

*Electrotechnique*

N° d'ordre 159

Année 1981

# THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur  
Mention Génie Electrique

par

**Aly Kamal LOTFY**

Ingénieur M.T.C. (Collège Technique Militaire du Caire - Egypte)

## Définition et mise en œuvre d'une structure de commande numérique pour une machine synchrone autopilotée

soutenue le 5 octobre 1981 devant le Jury composé de

MM. TRANNOY Bernard

Président

COSTES

GRANDPIERRE

LAGRELETTE

LAJOIE-MAZENC

SURCHAMP

Examineurs

LOT/2292

# THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur  
Mention Génie Electrique

par

**Aly Kamal LOTFY**

Ingénieur M.T.C. (Collège Technique Militaire du Caire - Egypte)

## Définition et mise en œuvre d'une structure de commande numérique pour une machine synchrone autopilotée

soutenue le 5 octobre 1981 devant le Jury composé de

MM. TRANNOY Bernard

Président

COSTES

GRANDPIERRE

LAGRELETTE

LAJOIE-MAZENC

SURCHAMP

Examineurs

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

PRESIDENT D'HONNEUR

M. le Professeur MONTEL

PRESIDENT

M. le Professeur NOUGARO

VICE-PRESIDENTS

M. CONSTANT	Professeur
M. ENJALBERT	Professeur
M. MARTY	Professeur
M. ANDRE	Maître-Assistant

Directeur de l'E.N.S.A.T.

M. le Professeur RAYNAUD

Directeur de l'E.N.S.C.T.

M. le Professeur LATTES

Directeur de l'E.N.S.E.E.I.H.T.

M. l'Ingénieur Principal de l'Armement CRÉSTIN

Directeur de l'I.G.C.

M. le Professeur GARDY

SECRETAIRE GENERAL

M. CRAMPES

PROFESSEURS HONORAIRES

Melle BERDUCOU

M. BIREBENT

M. DIEHL

M. HAMANT

PROFESSEURS

M. ALBERTINI	Cytologie et pathologie végétales
M. ANGELINO	Génie Chimique
M. BAJON	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. BAUDRAND	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. BELLET	Mécanique - Hydraulique
M. BONEL	Chimie appliquée
M. BOURGEAT	Pédologie
M. BRUEL	Informatique
M. BUGAREL	Génie Chimique
M. BUIS	Biologie Quantitative
M. CALMON	Chimie agricole
M. CANDAU	Zootéchnie
M. CONSTANT	Chimie minérale
M. COSTES	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. COUDERC	Génie Chimique
M. DABOSI	Métallurgie et réfractaires
M. DAT	Mécanique - Hydraulique
M. ECOCHARD	Agronomie
M. ENJALBERT	Génie Chimique
M. FABRE	Mécanique - Hydraulique
M. FALLOT	Biotechnologie végétale appliquée
M. FOCH	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. GARDY	Génie Chimique
M. GASET	Chimie industrielle
M. GIBERT	Génie Chimique
M. GILOT	Génie Chimique
M. GOURDENNE	Chimie - Physique
M. GRUAT	Mécanique - Hydraulique
M. HOFFMANN	Electronique, Electrotechnique, Automatique

M. KALCK	Chimie minérale
M. LABAT	Ichtyologie appliquée
M. LAGUERIE	Génie Chimique
M. LEFEUVRE	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. LENZI	Chimie industrielle
M. MARTY	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MASBERNAT	Mécanique - Hydraulique
M. MATHEAU	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MATHIEU	Chimie analytique
M. MONTEL	Chimie inorganique
M. MORA	Génie chimique
M. MORARD	Physiologie végétale appliquée
M. MORELIERE	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MURATET	Génie Chimique
M. NOAILLES	Mathématiques
M. NOUGARO	Mécanique - Hydraulique
M. PECH	Sciences Agronomiques
M. PLANCHON	Sciences Agronomiques
M. TERRON	Zoologie
M. THIRRIOT	Mécanique - Hydraulique
M. TRANNOY	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. TRUCHASSON	Mécanique - Hydraulique
M. VOIGT	Chimie minérale.

(mis à jour le 18 décembre 1980)

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

إِلَىٰ أَعْلَىٰ سَمَاءٍ ...

A la mémoire de mon père,

A ma mère,

A ma femme,

A mes enfants,

Avec toute mon affection

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse.

