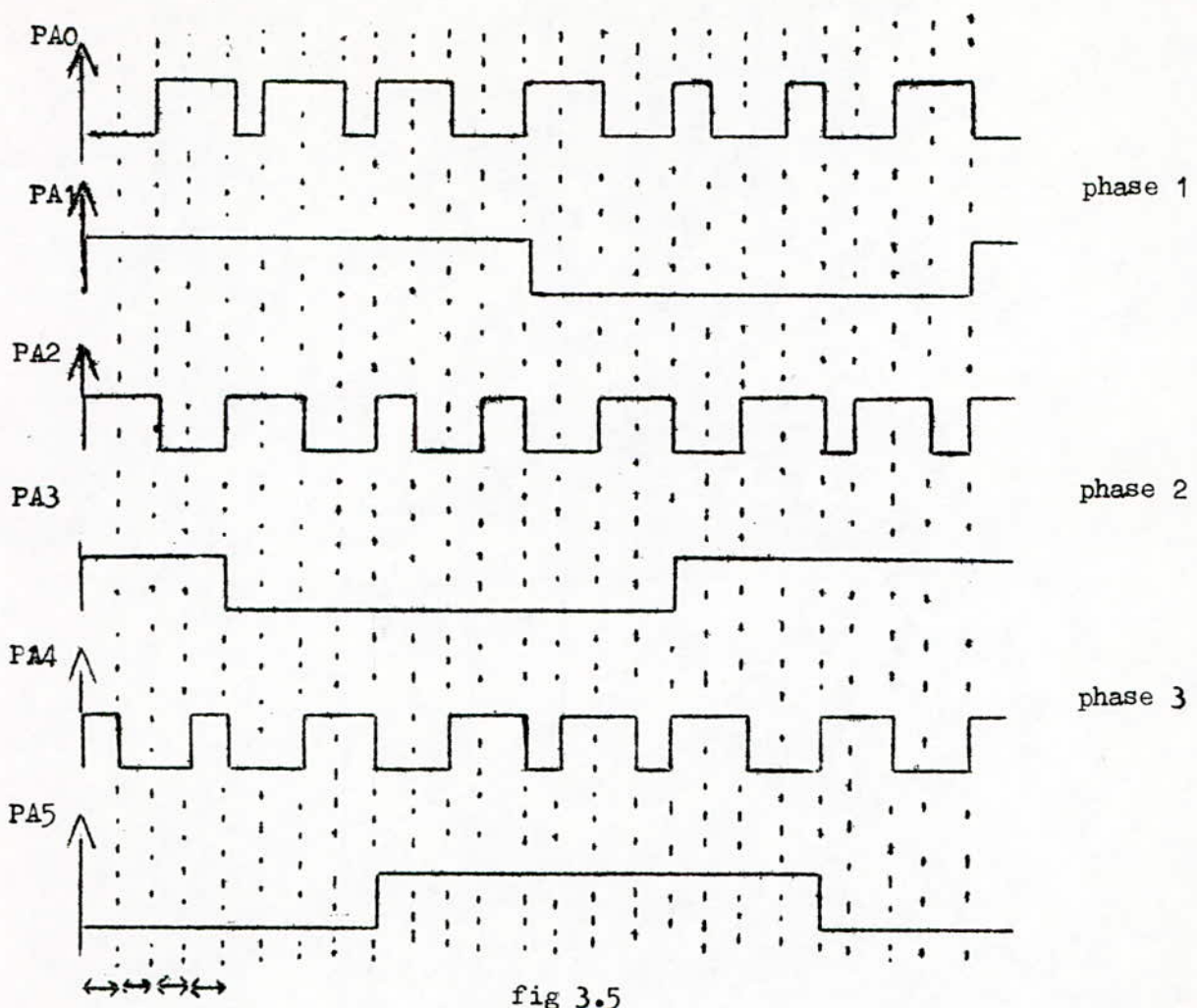


fig 3.5

T₁ T₂ T₃ T₄

sortie	temps									
	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	T ₇	T ₈	T ₉
PA0	0	0	1	1	0	1	1	0	1
PA1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
PA2	1	1	0	0	1	1	0	0	1
PA3	1	1	1	1	0	0	0	0	0
PA4	1	0	0	1	0	0	1	1	0
PA5	0	0	0	0	0	0	0	0	1
PA6	0	0	0	0	0	0	0	0	0
PA7	0	0	0	0	0	0	0	0	0
mot hexa	1E	0E	0B	1B	05	07	13	12	27

tableau 3.2

La 2716 a été choisie en raison de sa facilité de mise en oeuvre et sa disponibilité .

3.4.4.2. Description du programme :

La première chose à faire dans un programme de ce type est de définir les adresses des composants implantés sur la carte .

*) la 2716 est en \$F800 pour avoir le vecteur RESET en ROM.

*) la RAM interne du 6802 a pour adresse \$0000 .

*) le PIA est en \$ 8000 .

Ensuite , vient l'initialisation du PIA :

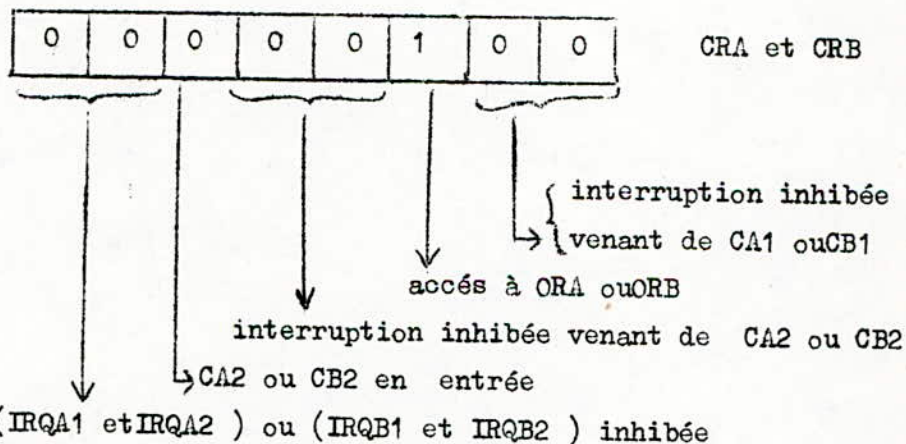
- instruction CLEAR du registre de commande de chaque port utilisé .

- détermination du mot de direction pour chaque port utilisé

* port A en entrée avec : $\begin{array}{l} \text{LDAA } * \$ 00 \\ \text{STAA } \$ DDRA \end{array}$

* port B en sortie avec : $\begin{array}{l} \text{LDAA } * \$ FF \\ \text{STAA } \$ DDRB \end{array}$

- détermination du mot de commande pour chaque port utilisé :



* Pour le port A , le mot de commande est (04) 16

elle se traduit par les instructions suivantes :

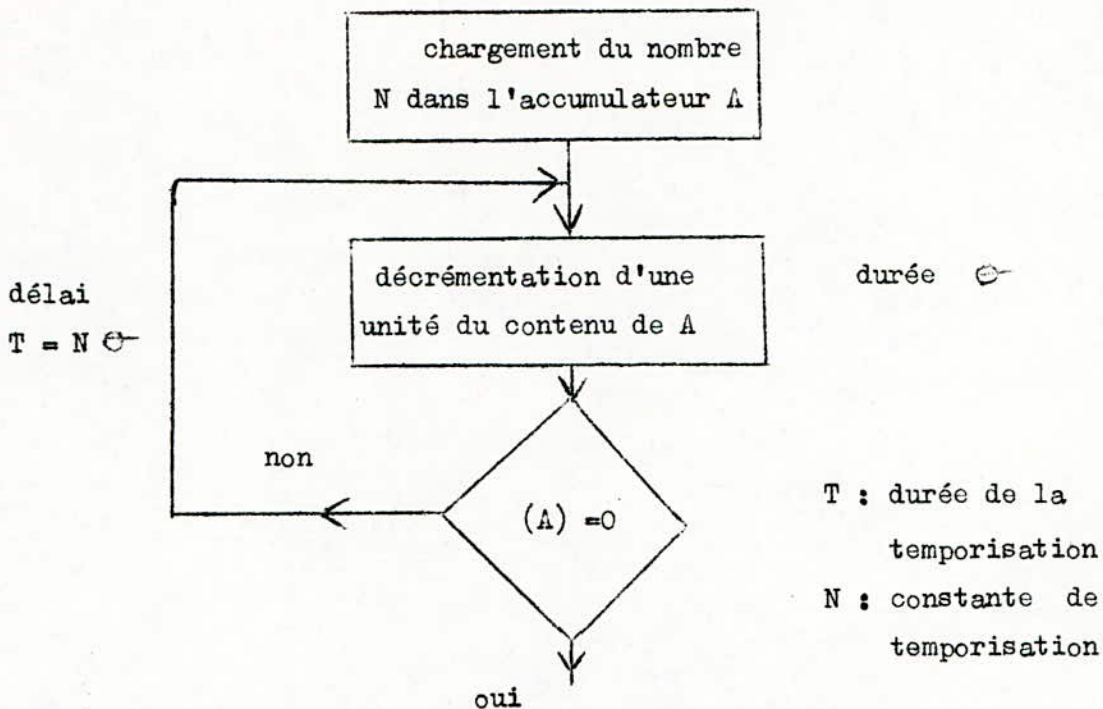
$\begin{array}{l} \text{LDAA } * \$ 04 \\ \text{STAA } \$ CRA \end{array}$

la même chose pour le port B .

Et finalement , vient la temporisation :

- principe d'une temporisation :

le principe est le suivant :



→ Exemple de programmation: (voir l'annexe)

LDAA + \$ M1		} chargement du mot M1 dans le ORB
STAA \$ ORB		
LDAA + \$ Nx	2 cycles	} 6Nx cycles
TEST1 DEC A	4 cycles	
BNE TEST1	2 cycles	
LDAA + \$ M2	2 cycles	} chargement du mot M2 dans le ORB
STAA \$ ORB	5 cycles	

remarque : chaque cycles est de durée 1us; donc la durée d'une temporisation est :

$$T_x = (9 + 6Nx) \text{ us} \quad N_x = \frac{T_x - 9}{6}$$

Puis la partie "intelligente" commence enfin ; on commence par tester les états des bits PA0, PA1, PA2, PA3, PA4, PA5, PA6, PA7 du port A .

Si l'un d'eux est à l'état bas , le MPU va charger le tableau des constantes de temporisation qui correspond à une fréquence fx (voir organigramme)

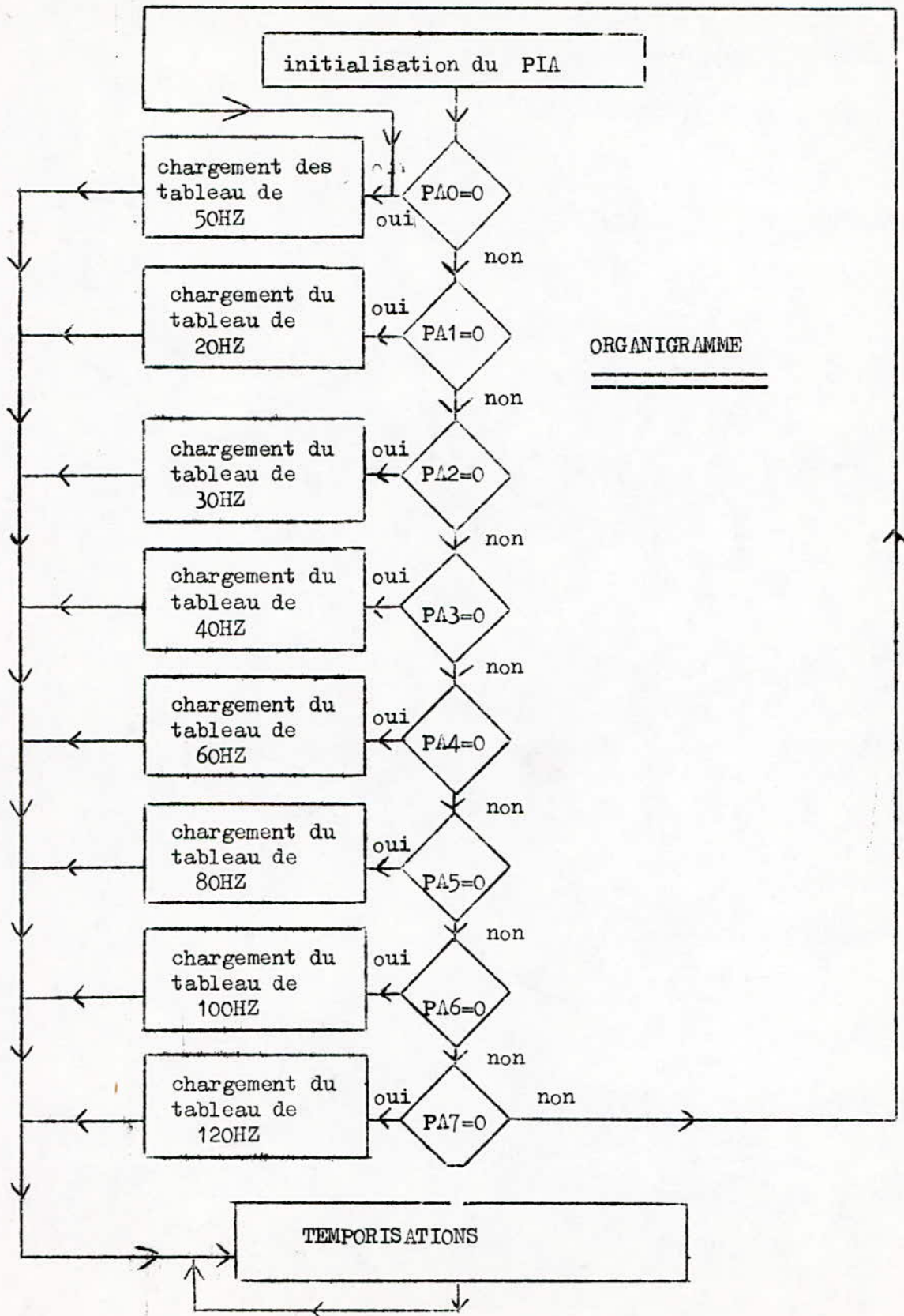
En conclusion :

Suivant le partage qu'on a fait ,on a aboutit à 6 temporisations différentes qui se répètent 11 fois c.à.d en total 66 temporisations .

Et ,on a introduit 8 tableaux pour 8 fréquences ; dans chaque tableau on a introduit les différentes constantes de temporisation correspondent à une fréquence déterminée (voir tableau 3.3) .

tempo- risati on	adresse	50HZ	20HZ	30HZ	40HZ	60HZ	80HZ	100HZ	120HZ
185us	0000	1D	48	30	24	18	12	0E	0C
209us	0001	21	53	37	2A	1C	15	11	0E
615us	0002	64	FA	A7	7D	53	3E	32	2A
277us	0003	2C	6E	49	37	25	1C	16	12
195us	0004	1E	4B	32	25	19	13	0F	0C
373us	0005	3C	96	64	4B	32	25	1E	19

tableau : 3.3



3.5. INTERFACE ENTRE LE MPU ET L'ETAGE DE PUISSANCE :

3.5.1. Position du probleme :

Dans les montages traditionnels della figure (3.6) , on connecte directement la sortie du signal de commande issue du PIA à l'entrée du circuit de puissance.

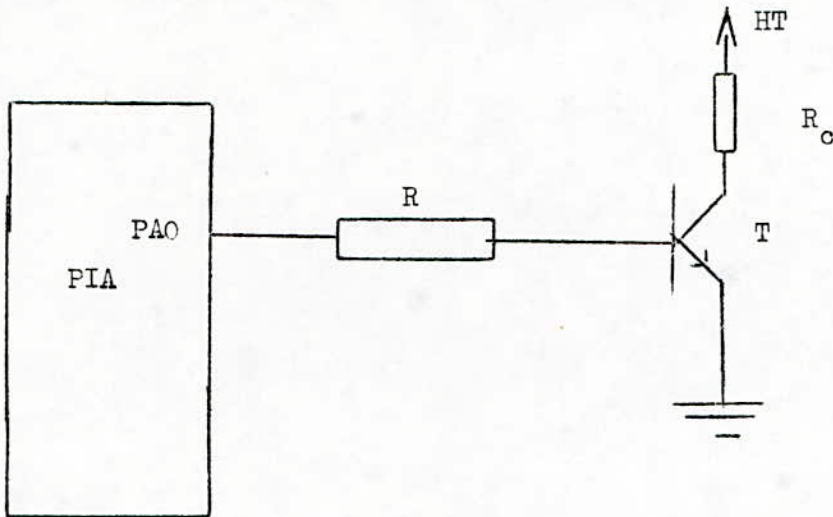


fig 3.6

La protection du circuit de commande à l'occasion de rupture du circuit de puissance , est difficile .

Un cas de rupture est possible ; d'après la figure (3.6) , si la jonction base-collecteur du transistor est courtcircuit ; alors , à la sortie du signal de commande , on trouve la HT , qui est inévitable ; car la protection par résistance est insuffisante .

3.5.2. Solution au problème :

Grace au couplage optique , l'isolation entre le circuit de commande et le circuit de puissance est excellente .

Le signal de commande électrique est transformé en un signal lumineux par une diode électroluminescente .

Le photodétecteur du circuit de puissance détecte le signal lumineux et le transforme en signal électrique pour actionner l'étage de puissance .

L'isolant est constitué par les couches de plastique ou le verre qui séparent le photodétecteur de la source lumineuse , et permettent des isolations

electriques de 1000 V à 5000 V .

Dans notre cas on a utilisé des optocoupleurs avec detection à photodarlington exemple , le 4 N 33 .

