

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

38/86

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

20x

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

المكتبة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

(En vue de l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat)

SUJET

Variateur de Vitesses pour moteurs asynchrones

Proposé par :

Mr HADDADI Mourad

Etudié par :

AIT-SAHED Embarek
BOUKHALFA Hocine

Dirigé par :

Mr HADDADI Mourad

PROMOTION : JUIN 1986

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



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



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

(En vue de l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat)

SUJET

Variateur de Vitesses pour moteurs asynchrones

Proposé par :

Mr HADDADI Mourad

Etudié par :

AIT-SAHED Embarek
BOUKHALFA Hocine

Dirigé par :

Mr HADDADI Mourad

PROMOTION : JUIN 1986

العلم نور

Remerciements

Nous remercions particulièrement Monsieur Haddadi Mourad pour tous les efforts qu'il a déployés pour nous permettre de travailler dans de bonnes conditions ainsi que pour ses conseils.

Nous remercions également tous ceux qui ont participé à notre formation de près ou de loin.

à toute ma famille. et
à tous ceux qui croient
en dieu unique et que
Mohamed est son prophète.

Bouhalla HOÛNE.

à la mémoire de mon père
à ma mère
à ma femme
à mes enfants Billel et Meriem
à tous mes amis

At. Sahed Zambark

TABLE DE MATIÈRES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

1 - Introduction.	1
1 - 1 - Electronique industrielle	2
1 - 2 - But du projet.	2
1 - 3 - Position du problème.	2
2 - Variateur de vitesse du moteur asynchrone	3
2 - 1 - Aperçu sur le moteur.	3
2 - 1.1 - Influence de la fréquence.	4
2 - 1.2 - Variateur de vitesse	4
2 - 1.3 - Comparaison des différents procédés de variation de vitesse	4
2 - 1.3 - 1 - Inconvénients de la variation d'alimentation.	4
2 - 1.3 - 2 - Inconvénient de la variation de la résistance	4
2 - 1.4 Conclusion	5
3 - Onduleurs autonomes.	6
3 - 1 - Introduction	6
3 - 2 - Les onduleurs autonomes	6
3 - 2.1 Définition	6
3 - 2.2 Application des onduleurs autonomes	6
3 - 2.3 Constitution	6
3 - 2.3.1 onduleurs monophasés à 2 interrupteurs	6
3 - 2.3.2 Montages monophasés à 4 interrupteurs	7
3 - 2.3.3 Comparaison entre les deux montages.	9
4 - Onduleurs en mode PWM.	10
4 - 1 - Généralités.	10
4 - 2 - fonctionnement	10
4 - 3 - Etude des harmoniques.	10
5 - Partie Commande	14
5 - 1 - Position du problème.	14
5 - 2 - choix du générateurs d'impulsions et du Compteur.	14

5-3	Fonctionnement du circuit-général d'impulsions -	
5.4	Connexion des différents organes au microprocesseur.	18
5.4.1	Connexion du PIA au micro.	18
5.4.2	Connexion du PTM au micro.	20
5.4.3	Connexion de l'EPROM au micro.	22
5.5	Description de la partie Commande	23
5.5.1	Généralités.	23
5.5.2	Description de chaque organe	23
5.5.2.1	Microprocesseur MC 6802	23
5.5.2.1.1	Constitution.	23
5.5.2.1.2	Différentes lignes du microprocesseur.	24
5.5.2.2	PIA. 6821.	26
5.5.2.2.1	fonctionnement du PIA.	27
5.5.2.2.2	Programmation du PIA.	29
5.5.2.2.3	fonctionnement du PIA en mode interrompible	29
5.5.2.3	PTM 6840.	29
5.5.2.3.1	Organisation interne et externe.	29
5.5.2.3.2	fonctionnement du PTM.	31
5.5.2.3.3	Sélection des registres internes.	31
5.5.2.3.4	Programmation du PTM.	31
5.5.2.3.5	Mode de fonctionnement du PTM.	33
5.5.3	Décodage d'adresse.	34
5.6.0	Description de la partie Logicielle.	36
5.6.1	Description générale.	36
5.6.2	Calcul des temporisations.	36
5.6.2.1	Organigramme.	41
5.6.2.2	Programme	42
5.6.2.3	Commentaire.	45
5.6.3	Calcul de β .	46
5.6.3.1	Organigramme	48
5.6.3.2	Programme	48
5.6.4	Organigramme de chargement d'un Compteur.	49

5.6.4.1	Programme	51
5.6.4.2	Commentaire	54
5.6.5	Organigramme de chargement des ti dans Les Compteurs	55
5.6.5.1	Programme	56
5.6.5.2	Commentaire	58
6	Partie puissance.	60
6-1	Introduction	60
6.2	Aperçu sur Les thyristors.	60
6.2.1	Caractéristiques Statiques.	60
6.2.2	Caractéristiques dynamiques.	62
6.3	Etude du Circuit d'extinction	64
6.3.1	Généralités	64
6.3.2	Circuit d'extinction Push-Pull	64
6.3.3	Technologie du Condensateur d'extinction	65
6.3.4	Schéma général de L'onduleur.	66
6.3.5	Etude du Circuit d'amorçage des thyristors.	67
6.3.6	Choix de La bascule.	69
6.3.7	Description de Circuit de Charge initiale des Capa. d'extinction	70
6.4.3	Choix des Valeurs du Circuits des protection.	71
6.4	Calcul des éléments de la partie puissance.	72

I - INTRODUCTION /

I.1- ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE.

1.1. - La variation de vitesse de moteurs est d'une utilité indispensable dans le domaine industriel ; car les équipements utilisent de plus en plus l'entraînement à vitesse variable, ceci pour donner au dispositif entraîné la vitesse optimale pour chacune des phases d'un processus, mais surtout pour permettre l'automatisation qui nécessite la possibilité d'asservir la vitesse des moteurs.

La mécanique a apporté son concours et des variateurs de vitesse furent alors proposés et utilisés mais leur encombrement, leur poids ainsi que les pertes en puissance qu'il provoque ont poussé les chercheurs à s'orienter vers d'autres solutions souples et économiques, c'est ainsi alors que fut accueillie avec un grand intérêt l'électronique de puissance qui utilise les semi-conducteurs comme composants de base, donc il répond parfaitement aux exigences industrielles (haute fiabilité, dimensions réduites ...)

L'électronique industrielle fit des progrès énormes à partir de 1960.

De plus, l'intégration de plus en plus poussée des composants électroniques a permis de réduire l'encombrement et le coût des montages tout en augmentant leur fiabilité et réduisant la consommation d'énergie.

Le microprocesseur a été d'un apport considérable dans ce domaine, il a donné une grande souplesse dans l'adaptation des montages à des applications diverses par la programmation.

Parmi les fonctions de cette discipline, on peut citer les onduleurs autonomes qui alimentés par une source à courant continu délivrent une ou plusieurs tensions alternatives.

Ils permettent aussi de faire varier la fréquence des tensions alternatives et dans certains cas le rapport de transformation continu - alternatif.

1.2- BUT DU PROJET.

C'est l'étude d'un variateur de vitesse pour moteur à courant alternatif.

1.3- POSITION DU PROBLEME.

Un moteur alternatif qui alimenté par le secteur ne peut tourner qu'à une seule vitesse donc, il faudra à partir du secteur concevoir un système qui nous permet de faire varier sa vitesse dans une large gamme et avec une assez bonne précision.

2. - Variation de vitesse du moteur asynchrone.

2.1 - Aperçu sur le moteur.

Le moteur asynchrone triphasé est formé d'un stator portant un bobinage triphasé à deux pôles réuni à la source, fournissant les tensions de fréquences f , d'un rotor polyphasé de même nombre de pôles dont les enroulements sont mis en court-circuit sur eux-mêmes.

Les courants statoriques produisent un flux tournant à la vitesse synchrone :

$$N_S = \frac{f}{p} \text{ (tr/s)}, \text{ qui, balayant les bobines rotoriques y induit des f.e.m. et des}$$

courants. L'action du flux de ces courants qu'il a lui-même induits produit un couple, qui fait tourner le rotor dans le même sens que le flux tournant mais la vitesse N ne peut atteindre la vitesse synchrone car si les bobines du rotor tournaient aussi vite que le flux tournant, elles seraient traversées par un flux constant et il n'y aurait plus ni f.e.m. ni courant induit, ni couple.

Les flux dus aux courants statoriques et rotoriques tournent à la vitesse quelque

soit le glissement g , ($g = \frac{N_S - N}{N_S}$)

Ils se composent pour donner le flux tournant réel dans l'entrefer.

Si on néglige les chutes de tension dues aux résistances et aux réactances de fuites du stator, à une alimentation sous tension et fréquences constantes correspond un flux constant.

2.1 - 1. Influence de la fréquence.

En vertu de la formule de Kapp.

$$E_{\text{eff}} = 4,44 N f \Phi .$$

Avec N : nombre de spires de chaque bobine.

f : fréquence de la tension d'alimentation.

Φ : valeur maximale du flux.

On peut écrire la relation suivante :

$$\frac{E_{\text{eff}}}{f} = 4,44 N \Phi .$$

Comme le courant et le couple du moteur sont essentiellement liés au flux , une baisse de fréquence équivaut à un accroissement de tension et réciproquement.

2.1 - 2. Variation de vitesse.

Entre la marche à vide et la marche à pleine charge, la vitesse de rotation N d'un moteur asynchrone varie peu, cependant comme cette vitesse est égale à :

$$N = (1 - g) \cdot \frac{\omega}{p} \left(\text{rd/} \right)$$

avec ω : pulsation de la tension d'alimentation.

p : nombre de paires de pôles.

On peut modifier N en augmentant le glissement ou en changeant la fréquence d'alimentation.

- Pour accroître le glissement du moteur ; on ne peut que réduire la tension si le rotor est à cage ou augmentant la résistance par phase rotorique.

- Pour varier la fréquence, on peut :

*) soit appliquer au moteur des portions de tension convenables à partir des tensions du réseau : c'est la technique des CYCLOCONVERTISSEURS.

*) Soit utiliser un montage redresseur suivi d'un onduleur autonome.

2.1 - 3. Comparaison des différents procédés de variation de vitesse.

2.1 - 3.1. Inconvénients de la variation d'alimentation :

*) Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, car on ne peut faire varier la vitesse à vide imposée par la fréquence.

*) A glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension, cette proportionnalité est applicable au couple maximal, donc en réduisant la tension, on réduit les possibilités du moteur.

*) Les pertes Joules du rotor sont proportionnelles au glissement ; la marche à glissement élevé correspond à une valeur très faible du rendement.

2.1 - 3.2. Inconvénients de la variation de la résistance :

*) Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, la vitesse à vide étant toujours voisine de la vitesse synchrone.

*) L'augmentation du glissement se fait au détriment du rendement par augmentation des pertes joules secondaires ; mais néanmoins, elle présente deux avantages par rapport au procédé précédent.

*) Elle permet de faire varier la vitesse d'entraînement d'une charge quelconque.

*) Les pertes dues à l'augmentation du glissement sont dissipées dans le rhéostat et non plus dans le moteur, celui-ci peut développer son couple nominal à toutes les vitesses.

2.1 - 4. Conclusion.

Le moteur n'a un bon rendement que s'il tourne au voisinage de sa vitesse synchrone. Pour faire varier sa vitesse dans de bonnes conditions, il faut faire varier sa fréquence d'alimentation, mais d'après ce qu'on a vu (influence de la fréquence), il est nécessaire de modifier en même temps la valeur des tensions d'alimentation, cette valeur doit être sensiblement proportionnelle à la fréquence pour que, quelque soit celle-ci, le couple maximal que peut développer la machine soit constant et pour qu'à couple donné, le courant absorbé dépende peu de la vitesse.

Le procédé choisi est donc une variation de fréquence avec variation de la tension tel que le rapport : $\frac{E}{f}$ reste constant ($\frac{E}{f} = \text{constante}$).

3. - Onduleurs autonomes.

3.1 - Introduction.

D'après la comparaison faite précédemment sur les différents procédés de variation de vitesse, on a abouti au choix du procédé de la variation de fréquence d'alimentation. Pour cela, il existe deux techniques :

*) A l'aide des cycloconvertisseurs : les tensions appliquées à la machine sont produites par un échantillonnage convenable des tensions du réseau. Mais ce procédé ne peut fournir que des fréquences de sortie nettement inférieures à la fréquence du réseau d'alimentation, (généralement, on ne dépasse pas le tiers de celle-ci). Il nécessite un dispositif de commande assez complexe. C'est pour cela, qu'il est limité à la réalisation de variateurs de vitesse pour moteurs lents.

*) A l'aide d'onduleurs autonomes. Cette technique à onduler à la fréquence voulue, une tension continue. C'est cette solution que nous avons retenue.

3.2 - Les onduleurs autonomes.

3.2 - 1. Définition.

Les onduleurs autonomes permettent de produire une tension alternative à fréquence variable ou fixe à partir d'une source de tension continue.

3.2 - 2. Application des onduleurs autonomes.

Parmi les nombreux domaines d'emplois des onduleurs autonomes, on distingue principalement :

*) les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée alimentés généralement par une batterie d'accumulateurs. Ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité.

*) Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcée, alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, délivrent la tension de fréquence et d'amplitude variables nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.

3.2 - 3. Constitution.

Il existe différents montages utilisés en onduleurs suivant la forme de la tension de sortie.

3.2 - 3.1. Onduleurs monophasés à deux (2) interrupteurs :

.....

Pour ce type d'onduleurs, on utilise un point milieu pour obtenir une tension

alternative à partir d'une tension continue. Ce point milieu peut être réalisé du côté sortie avec un transformateur.

Les figures n° 1 et 2 montrent le montage et la forme de la tension de sortie pour ce d'onduleurs dont le fonctionnement est le suivant :

- Pendant une alternance, l'interrupteur 1 est fermé :

$$V_O - V_B = E \quad ; \quad V = 2 \cdot \frac{n_2}{n_1} E$$

- Pendant l'autre alternance, l'interrupteur 2 est fermé et 1 ouvert :

$$V_O - V_A = E \quad ; \quad V = -2 \frac{n_2}{n_1} E$$

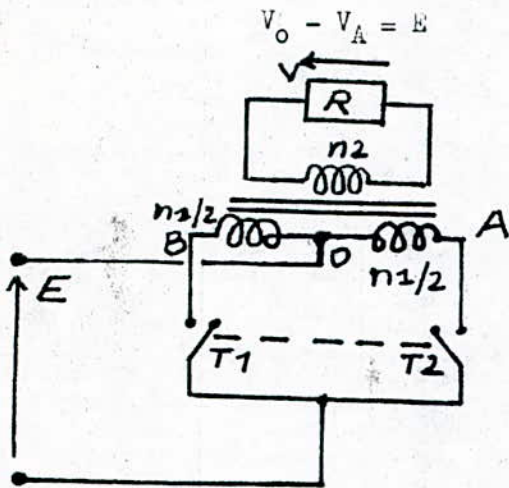


Figure N° 1.

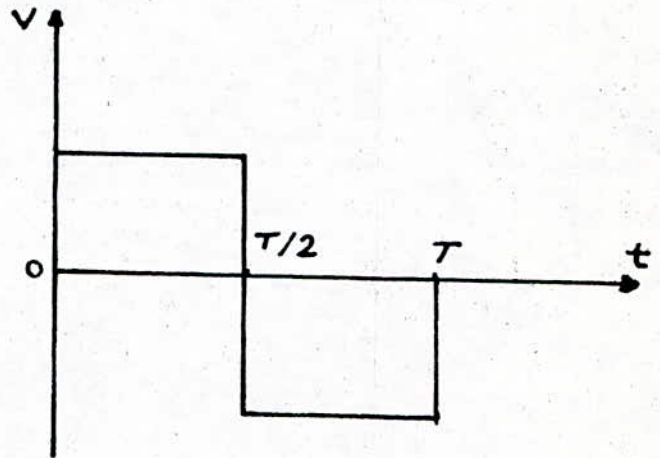


Figure N° 2.

3.2 - 3.2. Montage monophasé à quatre (4) interrupteurs - figure n°3 :

On place en série avec la tension d'alimentation E, deux groupes de deux interrupteurs. Le récepteur étant branché entre les points milieu 0 et 0' du pont.

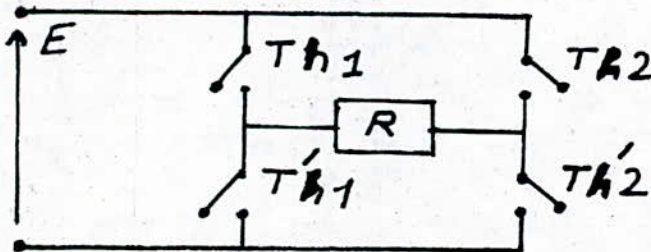


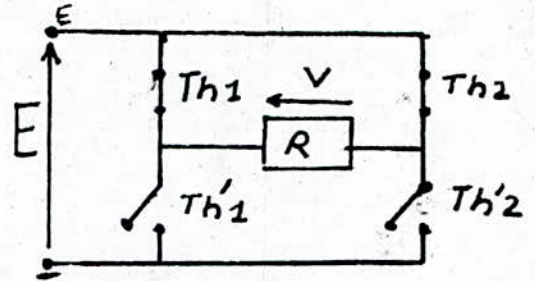
Figure N° 3.

Ce montage permet une commande décalée, pour cela, les interrupteurs sont déclenchés et enclenchés. Comme l'indiquent les schémas suivants, la tension de sortie est illustrée par la figure n° 4.

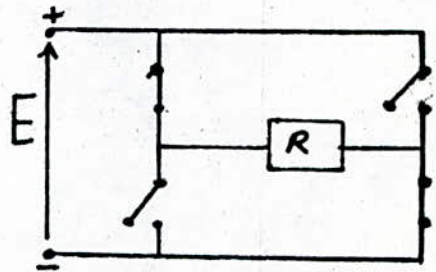
L'interrupteur Th_1 est débloqué à $t = 0$; Th_2 est débloqué pour $t = \frac{\beta}{\omega}$
 Th'_1 pour $t = \frac{\pi}{\omega}$; Th_2 pour $t = \frac{\pi + \beta}{\omega}$

La tension de sortie à pour expressions successives :

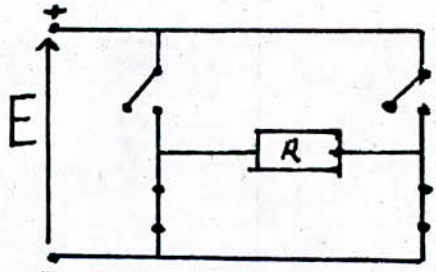
pour $0 < t < \frac{\beta}{\omega}$; $v = 0$



pour $\frac{\beta}{\omega} < t < \frac{\pi}{\omega}$; $v = E$



pour $\frac{\pi}{\omega} < t < \frac{\pi + \beta}{\omega}$; $v = 0$



pour $\frac{\pi + \beta}{\omega} < t < 2\pi$; $v = -E$

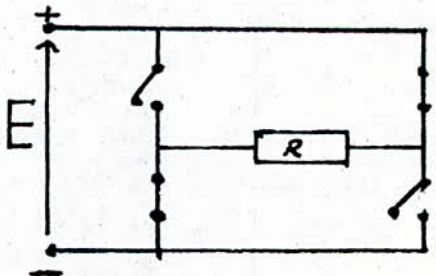


Fig.4

La tension de sortie v est formée de créneaux rectangulaires de largeur égale à :

- B . Sa valeur efficace V est donnée par : $V = E \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}$.

On voit bien comment on peut agir sur l'amplitude par l'intermédiaire de B .
 V passe de E à zéro quand B varie de zéro à .