3.5.3. Circuit d'interface :

Le circuit d'interface est donnée suivant la figure 3.7. :

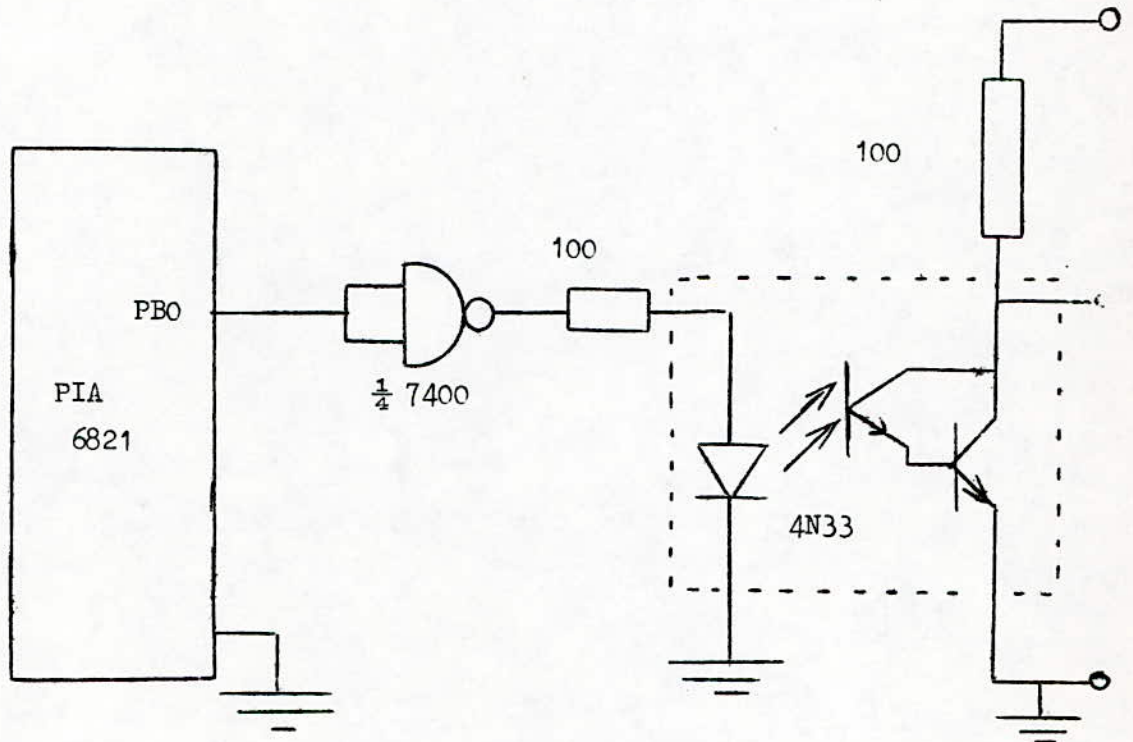


figure 3.7

4. DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT DE VARIATION DE FREQUENCE

4.1. INTRODUCTION :

La variation de fréquence d'un moteur asynchrone permet de faire varier sa vitesse ,ce qui est très utile dans l'industrie et dans les asservissements. Pour cela ,les signaux issus du PIA peuvent être variés en fréquence en mettant à "0" une borne du port A du PIA .

Par exemple , on met à "0" la borne 2 du port A (PA1) , le MPU detectera cet état bas et va générer ainsi la fréquence correspondante (voir organigramme de la page 40).

A l'état bas de chaque borne du port A correspond une fréquence selon le tableau suivant :

PA0	f = 50HZ
PA1	f = 20HZ
PA2	f = 30HZ
PA3	f = 40HZ
PA4	f = 60HZ
PA5	f = 80HZ
PA6	f = 100HZ
PA7	f = 120HZ

La gamme de fréquence choisie s'étend de 20 à 120 HZ ,et semble suffisante pour une bonne commande de la vitesse .

Cette limitation est imposée surtout par la nécessité de simplifier le montage .

4.2. PRINCIPE GENERAL :

Si par exemple , à un instant donné , la fréquence générée étant de 50HZ (soit PA0 à l'état bas) , on veut changer de fréquence , il faudrait alors :

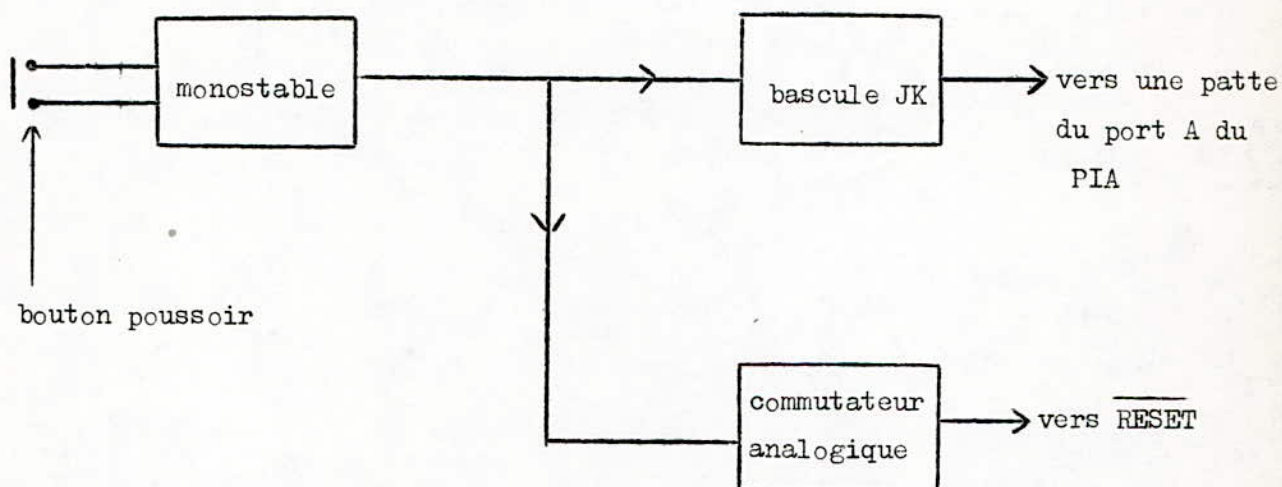
- mettre à "1" PA0
- mettre à "0" la borne du port A correspondant à la nouvelle fréquence .

Or si on se refere à l'organigramme de la page (40) , on voit que le MPU n'est pas initialisé , c'est à dire que s'il ne commence pas par executer le programme depuis l'initialisation , il ne tiendra pas compte du changement d'état survenu au port A et il n'y aura pas changement de frequence .

Il faudra alors :

- (1) une mise à "1" de la borne du port A déjà à "0" .
- (2) une mise à "0" de la nouvelle borne du port A correspondant à la nouvelle frequence .
- (3) activer le RESET du MPU , donc son initialisation .

D'ou le shéma synoptique suivant :



L'utilisateur produit par le bouton poussoir une impulsion , appliquée à l'entrée du monostable ; elle donnera en sortie une impulsion de durée déterminée Cette impulsion est appliquée à l'entrée d'horloge H de la bascule JK , elle donnera à sa sortie Q l'inverse de son état précédent , et comme la sortie Q est reliée à une borne du port A , on voit donc que les conditions (1) et(2) paragraphe précédent sont réalisées puisque à chaque pression sur le bouton , l'état d'une patte du port A s'inverse .

Cette même impulsion issue du monostable activera l'entrée RESET du MPU par l'intermediaire du commutateur analogique , on voit donc que la condition (3)

du paragraphe précédent est réalisée .

On passera donc à l'étude détaillée de chaque circuit :

4.3. Etude du schéma :

4.3.1. MONOSTABLE :

4.3.1.1. Nécessité :

Comme les impulsions sont produits par un bouton poussoir , le rôle du monostable est :

- éviter le phénomène de rebondissement , c'est à dire qu'au lieu d'une seule impulsion produite par le commutateur à chaque pression , il y'aura plusieurs risquant de perturber le montage.
- que l'impulsion à la sortie du monostable soit indépendante de la durée d'appui sur le bouton poussoir .

4.3.1.2. Principe et calcul des éléments :

Le monostable est assez classique , il fait appel à des portes CMOS comme suit :

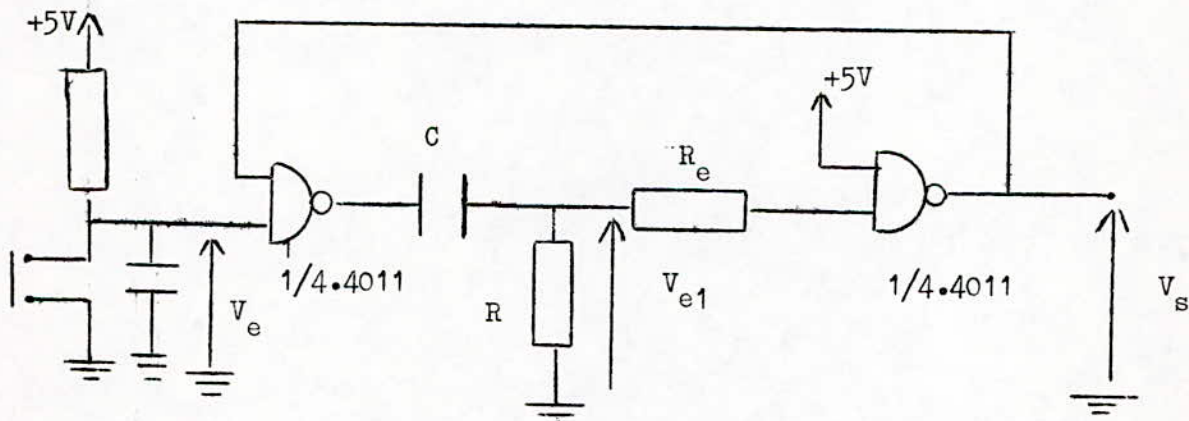
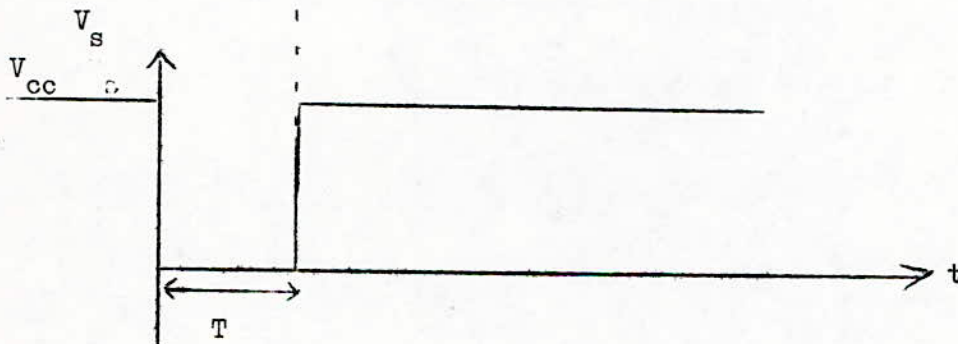
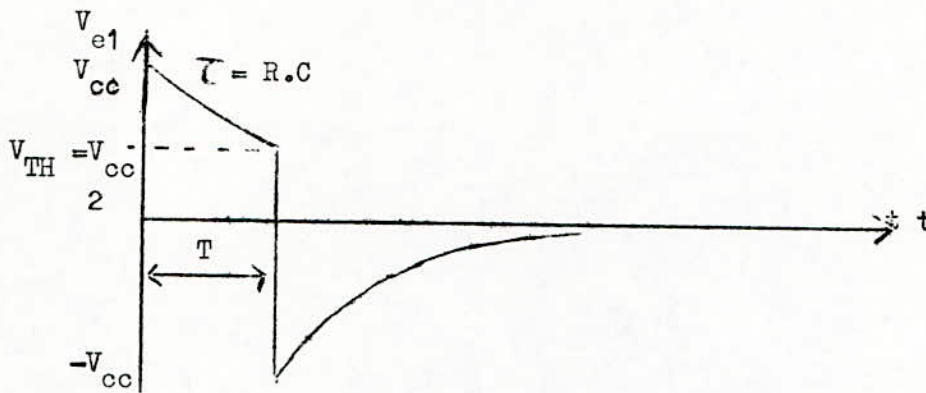
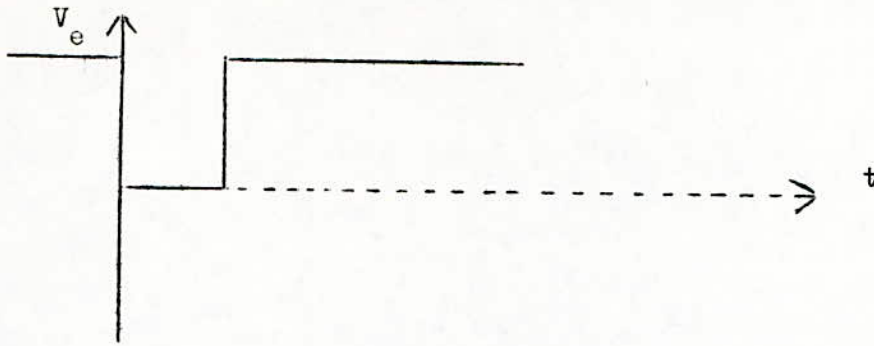


fig 4.1. monostable à circuits logiques CMOS : montage à liaison C-R

Les signaux V_e , V_{e1} , V_s sont donnés comme suit :



La durée T de l'impulsion est :

$$T = 0,69.R.C \quad (\text{remarque : pour la TTL , } T = 0,223.R.C \text{)}$$

On voit ainsi pourquoi on n'utilise pas la TTL pour des fortes valeurs de T .
 Dans notre cas , $T = 1,5 \text{ s}$, car cette durée permet une bonne initialisation du MPU d'ou :

$$R = 330 \text{ k}\Omega$$

$$\text{et } C = 4,7 \text{ }\mu\text{F}$$

R_e sert à limiter le courant d'entrée à la 2° porte NAND .

Si I_{emax} est le courant d'entrée maximum et est égal à $1,5 \text{ mA}$, alors :

$$R_e \gg \frac{V_{cc}}{2I_{emax}} - r$$

r : resistance que presente une porte CMOS entre entrée et sortie à t = T

$$r = 1 \text{ K}\Omega \quad \text{donc : } R_e = 680\Omega$$

4.3.2. BASCULE JK :





4.3.2.1. Principe general :

La bascule JK est utilisée ici en mode asynchrone ; elle fait appel au circuit CMOS 4027 comprenant 2 bascules JK intégrés .

Elle possède 2 entrées J et K , 2 entrées asynchrones Preset , Clear , ainsi qu'une entrée d'horloge H .

Elle possède 2 sorties , Q et son inverse \bar{Q} .


Sa table de verité est la suivante :

entrées					sorties	
Preset	Clear	H	J	K	Q	\bar{Q}
L	L		L	L	Q_n	\bar{Q}_n
L	L		H	L	H	L
L	L		L	H	L	H
L	L		H	H	Q_n	\bar{Q}_n

avec L : état bas

H : état haut

Q_n : état precedent

 : front montant de l'impulsion

On voit que pour Preset = Clear = L et J = K = H , et pour un front montant de l'horloge H , Q prend un état inverse à son état précédent .
 Donc si l'entrée d'horloge H est la sortie du monostable , on voit qu'à chaque pression de l'utilisateur sur le bouton poussoir , la sortie Q de la bascule JK change d'état .
 Cette sortie Q va être reliée à l'une des bornes du port A du PIA pour sélectionner une fréquence .

4.3.2.2.Circuit d'allumage de la led :

On a prévu ainsi un allumage d'une led qui s'allumera si $Q = 0$ (c'est à dire lorsque une fréquence est sélectionnée).

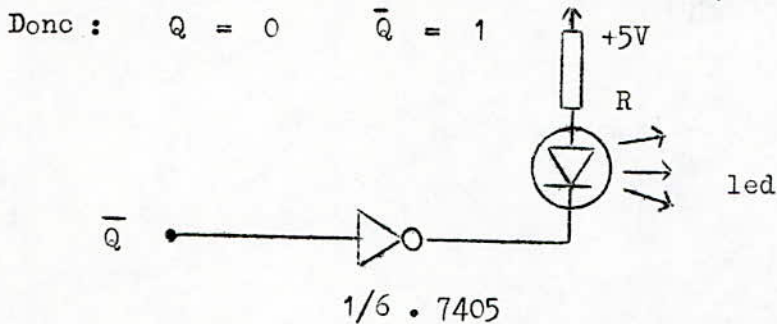


schéma de l'allumage de la led

Donc la led s'allume si $Q = 0$.

Si la tension aux bornes de la led en directe est 2,3 V et si on limite le courant à 20 mA donc :

$$R = \frac{5 - 2,3}{20\text{mA}} \approx 120 \Omega \Rightarrow R = 120 \Omega$$

4.3.2.3.Circuit d'initialisation :

On notera enfin un circuit d'initialisation des bascules , c'est à dire qu'à la mise sous tension , K = "0" et donc la sortie Q sera à l'état haut , ainsi aucune fréquence ne sera sélectionnée accidentellement .

Ce circuit est un simple dipole RC avec $R = 10 \text{ K}\Omega$ et $C = 4,7 \mu\text{F}$ la constante de temps est suffisante pour initialiser les bascule JK à "1"
 le schéma final serait donc : (voir fig 4.2)

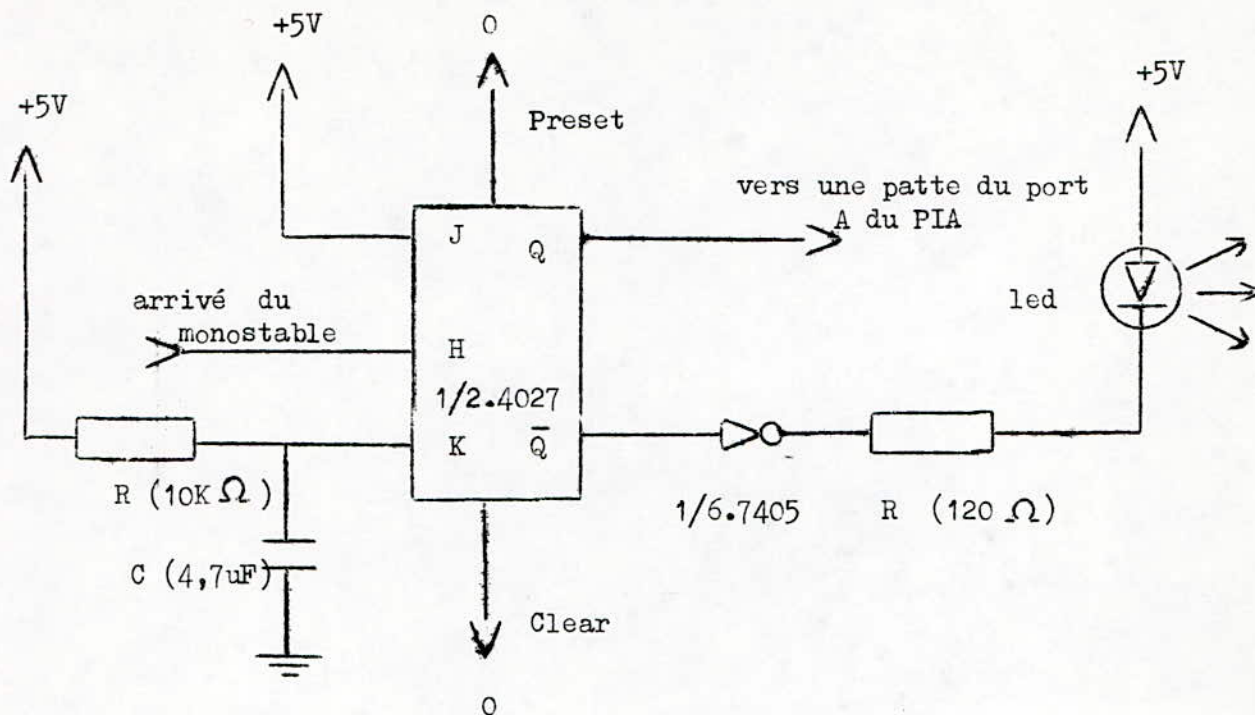


fig4.2: schéma final de la bascule JK

4.3.3. ETUDE DU CIRCUIT D'INITIALISATION DU MPU :

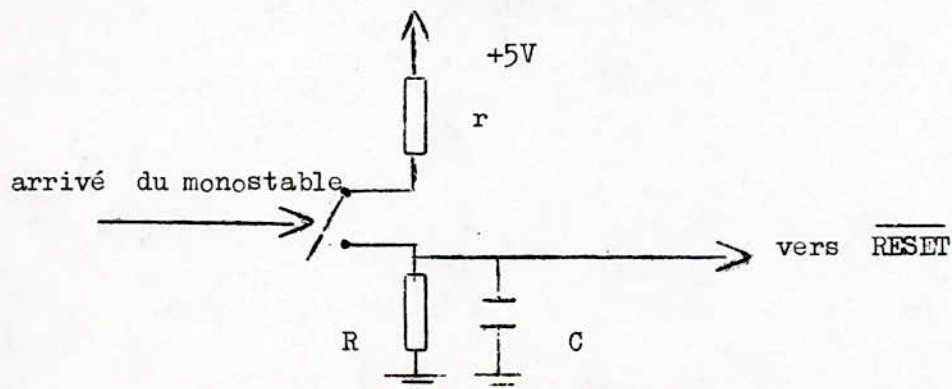
4.3.3.1. Introduction :

Jusqu'ici , pour chaque appui sur le bouton poussoir , une fréquence est sélectionnée mais le RESET n'est pas activée .

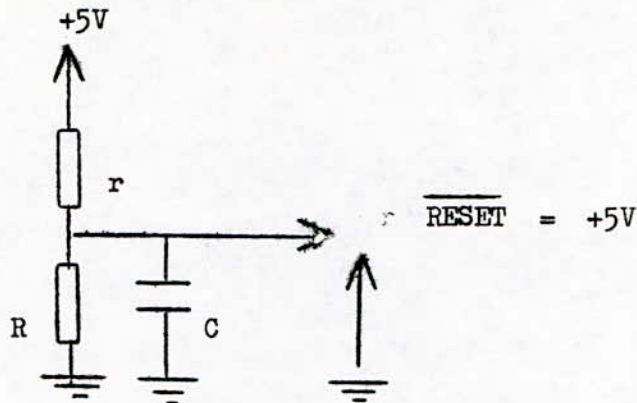
4.3.3.2. Principe :

Le principe d'un tel circuit est le suivant :

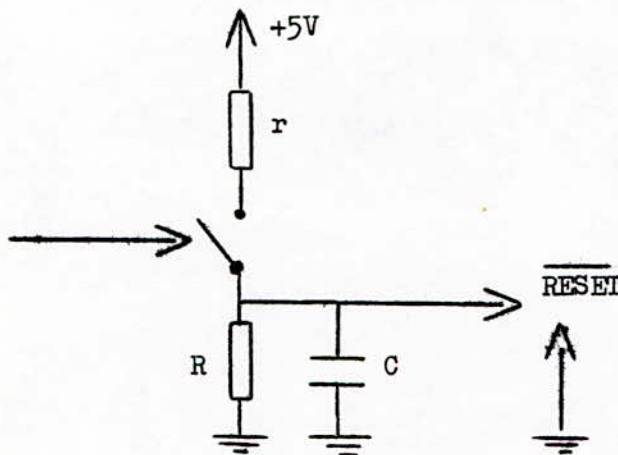
activer un commutateur analogique par l'impulsion issue du monostable provoquant la charge ou la décharge d'un circuit RC comme suit :



En absence d'impulsion , le commutateur est fermé et le circuit est équivalent à :



La capacité C se charge à travers r et le $\overline{\text{RESET}} = +5\text{V}$ (soit à l'état "1")
 Si on a une impulsion à la sortie du monostable , ou exactement à son front descendant , le commutateur analogique s'ouvre et devient comme suit :



La capacité C se décharge dans R et $\overline{\text{RESET}} = 0\text{V}$ (soit à l'état "0").
 La constante de temps RC devra être suffisante pour une bonne initialisation du MPU .

Donc , la borne $\overline{\text{RESET}}$ est activée et le MPU s'initialise .

On prendra $C = 220\ \mu\text{F}$ et $R = 47\ \text{K}\Omega$ et on utilisera le circuit intégré CMOS 4066 qui comprend 4 commutateurs analogiques.

Donc , on a à chaque appui sur le bouton poussoir :

- une initialisation du MPU
- un sélectionnement d'une fréquence

4.4. CIRCUIT FINAL :

Le schéma retenu est celui de la figure 4.3 : "0" Preset

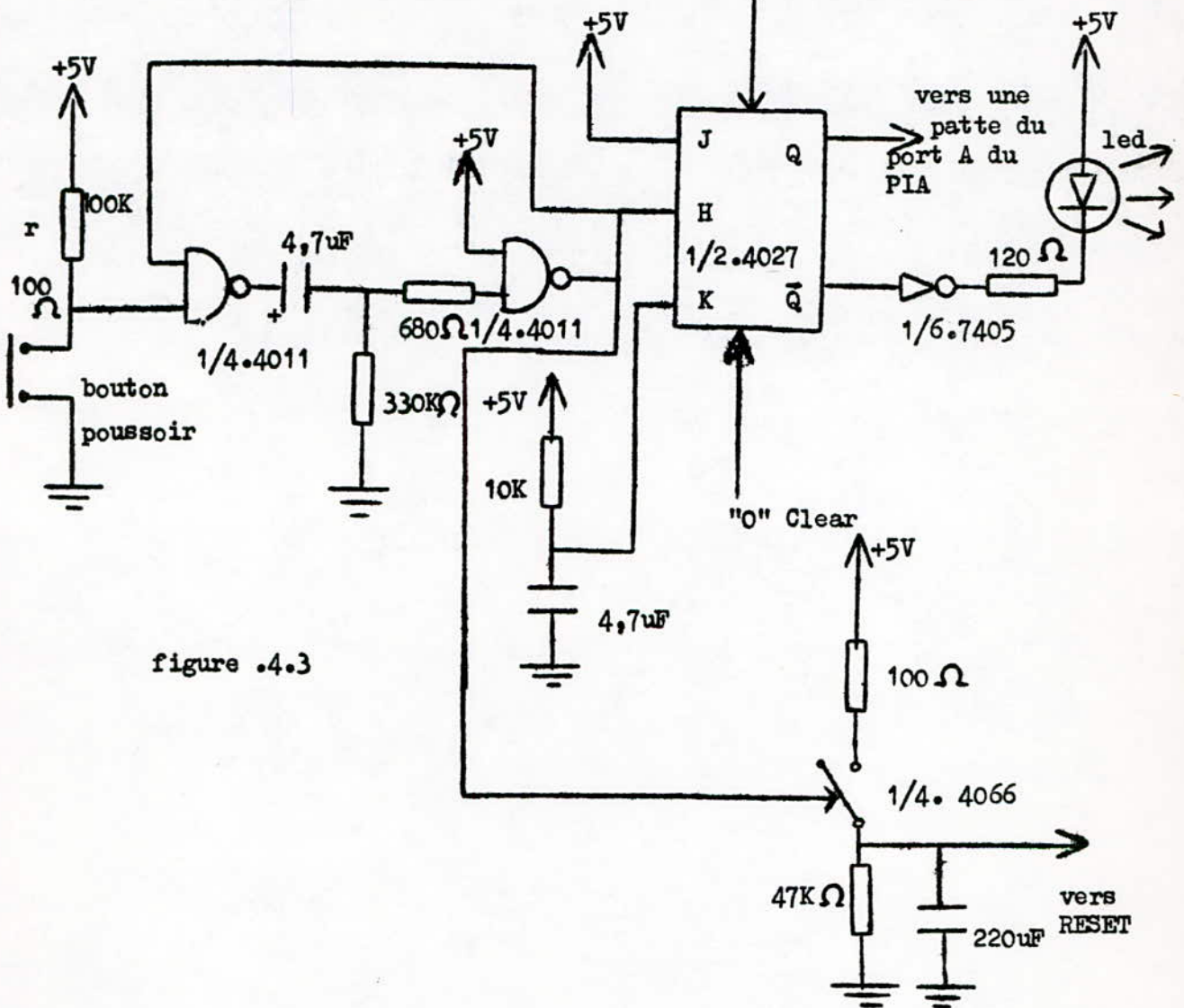


figure .4.3

Il y'aura 8 circuits identiques à celui ci , sauf que les commutateurs analogiques seront mis en serie .

REMARQUE :

A la mise sous tension , toutes les bascules ont pour sortie Q = "1" .
Ainsi , le MPU générera automatiquement des signaux de fréquence 50 HZ ,
afin d'éviter tout accident .

Cette disposition a été choisie par programme (voir organigramme de la page 40)

5. DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT DE PROTECTION

5.1. INTRODUCTION :

Dans l'étude qui va suivre ,on s'intéressera aux protections envisagées pour notre onduleur et pour le moteur qui lui est associé .

Pour le moteur , (qui peut être celui d'une pompe) prévues sont les protections suivantes :

- Contre l'absence d'eau
- Contre les surtensions
- Contre l'échauffement du moteur

Pour les batteries ,qui sont destinées à alimenter l'onduleur , on a prévu :

- Une protection contre les décharges variables avec la température .

Enfin , pour la protection de l'onduleur lui - même des fusibles rapides sont prévus .

5.2. ETUDE DES CIRCUITS COMMUNS :

Dans toute l'étude qui va suivre ,on utilisera les circuits suivants :

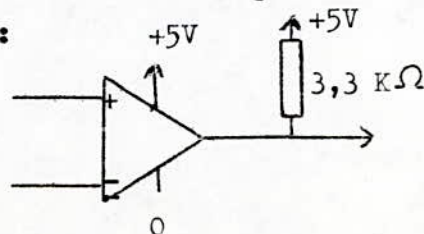
- Comparateur monotension type LM 339
- Circuit d'allumage de la led

On donnera leur schémas ici afin qu'ils ne soient pas repetés .

5.2.1,Comparateur type LM 339 .

C'est un quadruple comparateur (voir caracteristiques en annexe) , de type monotension , alimenté sous +5V ; sa sortie est compatible TTL .

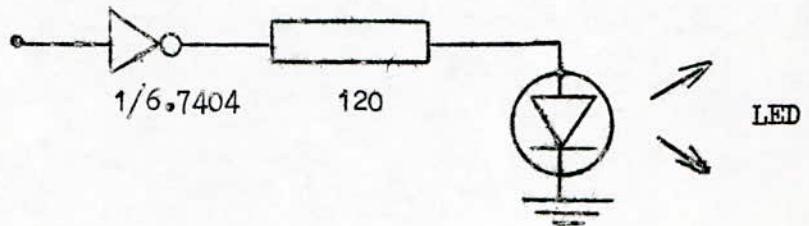
Le circuit utilisé est le suivant :



La résistance de $3,3 \text{ K}\Omega$ entre sortie et l'alimentation est préconisée par le constructeur (NATIONAL - SEMICONDUCTEUR) .

5.2.2. Circuit d'allumage de la led :

Dans le circuit suivant , la led devra s'allumer pour une tension V_s nulle .



Le circuit intégré 7404 contient 6 inverseurs

Si $2,3\text{V}$ est la tension aux bornes de la diode led pendant l'allumage , et si le courant la traversant est de 20 mA , alors :

$$R = \frac{5 - 2,3}{20 \text{ mA}} = 120 \Omega$$

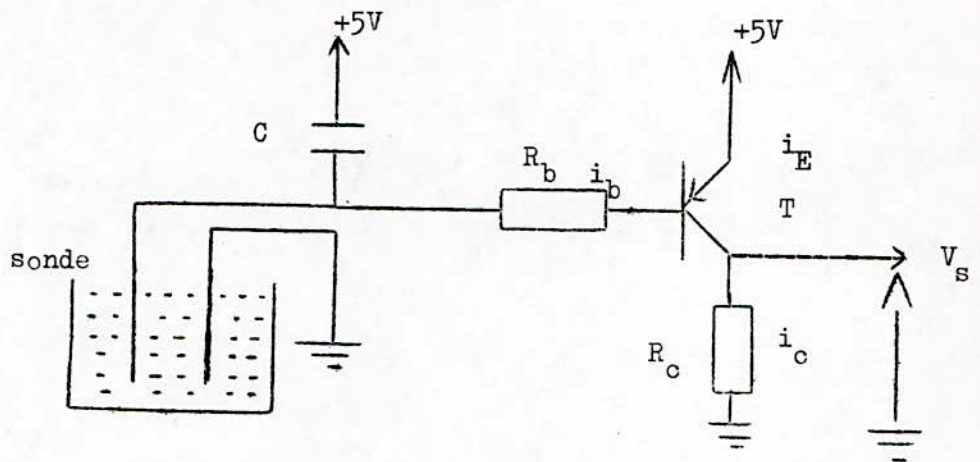
5.3. DETECTEUR D'ABSENCE D'EAU :

5.3.1. Nécessité :

Notre onduleur étant destiné à l'alimentation d'une pompe , l'absence d'eau entrainera l'aspiration d'air par la pompe d'où sa destruction par échauffement.

5.3.2. Principe :

Le principe est le suivant , deux conducteurs constituant notre sonde mis dans l'eau présentent une résistance d'environ $20 \text{ K}\Omega$, hors de l'eau , leurs résistance est infinie , cette propriété nous servira à saturer ou à bloquer un transistor PNP suivant le schémas ci-dessous :



Donc :

- s'il y a de l'eau , la resistance de la sonde R_s est d'environ 20 K , le transistor T se sature et $V_s = V_{cc} = 5V$
- s'il n'y a pas d'eau , alors $R_s = \infty$, le transistor T se bloque et $i_b = i_E = 0$ d'ou $V_s = 0$

En pratique , pour ameliorer la sensibilité du systeme , le transistor T est remplacé par un darlington qui presente un grand gain en courant statique, ainsi la moindre absence d'eau entrainera l'arrêt de l'onduleur .

5.3.3. Calcul des éléments :

Si $R_s = 20 \text{ K}\Omega$

On choisit $i_c = 15 \text{ mA}$

Si $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 = 100 \Rightarrow i_b = \frac{i_c}{\beta} = 150 \text{ uA}$ et ,

$$R_c = \frac{5 - V_{cEsat}}{i_c} = 330$$

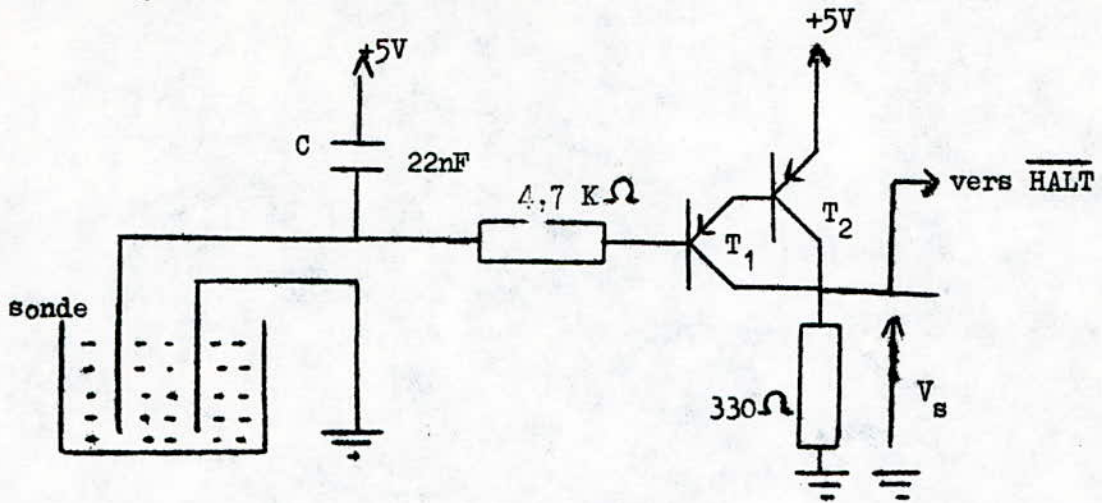
En considérant la saturation du darlington on obtient :

$$5V = V_{BE1} + V_{BE2} + (R_b + R_s) i_b$$

$$\text{soit } R_b + R_s = \frac{5 - V_{BE1} - V_{BE2}}{i_b}$$

$$\text{soit } R_b = 4,7 \text{ K}\Omega$$

Le schémas général est le suivant :



La tension du collecteur V_S des deux transistors est reliée à l'entrée $\overline{\text{HALT}}$ du MPU .

En cas d'absence d'eau , $V_S = 0$ donc $\overline{\text{HALT}}$ est activée , le MPU s'arrête et la diode led s'allume .

T₁ : 2N 2905

T₂ : 2N 2905

5.4. DETECTEUR DE SURTENSION :

5.4.1. Nécessité :

Un moteur triphasé admet une tension d'alimentation fixée par le constructeur , toute surtension provoquera la destruction du moteur :

5.4.2. Principe :

On prélève une tension alternative aux bornes du moteur (1 seule phase suffit), cette tension est redressée puis filtrée et ensuite appliquée à un pont diviseur de tension à résistance comme le montre le schéma suivant :

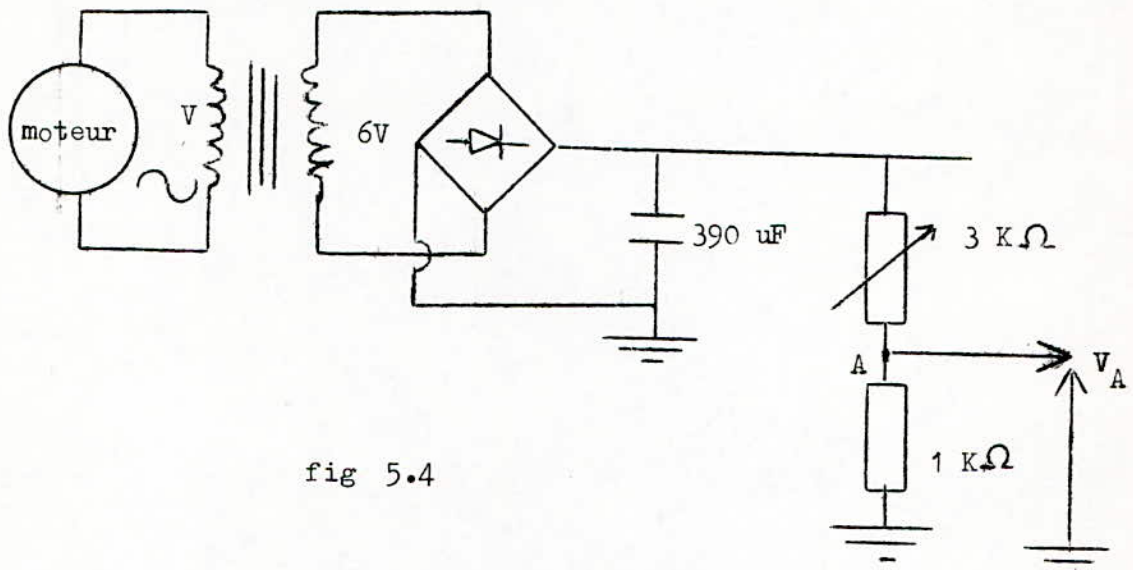


fig 5.4

Le potentiel du point A est appliqué ensuite à l'entrée inverseuse du comparateur LM 339 déjà décrit .