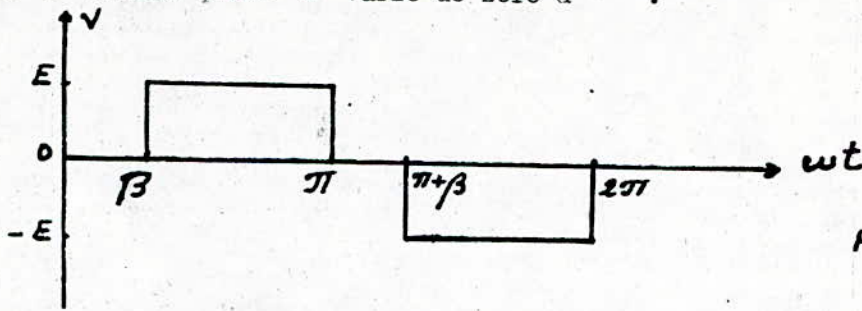


Fig. 5

3.2 - 3.3. Comparaison entre les deux (2) montages :

L'onduleur à 2 interrupteurs ne permet que le fonctionnement symétrique et on ne peut pas agir sur le rapport transformation continu - alternatif.
Tandis que le montage à 4 interrupteurs permet d'agir sur le rapport en appliquant la commande décalée.

En conclusion, on va retenir le montage à 4 interrupteurs qui nous permet une variation continue du rapport continu - alternatif et en même temps de la fréquence, ce qui permet d'appliquer la technique PWM.

4. - Unduleurs en mode PWM.

4.1 - Généralités.

Les onduleurs qui fonctionnent en commande symétrique ou décalée délivrent des tensions dont l'onde est rectangulaire ou en créneaux et, par suite ces tensions comportent un taux d'harmoniques important provoquant des échauffements dans les enroulements du moteur qu'ils alimentent.

La réduction de ce taux d'harmoniques peut être obtenu à l'aide des filtres, mais ceux-ci, à cause de leurs prix et poids élevés sont à éviter. En utilisant des techniques d'onduleurs fonctionnant en PWM, ou en marche d'escalier. Ces derniers nécessitent généralement un plus grand nombre d'éléments et sont constitués en général d'onduleurs montés en cascade.

Tandis que ceux en PWM donnent des résultats excellents de point de vue forme de l'onde de sortie.

4.2 - Fonctionnement.

Les onduleurs en PWM délivrent à leurs sorties des ondes constituées de trains d'impulsions de largeur et d'espacement variables en vue de réduire le taux d'harmoniques.

Ce type d'onduleurs nécessite une commande plus sophistiquée mais présente un intérêt certain lorsque l'on cherche une onde de sortie voisine de la sinusoïde ou facile à filtrer.

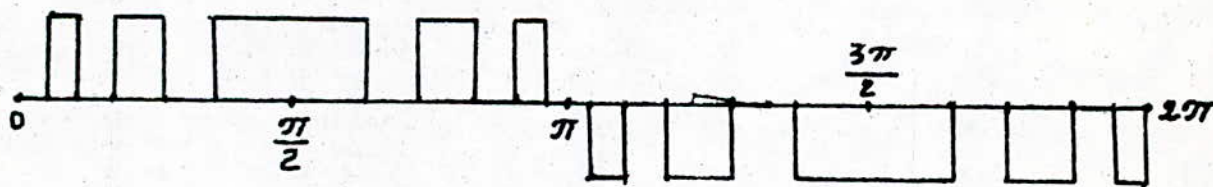


Fig. 6

4.3 - Etude des harmoniques.

On prend pour notre 3 angles seulement.

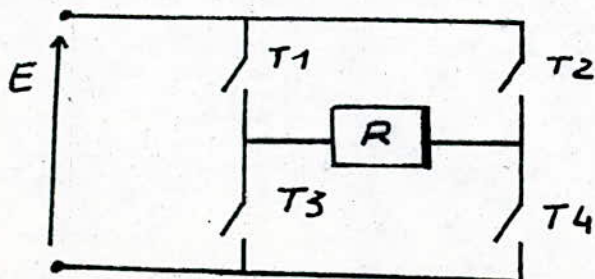


Fig. 7

Supposons que T_1 soit débloqué pour :

$$\omega t = 0 ; \quad \omega t = \alpha_2 ; \quad \omega t = \pi - \alpha_1 ; \quad \omega t = \pi - \alpha_3 ;$$

$$\omega t = \pi + \alpha_3 ; \quad \omega t = 2\pi - \alpha_2.$$

et que T_2 soit débloqué pour :

$$\omega t = \alpha_1 ; \quad \omega t = \alpha_3 ; \quad \omega t = \pi - \alpha_2 ; \quad \omega t = \pi ;$$

$$\omega t = \pi + \alpha_2 ; \quad \omega t = \pi - \alpha_1 ; \quad \omega t = \pi - \alpha_3.$$

La combinaison de ces deux distributions donne la tension $V_0 - V_N$ représentée par la figure N° .

D'autre part, les signaux de déblocage de T_4 sont déphasés de B en arrière de ceux de T_1 , ceux de T_2 de B en arrière des signaux appliqués à la gachette de T_3 . D'où la forme d'onde de $V_0' - V_N$. (Voir figure N°).

La forme d'onde de la tension $(V_0 - V_N) - E/2$ présente toutes les symétries, son développement en série ne compte que les sinus impairs. L'amplitude du terme n ω , calculée par :

$$V_0 - V_N - E/2 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) \right. \\ \left. + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \sin n\omega t d(\omega t) - \int_{\alpha_3}^{\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) \right].$$

$$\begin{aligned}
V_0 - V_N - E/2 &= \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \left[-\frac{1}{n} \cos n\omega t \Big|_0^{\alpha_1} + \frac{1}{n} \cos n\omega t \Big|_{\alpha_1}^{\alpha_2} \right. \\
&= \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \left[-\frac{1}{n} \cos n\omega t \Big|_{\alpha_2}^{\alpha_3} + \frac{1}{n} \cos n\omega t \Big|_{\alpha_3}^{\pi/2} \right] \\
&= \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{n} \left[1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \cos n\alpha_3 + \right. \\
&\quad \left. \cos n\pi/2 - \cos n\alpha_3 \right] \\
&= \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{n} \left[1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 \right].
\end{aligned}$$

On choisit α_1 , α_2 et α_3 de telle façon que les harmoniques de rang 3, 5 et 7 aient une amplitude nulle.

Ces angles sont donnés par le système :

$$1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2 - 2 \cos 3\alpha_3 = 0$$

$$1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3 = 0$$

$$1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_3 = 0.$$

La résolution de ce système donne :

$$\alpha_1 = 8,73^\circ$$

$$\alpha_2 = 24,4^\circ$$

$$\alpha_3 = 27,79^\circ$$

Dans le développement en série de $(V_0 - V_N) - E/2$ on ne trouve donc outre le fondamental que les harmoniques 9, 11, 13,

Il en est de même dans la tension $(V_0' - V_N) - E/2$ qui est décalée de $\pi + \beta$ en arrière de la précédente..

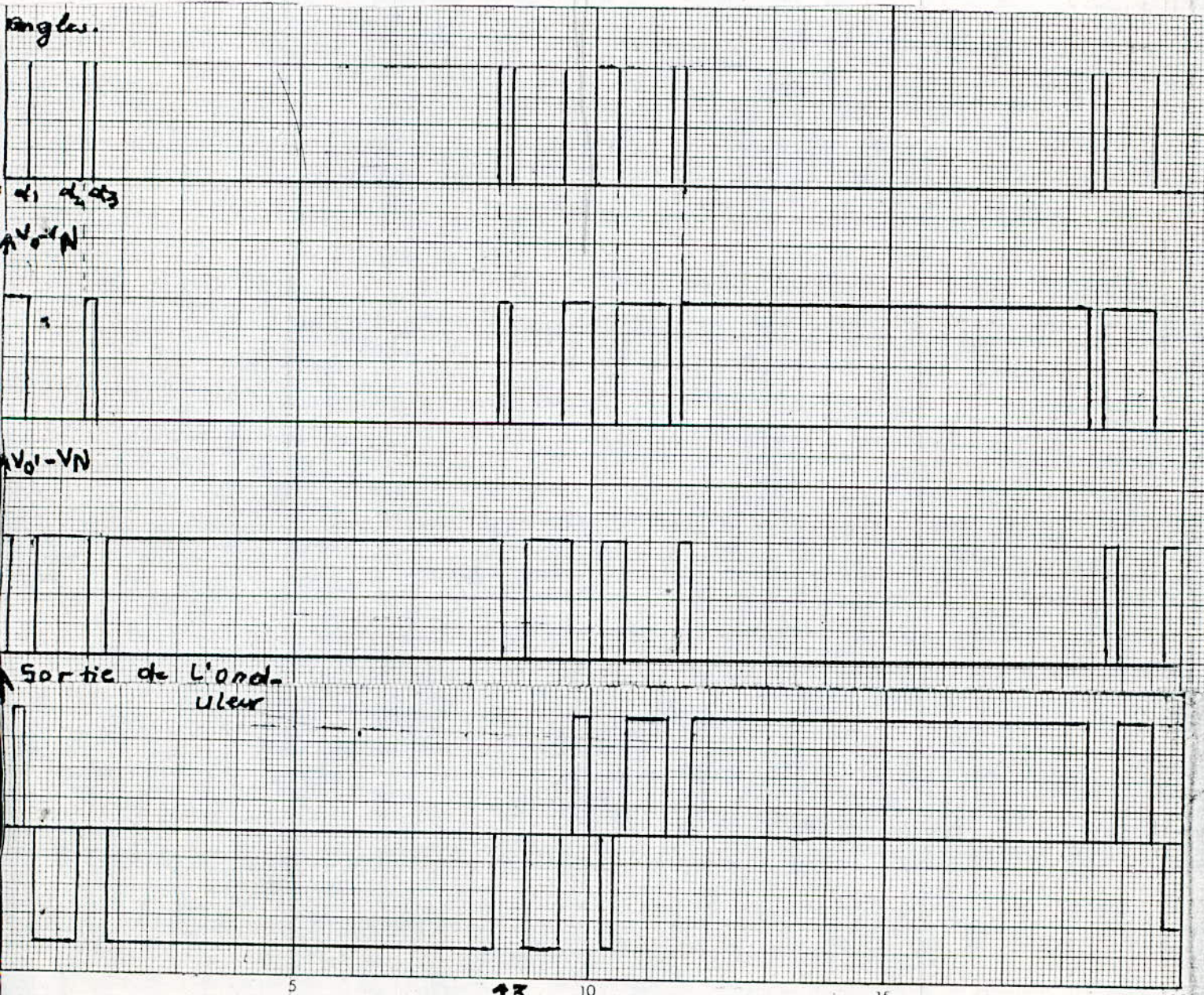
Dans la tension de sortie V , différence des deux précédentes, le terme de pulsation $n\omega$ aura pour expression :

$$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{n} \left[1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 \right] \left[\sin n\omega t - \sin(\omega t - \pi - \beta) \right]$$

et pour amplitude :

$$V_{nm} = \frac{4}{\pi} \cdot E \left[1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 \right] \cdot \frac{1}{n} \cos n \frac{\beta}{2}$$

On remarque, d'après cette expression de V_{nm} , qu'en agissant sur β on peut faire varier l'amplitude de la tension de sortie.



5. - Partie commande.

5.1 - Position du problème.

On a vu que pour faire fonctionner l'onduleur, on doit ouvrir les interrupteurs dans des temps donnés, donc notre système doit délivrer une suite d'impulsions séparées par des temporisations, en conséquence, on doit avoir un générateur d'impulsion et un compteur.

5.2 - Choix du générateur d'impulsion et du compteur.

Un PIA s'utilise comme générateur d'impulsion, mais l'étude a montré que le logiciel qui l'accompagnait est assez long. Le temps de son exécution est supérieur à la plus petite temporisation ce qui se traduisait, en pratique, par l'élimination de certaines impulsions et par conséquent l'apparition d'harmoniques qui étaient éliminés ; on pourra remédier à cet inconvénient en plaçant un filtre, mais ce dernier est un élément d'un poids et d'un prix élevé et c'est pour cette raison qu'on a utilisé un onduleur à P W M, ceci d'une part.

D'autre part, en utilisant le PIA, le comptage sera assuré par le microprocesseur qui ne peut alors faire autre chose. Or, si nous voulons encore améliorer les performances du montage en asservissant la vitesse du moteur, où programmer les différentes vitesses de ce dernier, on se trouverait devant une impossibilité.

C'est ce qui nous a amenés à abandonner le PIA et à utiliser le PTM qui est un périphérique spécialisé qui contient trois temporisateurs indépendants qui peuvent être programmés en astable, monostable, compteurs d'incrément, générateur d'impulsion, etc ...

Donc, on l'utilisera comme compteur, et générateur d'impulsion.

5.3 - Fonctionnement de la partie commande.

Pour une utilisation universelle de notre variateur de vitesse, le nombre de paires de pôles P et la vitesse N sont des données que l'utilisateur fera entrer par un clavier et, qui seront visualisés par des afficheurs.

Le PTM sera programmé tel qu'une fois le décomptage terminé, il délivrera l'impulsion d'interruption qui servira à ouvrir ou à fermer l'interrupteur statique et comme on l'a vu dans le fonctionnement de l'onduleur, les interrupteurs d'un demi pont sont alternativement ouverts et alternativement fermés.

Afin d'économiser le matériel, on a jugé utile qu'au lieu d'utiliser un PTM par in-

interrupteur, on utilisera qu'un par demi pont en aiguillant l'impulsion alternativement de l'un des interrupteurs à l'autre. Le circuit qui assurera cette fonction sera une bascule T qui sera décrite par la fig. 9

Le microprocesseur doit être prévenu de chaque fin de décomptage pour tester de quel PTM il s'agit et puis charger son décompteur par la nouvelle temporisation et éventuellement le faire déclencher, mais pour faire ce travail : il va se passer un temps qui est très difficile à connaître et de ce fait, on risque de perdre certaines impulsions et de fausser les temporisations car on ne peut pas tenir compte de ce temps perdu.

Pour palier à cet inconvénient, on placera toujours dans le verrou la prochaine temporisation alors que son décompteur fonctionne, et l'impulsion de fin de décomptage attaquera la gachette de ce décompteur qui déclenche un cycle d'initialisation, la valeur stockée dans le verrou passe alors dans le décompteur qui à son tour commence à fonctionner.

Il est à noter que le temps perdu dont on a perdu est toujours inférieur à la valeur contenue dans le verrou ajoutée à celle qui reste dans le décompteur.

Pour prévenir le microprocesseur de la fin de décomptage, on utilise une porte à plusieurs entrées qui sont attaquées par l'impulsion de chaque décompteur et dont la sortie est reliée à la borne $\overline{\text{IRQ}}$ du microprocesseur (voir fig. 8) qui sera programmé de telle manière qu'il ne tiendra compte de la demande d'interruption qu'après avoir terminé le travail en cours et pour savoir de quel décompteur il s'agit, chaque impulsion de fin de décomptage attaque un bit d'un pont d'un PIA qui sera programmé en entrée, et le microprocesseur n'a qu'à lire le pont pour en savoir. L'impulsion délivrée par le PTM est très brève, il est nécessaire de la mémoriser pour que le microprocesseur en tiendra compte, en prenant la précaution de la remettre à zéro dès que le décompteur associé est servi, pour cela on utilise le 2ème pont du PIA qui sera programmé en sortie ; le circuit et son fonctionnement seront décrits par la fig. 8

Le décompteur peut contenir au maximum la valeur de 65535, or, il se trouve que certaines temporisations dépassent cette valeur, on charge d'abord 65535 puis le reste, mais l'impulsion de fin de décomptage qui correspond à la valeur de 65535 ne doit pas être prise en considération, car elle ne correspond pas à la fin de la temporisation. Pour résoudre ce problème, le microprocesseur autorise ou pas le passage de l'impulsion en envoyant un mot de commande à travers un port d'un deuxième PIA. En utilisant pour cela un circuit dit "générateur d'impulsion" voir fig. 8

5.4 - Fonctionnement du circuit - générateur d'impulsion.

L'impulsion de fin de décomptage du PTM attaque à travers une porte AND à rentrées, la gachette du thyristor.

La deuxième entrée est reliée à un toit du port B programmé en sortie donc, si ce bit est à zéro, la sortie de la porte est à zéro et l'impulsion PTM ne peut être prise en considération, maintenant, si le bit du PIA est à 1 dès qu'une impulsion arrive du PTM, une impulsion est alors générée à la sortie de la porte, la gachette est alors attaquée.

La fin du décomptage d'un PTM doit être signalée au microprocesseur ; l'impulsion de fin de décomptage est transmise à 1 bit du port A du PIA à travers une porte OR à deux entrées et la mémoire qui permet de mémoriser la fin de décomptage car, comme on l'a vu, l'impulsion délivrée par le PTM est très brève or une fois le décompteur servi, il faut remettre à zéro cette mémoire ; c'est le rôle de la deuxième entrée de la porte OR qui est reliée à 1 bit du port A du PIA₂ qui est programmé en sortie.

L'impulsion du PTM remet à 1 la mémoire. L'impulsion générée par le bit de PIA₂ remet à zéro cette mémoire.

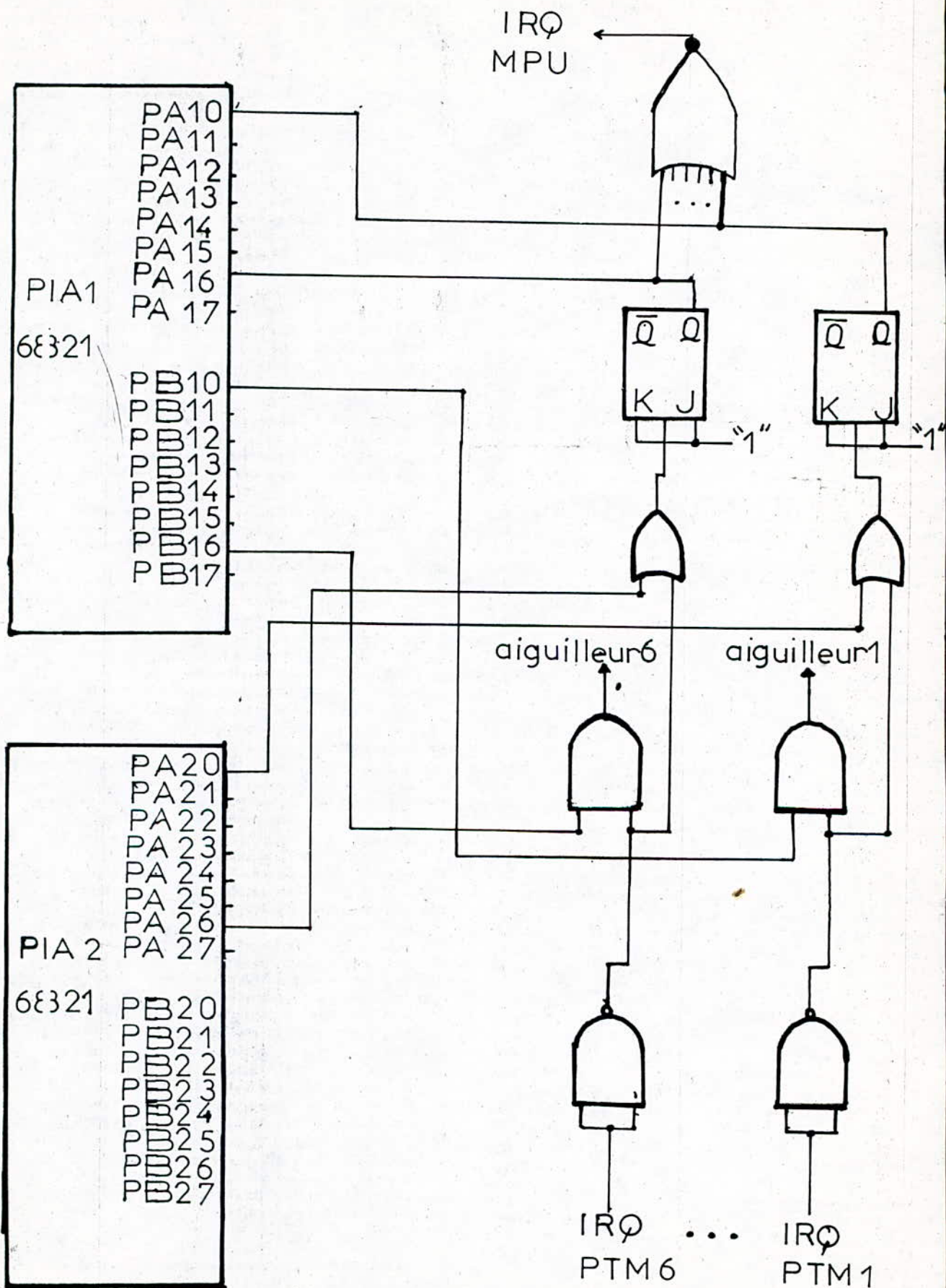


Fig8 17

5.4 - Connection des différents organes au microprocesseur.