A l'entrée non inverseuse , on appliquera une tension dite de référence obtenue par un diviseur de tension à résistance (voir la figure 5.5)

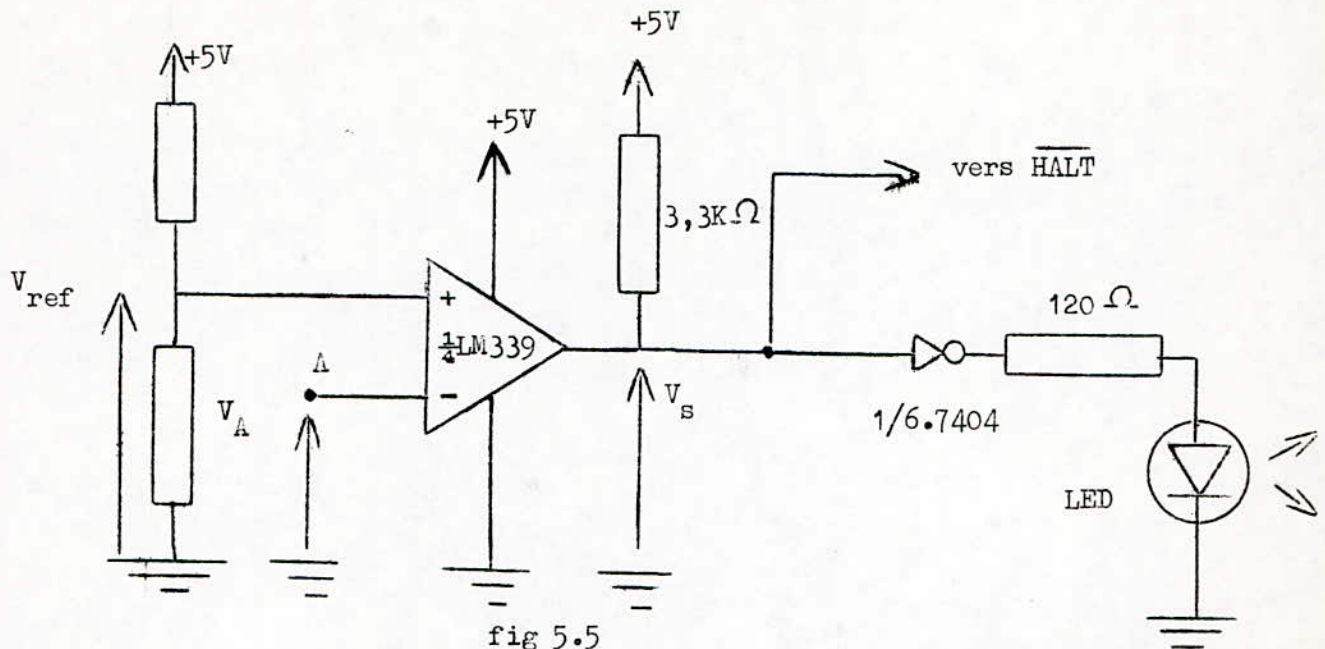


fig 5.5

Ainsi , la tension aux bornes du moteur augmente $\Rightarrow V_A$ augmente et V_A devient supérieur à V_{ref} , alors :

$$V_s = 0 \text{ et } \overline{\text{HALT}} = "0"$$

Si la tension aux bornes du moteur est nominale (220 V) alors : $V_A < V_{ref}$,

donc $V_s = 5V$ et $\overline{\text{HALT}} = "1"$

Comme on le voit , toute surtension active l'entrée $\overline{\text{HALT}}$ ($\overline{\text{HALT}} = 0$) , le microprocesseur s'arrête et la diode led s'allume .

5.5. PROTECTION THERMIQUE DU MOTEUR :

5.5.1. Nécessité :

La protection thermique du moteur contre un échauffement excessif est primordiale sous peine de détruire le moteur .

5.5.2. Principe :

Le principe d'un tel dispositif est le suivant :

On insère dans le moteur un élément sensible à la chaleur , qui est dans notre cas une diode de type 1N 4148 .

Ainsi , les variations de température se traduiront par des variations de

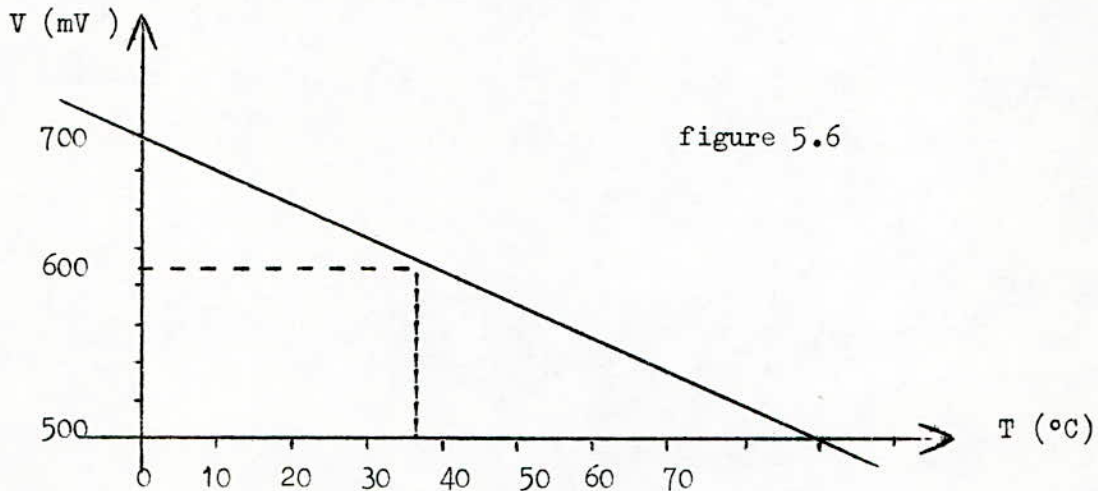
tensions et on peut ainsi arrêter le moteur lorsque la température atteint une limite donnée .

Cette température limite a été choisie égale à 80°C

5.5.3. Caractérisation du capteur :

Le capteur utilisé est une diode de commutation type 1N4148 , son coefficient de température est de $-2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$.

Sa courbe tension - température est :



Comme on le voit , si la température T augmente , la tension à ces bornes diminue et inversement .

Notons que pour exploiter ces caractéristiques la diode devra être alimentée par un courant constant de 2 mA .

5.5.4. Etude générale :

La diode devait être parcourue par un courant de 2 mA , le principe d'un tel générateur est donné suivant la figure 5.7 .

Il consiste à fixer le potentiel de base d'un transistor PNP monté en base commune .

Si V est fixé alors V_{RE} est fixé $\implies I_E$ est fixé $\implies I_C$ est fixé .
Pour fixer le potentiel V , on le fera par pont diviseur R_1 et R_2 , en supposant que le courant i_b est négligeable devant le courant I .

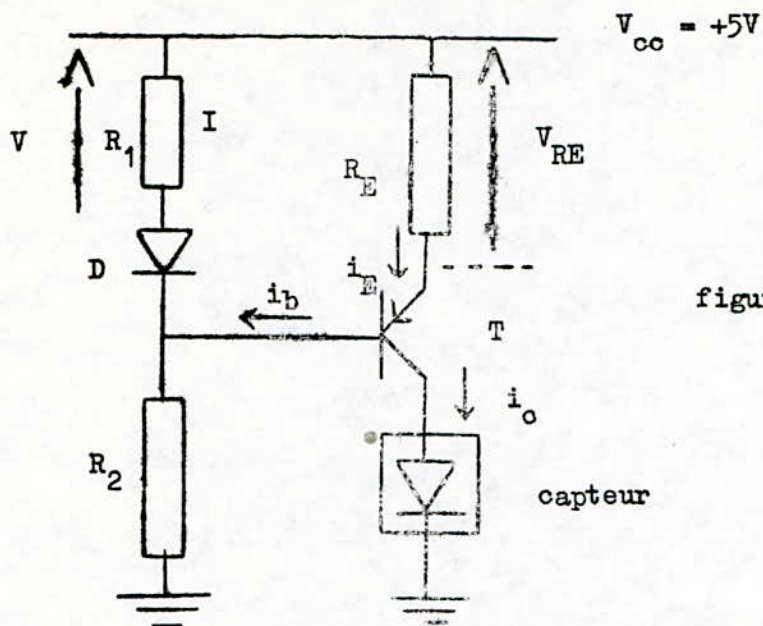


figure 5.7

Si on fixe $V_{CE} = 2,5V$ et $I_c = 2mA$

alors :

$$R_E = \frac{V_{cc} - V_{CE} - 0,6}{i_c} = 1K$$

et $V = V_{RE} + V_{BE}$ d'où $R_1 = \frac{V - 0,6}{I}$

si on choisit $I = 2 mA$ alors $R_1 = 1 K$

L'approximation $I \gg i_b$ est justifiée puisque : $i_b = \frac{i_c}{\beta}$

et $i_c = I$ avec $\beta = 100$ d'où $R_2 = \frac{V_{cc} - V}{I} = 1250 \Omega$

R_2 sera alors une résistance de $1 K\Omega$ en serie avec un ajustable de 300Ω pour bien ajuster le courant i_c à $2 mA$.

La diode D sert à compenser les derives de la jonction base - émetteur de T on utilisera de préférence la jonction base -émetteur d'un transistor de même type que T.

Le schémas final est donné à la figure 5.8 :

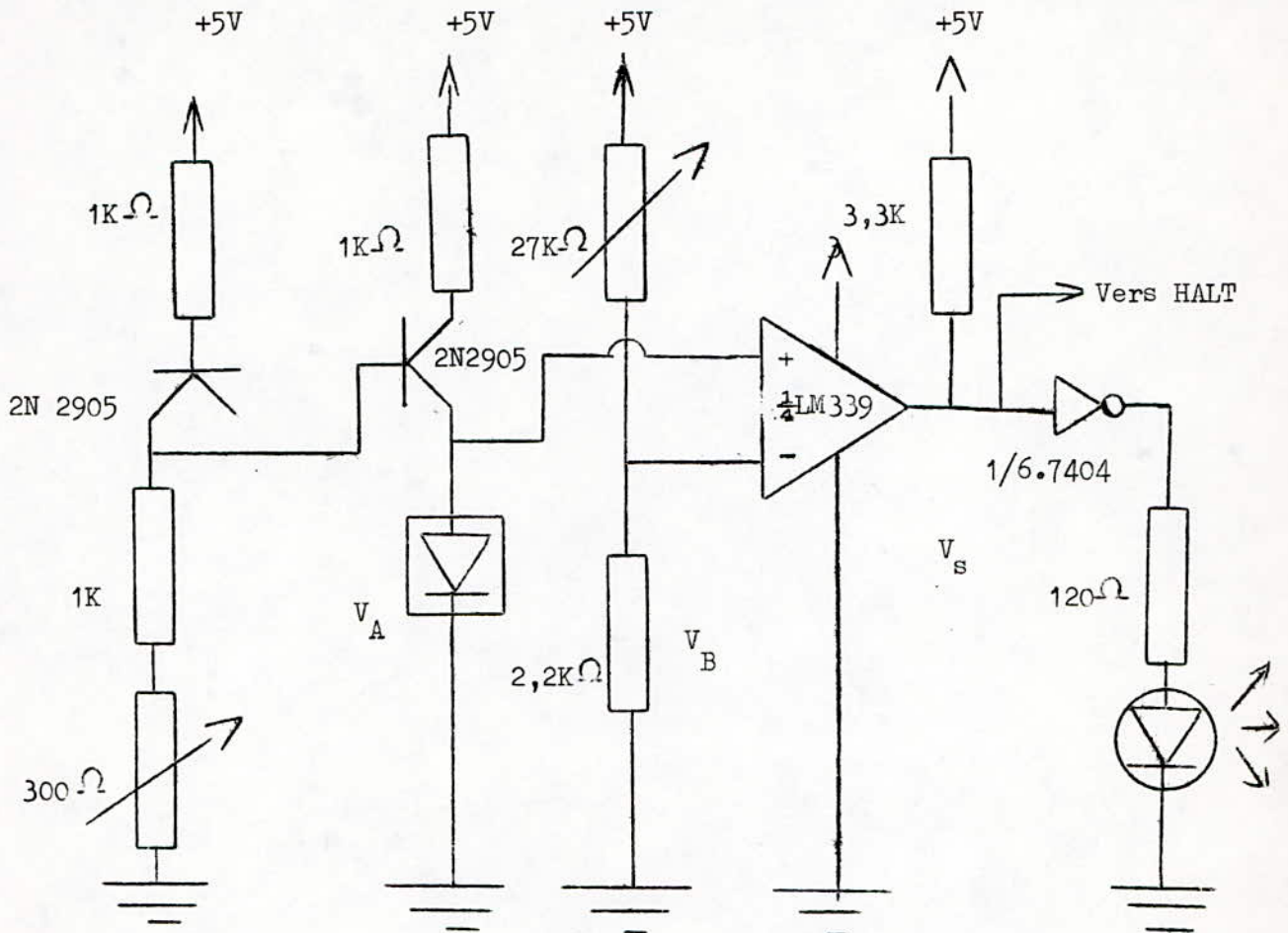


figure : 5.8 : circuit final de la protection thermique du moteur .

La température de déclenchement peut être ajustée par la résistance ajustable de $27\text{ K}\Omega$, puisque à une température donnée correspond une tension donnée .

La tension V_B correspondra donc à la température de déclenchement .

*) Si $T < 80^\circ\text{C}$, alors $V_A > V_B \Rightarrow V_S = +V_{CC} = +5\text{V}$
la led est éteinte et l'onduleur fonctionne .

*) Si $T \geq 80^\circ\text{C}$ alors $V_A < V_B$, le comparateur change d'état et $V_S = 0$ donc la led s'allumera .

Comme V_S va s'appliquer au microprocesseur (6802) par la borne HALT , celle-ci va donc s'activer .

En resumé , si T dépasse 80°C , le microprocesseur s'arrête et la led signale cette anomalie .

5.6. DISPOSITIF ANTIDÉCHARGE DES BATTERIES :

5.6.1. Nécessité :

Une batterie au plomb contient 6 éléments dont la tension est 2,3 V chacun à 25°C, la tension aux bornes de chaque élément doit être comprise entre 1,9V et 2,4V où :

1,9V : seuil à ne pas dépasser lors de la décharge .

2,4V : seuil à ne pas dépasser lors de la charge .

Chaque élément possède un coefficient de température de $-5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Toute décharge de la batterie entraînant une tension inférieure au seuil fixé pourra diminuer de sa capacité de charge et son vieillissement prématuré .

5.6.2. Principe :

Par un calcul simple, les seuils de décharge suivant la température sont :

à 25°C	-----	$V_{\text{seuil}} = 11,5 \text{ V}$
50°C	-----	$V_{\text{seuil}} = 10,65 \text{ V}$
0 °C	-----	$V_{\text{seuil}} = 12,15 \text{ V}$

Donc, le principe est le suivant, placer sur la batterie un élément sensible à la chaleur, soit la même diode (1N4148) déjà vue dans le circuit de protection thermique avec son générateur de courant, .

La tension à ces bornes varie en fonction de la température et elle est appliquée à l'entrée inverseuse d'un LM 339 .

A l'entrée non inverseuse du LM 339, on applique une tension de référence prélevée directement de la batterie par un pont diviseur comme indique la figure 5.9.

On règle le potentiomètre de $47 \text{ K}\Omega$ pour avoir $V_s = 5 \text{ V}$ à $T = 25^\circ\text{C}$ et pour $V_{\text{batterie}} = 11,5 \text{ V}$.

Si T augmente $\Rightarrow V_{\text{capteur}}$ diminue donc $V_s = +5 \text{ V}$.

Pour avoir alors $V_s = 0$, il faudrait que V_{batterie} diminue et ceci est vrai puisque le seuil de décharge diminue si T augmente .

Si T diminue $\Rightarrow V_{\text{capteur}}$ augmente $\Rightarrow V_s = 0$, il faudrait alors

que V_{batterie} augmente pour avoir $V_s = 5V$; et ceci est vérifié puisque le seuil de décharge de batterie augmente si la température diminue .
 Donc ce circuit évite toute décharge de la batterie et ceci en fonction de la température .

V_s est reliée à la borne HALT du MPU qui s'arrêtera si $V_s = 0$, la diode led s'allumera dans ce cas .

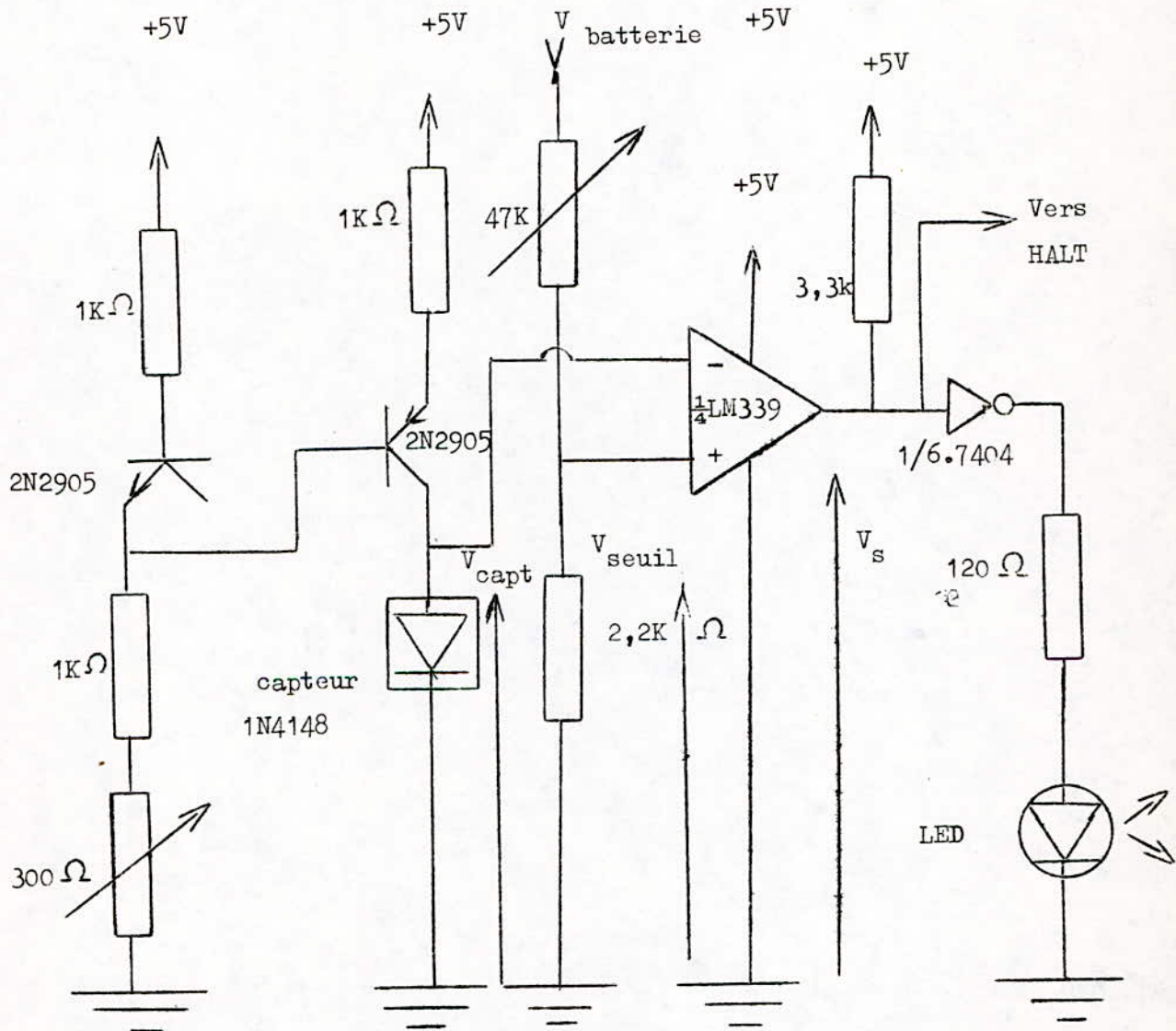


figure 5.9 : circuit final du dispositif antidécharge des batterie .

5.7. CONNEXION DES CIRCUITS DE PROTECTION AVEC LE MPU :

Les sorties des 4 circuits de protection seront appliquées à l'entrée HALT du MPU par l'intermédiaire d'une porte NAND à 8 entrées et d'un inverseur comme indique la figure 5.10.

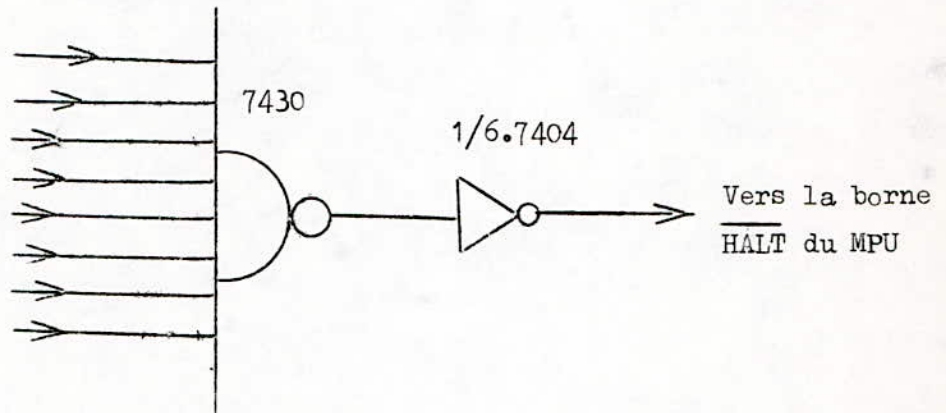


figure 5.10.

Les 4 entrées non utilisés de la porte NAND seront mis à "1", on pourra envisager leur utilisation pour des nouvelles protections .
L'inverseur 7404 est utilisé pour que l'entrée HALT du MPU soit activée pour une tension nulle sur l'une des entrées de la porte NAND .

5.8. PROTECTION DE L'ONDULEUR :

Pour la protection de l'onduleur , une serie de fusibles rapides a été prevue et repartie comme suit :

- un fusible pour l'alimentation de 12 V qui donne du 5V à partir d'un regulateur .
- un fusible pour l'alimentation haute tension alimentant les circuits de puissance .
- 3 fusibles , un sur chaque phase sur sa sortie avec la charge .

La valeur de ces fusibles sont donnés dans le chapitre puissance .

Remarque : dans des circuits de puissance à transistors , les fusibles les plus rapides sont le plus souvent incapable de proteger les transistors . Il faudrait pour celà tout un dispositif electronique de protection pour limiter les differents courants .

6. CIRCUITS DE PUISSANCE

6.1. TRANSISTORS DE PUISSANCE :

6.1.1. Caractéristiques limites d'un transistor bipolaire :

En électronique de puissance , on ne considère que le fonctionnement du transistor en régime de commutation , c'est à dire soit bloqué , soit conducteur. Tant que la température maximale de la jonction est respectée , trois limites interviennent : Le courant , la tension et éventuellement le second claquage .

6.1.1.1. Limites en courant :

Engénéral , les constructeurs donnent la valeur I_C du courant permanent que peut supporter le transistor , ainsi que le courant crête I_{CM} pendant un regime transistoire (par exemple 10 ms).

Ils donnent également la valeur $V_{CE(sat)}$ maximale dans des conditions données de courant I_B et I_C .

Par exemple , le BUX 80 a un I_C de 10 A , I_{CM} de 15A pendant 10ms , un $V_{CE(sat)}$ maximal de 1,5 V pour $I_C = 6$ A et $I_B = 1,2$ A .

A partir d'un certain niveau de courant de collecteur , il n'est plus possible, même en augmentant le courant de base , de maintenir le transistor saturé . La chute de tension collecteur - emetteur devient trop élevée , entraînant un échauffement du composant pouvant entraîner sa destruction .

REMARQUE :

Pour le BU 426A , $I_C = 6A$, $I_{CM} = 8A$ pendant 10 ms , un $V_{CESAT} = 1,5$ V pour $I_C = 2,5A$ et $I_B = 0,5A$.

Comme on le verra plus tard , le BU 426A et le BUX 80 sont en DARLINGTON , on ne dépassera pas le courant collecteur limite du BU 426A .

6.1.1.2. Limites en tension :

On distingue deux limites en tension :

- l'une avec la jonction base-émetteur ouverte , que l'on désigne par $V_{CE(sus)}$.

- L'autre obtenue avec la jonction base-émetteur bloquée, c'est à dire une tension $V_{BE} < 0$ et que l'on désigne par V_{CEX} .

La seconde limite est supérieure à la première.

Exemple ; Pour le BUX 80, $V_{CEO} = 400V$ et $V_{CEX} = 800 V$

Pour le BU 426 A, $V_{CEO} = 400V$ et $V_{CEX} = 900V$

On voit que l'écart est plus important.

6.1.1.3. Limites en second claquage :

Le second claquage, avec polarisation directe de la base, se produit à partir d'un niveau de puissance réduit lorsque le transistor est simultanément traversé par un courant et soumis à une tension ; qui entraîne un emballement thermique qui l'accroît.

Lorsque le transistor est soit bloqué, soit saturé, tension et courant ne sont pas appliqués simultanément ; donc il ne peut y avoir de phénomène de second claquage.

Par contre, lors du passage d'un état à un autre (commutation), on peut avoir transitoirement tension et courant et des précautions sont à prendre pour éviter le second claquage, et plus particulièrement à l'ouverture.

Conclusion :

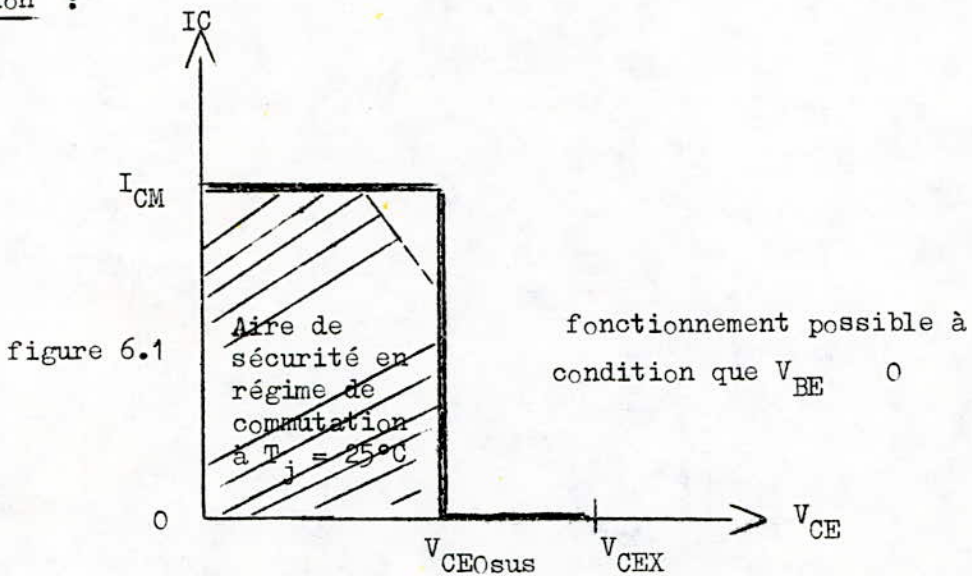


Fig:6.1.Aire de sécurité du transistor .

Le diagramme de tension - courant d'emploi du transistor est couramment défini par l'aire de sécurité (fig 6.1) fixant le domaine limite d'emploi du transistor.

Les frontières de l'aire de sécurité sont :

- le courant collecteur maximale I_{CM} ,
- la tension collecteur-émetteur maximale $V_{CE(sus)}$,
- la puissance maximale dissipée ,
- le phénomène de second claquage .

6.2. Calcul des pertes d'un transistor en commutation :

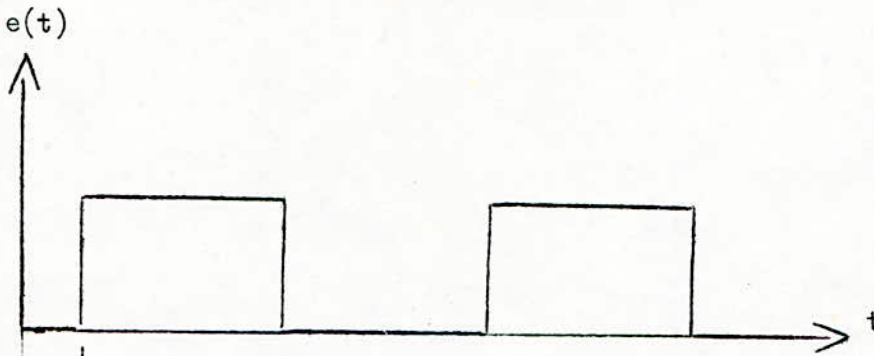


fig .6.2. a

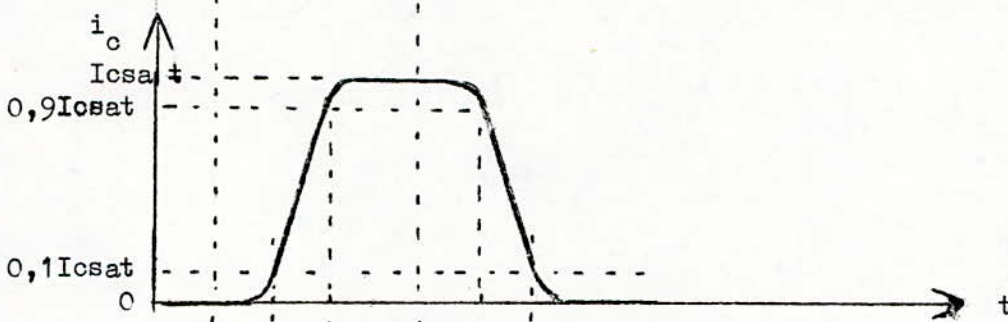


fig.6.2.b

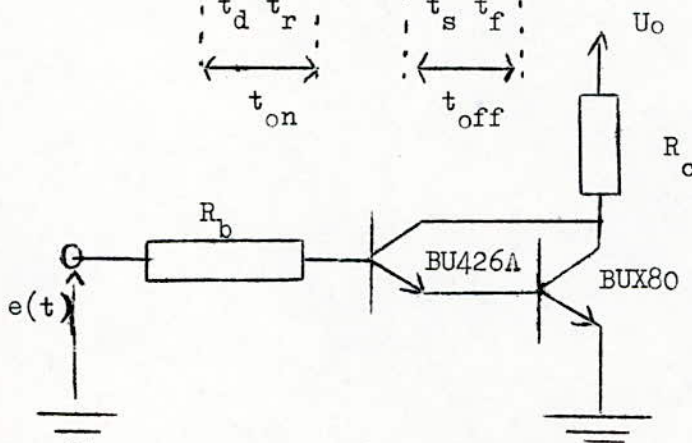


fig .6.2.c

Pour apprécier le rendement d'un transistor utilisé en commutation, il est indispensable d'évaluer les pertes d'énergie au niveau du transistor.

Ces pertes sont de trois origines différentes :

- * LES PERTES DITES ((DE COMMUTATION)) : ce sont celles qui se produisent pendant les temps t_{on} de fermeture et t_{off} d'ouverture du transistor ;
- * LES PERTES à L'ETAT SATURE' : proportionnelles à la tension résiduelle V_{cEsat} et au courant de saturation I_{Csat} , elles ont lieu pendant toute la durée de l'état saturé ;
- * LES PERTES à L'ETAT BLOQUE' : elles correspondent à l'énergie dissipée dans le transistor pendant l'état bloqué et sont proportionnelles à la tension d'alimentation U_0 et au courant résiduel de collecteur en régime de blocage .

Pour évaluer l'importance de ces pertes, supposons une tension de commande $e(t)$ analogue à celle de la figure 6.2, de période T , la durée de l'impulsion saturante étant égale à t_0 .

6.2.1. Pertes à l'état saturé :

L'énergie perdue dans le collecteur en régime de saturation est :

$$W_s = v_{cE} \cdot i_c \cdot t_0,$$

soit $W_s = V_{cEsat} \cdot I_{Csat} \cdot t_0$

avec V_{cEsat} = tension collecteur-émetteur en régime de saturation,

I_{Csat} = courant collecteur à l'état saturé .

Il en résulte l'expression de la puissance dissipée dans le circuit collecteur en régime de saturation :

$$P_s = \frac{W_s}{T} = V_{cEsat} \cdot I_{Csat} \cdot t_0 \cdot f$$

6.2.2. Pertes à l'état bloqué :

En régime de blocage, l'énergie dissipée dans le transistor est :

$$W_b = v_{cE} \cdot i_c \cdot (T - t_0),$$

soit $W_b = U_0 \cdot I_{cE0} \cdot (T - t_0),$

avec U_0 = tension d'alimentation,

I_{cE0} = courant résiduel de collecteur à base ouverte .

Il en résulte l'expression de la puissance dissipée dans le transistor à l'état bloqué :

$$P_b = \frac{W_b}{T} = U_{\sigma} \cdot I_{CE0} \cdot (T - t_0) \cdot f$$

6.2.3. Pertes de ((commutation)) :

Pour effectuer ce calcul, nous admettrons que le courant de collecteur i_c varie linéairement pendant de montée t_r et le temps de descente t_f (fig.6.2.b) Donc l'énergie dissipée pendant l'ouverture :

$$W_f = \int_0^{t_f} U_0 \cdot i_c \cdot dt = \frac{U_0 \cdot I_{csat} \cdot t_f}{2}$$

et de même manière, l'énergie perdue pendant la durée t_r de commutation de l'état bloqué à l'état saturé :

$$W_r = \frac{U_0 \cdot I_{csat} \cdot t_r}{2}$$

Il en résulte l'expression de la puissance dissipée durant les commutations :

$$P_c = \frac{W_c}{T} = \frac{U_0 \cdot I_{csat} \cdot (t_r + t_f) \cdot f}{2}$$

Les calculs précédents permettent d'évaluer l'ensemble des pertes en régime de commutation :

$$P_T = P_s + P_b + P_c$$

$$P_T = f \cdot \left[V_{CEsat} \cdot t_0 + U_0 \cdot I_{CE0} \cdot (T - t_0) + \frac{U_0 \cdot I_{Csat}}{2} \cdot (t_r + t_f) \right]$$

EXEMPLE :

Soit un transistor de commutation (ex: BUX 80) pour lequel on fournit les données suivantes :

$$\begin{aligned} I_{CE0} &= 1\mu A & t_{on} &= 20 \mu A, & t_{off} &= 30 \mu A \text{ (valeur expérimentale)} \\ V_{CEsat} &= 1,5V & ; U_0 &= 200 V, & I_c &= 1A. \end{aligned}$$

Ce transistor est inséré dans un montage tel que celui de la figure.(6.2.c)
La tension de commande $e(t)$ est une tension en impulsion de durée $t_0 = 185\mu s$
et de fréquence $2,7KH$.

$$P_s = V_{CEsat} \cdot I_{Csat} \cdot t_0 \cdot f = 1,5 \cdot 1 \cdot 185 \cdot 10^{-6} \cdot 2,7 \cdot 10^3 = \underline{0,75 W}$$

$$P_b = U_0 \cdot I_{CE0} \cdot (T - t_0) \cdot f = 200 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 185 \cdot 10^{-6} \cdot 2700 = \underline{0,1mW}$$

$$P_c = \frac{U_0 \cdot I_{csat} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f}{2} = \frac{200 \cdot 1 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 2700}{2} = \underline{\underline{13,5W}}$$

On voit que la puissance dissipée par commutation est beaucoup plus importante que les deux autres .

Pour notre cas , les puissances perdues dans le transistor sont grandes ; on a ainsi constaté un échauffement excessif des transistors , provoquant leur destruction .

On a alors utilisé des circuits d'aide à la commutation ou CALC .

6.3. Etude du circuit d'aide à la commutation (CALC) :

6.3.1. Principe : (figure 6.3)

On réduit les pertes par commutation en empêchant l'existence simultanée du courant et de la tension .

Une inductance λ de faible valeur ralentit la montée du courant I_c à l'amorçage pendant l'effondrement de la tension V_{CE} .

L'énergie stockée dans λ est dissipée dans une résistance de faible valeur r_λ au moment du blocage suivant , au prix d'une légère surtension .

Un condensateur γ ralentit la montée de la tension V_{CE} au moment du blocage. L'énergie stockée dans γ est dissipée dans r_γ à l'amorçage suivant au prix d'une légère surintensité .

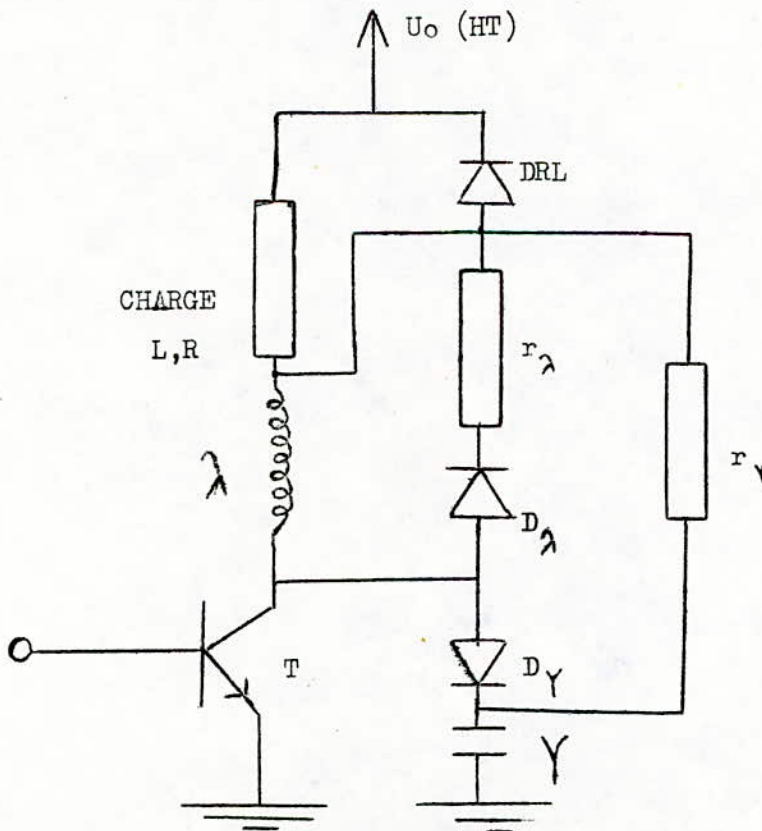


figure 6.3

Le CALC permet de réduire les pertes par commutation, et modifie la forme du cycle $I_c(V_{cE})$ (voir figure 6.4).