5.4 - 1. Connection du PIA au microprocesseur.

*) D_0 à D_7 du PIA sont reliés au bus D_0 à D_7 du microprocesseur.

*) $RS0$ et $RS1$ servent pour sélectionner l'un des registres internes du PIA.

$RS0$ est relié à A_0 et $RS1$ est relié à A_1 du microprocesseur.

*) $CS0$, $CS1$, $\overline{CS2}$ servent pour la sélection du boîtier.

La sélection s'effectue si on a :

$$CS0 \cdot CS1 \cdot \overline{CS2} = 1 \cdot 1 \cdot 0.$$

On relie : $CS0$ à A_{15} ; $CS1$ à A_3 ; $CS2$ est reliée à A_{14} .

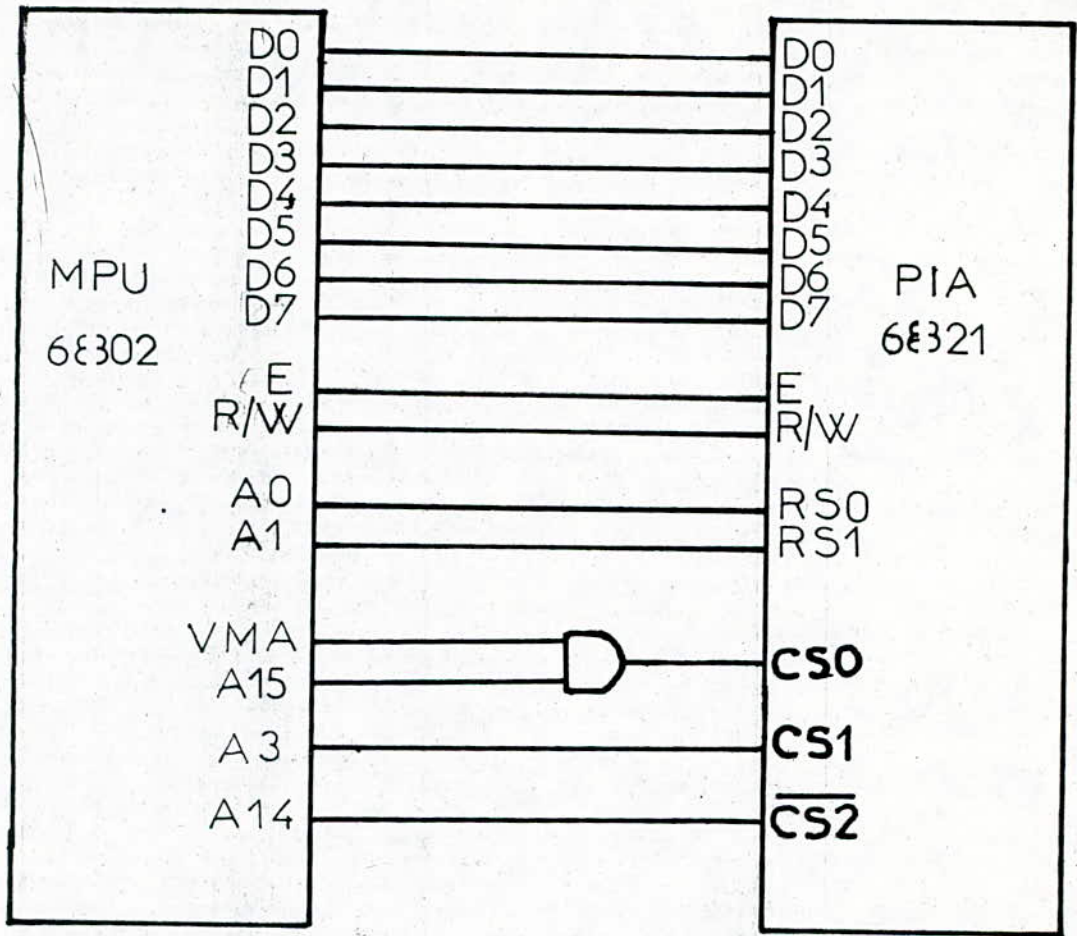
ainsi que la broche VMA du microprocesseur doit être reliée au boîtier PIA.

Comme on a 2 PIA, les liaisons sont identiques pour les deux, sauf que la broche $CS1$ du PIA2 est reliée à A_u du microprocesseur.

*) R/W de l'MPU est reliée à R/W du PIA.

*) E entrée horloge du PIA est reliée à E du 6802.

Voir la figure 9



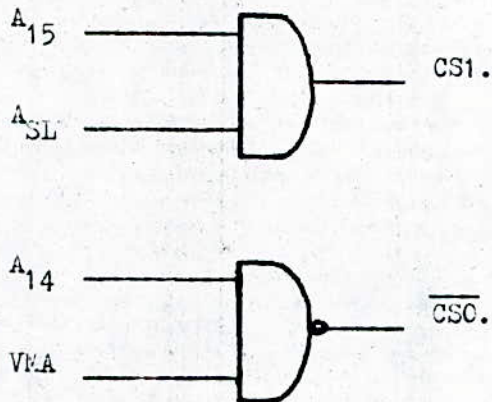
Connexion du PIA au microprocesseur

Figure 9

5.4 - 2. Connexion du PTM au microprocesseur.

Les bus de données du PTM sont reliés au bus de données du MPU.

Les entrées $\overline{CS0}$ et CS1 sont reliées aux bits A_{15} , A_{14} et au bit de sélection linéaire par l'intermédiaire de la logique suivante :



A_{SL} = bit de sélection linéaire
du PTM considéré.
voir fig. (10).

Les entrées RSC, RS1, RS2 sont reliées respectivement à A_0 , A_1 , A_2 .

La sélection des registres internes est représentée par le tableau suivant :

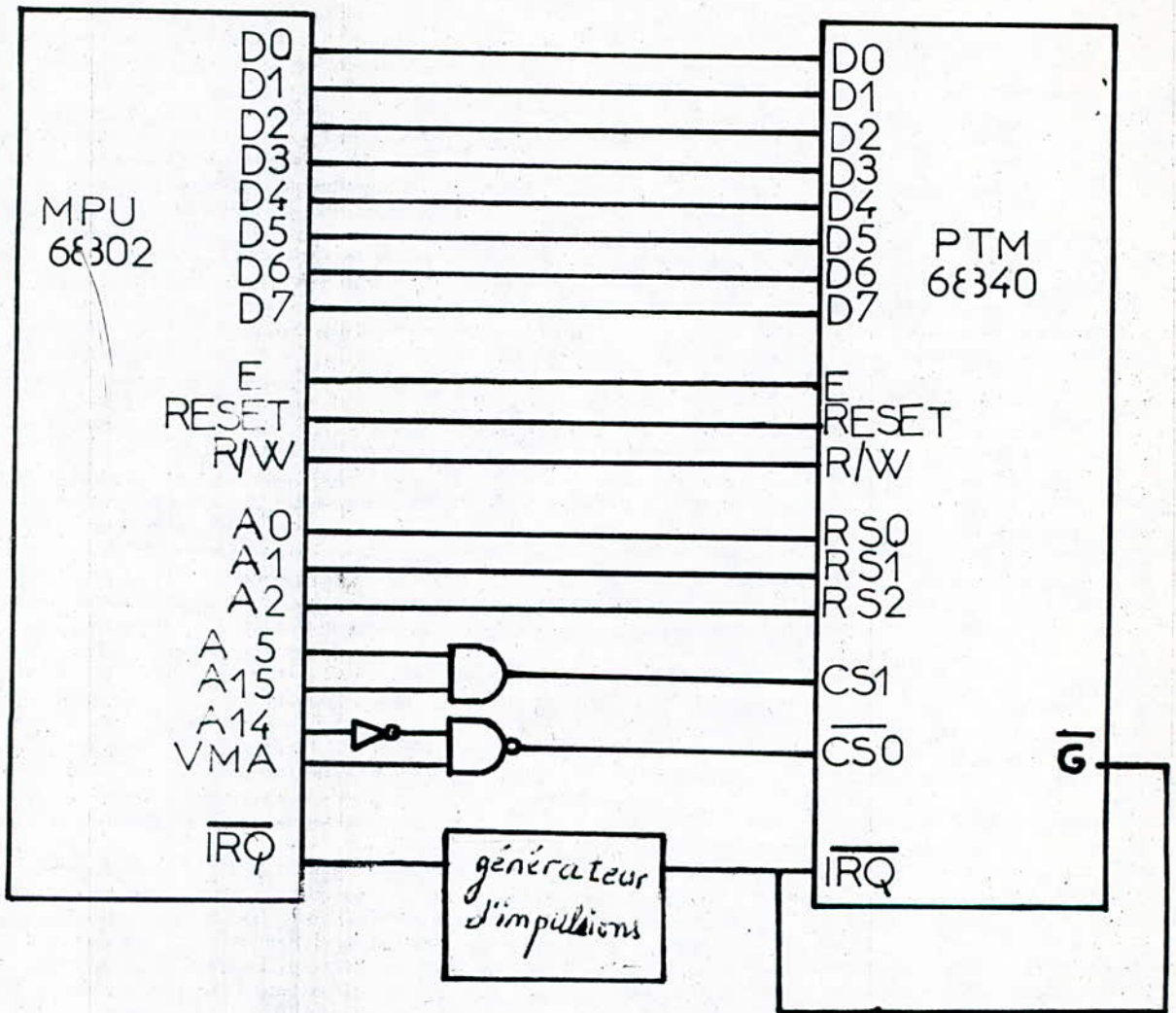


Fig 10

5.4.5- connexion de l'EPROM sur les bus

L'EPROM utilisée est de 2K-octets (2716) donc elle possède 11 lignes d'adresses qui sont connectées à ceux du microprocesseur (A0-A10).

L'entrée selection de boitier est reliée par l'intermédiaire d'une porte NAND à la ligne A14 et VMA. Voir figure 11

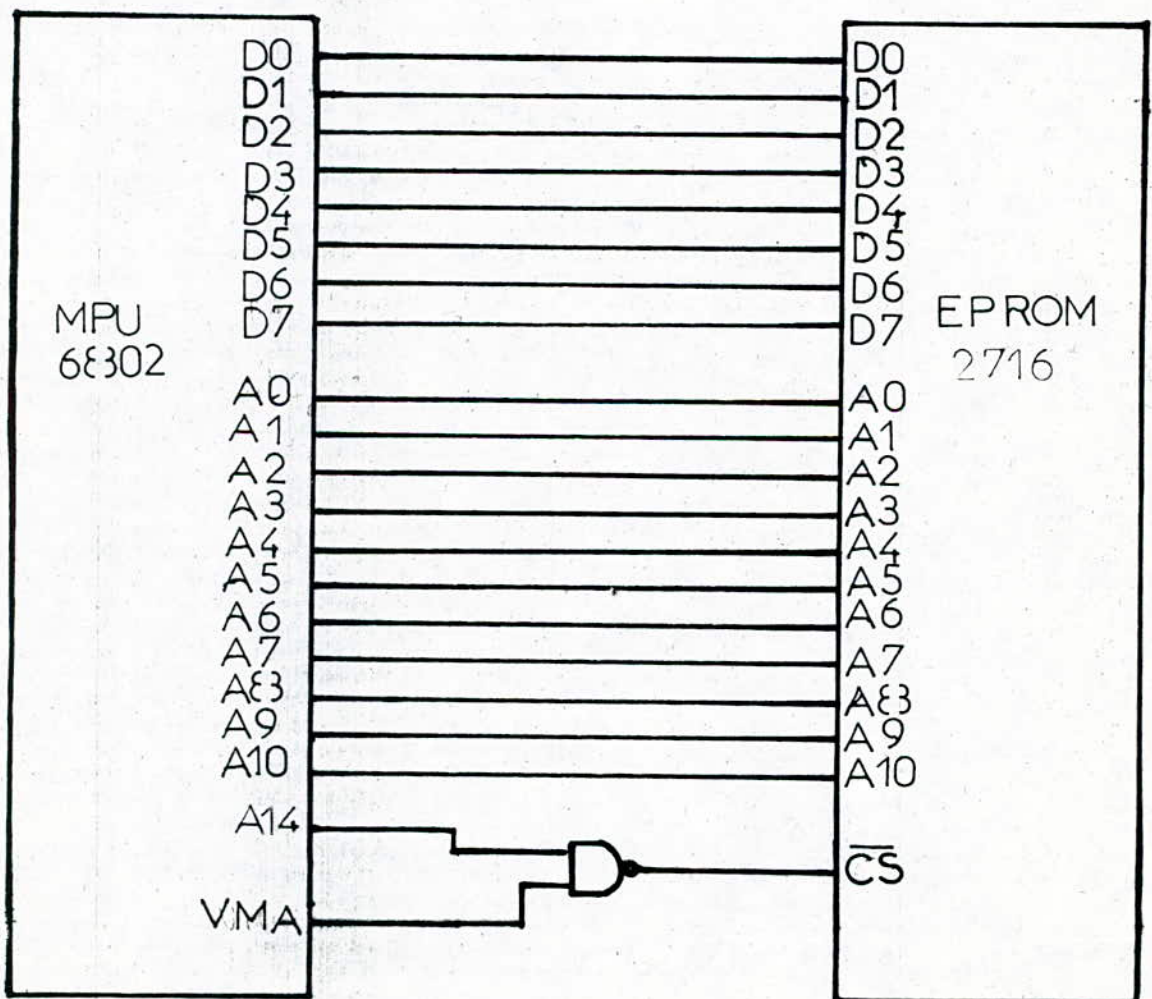


Fig 11

5 5. - Description ~~de la partie commande~~ de la partie commande.

5 5.1 - Généralités.

La partie commande est constituée des organes principaux suivants :

- Microprocesseur MC 6802.
- EPROM ~~2716~~ (2716) 2716
- PIA 6821.
- PTM 6840.

Cette partie traite le programme logé dans l'EPROM et délivre des impulsions à la partie puissance à travers un circuit d'interface, pour bloquer ou débloquer les thyristors dans un ordre convenable afin d'obtenir une tension sinusoïdale à sa sortie.

5 5.2 - Description de chaque organe.

5 5.2 - 1. Le microprocesseur 6802.

Le 6802 appartient à la famille 6800 de MOTOROLA.

C'est un microprocesseur monolithique, réalisé en Technologie MOS canal N à base de silicium, il se présente sous forme d'un boîtier DIL 40 broches et mono-tension (+ 5 V) ce qui le rend compatible TTL.

Son fonctionnement est rythmé par une horloge de 1 MHz à 2 phases séparées.

5 5.2 - 1.1. Constitution :

Le microprocesseur 6802 est constitué de :

- Une unité arithmétique et logique (ALU) où s'effectuent toutes les opérations arithmétiques et logiques.
- Deux accumulateurs A et B de 8 bits chacun, leur rôle principal est de conserver les opérands et les résultats de ALU.
- Un registre d'index de 16 bits dont le rôle est très important pour le stockage de données et pour l'adressage indexé, ce qui facilite relativement la programmation en l'utilisant.
- Un pointeur de piles de 16 bits, il sert pour la sauvegarde du contexte lors d'une interruption du programme principal.
- Un registre d'état, appelé aussi registre code condition (CCR), il est composé de 8 bits qui indiquent après chaque opération effectuée par le MPU, l'état du résultat.

5.5.2 - 1.2. Différentes lignes du microprocesseur 6802 :

Il possède 3 bus indépendants :

- Un bus de données de 8 bits.
- Un bus d'adresse de 16 bits.
- Un bus de contrôle.

1/ Bus de données ($D_0 - D_7$).

Il est composé de 8 lignes unidirectionnelles, c'est-à-dire que ces lignes sont sortantes et entrantes. Elles transmettent les données du microprocesseur à ces périphériques et vice-versa.

2/ Bus d'adresse ($A_0 - A_{15}$).

Ce bus est composé de 16 lignes, elles sont sortantes du microprocesseur ; c'est un bus à trois états.

Lorsque le micro va lire ou écrire une donnée d'une case mémoire, il dépose son adresse sur le bus d'adresse, mais cette opération ne sera exécutée que si un signal de commande est envoyé pour rendre les lignes en basse impédance.

3/ Bus de Contrôle.

Il est composé des lignes suivantes :

- R/W signal de sortie de "lecture - écriture" destiné au circuit mémoire et périphériques.

- RESET : un niveau bas sur cette entrée entraîne une initialisation complète du microprocesseur.

Les vecteurs d'initialisation sont accessibles aux adresses : FFFE - FFFF.

L'adresse constituée par ces deux mémoires est chargée dans le compteur ordinal (PC) puis le microprocesseur exécute le programme à partir de cette adresse. Un simple réseau R-C peut être utilisé pour l'initialisation.

- HALT : ou arrêt du microprocesseur.

Le microprocesseur s'arrête et met à haute impédance le bus d'adresse, le bus de données et le signal R/W.

- 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".

- NMI : cette entrée est active sur un front descendant.

- VMA : c'est un signal de sortie, il indique aux périphériques qu'il y a une adresse validée sur le bus d'adresse.

5.2 - 2. PIA MC 6821 (Peripheral interface adapter).

Le PIA 6821 est le coupleur de périphérique qui permet de réaliser la liaison parallèle entre le microprocesseur 6802 et ses périphériques.

Le PIA communique avec le microprocesseur par l'intermédiaire des bus de données (8 bits) d'adresses (5 lignes) et de contrôle. Il comprend deux ports A et B de 8 entrées/sorties chacun. Chacune des lignes entrée/sortie peut être programmée en entrée ou en 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 pourront être les signaux de commande ou de dialogue. Ce sont CA_1 et CA_2 pour le port A ; CB_1 et CB_2 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 deux signaux CA_1 et CB_1 sont obligatoirement en entrée : tandis que les 2 autres : CA_2 et CB_2 peuvent être en entrée ou en sortie.

L'accès au registre de commande ou de données de l'un des ports se fait à partir des bits d'adresse A_0 et A_1 reliés respectivement aux entrées "registre selut" qui sont $RS0$ et $RS1$ comme l'indique le tableau suivant :

RS1	RS0	Registre sélectionné
0	0	Registre de données du port A (ORA, DDRA).
0	1	Registre de commande du port A (CRA).
1	0	Registre de données du port B (ORB, DDRB).
1	1	Registre de commande du port B (CRB).

5.2 - 2.1. Fonctionnement du PIA :

1/ Transfert d'une donnée de périphérique vers le microprocesseur.

La donnée disponible sur le port A par exemple (PA0 - PA7) en entrée donc contenu de DDRA = 0) est directement transmise à l'amplificateur bus de données par l'intermédiaire du bus de sortie. Elle ne transite pas par ORA, il n'y a donc pas mémorisation de données en entrée. Ce transfert se fait sous le contrôle de CRA. Un signal actif sur CA₁ sera validé par \overline{IRQA} si et seulement si le contenu du registre de contrôle le permet. La fonction est la même pour le port B.