Pour un fonctionnement correct, il faut que les périodes de conduction et de blocage soient suffisamment longues pour laisser le temps à de se décharger, à évacuer l'énergie stockée (temps de ((recouvrement)) du CALC).

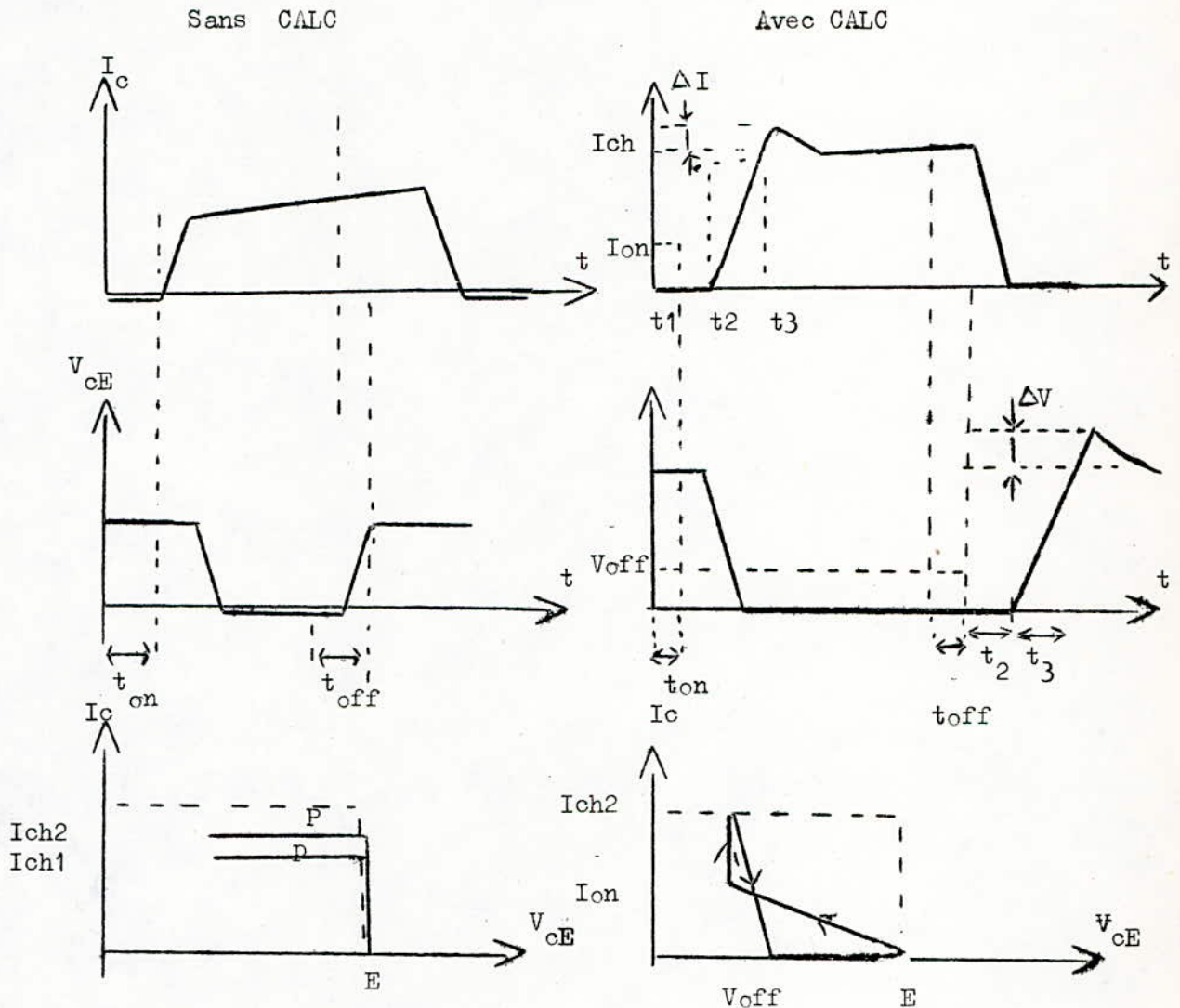


figure 6.4

FORMULE IDEALISEES : (voir bibliographie : Thèse de docteur-ingénieur. de J-P. ARCHES : le transistor de puissance en commutation)

Quand V_{cE} s'annule (amorçage)

$$I_c = I_{on} = \frac{E}{2\lambda} \cdot t_{on}$$

Quand I_c s'annule (blocage)

$$V_{cE} = V_{off} = \frac{I_{ch}}{2Y} \cdot t_{off}$$

-Surintensité à l'amorçage :

$$\Delta I = \frac{E}{r_Y}$$

-Surtension au blocage :

$$\Delta V = r_\lambda \cdot I_{ch}$$

-Energie perdue par commutation et par période :

$$W_{calc} = \frac{t}{12} \left[E \cdot I_{on} \cdot t_{on} + I_{ch} \cdot V_{off} \cdot t_{off} \right]$$

$t_1 = t_{on}$ ou t_{off} (temps de commutation du transistor)

$t_2 =$ temps pour que le courant ou la tension atteigne sa valeur finale ,

$t_3 =$ temps de décharge de ou de de roue libre de (recouvrement)

Amorçage :

$$t_1 = t_{on}$$

$$t_2 = \frac{I_{ch} - I_{on}}{E}$$

$$t_3 = 3Y \cdot r_Y$$

Calcul des éléments du CALC :

1° $I_{ch} = 1A$

$$\lambda = \frac{E}{2I_{ch}} \cdot t_{on} = \frac{200}{2} \cdot 1 \text{ us} = 100 \mu H$$

$$Y = \frac{I_{ch}}{2 \cdot V_{cE}} \cdot t_{off} = \frac{1}{400} \cdot 3 \text{ us} = 15 \text{ nF}$$

$$r_Y = \frac{E}{I} = \frac{200}{5} = 40 \Omega$$

$$r_\lambda = \frac{V}{I_{ch}} = 200 \Omega$$

2° $I_{ch} = 2A$

$$\lambda = 50 \mu H$$

$$Y = 30 \text{ nF}$$

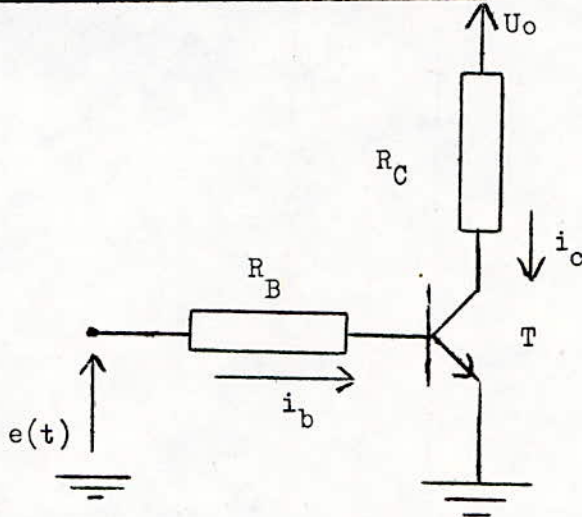
$$r_Y = 50 \Omega$$

$$r_\lambda = 100 \Omega$$

du pont doivent être égaux .

Comme les signaux U_B et \bar{U}_B doivent être de même nature mais complémentaires, on a inversé les signaux du PIA par des inverseurs intégrés , ces signaux attaquent des inverseurs à transistors :

* CALCUL DES ELEMENTS D'UN INVERSEUR :



On choisit i_c tel que $I_{co} \ll I_c < I_{cmax}$

$$i_b = \frac{i_c}{\beta}$$

$$\text{soit } R_B = \frac{e(t) - V_{BE}}{i_b} \quad \text{et } R_C = \frac{U_o}{i_c}$$

Au blocage : $V_{cEmax} \ll U_o$

et si $e(t) = 0$ $V_B = 0$ et $V_C = + U_o$ $V_{CB} = + U_o$

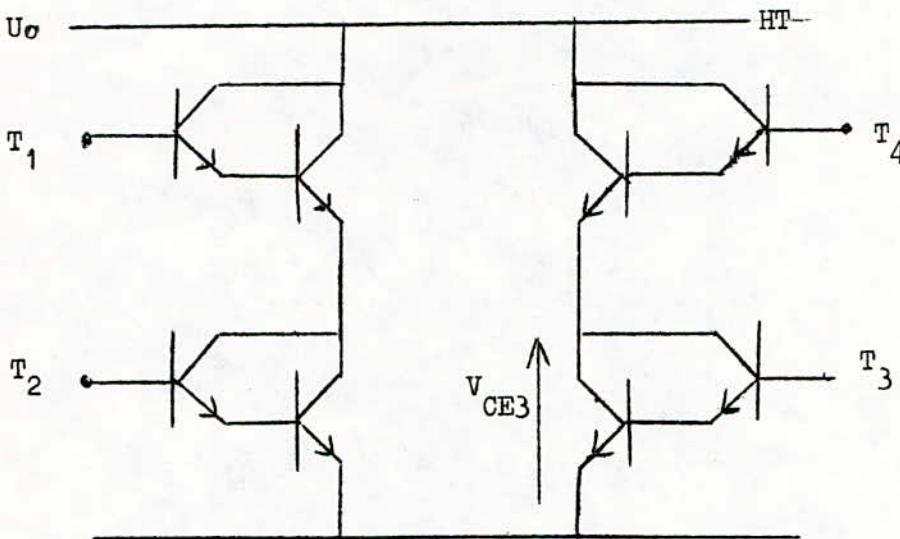
On choisit T tel que $U_{cBmax} \ll U_o$

6.4. CIRCUIT FINAL DE L'ONDULEUR :

6.4.1. Introduction :

D'après les § 2.3.3. et § 6.3. , on va muni les 4 transistors du pont avec des CALC , les transistors seront des darlingtons composé de BU 426 A et BUX 80 .

6.4.2. Calcul des éléments :



D'après le § 2.2.3. :

Si T_3 est bloqué et T_4 est saturé ; alors $V_{CE3} = + U_0 \Rightarrow$ donc V_{BE4} doit être supérieur à V_{CE3} pour que T_4 soit saturé ; d'où la nécessité de circuits d'amplification des signaux de commande pour T_1 et T_4 .

* ETUDE DES CIRCUITS D'AMPLIFICATION :

L'expérience a montré que l'on doit imperativement respecter la symétrie du pont , c'est à dire que les courants de base des 4 différents transistors

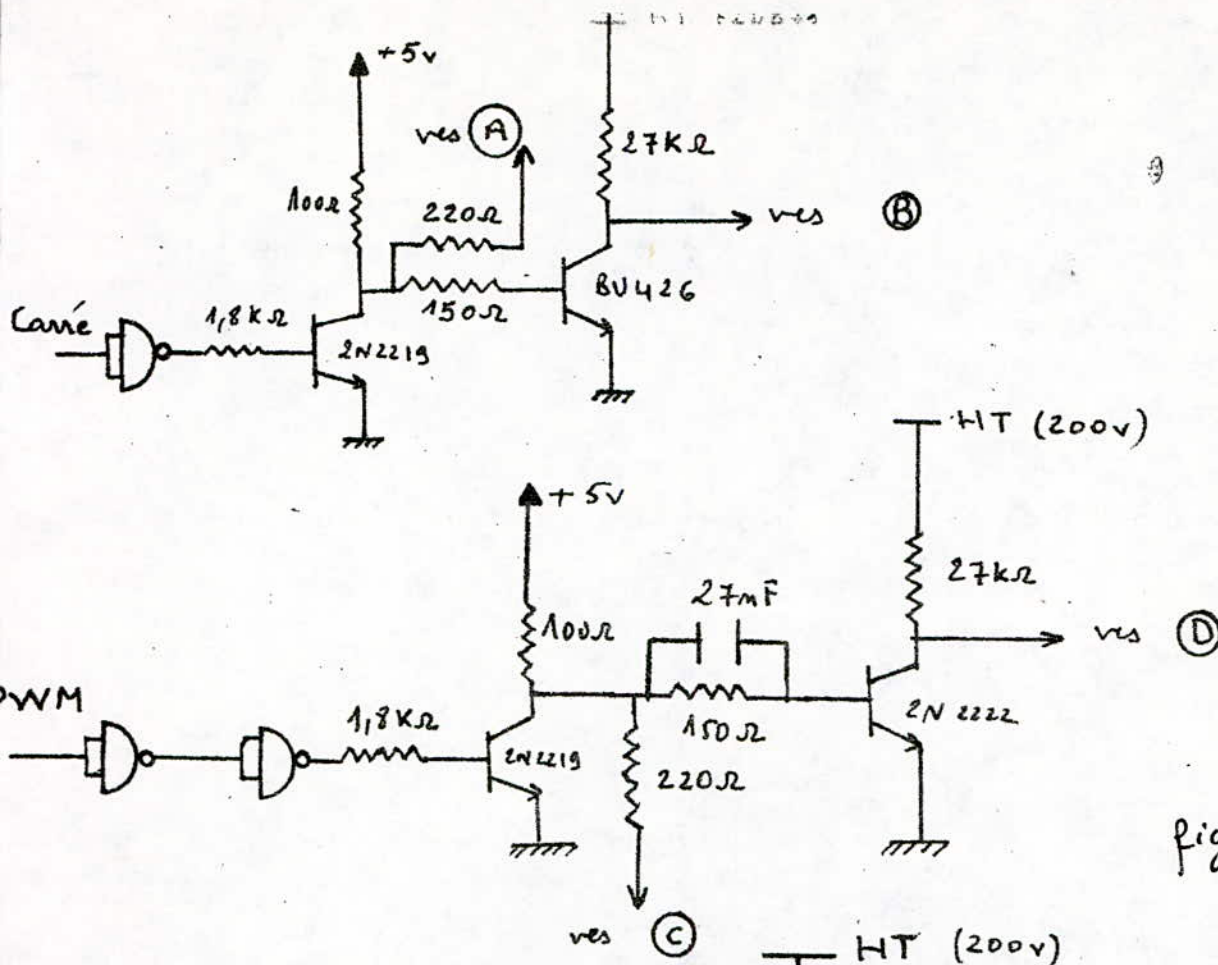
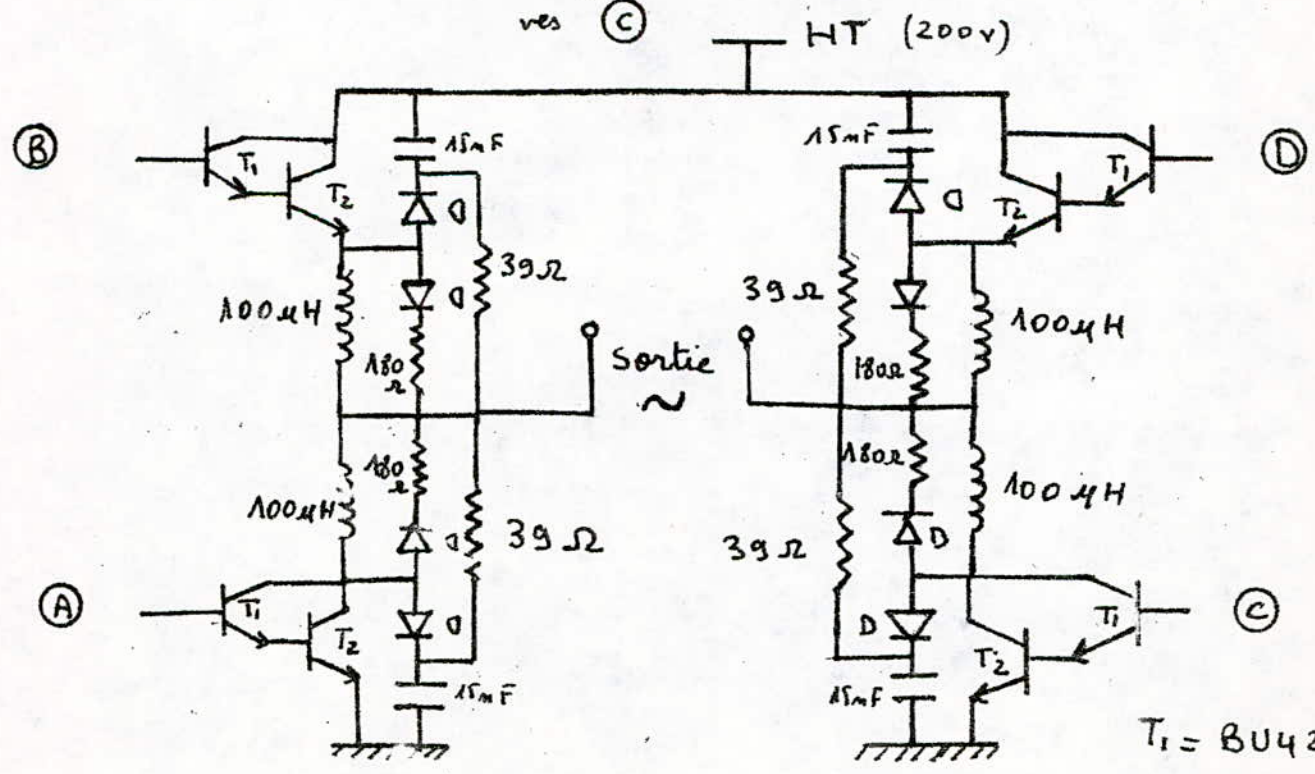
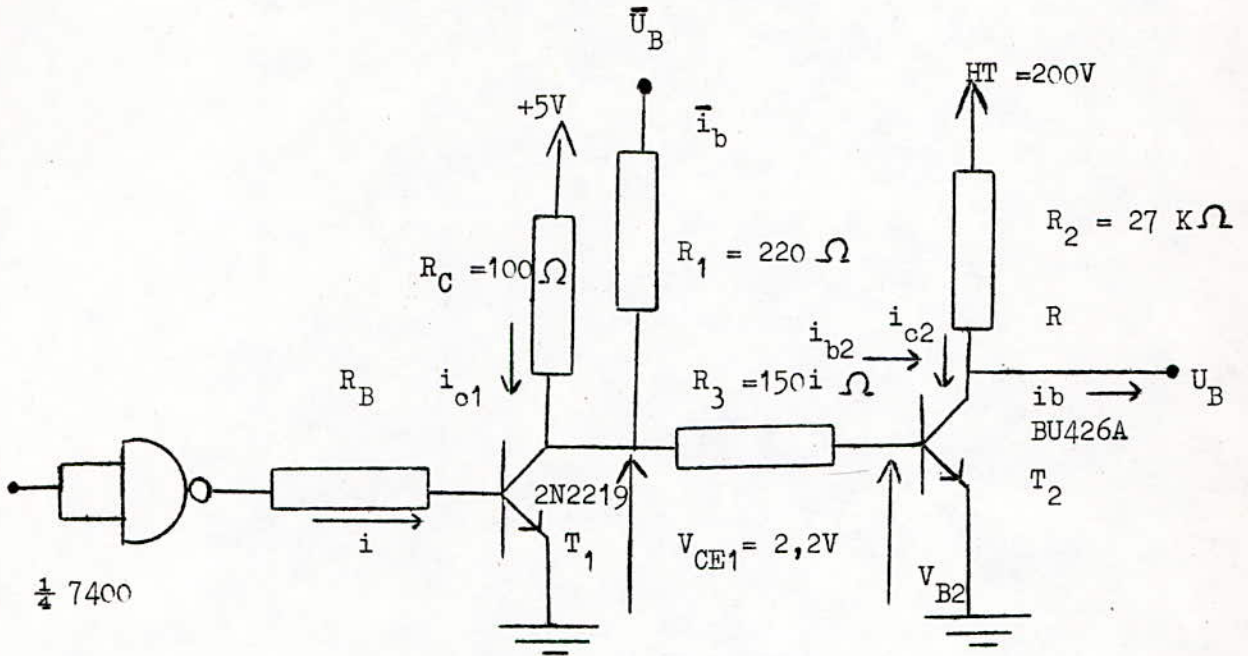


fig 6.6



T₁ = BU426A
 T₂ = BUx80
 D = BY227

D'après les calculs précédent , on a le schéma inverseur suivant :(fig ; 6.5)



fi

figure .6.5

On fixe $\bar{i}_b = i_b = 7 \text{ mA}$

et la HT est : $U_o = 200\text{V}$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{U_o}{i_b} = 27 \text{ K}\Omega$$