2/ Transfert d'une donnée du processus vers la périphérie.

La donnée disponible sur le bus du MPU est chargée dans le registre de sortie B, par exemple, par l'intermédiaire du bus d'entrée, elle est donc mémorisée. Le port B est en sortie (DDRB = FF), la donnée est disponible tant qu'une nouvelle écriture n'est pas intervenue.

3/ Signaux de dialogue.

- CA₁ - CB₁ : ces deux entrées associées respectivement aux ports A et B sont actives sur des fronts montants ou descendants sur la programmation des registres de contrôle associés et positionnent une interruption (bit 7 des registres de contrôle).
- CA₂ : ce signal est associé à la partie A du PIA peut être programmée en entrée ou en sortie. Elle permet de contrôler l'échange à travers le PIA, son rôle est

déterminé par le contenu des bits 3, 4 et 5 de C'A. Elle positionne, en entrée, une interruption (bit 6 de C'A).

. CB₂ : cette ligne (ou signal) associée à la partie B (port B) du PIA, travaille en entrée ou en sortie dans un mode défini par les bits 3, 4 et 5 de C'B. En sortie, elle peut servir de source de courant (1 mA sous 1,5 V) contrairement à CA₂. En entrée, elle positionne l'interruption (bit 6 de C'B).

Le tableau suivant résume les signaux du dialogue.

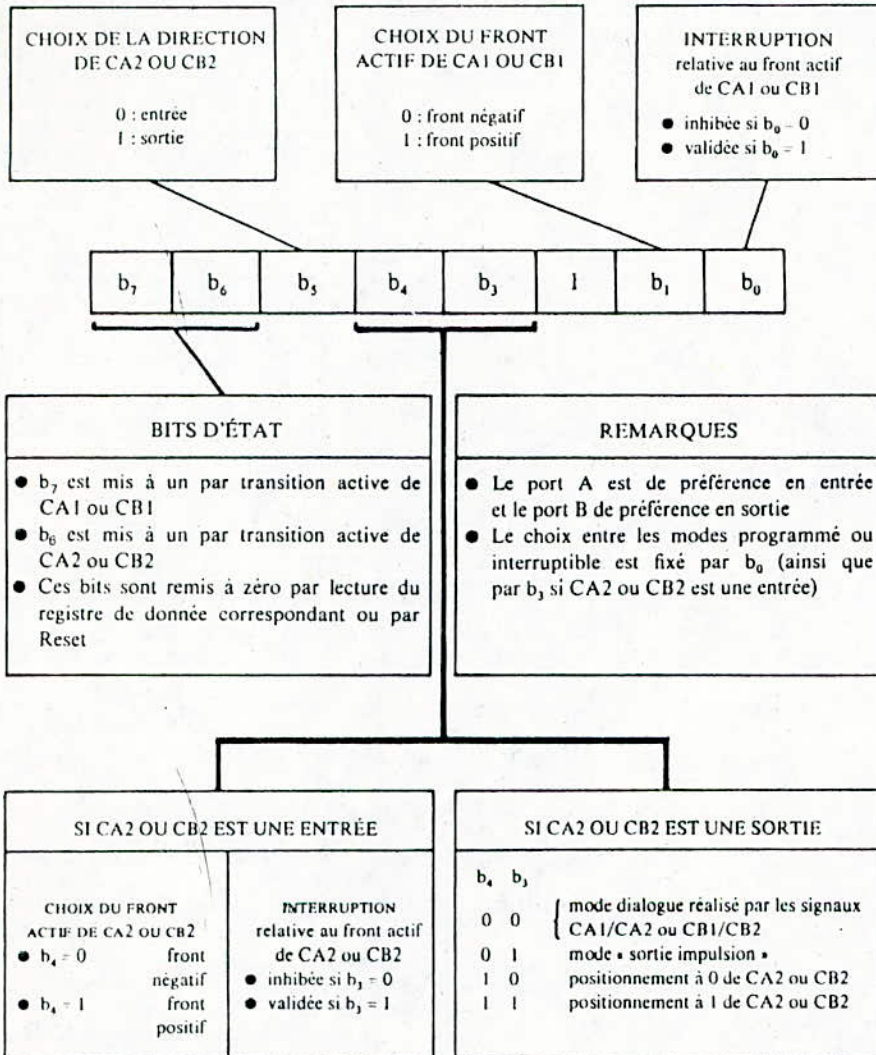


Fig 92. - Synoptique de détermination du mot de commande et d'état du PIA

5.5.2 - 2.2 . 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 sortie ; "1" pour chaque E/S devant être déclarée en sortie. Ce mot direction doit être envoyé dans le registre de direction, pour ce faire, on écrira ce mot de direction dans l'accumulateur A pour une instruction LDAA puis on transférera ce mot dans le registre de direction par une instruction d'écriture.
- Détermination du mot commande pour chaque port utilisé et écriture de ce mot de commande dans le registre de commande.

5.5.2 - 2.3. Fonctionnement du PIA en mode interruptible :

La programmation du PIA en mode interruptible est la même que celle en mode programmé avec cependant les deux remarques suivantes :

- La sortie IRQ de l'interface est réunie à l'entrée IRQ du microprocesseur.
- Les demandes d'interruption doivent être faites en programmant dans le mot de commande le bit "0" à "1" et le bit 3 à "1" pour CA₁ et CA₂ respectivement.

5.5.2 - 3. PTM 6840 (Temporisation programmable).

Le PTM 6840 (programmable Timer Module) est un coupleur d'entrée sortie spécialisé. Il contient trois temporisateurs indépendants pouvant être utilisés en multi-vibrateur astable ou monostable, en compteurs d'incrément, en générateurs d'impulsion, en mode de mesure de données d'impulsion ou de période. Le PTM couvre un domaine d'application très vaste et très varié.

Le PTM communique avec le 6802 par l'intermédiaire des bus de données (8 lignes), d'adresses (5 lignes) et de contrôle et avec la périphérie par une ligne de sortie et deux lignes, d'entrée (horloge et gachette) pour chacun des trois temporisateurs.

5.5.2 - 3.1. Organisation interne et externe du PTM :

1/ Organisation interne.

. CRA - CR2 - CR3 : ce sont trois registres de contrôle (3 bits) qui contiennent les paramètres de fonctionnement de chaque temporisateur. Ils ne sont accessibles qu'en écriture.

. T₁ - T₂ - T₃ : trois registres tampon de 16 bits (à écriture). Ils

contiennent les paramètres de comptage, et ils sont chacun associés à un compteur de 16 bits à lecture. Ils sont divisés en 2 registres de 8 bits correspondants aux poids forts (MSB) et aux poids faibles (LSB).

. SR : registre d'état de 8 bits à lecture seule, il contient les informations sur le fonctionnement en interruption de chacun des temporisateurs ainsi que sur l'état de la ligne IRQ.

2/ Organisation externe.

Le PTM se présente sous la forme d'un boîtier DIL, 28 broches mono-tension (0, + 5 V).

Il possède :

- a) Un bus de données : D₀ - D₇. Ces 8 lignes sont bidirectionnelles, et sont directement reliées au bus du 6802.
- b) Un bus d'adresses (5 lignes) divisé en 2 catégories :
 - * $\overline{CS0}$ - CS1 : ces deux entrées permettent de sélectionner le boîtier PTM en faisant ($\overline{CS0} . CS1 = 0 . 1$).
 - * RS0 - RS1 - RS2 les combinaisons de ces trois lignes permettent de sélectionner les registres internes (8 octets mémoires).
- c) Bus de contrôle qui comporte :
 - * E : signal d'activation des échanges.
 - * RESET : initialisation du PTM, tous les tampons sont positionnés à leurs valeurs maximales, ainsi que les compteurs associés, les registres de contrôle sont à 0 sauf CR10 qui est mis à 1. Les sorties O_x sont à zéro et les entrées \overline{CX} inhibées. Le registre d'état est à 0.
 - * R/\overline{W} : lecture - écriture.
 - * \overline{IRQ} : reliée à \overline{IRQ} , \overline{FIRQ} ou \overline{NMI} du microprocesseur. Cette ligne permet d'interrompre l'exécution d'un programme.
- d) Entrées horloges (C₁ , C₂ , C₃) : les compteurs internes du PTM peuvent être activés par l'horloge du MPU ou des horloges externes.
- e) Entrées de déclenchement G₁ , G₂ , G₃ : ces entrées servent pour déclencher respectivement les fonctions des temporisateurs 1, 2 et 3.
- f) Sorties des temporisateurs O1, O2, O3 : chaque sortie a son signal propre quand le temporisateur travaille en astable.

Si le temporisateur travaille en mode "intervalle de temps", la sortie correspondante n'est pas définie.

Remarque /

Les points de 1 à 3 constituent les liaisons du PTM avec le microprocesseur.

Les points de 4 à 6 constituent les liaisons du PTM avec la périphérie.

5.5.2 - 3.2. Fonctionnement du PTM :

Le registre de contrôle (CR) doit être programmé pour définir le mode de fonctionnement pour chaque temporisateur.

Le contenu du registre de contrôle permet également de valider la sortie et les interruptions générées par les temporisateurs. Si on désire connaître quel temporisateur est l'origine d'une interruption on teste le registre d'état.

5.5.2 - 3.3. Sélection des registres internes :

La sélection des registres internes dépend de CS, RS et R/\bar{W} .

Le PTM occupe 8 octets mémoires pour 10 registres internes. Les 3 registres tampons sont accessibles par le microprocesseur en écriture. Dans le cas d'une écriture aux mêmes adresses, on lit le contenu du compteur associé.

Les lignes A3 - A15 sont reliées à un décodeur qui détermine l'adresse de base du PTM en sélectionnant le boîtier. Les lignes A₀, A₁ et A₂ sont reliées respectivement à RS0, RS1 et RS2

5.5.2 - 3.4. Programmation du PTM.

1/ Rôle du registre de commande.

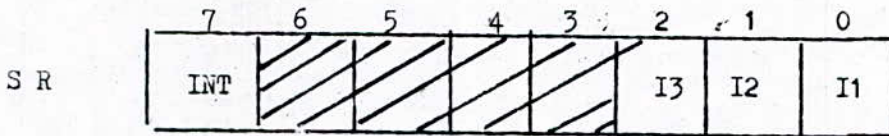
Le fonctionnement du temporisateur est défini par le contenu du registre de commande qui lui est associé.

CR10 de RESET logiciel, CR20 est le bit d'adressage supplémentaire, CR30 permet de diviser ou non l'horloge du compteur 3 par 8.

Le tableau suivant résume le rôle des différents bits du registre de commande.

2/ Rôle du registre d'état SR.

Ce registre contient 8 bits ; 4 seulement sont utilisés. Les bits 0, 1, 2 sont associés respectivement aux temporisateurs 1, 2 et 3 en qualité de bits indicateurs d'interruption indépendants. Le bit 7 est commun aux trois.



Un RESET externe ou interne efface l'indicateur d'interruption. Une lecture du compteur cause de l'interruption, précédée de celle du registre d'état, réinitialise également le registre d'état.

3/ Rôle des registres tampons. Initialisation.

Chaque temporisateur indépendant comprend un registre tampon de 16 bits (écriture) associé à un compteur 16 bits (lecture) La durée de comptage d'un compteur dépend du contenu du registre tampon.

Comme les tampons sont à 16 bits et que les données sont sur 8 bits, un registre de stockage intermédiaire est nécessaire. L'octet poids fort destiné au registre tampon du timer X est préalablement stocké dans le registre MSB Buffer, il sera automatiquement transféré dans le registre tampon MSBX lors de l'écriture du registre LSBX correspondant.

De ce fait, le MSBX doit toujours être chargé avant LSBX. Un RESET externe ($\overline{\text{RESET}} = 0$) initialise les tampons à leurs valeurs maximales.

Un RESET interne n'a aucun effet.

4/ Rôle des compteurs - Initialisation.

L'initialisation d'un compteur est définie comme le transfert d'une donnée du registre tampon dans le compteur, d'où effacement de l'indicateur d'interruption associé au compteur. Elle se produit dans le cas d'un RESET externe. ($\overline{\text{RESET}} = 0$), d'un RESET interne ($\text{CR10} = 1$), lors d'une écriture dans le registre tampon associé au bus d'une transition négative sur la gachette \overline{G} . Ces deux derniers cas dépendant du mode de fonctionnement.

Une fois initialisé, le compteur est automatiquement décrémente à la vitesse de l'hor-

loge choisie.

A chaque fois que son contenu est nul, il est initialisé automatiquement avec le contenu du tampon qui lui est associé.

5.5.2 - 3.5. Mode de fonctionnement du PTM :

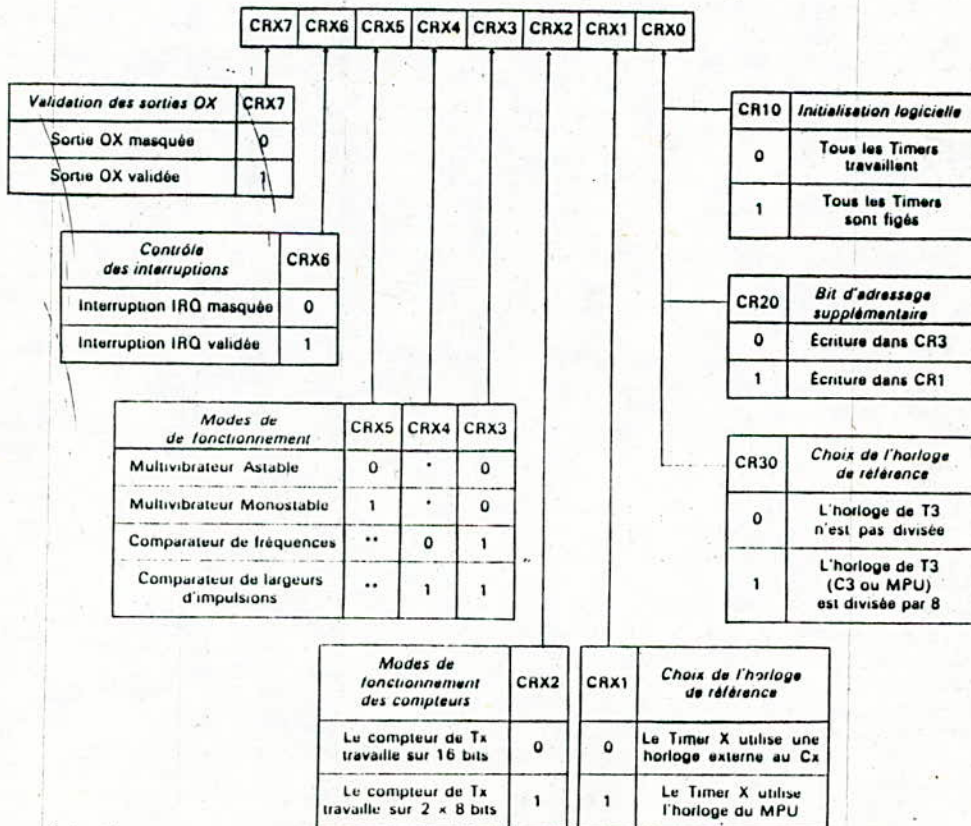
Le mode de fonctionnement du PTM est défini par le contenu du registre de commande.

Il fonctionne soit en astable, monostable, comparaison de fréquence, comparaison de largeur d'impulsion.

Notre travail nécessite le choix du mode comparaison de largeur d'impulsion.

L'application d'un front descendant sur la gachette (\overline{GX}) lance le compteur, le comptage est arrêté par un front positif sur la gachette, ce mode présente deux aspects :

- CRX 5 = 0 : \overline{GX} passe à l'état bas le compteur est initialisé. Si \overline{GX} revient à "1" avant la fin du comptage ; l'indicateur d'interruption est positionné, le compteur se bloque.
- CRX 5 = 1 : si la fin du comptage du compteur apparaît avant le retour à haut de \overline{GX} , une interruption est générée.



* Détermine l'initialisation des compteurs.
 ** Validation des conditions d'interruption.

5. 5.3 - Décodage d'adresse.

Une carte à microprocesseur est composée de mémoires vives, de mémoires mortes (ROM) et des circuits périphériques en plus bien sûr du microprocesseur qui gère l'ensemble. Pour qu'elle fonctionne correctement, le microprocesseur doit sélectionner un organe et un seul à la fois d'où la nécessité d'un décodage d'adresse. Dans le cas du 6802, tout organe d'entrée - sortie est lu ou écrit comme une position mémoire.

- La sélection d'un organe d'entrée - sortie nécessite trois bits d'adresses.
- Deux bits pour sélectionner soit la RAM, soit la ROM, soit les organes d'entrée sortie, on utilise les bits A14 et A15.
- 1 bit de sélection linéaire pour sélectionner un parmi n organes d'entrée / sortie, ce bit doit être autre que les bits A_0 , A_1 , A_2 qui sont affectés à la sélection de l'un des registres de l'organe.

Notre carte est composée des éléments suivants :

- . 1 microprocesseur 6802.
- . 2 P I A 6821.
- . 6 P T M 6840.
- . 1 E P R O M 2716.

On a choisi pour la sélection, la configuration suivante :

- A 14 = 0 A 15 = 0 Pour sélectionner la RAM interne.
- A 14 = 1 A 15 = 1 Pour sélectionner l'EPR0M.
- A 14 = 0 A 15 = 1 Pour sélectionner les organes d'entrée - sortie.

Et on a choisi comme bits de sélection linéaires, les bits de A 3 à A 10.

Pour pouvoir utiliser l'interruption du microprocesseur, il faut que la ROM contienne l'adresse de cette interruption, car cette dernière provoque l'arrêt du microprocesseur et l'exécution d'une séquence de traitement qui se termine par le branchement du microprocesseur à l'adresse d'interruption.

Dans le cas du 6802, ces différentes adresses sont :

- FFFE et FFFF pour RESET.
- FFFC et FFFD pour N M I.
- FFF8 et FFF9 pour I R Q.

Donc comme notre Eprom est de 2 K octets, elle doit être située entre l'adresse

C 000 et C 7FF.

La RAM utilisée est la RAM interne du 6802, on l'a placée entre les adresses 00 et 128.

L'adressage de ces différents boîtiers est comme suit :

	A15	A14	A13	A12	A11	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
RAM	0	0								X	X	X	X	X	X	X
ROM	I	I*				X	X	X	X	X*	X	X	X	X	X	X
PIA1	I	0											I	X	X	X
PIA2	I	0										I		X	X	X
PTM1	I	0									I			X	X	X
PTM2	I	0								I				X	X	X
PTM3	I	0							I					X	X	X
PTM4	I	0						I						X	X	X
PTM5	I	0					I							X	X	X
PTM6	I	0				I								X	X	X

Les X indiquent la liaison entre le bus d'adresse du microprocesseur et celui des organes. Ce sont les bus d'adresse pour les mémoires et les bits de sélection de registre pour les organes d'entrée - sortie.

Les cases contenant un chiffre indiquent la liaison entre le bus d'adresse du microprocesseur et les bits de sélection de boîtiers des organes. Cette liaison se fait soit directement, soit par l'intermédiaire d'une logique comme on le verra après.

5.6 - Description de la partie logicielle (SOFTWARE).

Cette partie est composée d'un programme principal et de plusieurs sous-programmes.

Nous allons d'abord voir la description générale des programmes ensuite, on passera au détail de chacun.

5.6 - 1. Description générale.

A partir de N et P données (vitesse de rotation et nombre de paires de pôles respectivement). On calcule les différentes temporisations qu'on stocke dans une table, et on choisira le B qui convient. Ensuite, on charge tous les compteurs ; une fois fait, on les amorce et on charge immédiatement les prochaines valeurs dans les verrous, puis le microprocesseur attend qu'un décompte termine, ce qui se passe lorsque $\overline{\text{TRQ}}$ du microprocesseur est activé. Alors, le microprocesseur entame la recherche du décompte qui l'a sollicité dès qu'il le trouve, il stockera la nouvelle valeur dont il aura besoin dans son verrou, et attend une nouvelle sollicitation et ainsi de suite.

5.6 - 2. Calcul des temporisations.

On a vu pour qu'une onde PWM unipolaire ne contienne pas les harmoniques 5, 7, 11, il suffit d'avoir les angles suivants :

$$\alpha_1 = 8,73^\circ \quad ; \quad \alpha_2 = 24,4^\circ \quad \text{et} \quad \alpha_3 = 27,79^\circ.$$

et à base de ces derniers, on détermine les angles où devront s'opérer les commutations, ce sont :

8,73°	155,6°	207,79°
24,4°	171,27°	332,21°
27,79°	188,73°	335,6°
152,21°	204,4°	351,27°

La différence de deux angles consécutifs donne le temps qui sépare deux commutations successives ; et c'est ce temps qui nous intéresse car c'est lui qui sera chargé dans le décompteur.

Les angles qui correspondent aux différentes temporisations sont alors :

$$8,73^\circ - 15,67^\circ - 3,39^\circ - 142,42^\circ - 3,39^\circ - 15,67^\circ - 8,73^\circ.$$

On a énuméré que les angles qui correspondent à la demi-période, les autres sont les symétriques de ces derniers par rapport à .

Pour calculer les temporisations, on sait que :

$$\left. \begin{array}{l} 360^\circ \longrightarrow T = \frac{1}{f} \\ \alpha_i^\circ \longrightarrow t_i \end{array} \right\} t_i = \frac{\alpha_i}{360f}$$

Il est plus intéressant d'exprimer t_i en fonction de la vitesse de synchronisme N et du nombre de paires de pôles P .

On a :

$$N = \frac{60f}{p} \text{ (tr/mn)} . \quad f = \frac{NP}{60} \text{ (tr/mn)} ; t_i = \frac{\alpha_i}{6 NP}$$

On remarque que pour un α_i donné t_i est fonction de N et P est exprimé en seconde, or t_i n'est que de l'ordre de quelques dixième de milliseconde.

Pour éviter de travailler avec les nombres décimaux ou les puissances de 10, on a préféré procéder comme suit :

- exprimer t_i en $\mu\text{s.}$ soit,

$$t_i = \frac{\alpha_i}{6 NP} \times 10^6 \mu\text{s.}$$

- On remarque qu'on peut faire correspondre à chaque

$$\alpha_i \text{ un } A_i = \frac{10^6 \alpha_i}{6}$$

alors : $t_i = \frac{A_i}{NP}$.

Les différents A_i sont donnés dans le tableau suivant :

α_i	A_i
8,73	$A_1 = 1455000$
15,67	$A_2 = 2611666$
3,39	$A_3 = 565000$
124,42	$A_4 = 20736667$
3,39	$A_5 = 565000$

i	A_i
15,67	$A_6 = 2611666$
8,73	$A_7 = 455000.$

A ces A_i il faut ajouter : le $A \left(\frac{2}{3} \right)$ qui correspond à $T/3$ et est égale à $20 \cdot 10^6$.

Pour calculer t_i , on a développé l'une des multiplications, pour calculer $N \times p$ et l'autre de division pour $\frac{A_i}{(Np)}$.

Chaque A_i occupe 3 octets et un mot écrit dans ce nombre d'octets ne peut dépasser 16777215, or, on remarque que $A(124142^\circ)$ et $A(120^\circ)$ dépasse ce nombre, alors que tous les autres ne le dépassent pas.

On a décidé de travailler sur 3 octets, on a pris alors :

$$A(124,42) = \frac{20736667}{2} = 10.368.334.$$

$$\text{et } A(120) = \frac{20.000.000}{2} = 10.000.000.$$

le $t(124,42)$ et $t(120)$ seront multipliés par 2.

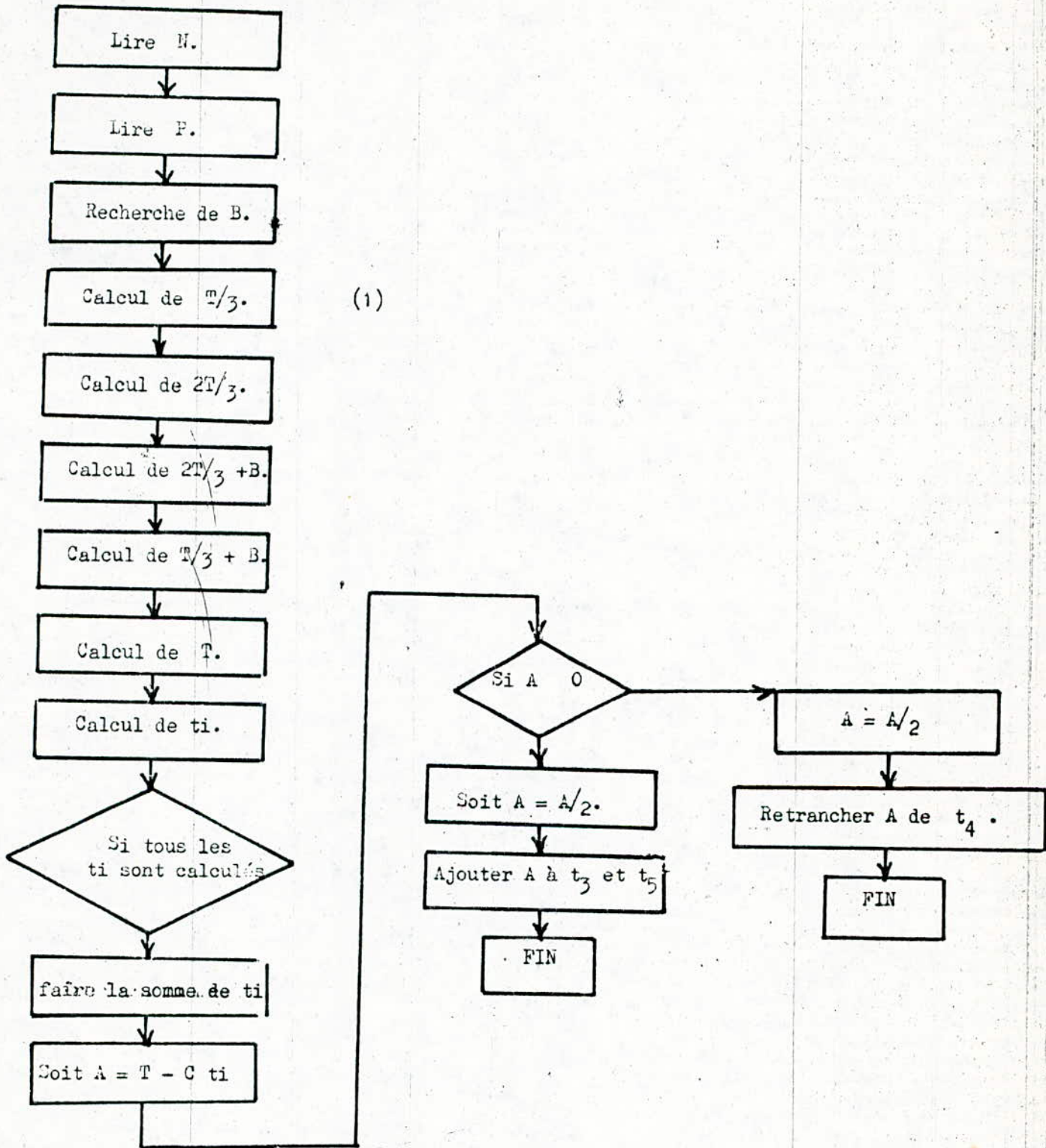
Maintenant, il se pose le problème de la présentation de t_i en mémoire car certaines temporisations dépassent 65535 alors que les décompteurs ne peuvent en contenir plus.

La solution consistait à écrire t_i sous la forme :

$$B \times 65535 + R.$$

On stocke B dans une mémoire et R dans les deux autres.

5.6 - 2.1. Organigramme de calcul de t_i :



LDAA	N1	JBR	Division
STAA	M de 1	LDAA	RD1
LDAA	N2	STAA	8H,X
STAA	M de 2	CMPA	# 02
LDAA	P	BEQ	T11
STAA	Mteur	CMPA	# 01
JSR	Mtion	BEQ	T12
LDAA	RM1	LDAA	4FH
STAA	4CH	STAA	14H,X
STAA	Divis1	LDAA	50H
LDAA	RM2	STAA	20H,X
STAA	4DH	JP	T111
STAA	Divis2	T11 LDAA	4FH
JSR	Recherche de B	SUBA	# FEH
LDX	00	STAA	14H,X
LDAA	COOF ^H , X.	LDAB	50H
STAA	divid1	SBCB	# FFH
LDAA	COOF ^H , X	STAA	20H,X
STAA	DIVID2	T111 ADAA	14H,X
LDAA	CO17 ^H , X	STAA	14H,X
STAA	DIVID3	ADCB	20H,X
JSR	DIVISION	STAB	20H,X
LDAA	RD1	BCS	T14
STAA	4EH,X	T110 LDAA	0B,X
STAA	DIVID1	ADAA	0B,X
LDAA	RD2	STAA	01,X
STAA	4FH,X	LDAA	14F,X
STAA	DIVID2	ADAA	14F,X
LDAA	50H,X	STAA	16F,X
STAA	DIVID3	LDAB	20F,X
LDAA	# FFH	ADCB	20F,X
STAA	Divis1	STAB	22F,X
STAA	Divis2	BCS	T15

T112 ADAA 13H,X
 STAA 17H,X
 ADCB 1FH,X
 STAA 23H,X
 BCS T16
 T17 LDAA 07H,X
 ADAA 0BH,X
 STAA 0BH,X
 LDAA 07H,X
 ADAA 0BH,X
 STAA 0AH,X
 LDAA 14H,X
 ADAA 13H,X
 STAA 16H,X
 T LDAA 1FH,X
 ADCA 20H,X
 STAA 22H,X
 BCS T18
 LDAA 07H,X
 ADAA 0BH,X
 STAA 09H,X
 T113 LDAB #06
 LDAA 4E
 ADAA 4E
 STAA 4E
 LDAA 4F
 ADCA 4F
 STAA 4F
 LDAA 50
 ADCA 50
 STAA 50
 DEC 8
 BEQ T114

T2 LDAA 4EH
 SOBA #FFH
 STAA 14H,X
 LDAB 50H
 SBCB #FFH
 STAA 20H,X
 JP T111
 T14 INC 0BH,X
 JP T110
 T15 INC 0AH,X
 JP T112
 T16 INC 0BH,X
 JP T17
 T18 INC 09H,X
 JP T19
 LDAA 4C
 STAA DIVIS 1
 LDAB 4D
 STAA DIVIS 2
 LDX 00
 T180 LDAA C000,X
 STAA DIVID 1
 LDAA C008,X
 STAA DIVID 2
 LDAA C010,X
 STAA DIVID 3
 JSR DIVISION
 LDAA RD
 CMPA #80
 BGE T110
 JP T120
 T10 LDAA #1
 ADDB RD3
 CLRB


```

ADC B RD2
CLRB
ADC B RD1
JP T120
T120 LDAA IT
SUBA RD1
STAA DIVID1
CLRB
SBCB RD2
STAB DIVID2
CLRB
SBCB RD3
STAB DIVID3
LDAA DIVIS1
STAA # FF
STAA DIVIS1
STAA DIVIS2
JSR DIVISION
LDAA RESULTAT3
STAA 00, X
CMPA # 2
BEQ T130
CMPA # 1
BEQ T140
LDAA DIVID2
STAA 00, X
LDAA DIVID1
STAA 18, X
JP T150
T130 LDAA DIVID1
SUBA # FE
STAA 00, X
LDAA DIVID2
SBCA # 01
STAA 18, X
JMP T160

```

```

T160 CMPX # 04
BEQ T170
T150 INCX
CPX # 7
BEQ T175
JP T180
T170 LDAA 04, X
ADAA 04, X
STAA 04, X
LDAA 10, X
ADCA 10, X
STAA 10, X
LDAA 10, X
ADC 10, X
STAA 10, X
JP T150

```

Programme de la
Multiplication.

```

LDAA Moteur
STAA 60
CLR 5F
CLR 5E
LDAA 08
STAA 61
ASL 60
BCC T1
LDAA 5F
ADDA 5C
STAA 5F
LDAA 5E
ADCA Mde (Poids faible)
STAA 5D
ROR 5F
ROR 60
BCC T1
LDAA 5F
ADAA Mde (Poids faible)
STAA 5F
LDAA 5E
ADCA Mde (Pd fort)
STAA 5E
DEC 61
TST 61
BNE T2

```

5.6 - 2.3. Commentaire du programme 1.

- Pour calculer t_i , on prend A , on le divise par $N \times P$, si la partie décimale du résultat est $0,5$, on ajoute 1 à la partie entière, on arrondit ainsi le résultat, sinon on n'ajoute rien et on ne tiendra pas compte de cette partie décimale.

- Le résultat de $\frac{A(t_4)}{N P}$ et $\frac{A(T/3)}{N P}$ sera multipliée par 2, car

$A(t_4)$ et $A(T/3)$ ont été divisés par 2.

- Pour calculer $\frac{2T}{3}$, on fait $T/3 + T/3$.

- Pour calculer T , on fait $\frac{2T}{3} + \frac{T}{3}$.

- On a représenté t_i sous la forme :

$$t_i = B' \times 65535 + C.$$

$$\text{avec } B' = \frac{t_i}{65535} \text{ et } C = t_i - B' \times 65535.$$

B' occupe un octet.

C occupe 2 octet.

A occupe 3 octet.

Les adresses des cases mémoires réservées pour le stockage des A_i et t_i sont représentées dans le tableau suivant :

A_i	Les adresses.			t_i	B_i	les adresses C_i	
A_1	C000	C008	C010	t_1	00	CC	18
A_2	C004	C009	C011	t_2	01	OD	19
A_3	C002	C00A	C012	t_3	02	OE	IA
A_4	C003	C00B	C013	t_4	03	OF	IB
A_5	C004	C00C	C014	t_5	04	10	IC
A_6	C005	C00D	C015	t_6	05	11	ID
A_7	C006	C00E	C016	t_7	06	12	IE
$A(T/3)$	C007	C00D	C017	B	07	13	IF
				$T/3$	08	14	20
				$T/3 + B$	09	15	21
				$\frac{2T}{3}$	0A	16	22
				$\frac{2T}{3} + B$	0B	17	23

5.6 - 3. Calcul de B.

La tension de sortie aux bornes de l'onduleur a pour amplitude :

$$V = \frac{4 E}{\pi} (1 - \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2 - 2 \cos \alpha_3) \cos \frac{B}{2} .$$

avec E = tension continue aux bornes de l'onduleur.

Dans notre cas, on a fait les calculs avec $E = 220 \text{ V}$ et 440 V . On trouve alors la valeur efficace de V .

V se présente sous la forme : $V = C \cos \frac{B}{2}$.

$$B = 2 \text{ ARCOS} \left(\frac{V}{c} \right) \quad \text{avec } c = 259 \quad \text{pour } E = 220 \text{ V} .$$

Détermination de V .

Comme on travaille à $\frac{E}{f} = \text{constante}$.

Pour $E = 220 \text{ V}$ et $f = 50 \text{ Hz}$ $\frac{E}{f} = 4,4$.

$$\text{or, } f = \frac{NP}{60} \implies \frac{V \cdot 60}{NP} = 4,4 \implies V = \frac{4,4 NP}{60}$$

Alors pour un (NP) donné, on détermine V puis B ; mais programmer un Arcos n'est pas une chose facile, alors on a décidé de résoudre le problème autrement :

En exploitant le fait de pouvoir augmenter la tension d'alimentation du moteur de 25% de sa valeur nominale sans risque de détérioration de ce dernier.

A chaque fois, on fait décroître V de sa valeur nominale (220 V ou 440 V) de 10% jusqu'à théoriquement zéro volt. Dans notre cas, on s'est arrêté à 5 V, et à chaque fois, on calcule le B et le N correspondants pour un P donné.

Exemple :

Supposons que pour $V(n)$, on trouve $B(n)$ et $N(n)$

Pour $V(n-1) = V(n) - 0,1 V(n)$, on trouve $B(n-1)$ et $N(n-1)$.

Alors pour toutes les vitesses comprises entre $N(n)$ et $N(n-1)$, on prendra $B(n)$ et donc $V(n)$.

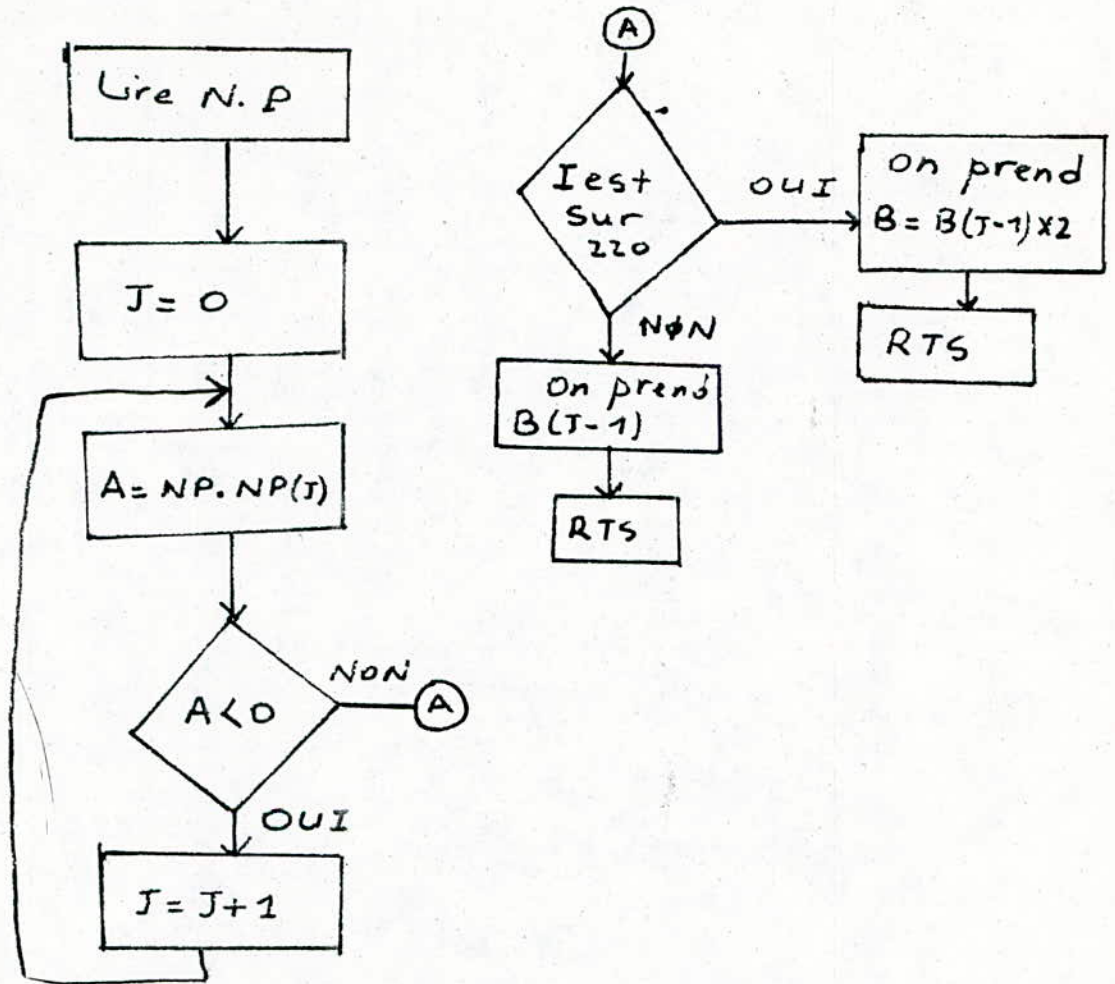
On a préféré de prendre + 10% de la tension nominale et non - 10% pour conserver les possibilités du moteur et éviter ainsi l'augmentation du glissement qui se traduirait par l'augmentation des pertes.