La tension V_{CE1} etant de 2,2V environ , alors :

$$R_1 = \frac{2,2 - 0,6}{7\text{mA}} = 220 \Omega$$

Le courant i_{b2} etant égal à $\frac{i_b}{\beta}$ et $\beta = 30$ pour le BU426A alors :

$$R_3 = \frac{(2,2 - 0,6) \cdot 30}{7\text{mA}} = 6 \text{ K}\Omega$$

Experimentalement , cette resistance a été choisie égale à 150Ω , car les circuits de puissance n'ont pas fonctionné avec la valeur théorique .

Et on choisit le courant i à 1mA d'ou :

$$i_c = \beta i = 50 \text{ mA} \Rightarrow R_C = \frac{v_{cc}}{i_c} = \frac{5}{50\text{mA}} = 100 \Omega$$

Après ce calcul on arrive au schéma final de l'étage de puissance , est donné a la figure 6.6.

7. RESULTATS PRATIQUES

7.1. Constatation :

Les tests sur notre onduleur ont été concluants , les différentes parties ont fonctionné sans problème .

Pour la partie puissance , il est clair que l'utilisation de transistors bipolaire plus puissants , ainsi que les QMOS de puissance et des thyristors rapides permettra d'atteindre des puissances plus importantes .

7.2. Résultats obtenus :

Pour une tension d'entrée de 200V continue , la tension de sortie est de 127V eff
Le courant de sortie a atteint 2A .

On a pu aussi avoir jusqu'à 220V efficace en sortie , les pertes dans les transistors ont été plus importantes dans ce cas la .

7.3. Oscillogrammes obtenus :

On a suivi le signal depuis le PIA jusqu'aux circuits de sortie par les oscillogrammes suivants ;

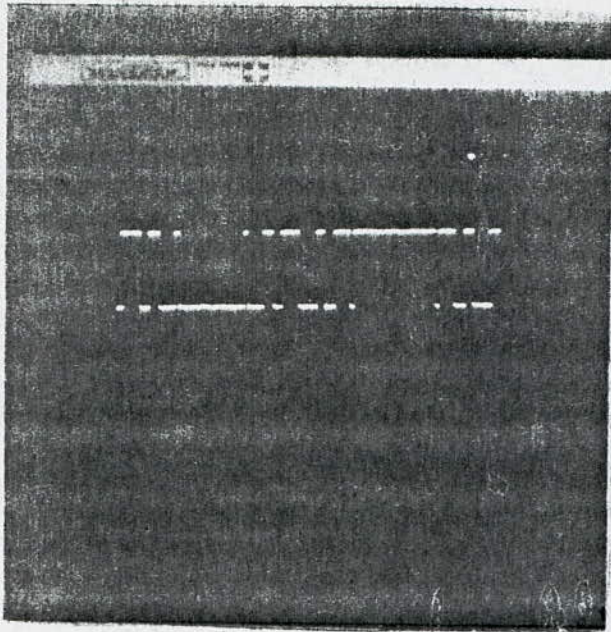


fig1: Signal PWM aux bornes du PIA (PB1)

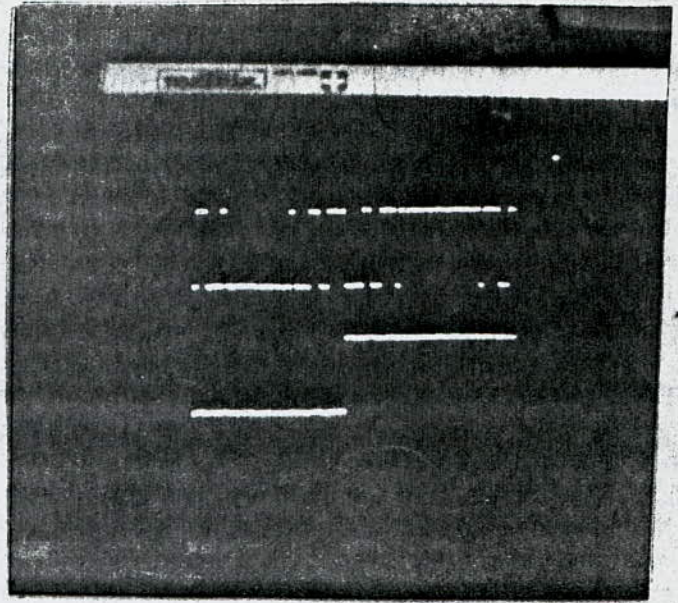


fig 2 : Signaux d'une phase aux bornes du PIA (PBO , PB1)

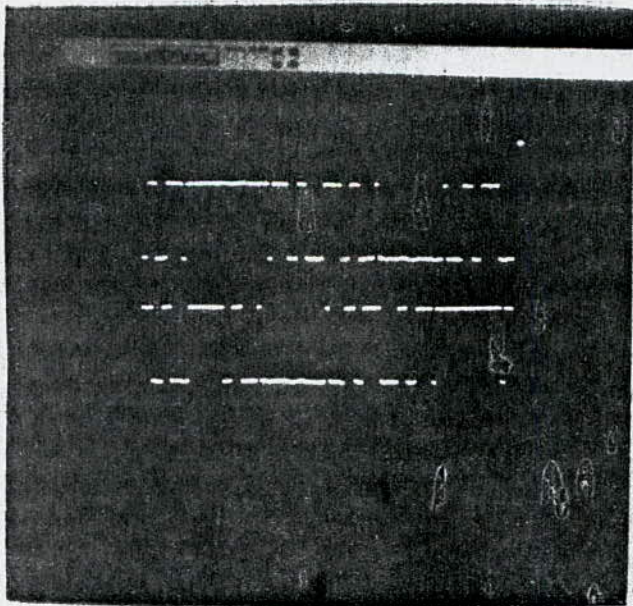


fig 3 : 2 signaux PWM déphasés de 120° (PB1 , PB3)

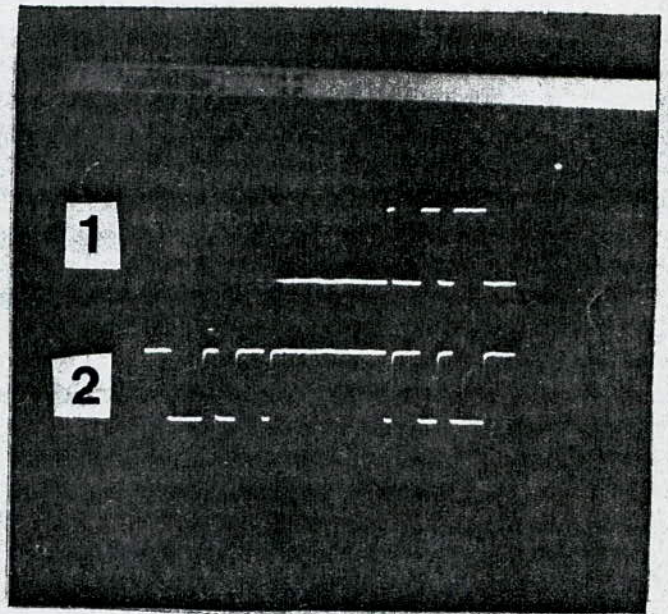


fig 4 : (1) PWM Avant le photocoupleur
(2) PWM après le photocoupleur

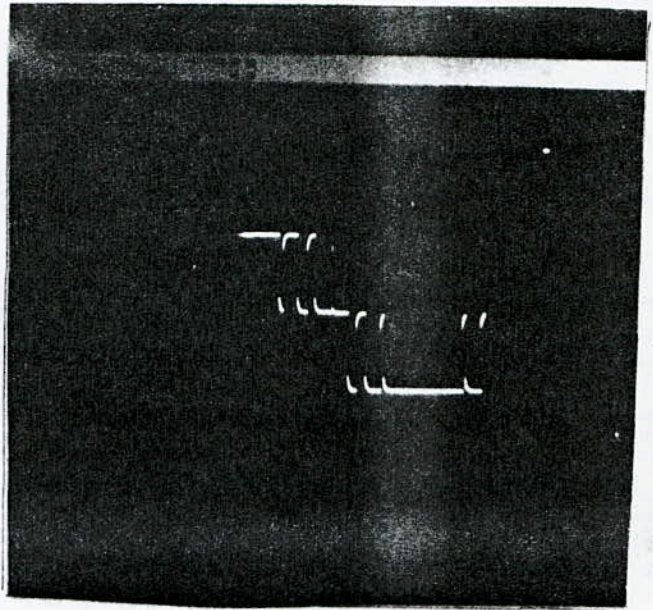
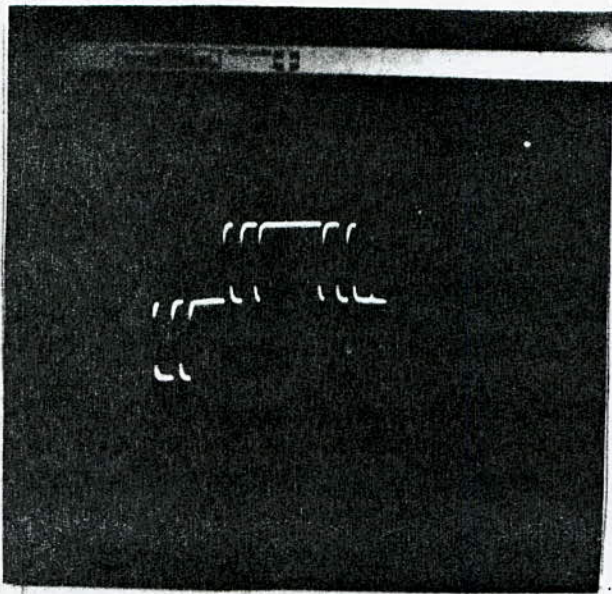


fig 5 :Sortie differentielle (127V eff)
sans charge et sans CALC

fig 6 : Sortie differentielle (127Veff)
sans charge et avec CALC

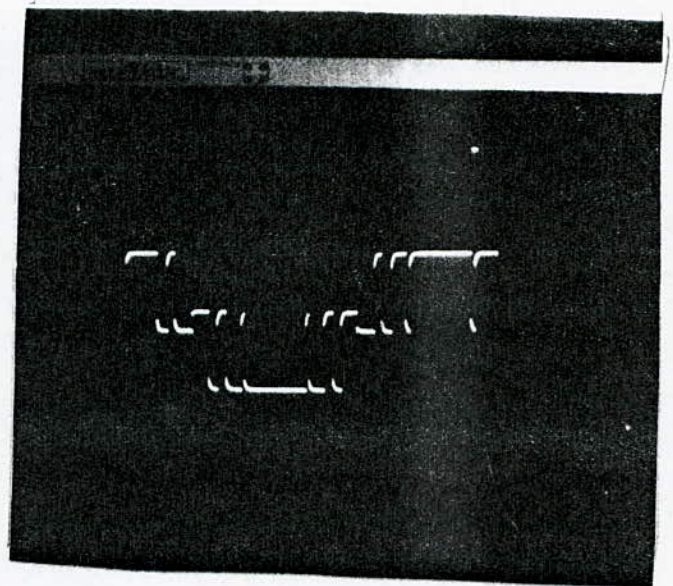
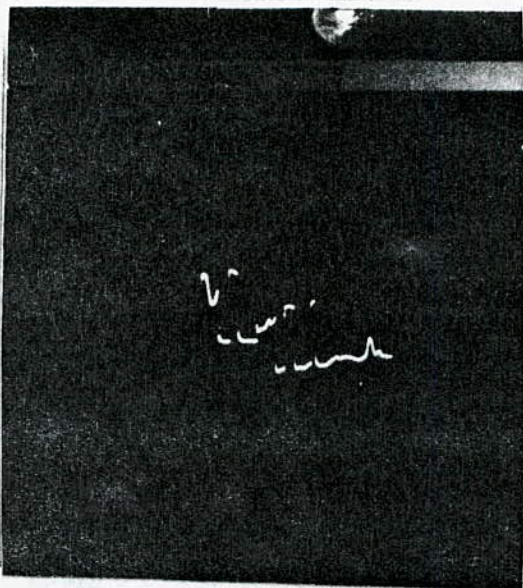


fig 7 : Sortie differentielle (127Veff)
avec charge et sans CALC

fig 8 : Sortie differentielle (127Veff)
avec charge et avec CALC

CONCLUSION :

Ce projet nous a permis d'aborder une grande partie de l'électronique , allant de l'électronique digitale à l'électronique de puissance en passant par l'électronique linéaire .

On espère que notre onduleur fasse l'objet d'une utilisation intensive ; que de prochains projets de fin d'étude compléteront notre onduleur par d'autres appareils permettant d'avoir ainsi une installation solaire complète .

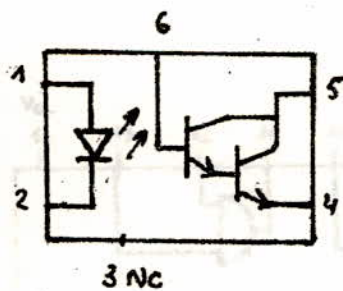
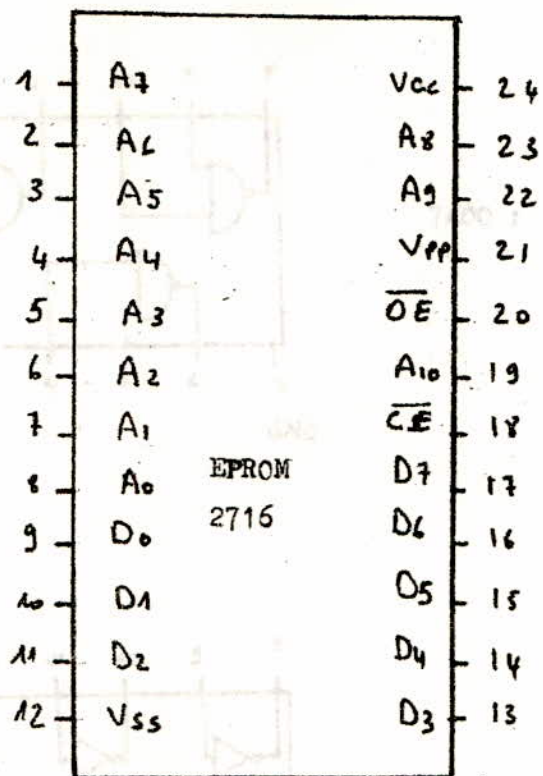


—
—
—
—
—
ANNEXE
—
—
—
—
—

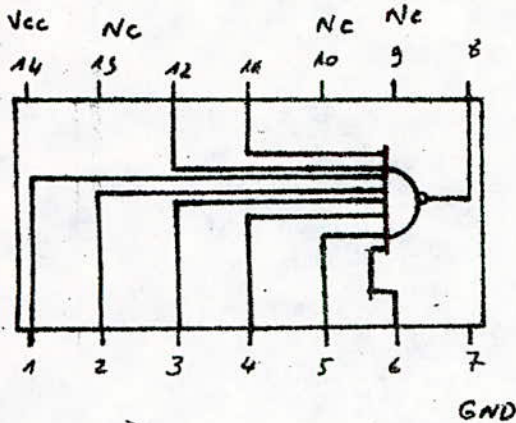
1	V _{SS}		<u>RESET</u>	40
2	<u>HALT</u>		XT	39
3	MR		EXT	38
4	<u>IRQ</u>		E	37
5	VMA		RE	36
6	<u>NMI</u>		V _{CC} STAN	35
7	BA		R/ <u>W</u>	34
8	V _{CC}		D ₀	33
9	A ₀	MC 6802	D ₁	32
10	A ₁		D ₂	31
11	A ₂		D ₃	30
12	A ₃		D ₄	29
13	A ₄		D ₅	28
14	A ₅		D ₆	27
15	A ₆		D ₇	26
16	A ₇		A ₁₅	25
17	A ₈		A ₁₄	24
18	A ₉		A ₁₃	23
19	A ₁₀		A ₁₂	22
20	A ₁₁		V _{SS}	21

1	V _{SS}	CA ₁	40
2	PA ₀	CA ₂	39
3	PA ₁	$\overline{\text{IRQA}}$	38
4	PA ₂	$\overline{\text{IRQB}}$	37
5	PA ₃	RS ₁	36
6	PA ₄	RS ₀	35
7	PA ₅	$\overline{\text{Reset}}$	34
8	PA ₆	D ₀	33
9	PA ₇	D ₁	32
10	PB ₀	D ₂	31
11	PB ₁	D ₃	30
12	PB ₂	D ₄	29
13	PB ₃	D ₅	28
14	PB ₄	D ₆	27
15	PB ₅	D ₇	26
16	PB ₆	E	25
17	PB ₇	CS ₁	24
18	CB ₁	$\overline{\text{CS}}_2$	23
19	CB ₂	CS ₀	22
20	V _{CC}	R/ $\overline{\text{W}}$	21

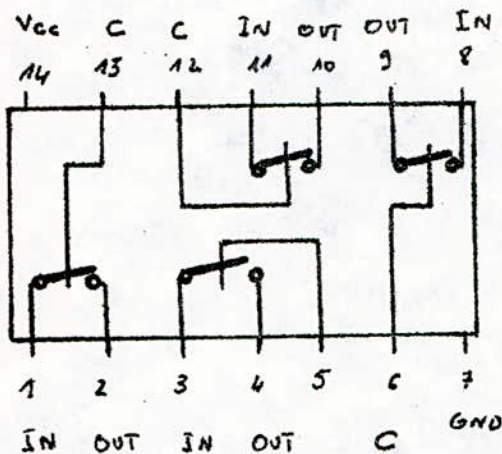
MC 6821



PHOTOCOUPLEUR ,type : 4N 33

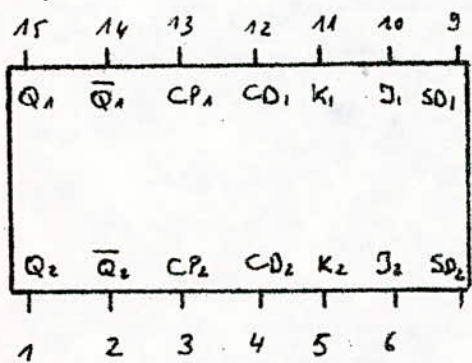


7430 : 1 porte à 8 entrées (NAND)



4066 : 4 commutateurs analogiques

4027 : double bascule JK



CD = CLEAR

SD = PRESET

Pin 8 = GND

Pin 16 = +Vcc.