En réalité, en calculant pour une tension V donnée le NP correspondant et non le N ce qui est d'ailleurs équivalent, on facilite la programmation.

Pour $V = V_1$	pour $P = 1$	on a	$N = N_1$	$NP = N_1$
	pour $P = 2$	on a	$N = \frac{N_1}{2}$	$NP = N_1$
	pour $P = 3$	on a	$N = \frac{N_1}{2}$	$NP = N_1$.

On remarque que P pour un V donné correspond un NP et un seul.

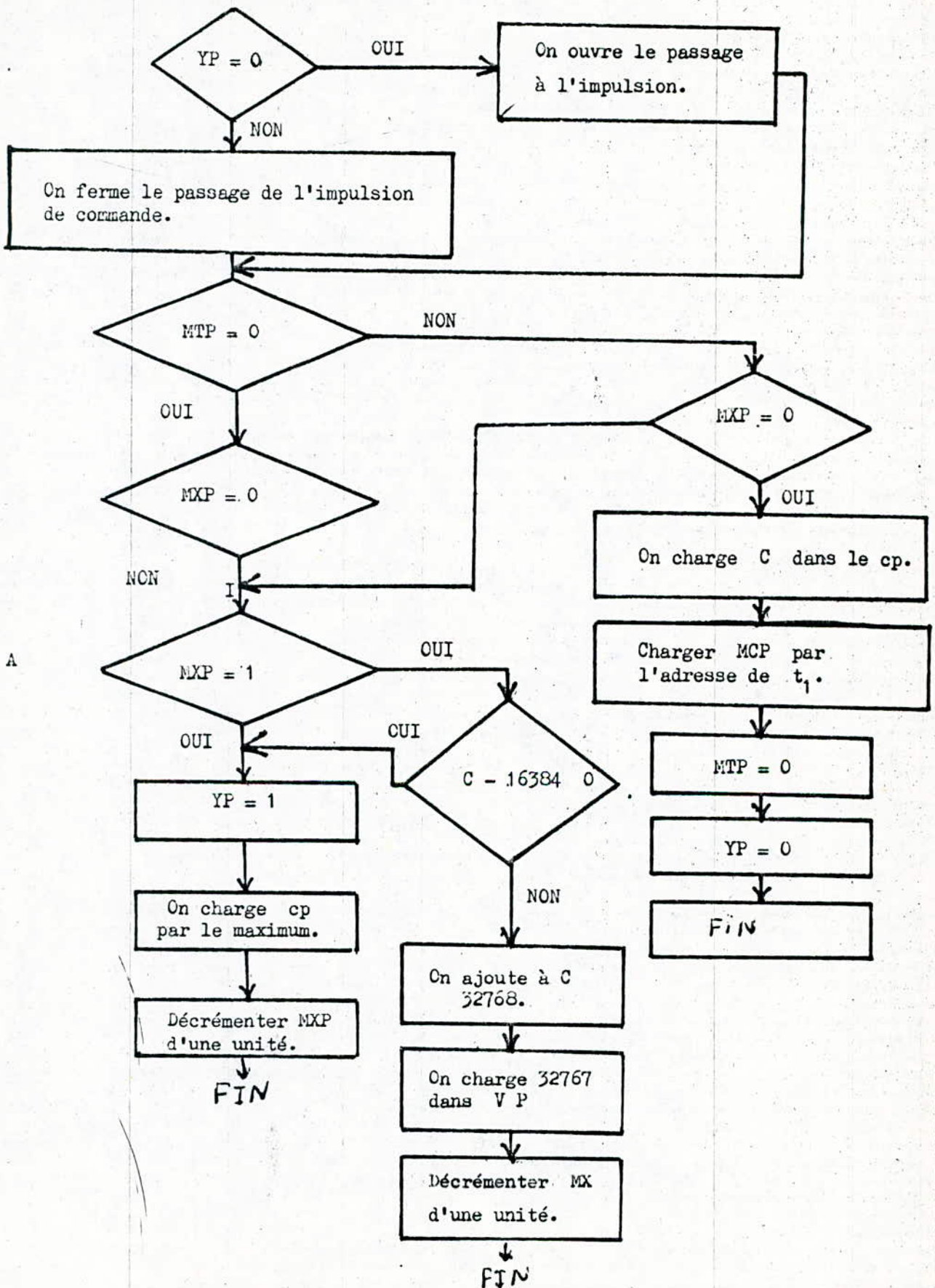
5.6.3.1 Organigramme de recherche de β



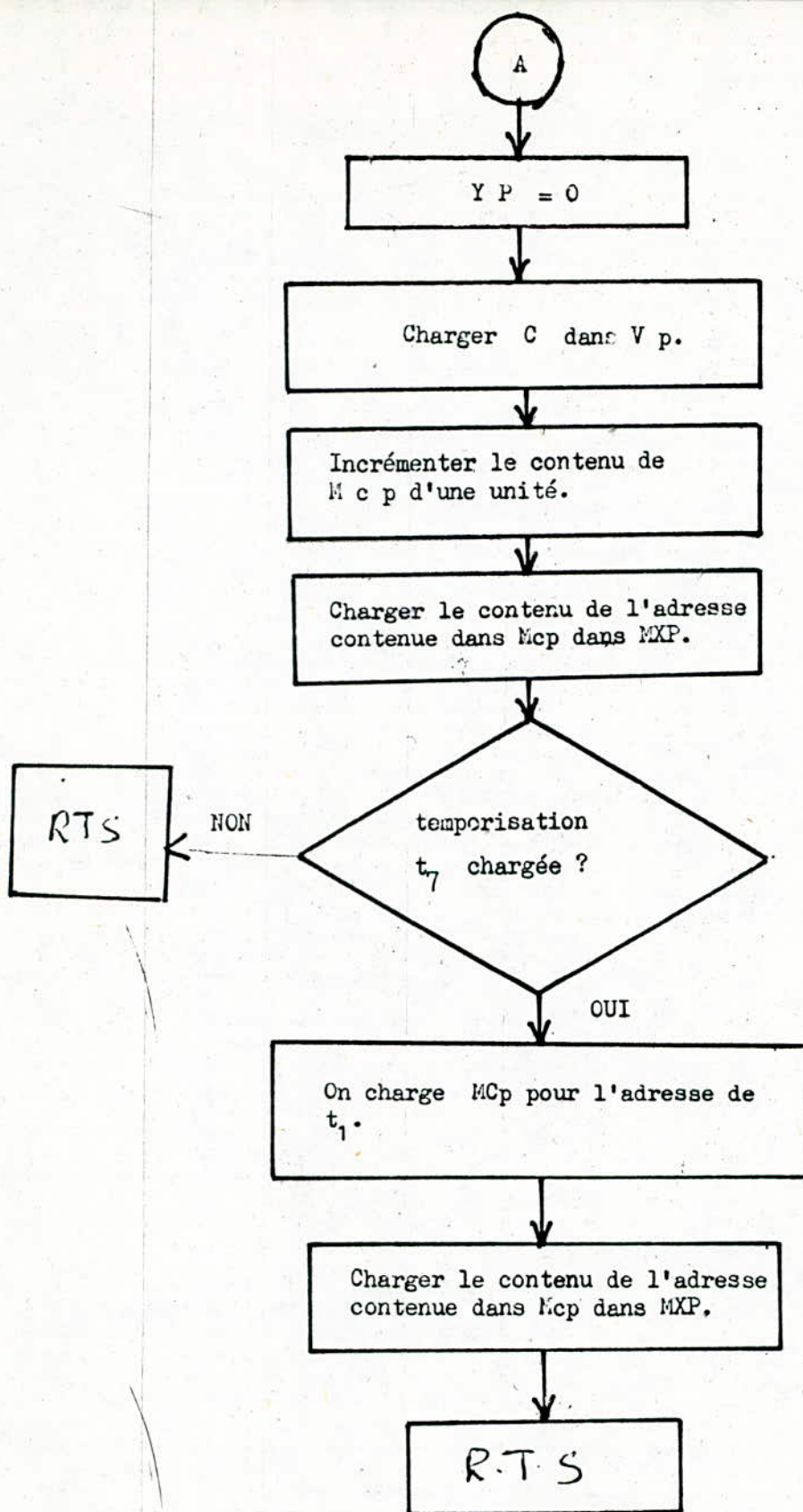
5.6.3.2 programme

LDX		T40 LDAA PA1	RTS
T41 LDAA NP(poids faible)		ANDA #40	T43 LDAA AA,X
SUBA 18,X		CMPA #00	ADAA AA,X
LDAB NP(P. fort)		BES 43	STAA 1F
SBCB 3C,X		LDAA 62,X	LDAA 27,X
BCS T40		STAA 7	ADCA 27,X
INX		LDAA 87,X	STAA 13
JP T41		STAA 13	LDAA 62,X
		LDAA AA,X	ADCA 62,X
		STAA 1F	STAA 7
			RTS

5.6 - 4. Organigramme de chargement d'un décompteur.



A



5.6.4.1 Programme de chargement d'un compteur (SP2)

```

TSP2 LDAA YP
      CMPA 00
      BEQ T25
      on ferme le passage
      à l'impulsion de commande.
      LDAA MTP
      CMPA #00
      BNE T20
      LDAA MXP
      CMPA #00
      BEQ T22
      CMPA 01
      BEQ T24
      LDAA #01
      STAA YP
      LDAA FF
      STAA 54
      STAA 55
      DEC MXP
      RTS

T22 CLR YP
     LDX MCP
     LAA 10,X
     STAA 54
     LDAA 20,X
     STAA 55
     INC MCP
     INX
     LDAA 00,X
     STAA MXP
     CPX #10
     BEQ T210
     RTS
  
```

```

T210 LDAA #05
      STAA MCP
      LDX MCP
      LDAA 00,X
      STAA MXP
      RTS

T20 LDAA MXP
     CMPA #00
     BNE T215
     LDX MCP
     LDAA 10,X
     STAA 54
     LDAA 20,X
     STAA 55
     LDX #05
     STX MCP
     LDAA 00,X
     STAA MXP
     CLR MTP
     CLR YP
     RTS

T215 CMPA #01
      BEQ T24

T25 LDAA FF
     STAA 55
     DEC MXP
     LDAA #01
     STAA YP
     RTS
  
```


T24 LDX MCP
CLRA
SUBA 10,X
STAA 10,X
LDAA 40
SBCA 20,X
BGE T25
LDAA 32,X
ADAA #80
STAA 20,X
LDAA #FF
STAA 54
LDAA #FE
STAA 55
DEC MXP
RTS

Programme de chargement
des compteurs au debut.

```

LDX # 07.
T10 LOAA # 01.
    STAA  YP
    STX   PCP
    LOAA  00, X.
    STAA  PCP
    JSR.  SP2.
    LOAA  MXP
    STAA  MXX.
    LOAA  PCP
    STAA  PCX.
    LOAA  YP
    STAA  YX.
    LOAA  VP
    STAA  CX.
    INCX.
    CPX  # 0
    BNE  T10.
    on declenche les.
    Compteurs.

```

```

LDX # 00
T20 LOAA PCX.
    STAA PCP
    LOAA MXX.
    STAA MXP
    LOAA YX.
    STAA YP
    JSR  SP2.
    LOAA YP
    STAA YX.
    LOAA MTP
    STAA PTX
    LOAA MXP

```

```

STAA MXX
LOAA PCP
STAA PCX.
on charge & venons.
des compteurs.
INCX
CPX # 07.
BNE T20.

```

Commentaire.

A chaque compteur, on associe quatre adresses mémoire qui sont :

- MTX : elle nous renseigne sur la fin de décomptage de la première temporisation du compteur X.
- MCX : contient l'adresse de la temporisation qu'on utilisera à la prochaine sollicitation du compteur X, elle sera incrémentée d'une unité à chaque fin de temporisation pour passer à l'adresse de la prochaine.
- MXX : contient B de la temporisation en cours, tant que B n'est pas nul, à chaque sollicitation du compteur X, on décrémente d'une unité son contenu.
- YX : contient soit la valeur 0, soit 1.
Si c'est un 0, on ouvre le passage à la prochaine impulsion pour commander le thyristor.
Si c'est un 1, on ferme ce passage.
- CP : sont 2 mémoires dans lesquelles, on stocke les données qu'on transférera dans les verrous.

MTP, MCP, MXP, YP ont respectivement la même signification que MTX, MCX, MXX, YX sauf que les premières sont utilisées seulement dans le sous-programme à chaque sollicitation d'un compteur : on charge MTP, MXP, MCP, YP respectivement par le contenu de MTX, MXX, MCX, YX, sauf pour la première temporisation qui suivent le compteur et suit $B, T/3, 2T/3, T/3, + B, 2T/3 + B$.

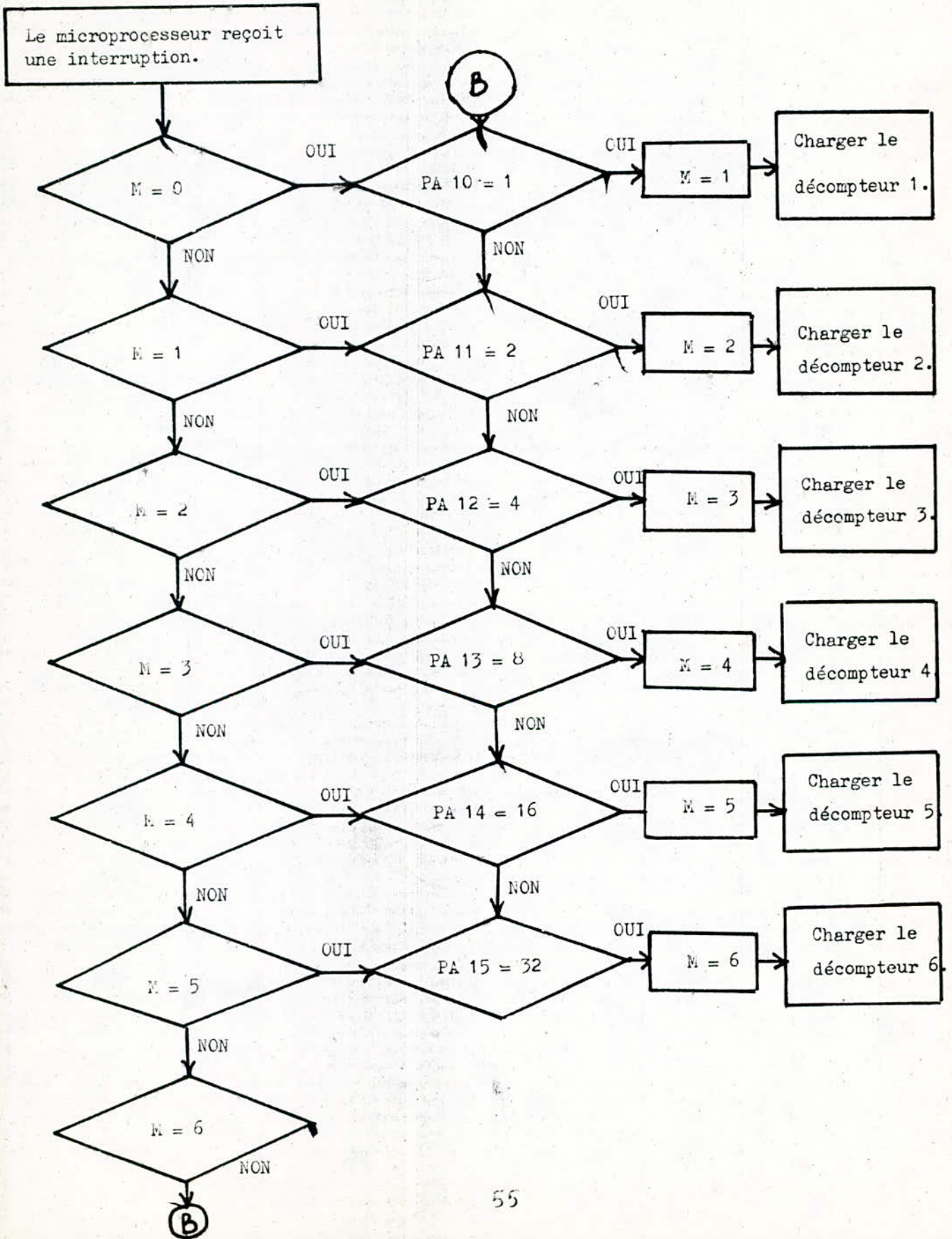
où l'on impose : $MTP = 1$ et $yp = 01$.

A la fin de cette première temporisation (t_8, t_9, t_{10} ou t_{11}).

On incrémente pas MCX mais on la charge par la temporisation (t_1) (c'est le rôle joué par la partie T1 du sous programme) à partir de ce moment à la fin de chaque temporisation, on incrémente MCX pour passer respectivement à $t_2, t_3 \dots t_7$ et ainsi de suite.

Et à la fin de ce sous programme, on sauvegardera le contenu de MTP, MXP, Mxp, YP dans respectivement MTX, MXX, MCX et YX ; sans oublier de transférer le contenu de CP dans le verrou.

5.6.5 Organigramme de chargement des t_i dans les décompteurs.



S.651 Programme de detection de l'impulsion
de fin de Contage du PTM.

T300.	LDAA	M	T33	LDAA	PA1.
	CNPA	# 1		ANDA	# 04
	BEQ	T31		CNPA	# 04
	CNPA	# 2		BNE	T34
	BEQ	T32.		LDAA	# 3.
	CNPA	# 3.		STAA	M.
	BEQ	T33		JP	T3.
	CNPA	# 4	T34	LDAA	PA1.
	BEQ	T34		ANDA	# 08.
	CNPA	# 5		CNPA	# 08.
	BEQ	T35		BNE	T35
	CNPA	# 6		LDAA	# 04.
	BEQ	T36		STAA	M.
T310	CNPA	# 0.		JP.	T3.
	BEQ	T37.	T35	LDAA.	PA1
T31	LDAA	PA1(PAJA PIA1).		ANDA	# 10
	ANDA	# 01		CNPA	# 10
	CNPA	# 01		BNE	T36.
	BNE	T32		LDAA	# 05
	LDAA	# 01		STAA	M.
	STAA	M		JP	T3.
	JP	T3	T36	LDAA.	PA1.
	WAI			ANDA	# 20
T32	LDAA	PA1		CNPA	# 20.
	ANDA	# 02		BNE	T31.
	CNPA	# 02		LDAA	# 6
	BNE	T33		STAA	M
	LDAA	# 02		JP.	T3.
	STAA	M			
	JP	T3.			
	WAI				

T3 LDX M
INX.
LDAA MTX
STAA ~~MTP~~
LDAA MCX
STAA MCP
LDAA MXX
STAA MXP
LDAA YX
STAA YP
JSR SP2
LDX M.
LDAA YP
STAA YX
LDAA MXP
STAA MXX
LDAA MCP
STAA MCX
LDAA MTP
STAA MTX.

5.5.2 Commentaire du programme.
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

Lorsqu'un décompteur sollicite le microprocesseur, s'il y a un programme en train de s'exécuter, l'interruption est anhibée ; mais elle est mémorisée, et dès que le programme est exécuté ; le microprocesseur répond à la demande en cherchant le décompte qui l'a sollicité, pour cela, il commence à tester la mémoire M qui grâce à son contenu saura lequel des décompteurs a été le dernier à le solliciter ; et commence la recherche à partir du PTM qui suit ce dernier.

La rotation se fait comme suit :

PTM 1 PTM 2 PTM 3 PTM 4 PTM 5 PTM 6.

6. - Partie puissance.

6.1 - Introduction.

L'électronique de puissance met en jeu des organes capables d'établir ou d'interrompre statiquement une connection entre deux points d'un montage. Les organes de l'électronique de puissance les plus utilisés sont les soupapes électriques et particulièrement les thyristors dont nous allons voir les propriétés générales alors que nous écartons de notre étude, les autres interrupteurs tels que les transistors de puissance, les soupapes ioniques et les soupapes thermoélectroniques à vide.