Circuit intégré LM 339

ce quadruple comparateur est à grande vitesse et haute précision .

Sa sortie est compatible TTL .

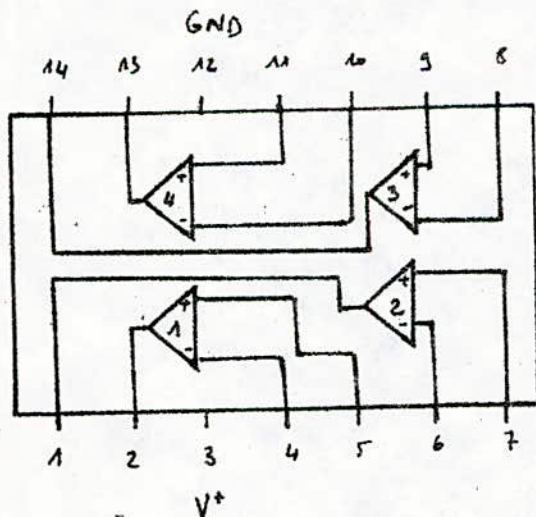
Il est de type monotension , il s'alimente entre 0 et +5 V .

V_{CC} est compris entre 2 et 36 V

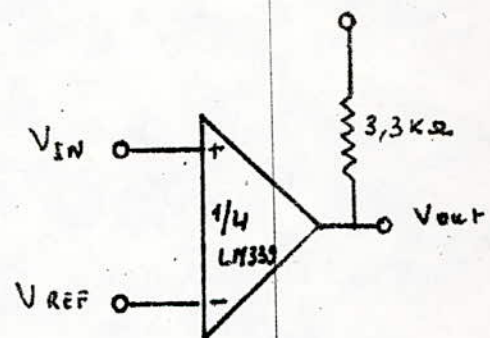
Tension différentielle comprise entre 0,3 et 36 V

Courant d'entrée = 25 nA

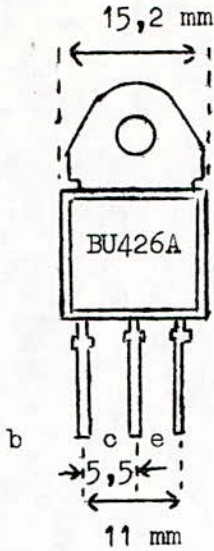
Sen brochage est le suivant :



Montage en comparateur



TRANSISTORS DE COMMUTATION DE PUISSANCE TYPE : BU 426 A



Tension collecteur-émetteur ($V_{BE} = 0$)
 $V_{CEX} = 900 V$
 Tension collecteur-émetteur (base ouverte)

$V_{CEO} = 400 V$
 Courant collecteur permanent :

$I_C = 6A$
 Courant collecteur - crête :

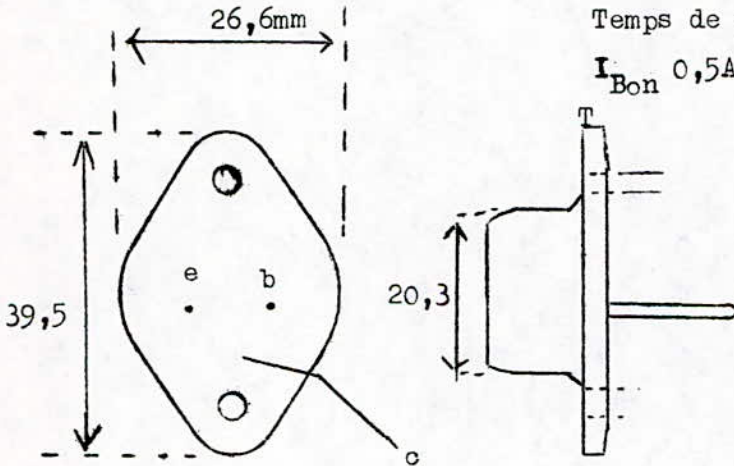
$I_{CM} = 8A$ pendant 2ms
 Puissance total dissipé à $T_{mb} = 73^\circ C$
 $P_{tot} = 70 W$

Tension collecteur-émetteur à la saturation :

$V_{CESat} < 1,5V$
 pour $I_C = 2,5A$; $I_B = 0,5A$

Temps de descente t_f : pour $I_{Con} = 2,5A$
 $I_{Bon} = 0,5A$; $I_{Boff} = 1A \Rightarrow t_f = 0,3 \mu s$

TYPE : BUX 80



Tension collecteur-émetteur ($V_{BE} = 0$) : $V_{CEX} = 800V$

Tension collecteur-émetteur (base ouverte) : $V_{CEO} = 400V$

Courant collecteur permanent : $I_C = 10A$

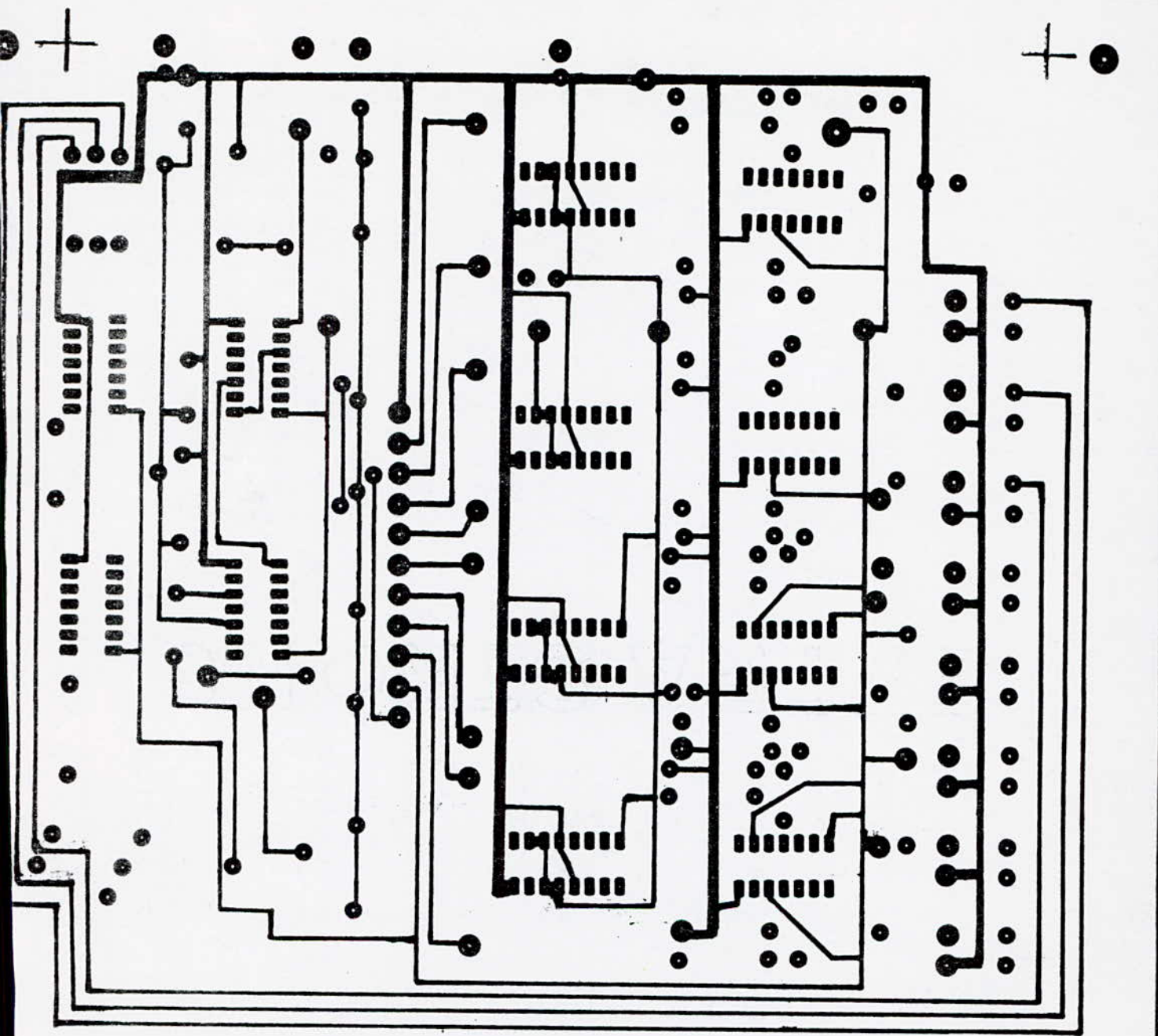
Courant collecteur - crête : $I_{CM} = 15A$ pendant 2ms

Puissance total dissipé à $T_{mb} = 40^\circ C$ $P_{tot} = 100 W$

Tension collecteur-émetteur à la saturation ; pour $I_C = 2,5A$; $I_B = 0,5A$

$V_{CESat} < 1,5V$

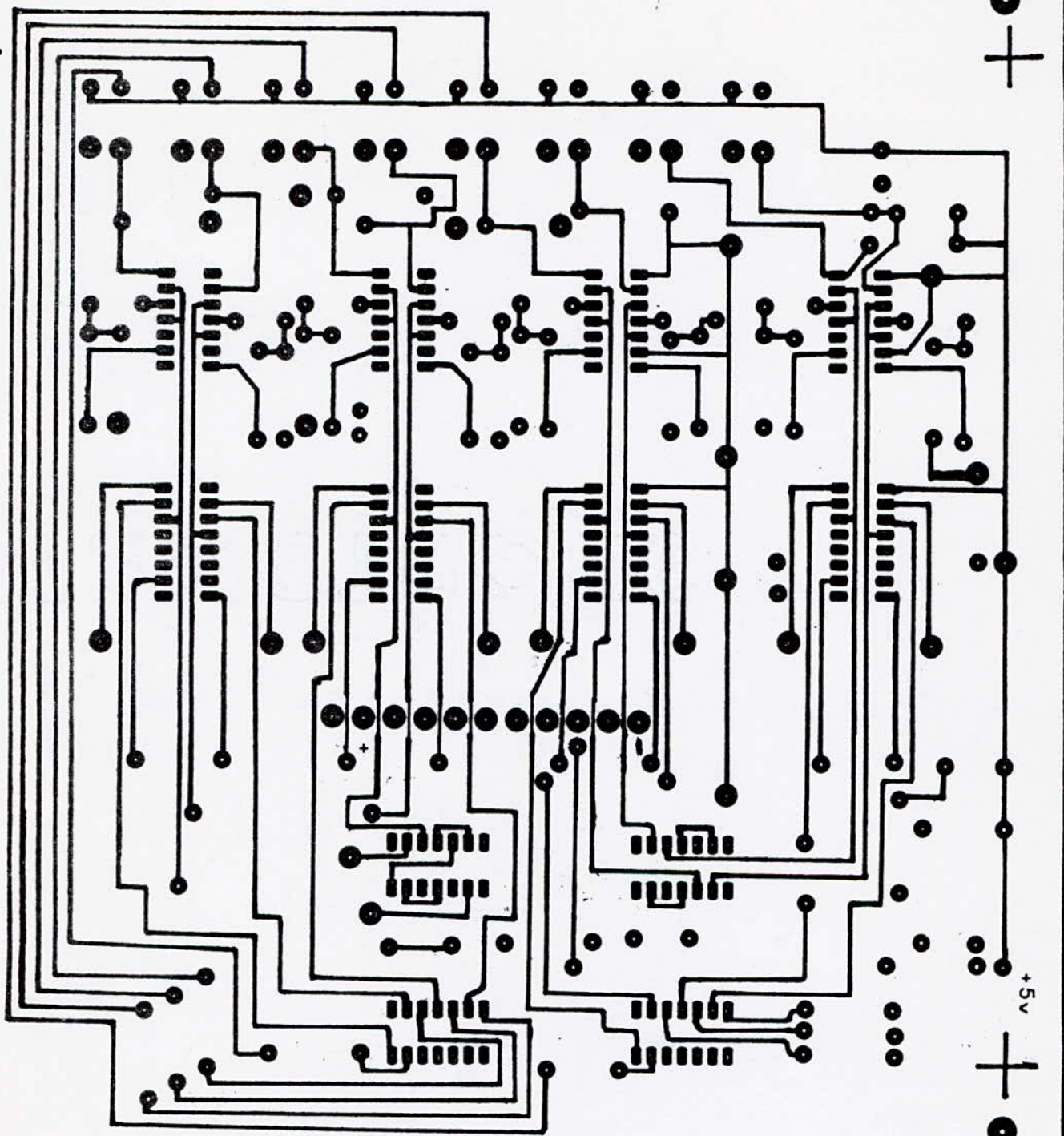
Temps de descente t_f , pour $I_{Con} = 2,5A$; $I_{Bon} = 0,5A$; $I_{Boff} = 1A \Rightarrow t_f = 0,3 \mu s$



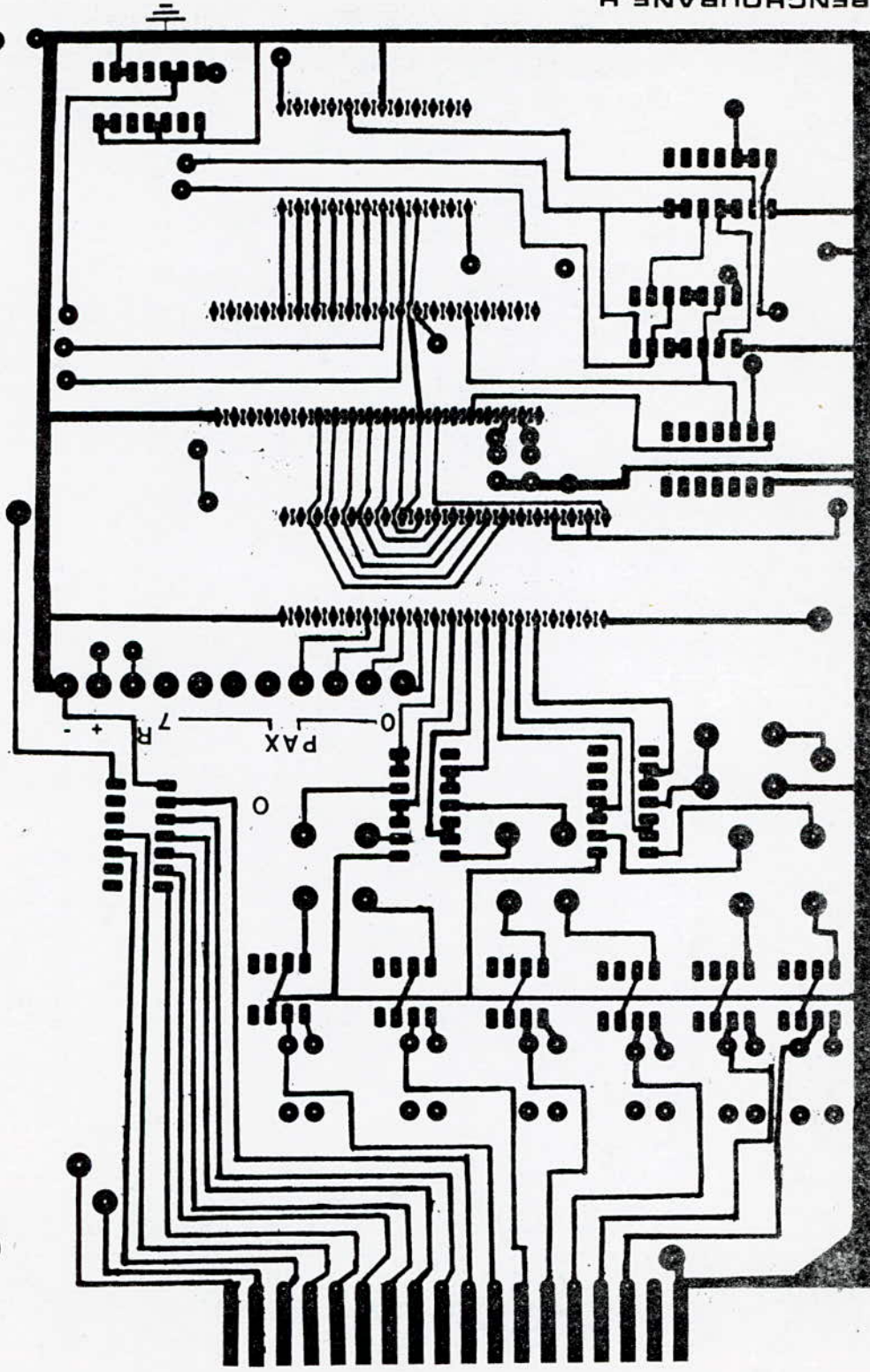
BENCHOUBANE . H
AMEUR . A

1/86

CARTE COMMANDE DE FREQUENT



BENCHOUANE, H. AMEUR, A. 1/88



FACE A.

-oOo- BIBLIOGRAPHIE -oOo-

- LES ONDULEURS AUTONOMES F . BRICHANT DUNOD
- L'EMPLOI DES MICROPROCESSEURS M . AUMIAUX MASSON
- LES FONCTIONS ESSENTIELLES EN COMMUTATION C . VERBEEK DUNOD
- LINEAR DATA BOOK NATIONAL SEMICONDUCTOR
- TTL DATA BOOK NATIONAL SEMICONDUCTOR
- MBE LOW-FREQUENCY POWER TRANSISTORS AND MODULES
- ELECTRONIQUE APPLICATION N° 9