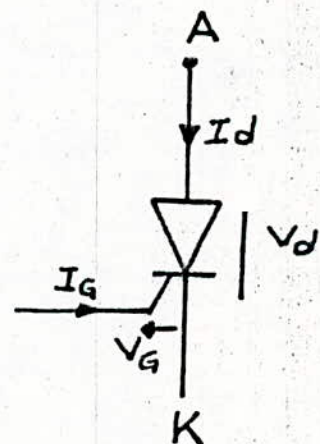
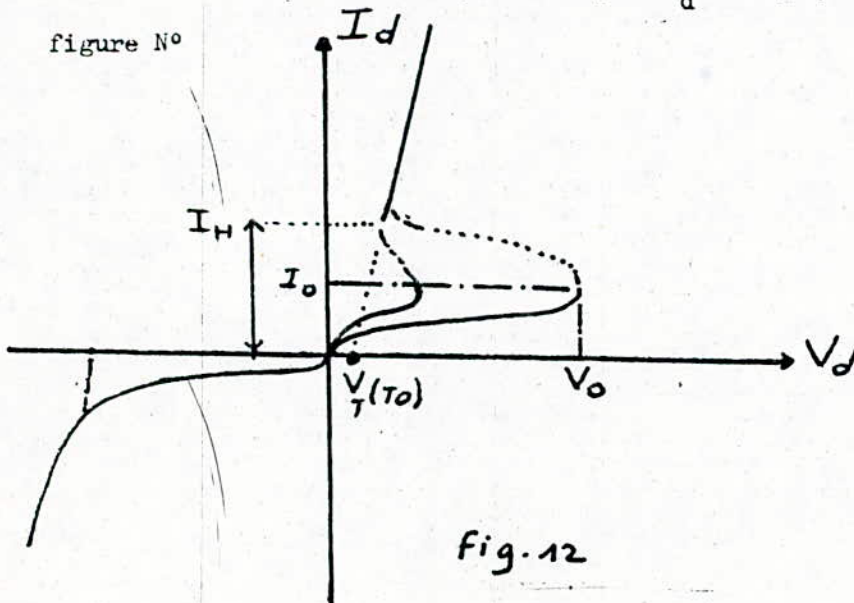
En effet, ces deux derniers éléments sont abandonnés tandis que les transistors de puissance qui peuvent supporter des tensions directes de plusieurs centaines de volts et plusieurs dizaines d'ampères sont écartés. Car ils sont au bas de l'échelle en comparaison avec les thyristors qui peuvent actuellement supporter des tensions de l'ordre de 3 000 V et des intensités jusqu'à 1 600 A.

La prochaine étape sera (5 000 V - 2 000 A). C'est pourquoi, ils ont été choisis à la place des transistors de puissance.

6.2 - Aperçu sur les thyristors.

6.2 - 1. Caractéristiques statiques.

Un thyristor est un composant semi-conducteur à quatre couches (trois jonctions) dont la caractéristique statique $I_d = f(V_d)$ à l'allure de la courbe de la figure N°



On observe deux types de fonctionnement :

*) A courant de gachette nul ($I_G = 0$), le thyristor reste bloqué lorsque la tension appliquée évolue entre V_{RSM} (tension maximale inverse) et V_{DSM} (tension maximale directe).

*) A courant de gachette d'intensité supérieure à I_{GT} le thyristor est conducteur quelque soit la valeur de la tension directe appliquée. Il reste passant après la disparition du courant de commande I_G et ne se bloque que lorsque l'intensité du courant directe devient inférieure à celle du courant de maintien I_H .

En conclusion :

Un thyristor est caractérisé par :

*) Les valeurs maximales des tensions directe et inverse à l'état bloqué (V_{DRM} , V_{RRM} ou (V_{RWM})) (limites actuelles ≥ 600 V).

*) La valeur maximale de l'intensité du courant moyen directe (I_{TAV} ou I_{FAV}) (limite actuelle ≥ 600 A).

*) V_{RSM} : tension inverse de pointe non répétitive.

*) V_{DSM} : tension de pointe non répétitive à l'état bloqué.

*) I_{TRSM} : valeur maximale de l'intensité du courant direct.

*) Les valeurs de I_{GT} et V_{GT} : valeurs maximales de I_G et V_G qui provoquant l'amorçage de tous les thyristors d'une même série.

(Exemple : $I_{GT} = 250$ mA ; $V_{GT} = 3$ V pour un thyristor de $V_{RRM} = 1\ 600$ V ; $I_{TAV} = 625$ A).

*) La valeur du courant de maintien I_H (entre 80 et 300 mA pour des thyristors de puissance).

*) Les valeurs de la tension de seuil V_T (TC) et de la résistance dynamique directe r_T qui permettent de calculer la puissance dissipée dans la jonction et la chute de tension directe.

$$V_d = V_T(T_0) + r_T I_d ;$$

La puissance moyenne dissipée dans la jonction s'écrit :

$$P_{JONC} = V_T(T_0) I_{moy} + r_T \cdot I_{eff}^2.$$

$V_T(T_0)$ varie entre (0,8 et 2 V) ; r_T varie entre 0,4 m à 50 m)

*) Température maximale de jonction T_{Vj} , les résistances thermiques jonction - boîtier R_{thjc} et boîtier radiateur R_{thCh} . Ces éléments permettent de calculer le radiateur suivant la formule ci-après :

Si T_j est la température de la jonction et T_{amb} . Celle du milieu refroidisseur (air ou eau), on peut écrire :

$$T_j - T_{amb} = (R_{thjc} + R_{thCh} + R_{thr}) \cdot P_{jonc}.$$

La température de jonction ne devant pas dépasser la valeur T_{Vj} , on déduit que la résistance thermique du radiateur doit satisfaire à :

$$R_{thr} \leq \frac{T_{Vj} - T_{amb}}{P_{jonc}} - (R_{thjc} + R_{thch}).$$

Les dimensions du radiateur et la vitesse éventuelle du réfrigérant à sa surface sont choisies afin de satisfaire à cette condition pour le fonctionnement de charge maximale prévue

6.2 - 2. Caractéristiques dynamiques.

*) Temps d'amorçage : c'est la durée t_{gt} qui sépare l'application du signal de commande à la gachette au passage de V_d à 10% de sa valeur initiale.

Ce temps est très court (1 à 5 microsecondes).

*) Temps de recouvrement ou temps de desamorçage t_q : c'est la durée minimale du blocage du thyristor.

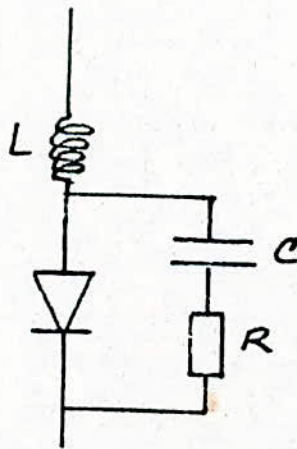
(Valeurs typiques 5 à 50 μ s pour les thyristors rapides de puissance jusqu'à 500 microsecondes pour les thyristors de fortes puissances).

*) Valeur maximale de l'accroissement de l'intensité du courant direct à l'amorçage : c'est la valeur maximale $(\frac{di}{dt})_{cr}$ de $\frac{di}{dt}$ pendant l'amorçage qui ne provoque pas un échauffement excessif qui détruit le composant.

Pour limiter $\frac{di}{dt}$, les inductances apportées par les connections suffisent.

*) Valeur maximale de l'accroissement de tension directe à l'état bloqué : c'est la valeur maximale $(\frac{dv}{dt})_{cr}$ de $\frac{dv}{dt}$ de la tension directe qui peut être appliquée à l'état bloqué. On protège le thyristor contre les variations importantes

$\frac{dv}{dt}$ par un circuit R - C aux bornes du thyristor.



6.3 - Etude du circuit d'extinction.

6.3 - 1. Généralités.

On sait que le transistor en général est commandé par sa base. Si on prend comme exemple un transistor NPN, pour le faire saturer, il suffit d'injecter sur sa base un courant convenable i_B .

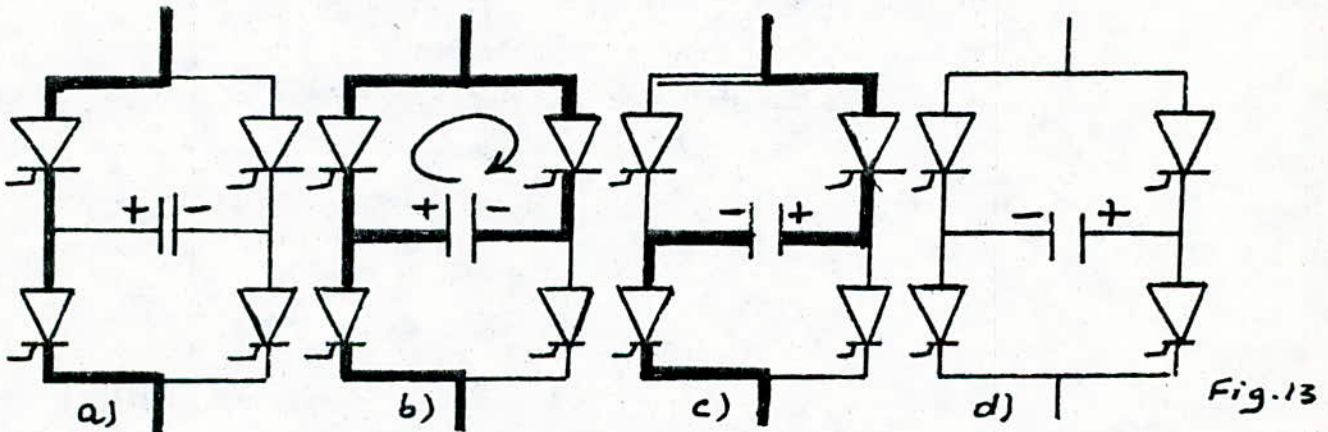
Donc pour le bloquer, il suffit d'annuler ce courant. Par contre pour un thyristor mis en conduction, il faut couper le courant d'alimentation pour le bloquer. Pour cela, il faut un système dit "circuit d'extinction".

6.3 - 2. Circuit d'extinction Push - Pull.

Ce montage consiste à remplacer chaque thyristor du pont par quatre qui conduiront le courant du thyristor unique remplacé.

Le contacteur statique est constitué dans ce cas de quatre thyristors et d'un condensateur.

Le fonctionnement de ce circuit est illustré par les schémas suivants :



On suppose que T_1 et T_3 conduisent le courant de charge et on suppose que le condensateur est chargé comme l'indique la figure N° a.

Pour bloquer ce contacteur, c'est-à-dire annuler le courant qui le traverse, on allume le thyristor T_2 ; la décharge de C à travers T_1 et T_2 annule le courant de T_1 (figure N° 13 b).

Le courant principal passe par T_2 , C et T_3 .

Le condensateur se décharge totalement et se recharge en sens opposé, le courant principal s'annule donc lorsque la tension aux bornes du condensateur C atteint

la valeur de la tension d'entrée du pont. Le contacteur statique est bloqué. De cette façon, on enclenche le contacteur statique en allumant constamment T_1 et T_2 et l'éteindre alternativement par T_2 et T_4 . Pour cela, il faut utiliser un système qui aiguille les impulsions à T_2 et T_2 à tour de rôle.

Ce système sera expliqué ultérieurement.

Ce type de montage d'extinction permet une extinction individuelle du contacteur statique.

Le temps de commutation (décharge et recharge de c) est donné par la formule :

$$t_c = 2\sqrt{LC} \cdot \operatorname{tg} \left[\sqrt{\frac{c}{L}} \cdot \frac{E}{I} \right]$$

La branche d'onduleur à extinction individuelle permet une extinction et un passage très simple d'un état à l'autre, et nous permet d'avoir des temps de commutation t_c faibles surtout à des intensités très élevées (voir la formule de t_c).

L'utilisation d'autre montage d'extinction à faible nombre de composants donne des temps de commutation relativement longs. C'est pourquoi le montage Push - Pull a été retenu.

6.3 - 3. Technologie du condensateur d'extinction.

On utilise un condensateur de commutation.

Ce type de condensateur utilisé en électronique de puissance est fabriqué à partir du papier imprégné d'huile métallique avec armature en bande pour des tensions très élevées.

Pour des tensions inférieures à 630 V, on utilise des condensateurs au papier métallique imprégné de cire.

En effet, avec l'imprégnation d'huile, on peut réaliser des condensateurs de quelques microfarades dont les tensions de service sont de plusieurs kilovolts.

On trouve des condensateurs de 20 kilovolts avec une capacité faible de 0,01 microfarade.

6.3 - 5. Etude du circuit d'amorçage des thyristors.

Pour que le pont monophasé de la figure 14 fonctionne normalement, il faut que ses différents thyristors reçoivent des impulsions de blocage et de déblocage dans l'ordre convenable.

Donc il faut utiliser un circuit d'aiguillage d'impulsions provenant de PTM.

Et dans ce qu'on interprète brièvement le fonctionnement du circuit "aiguilleur". En effet, pour que le courant circule dans la charge dans un sens donné, on doit allumer par exemple le contacteur statique CS et CS'' voir figure 14 aux instants t_0 et $t_0 + B$ respectivement (technique PWM).

Et pour cela, on allume T_1 et T_3 , à t_0 , pour débloquer CS, à l'aide de l'impulsion de la sortie Q de la bascule 1 - figure 16 - et à $t_0 + B$, on allume T_1' et T_3' pour débloquer CS'' et ceci à l'aide de l'impulsion de la sortie Q de la bascule 2.

Le blocage de CS s'effectue par l'allumage de T_2 et T_4 à tour de rôle ; de même pour bloquer CS'' on débloque T_2' et T_4' alternativement.

Et ceci à l'aide des impulsions de sorties Q et \bar{Q} de la bascule 4 (pour CS) et les impulsions de sortie Q et \bar{Q} de la bascule 3.

Le même phénomène se déroule pour le blocage de CS' et CS'' aux instants t_1 et $t_1 + B$ respectivement.

Les sorties de la bascule 1 débloquent à tour de rôle CS et CS' et de même pour les sorties de la bascule 2 pour CS'' et CS'''.

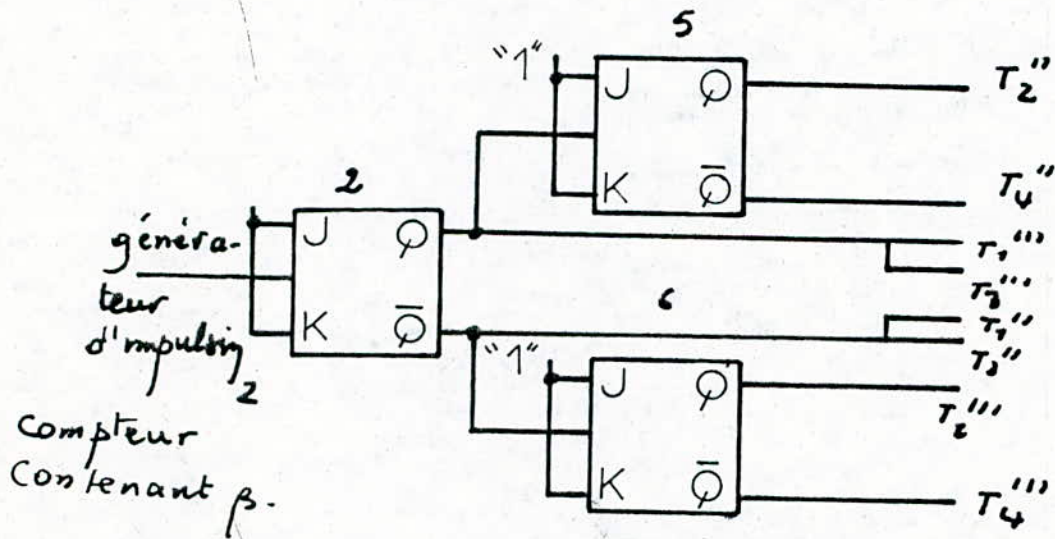
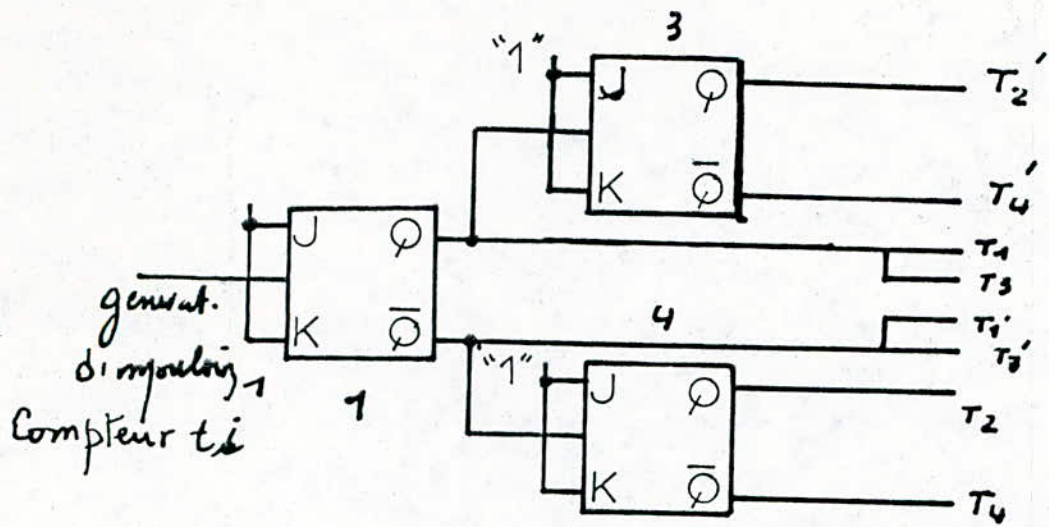


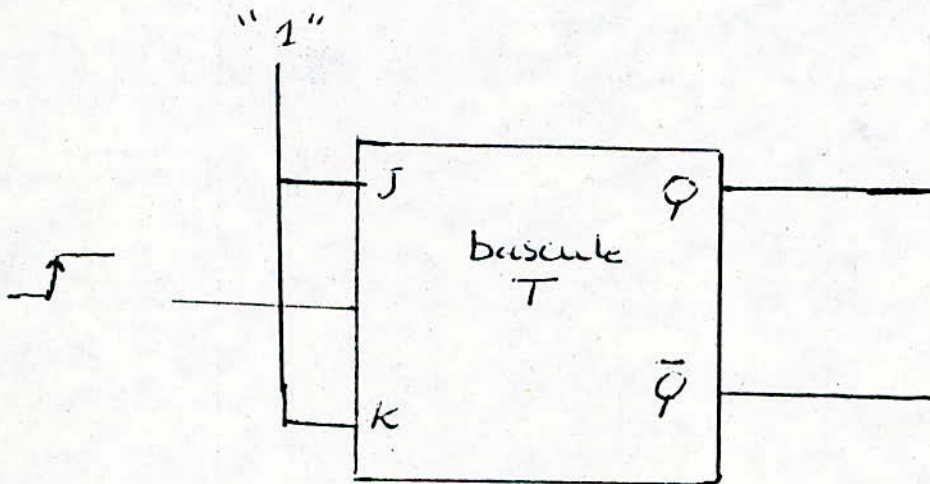
Fig. 16

N.B. Sorties Q et \bar{Q} attaquent les gâchettes de thyristors à travers des circuits de puissances - transistor en Darlington - pour chaque sortie.

6.3 - 6. Choix de la bascule.

Le circuit aiguilleur qui nous convient bien pour aiguiller les impulsions de déclenchement des thyristors est la "bascule T". Celle-ci change d'état chaque fois qu'une impulsion est appliquée à son entrée horloge.

On la réalise à partir de la bascule J - K en faisant $J = K = 1$. On trouve comme bascule JK qui déclenche au front montant le circuit CMOS 4027 qui comprend deux bascules.



6.3 - 7. Description de circuit de charge initiale des capacités d'extinction.

D'après le fonctionnement des contacteurs statiques utilisés ; les condensateurs doivent être chargés comme indiqué dans la figure. **13** a . Pour cela, on doit débloquent les thyristors T_1 et T_4 de chaque contacteur.

Pour débloquent le thyristor, on applique alors une tension de 5 V et un courant de 200 mA. Et comme on a 2 thyristors à débloquent par contact, on doit disposer d'un circuit capable de délivrer 200 mA fois 2 = 4,8 A sous 5 V.

Donc un tel circuit peut être constitué par un transistor de puissance.

Dans notre cas, on a utilisé deux transistors montés en Darlington.

Le schéma proposé représenté sur la figure **A**

Les diodes utilisées dans ce circuit ont pour rôle d'éviter les perturbations du fonctionnement de l'onduleur dues au passage de l'impulsion délivrée par un circuit Darlington à l'autre

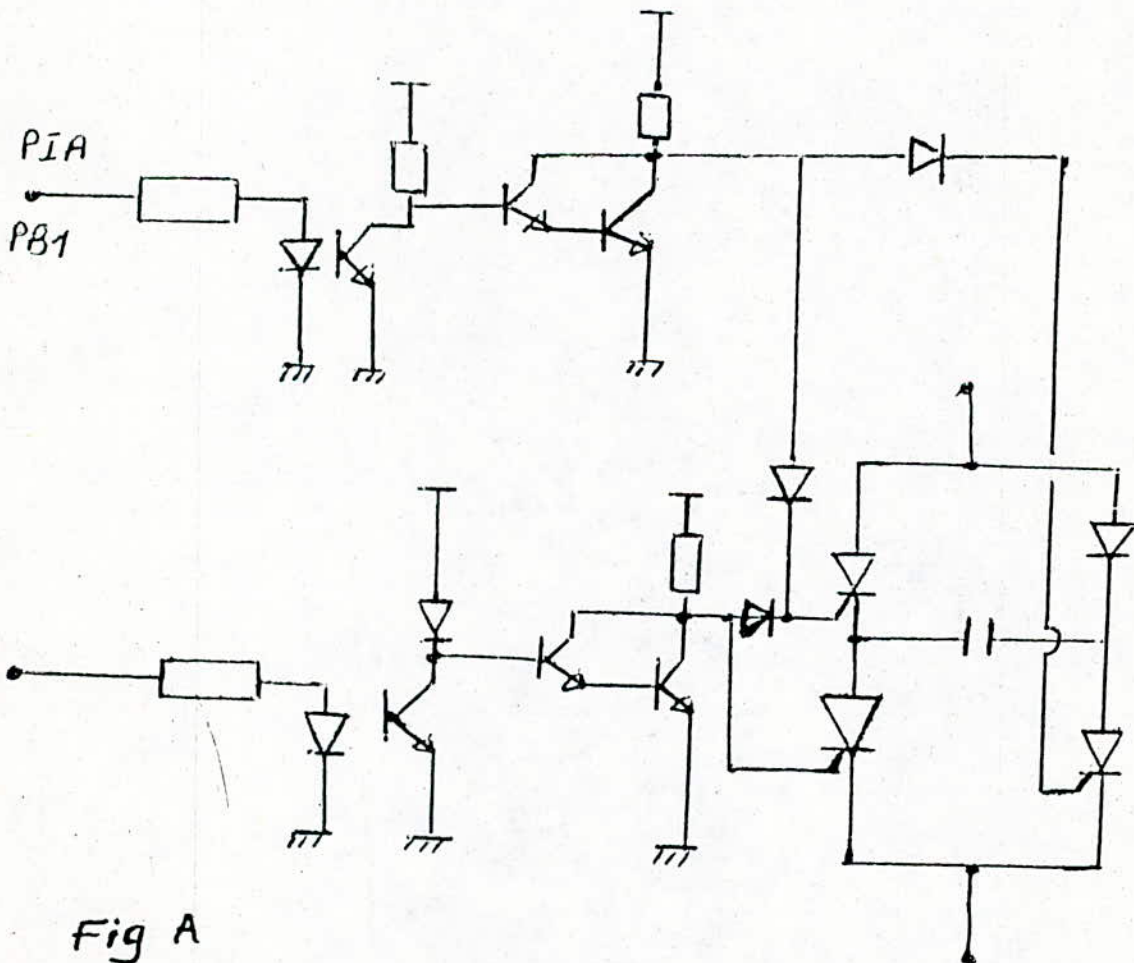


Fig A

6.4 - 3. Choix des valeurs du circuit de protection.

*) Contre sur tension des phénomènes extérieurs ou contre la variation brusque de la tension anode.

Cette protection est faite à l'aide d'un circuit R - C en parallèle avec le thyristor.

On prend généralement : $R = 25 \Omega$; $C = 0,5 \mu F$

*) Contre surintensité.

On met une inductance saturable en série avec le thyristor ; sa valeur es calculée à partir de la formule :

$$\frac{dv}{dt} = E \cdot R/L .$$

D'après les caractéristiques précédentes :

$$\frac{dv}{dt} = 200 \text{ V}/\mu\text{s} .$$

R (choisie) = 25Ω .

On a :

$$L = \frac{E \cdot R}{(dv/dt)}$$

$$L = \frac{200 \cdot 25}{200}$$

$L = 25 \cdot \mu\text{H} .$

6.4 - Calcul des éléments de la partie puissance en fonction des thyristors utilisés.

6.4 - 1. Thyristor utilisé.

- * Type : thyristor rapide "modèle pressé double face".

CG 3 . 22. 4F.

- * Courant efficace maximal répétitif à l'état passant.

$$I_{RMS} = 500 \text{ A.}$$

- * Courant moyen à l'état passant.

$$I_0 = 220 \text{ A.}$$

- * Tension directe ou inverse à l'état bloqué.

$$V_{DWM} = V_{RWM} = 400 \text{ V.}$$

- * Tension de seuil.

$$V_r(\text{ro}) = 1,5 \text{ V.}$$

- * Résistance dynamique.

$$r_T = 1,125 \text{ m } \Omega .$$

- * Courant maximal direct de gachette.

$$I_{FGM} = 12 \text{ A.}$$

- * Tension maximale directe de gachette .

$$V_{RGM} = 40 \text{ V.}$$

- * Courant de gachette d'amorçage.

$$I_{GT} = 200 \text{ mA.}$$

- * Tension de gachette d'amorçage.

$$V_{GT} = 3 \text{ V.}$$

- * Tension de non amorçage de gachette.

$$V_{GNT} = 0,2 \text{ V.}$$

- * Vitesse critique de croissance de tension.

$$\frac{dv}{dt} = 200 \text{ V}/\mu\text{s.}$$

* Valeur de la constante $I^2 t$.

$$I^2 t = 80\,000 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$$

* Température virtuelle maximale de jonction.

$$T_{vj} = 125^\circ \text{ C.}$$

* Résistance thermique jonction - boîtier.

$$R_{thjc} = 0,10^\circ \text{ C/W.}$$

* Résistance thermique boîtier - radiateur.

$$R_{thch} = 0,02^\circ \text{ C/W.}$$

6.4 - 2. Choix des valeurs de la capacité et la self du circuit d'extinction.

On choisit C et L en fonction de la petite valeur des temps correspondants aux différences entre les angles d'ar

on a :

$$t_c = 2\sqrt{LC} \operatorname{tg}\left(\sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \frac{U}{I}\right). \quad U = E$$

On prend :

$$C = 0,1 \mu\text{F.}$$

$$L = 0,01 \text{ mH}$$

$$\text{Avec : } I_{\text{eff}} = 50 \text{ A} \quad ; \quad U = 200 \text{ V.}$$

On trouve :

$$t_c = 43 \mu\text{s}$$

La plus petite valeur des différences entre les angles est :

$$t_p = 95 \mu\text{s}$$

On a bien :

$$t_c < t_p.$$

6.4 - 4. Calcul des paramètres du refroidisseur.

$$P_{\text{jonction}} = V_T(T_0) \cdot I_{\text{moyen}} + r_r \cdot I_{\text{eff}}^2$$

On fait les calculs pour un courant $I_{\text{eff}} = 50 \text{ A}$. D'après les caractéristiques précédentes, on trouve :

$$P_{\text{jonction}} = 77,8 \text{ W}$$

La température de jonction ne devra pas dépasser la tension de jonction maximale

$$T_{\text{vj}} = 125^\circ$$

Il faut donc :

$$R_{\text{thr}} < \frac{T_{\text{vj}} - T_{\text{ambiante}}}{P_{\text{jonction}}} = (R_{\text{thjc}} + R_{\text{thCh}})$$

R_{thr} : résistance entre radiateur et milieu extérieur.

$$R_{\text{thr}} < \frac{125 - 40}{77,8} = (0,10 + 0,161)$$

$$R_{\text{thr}} < 10,97 \text{ } \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

7. Conclusion :

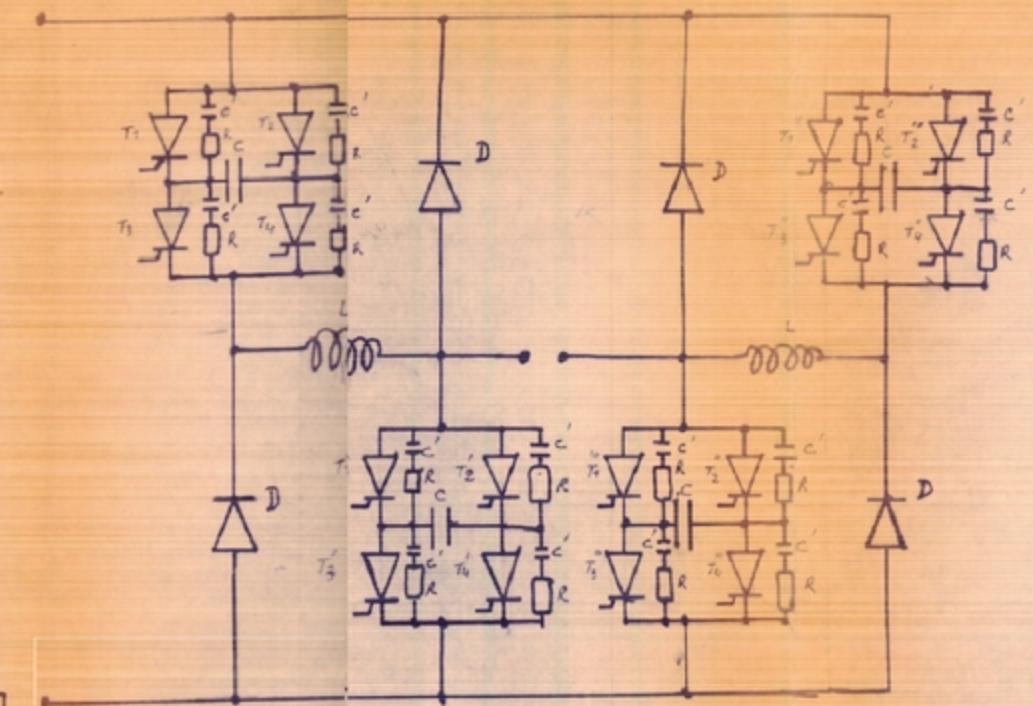
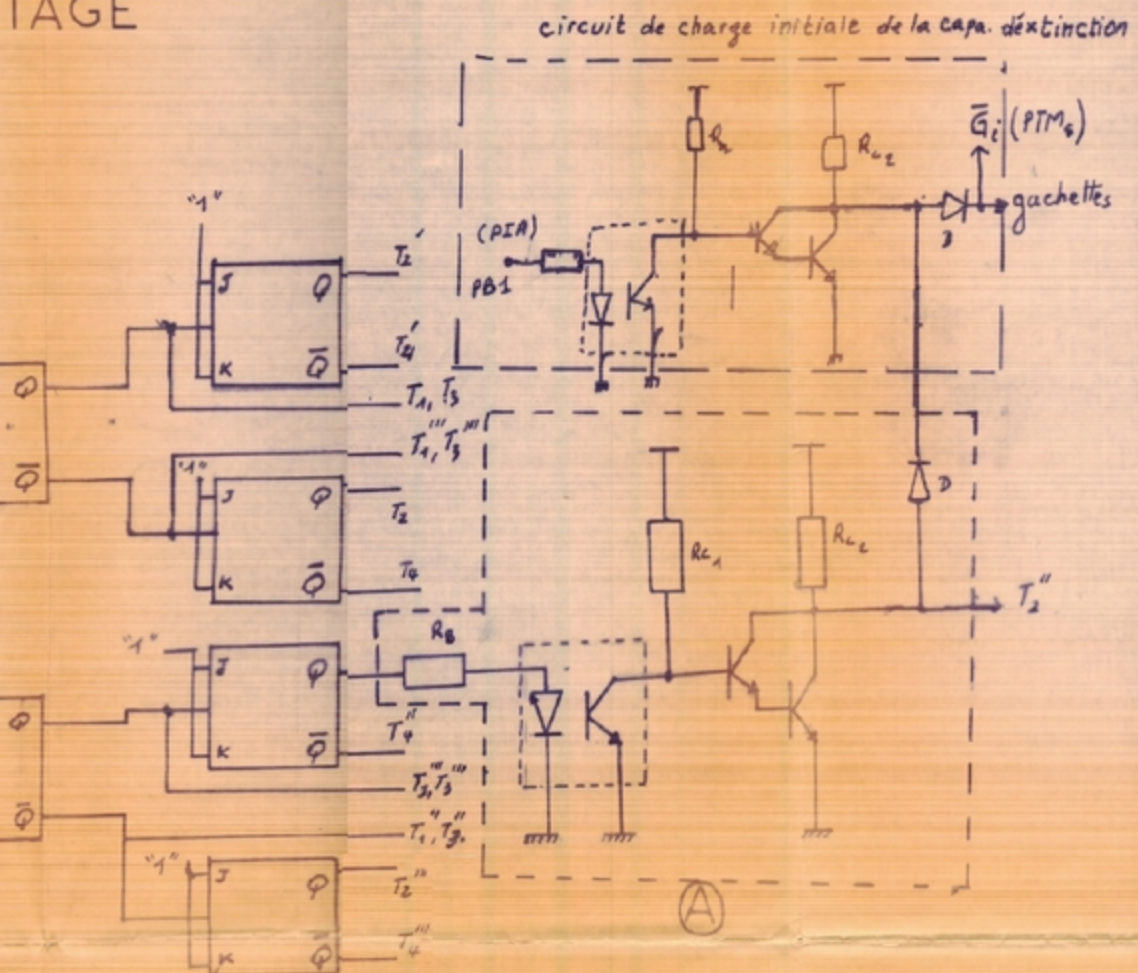
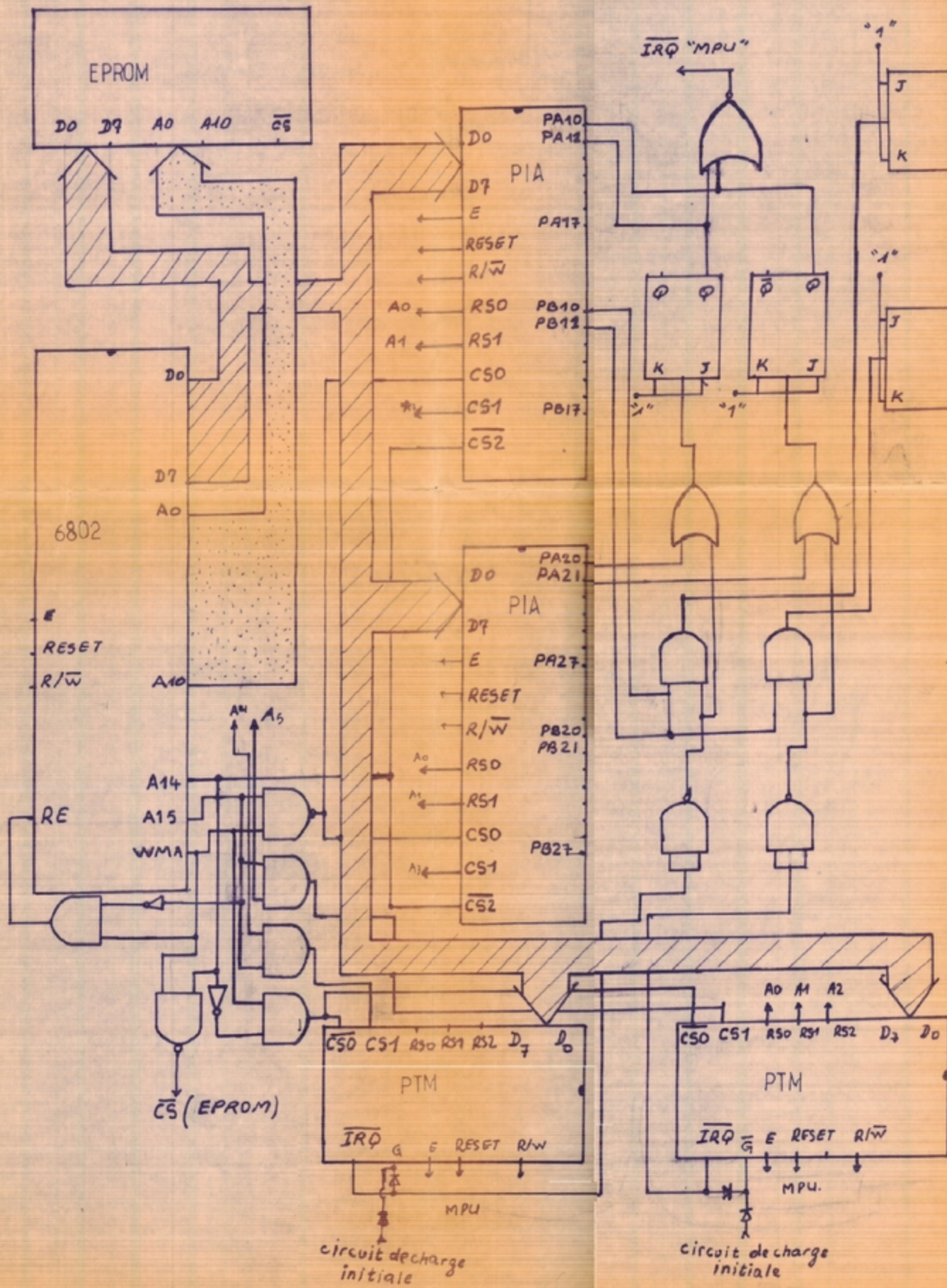
Grace à cette étude, nous avons pu approfondir nos connaissances dans deux domaines de l'électronique dont le développement ne cesse d'accroître ces dernières années : à savoir l'électronique industrielle et l'électronique digitale

On n'a pas pu faire la réalisation faute de temps et de moyens, mais elle peut faire l'objet d'un projet de fin d'étude en améliorant les performances du variateur en asservissant la vitesse par exemple.

BIBLIOGRAPHIE

1. Electronique de puissance
par G. Ségurier. Edition DUNOD
2. Electronique de puissance
par H. BULLER Edition DUNOD
3. Electronique de puissance
1. Commande des moteurs à C.C.
par R. CHAUPRAD Edition Eyrolles
4. Technique de L'ingénieur
fasc. DII.
5. Systèmes à microprocesseurs.
par M. AUMIAUX Edition MASSON.
6. Emploi des microprocesseurs.
par M. AUMIAUX Edition MASSON.

SCHEMA ELECTRIQUE DU MONTAGE



N.B. : $C = 0,5 \mu F$; $R = 25 \Omega$
 $L = 0,01 mH$; $C = 0,1 \mu F$.

Remarque: Chaque sortie Q et \overline{Q} attaque la gachette du thyristor à travers un circuit identique à celui désigné par la lettre A