Que Monsieur B. TRANNOY, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse veuille bien trouver ici l'expression de notre profonde reconnaissance pour la confiance qu'il nous a accordée en nous accueillant dans son laboratoire. Nous sommes également très sensible à l'honneur qu'il nous a fait en acceptant la présidence de notre jury de thèse.

Que Monsieur SURCHAMP Y., Directeur de Recherche au Centre National de la Recherche Scientifique soit profondément remercié. Nous lui sommes très reconnaissant de participer à notre jury de thèse.

Nous remercions Monsieur LAJOIE-MAZENC, Maître de Recherche au Centre National de la Recherche Scientifique qui, avec beaucoup d'efficacité et de sympathie a guidé notre travail. Ses nombreux conseils, ses suggestions et son aide morale ont été très utiles pour la réalisation de cette étude.

Nous réservons une place toute particulière à Monsieur GRANDPIERRE M., Assistant à l'Institut National Polytechnique de Toulouse qui a toujours su être ouvert aux idées nouvelles. Il nous est difficile de témoigner ici en quelques lignes de toute notre gratitude et notre admiration pour ses compétences et son sens du rapport humain.

Nous tenons également à remercier :

Monsieur COSTES, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse et sous-directeur du Laboratoire d'Analyse Automatique des Systèmes (L.A.A.S.) qui nous honore de sa présence parmi les membres du jury.

Monsieur LAGRELETTE, Ingénieur à la Société BRONZAVIA, d'avoir accepté de participer à notre jury.

Monsieur FOCH, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse dont l'aide a été déterminante pour la conception et la mise en oeuvre de l'onduleur à transistors qui a servi à nos expérimentations.

La disponibilité et la compétence de Monsieur HARRIBEY nous ont été précieuses pour résoudre tous les problèmes techniques que nous avons eus.

Nous remercions également Madame ESCAIG, Madame BODDEN, Madame PIONNIE, Monsieur et Madame BERNARD pour l'aide qu'ils nous ont apportée lors de la réalisation matérielle de ce mémoire.

Nous voudrions remercier très vivement tous nos amis du L.E.E.I. qui ont contribué à divers titres à l'aboutissement de nos travaux.

Enfin mes remerciements les plus vifs et les plus chaleureux vont à ma femme qui, tout au long de ces études et de ce mémoire, a su m'encourager et me soutenir.

- LISTE DES SYMBOLES -

-----

$E_b$	-----	Tension d'alimentation (tension batterie)
$I_b$	-----	Valeur moyenne du courant batterie
$V$	-----	Valeur efficace du fondamental de la tension par phase
$I$	-----	Valeur efficace du fondamental du courant phase
$E$	-----	Force électromotrice à vide (f.e.m.)
$I_\omega$	-----	Réactance synchrone
$\omega$	-----	Vitesse angulaire électrique
$\Omega$	-----	Vitesse de rotation mécanique
$\Psi$	-----	Déphasage entre la f.e.m. à vide et le courant $I$
$\Phi$	-----	Déphasage entre la tension $V$ et le courant $I$
$\Theta$	-----	Déphasage entre la tension $V$ et la f.e.m. $E$
$L_d$	-----	Inductance directe dans l'axe $d$
$L_q$	-----	Inductance transversale dans l'axe $q$
$R$	-----	Résistance par phase
$K$	-----	Coefficient de flux
$C_e$	-----	Couple électromagnétique
$p$	-----	Nombre de paires de pôles
$k$	-----	Taux de modulation de l'onduleur

<u>INTRODUCTION</u>	- 1 -
<u>CHAPITRE I : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION</u>	
I-1 - <u>Autopilotage</u>	- 5 -
I-2 - <u>Différents types d'alimentation</u>	- 5 -
I-2-1 - Alimentation en courant	- 5 -
I-2-2 - Alimentation en tension	- 7 -
I-3 - <u>Etude simplifiée des caractéristiques externes</u>	- 10 -
I-3-1 - Machine à pôles lisses	- 10 -
I-3-2 - Machine à pôles saillants	- 12 -
I-4 - <u>Grandeurs de réglage</u>	- 14 -
I-4-1 - Réglage de la tension	- 15 -
I-4-2 - Réglage de l'angle $\theta$	- 21 -
I-5 - Conclusion	- 22 -
<u>CHAPITRE II - CONCEPTION DE LA STRUCTURE NUMERIQUE DE LA COMMANDE</u>	
<u>Introduction</u>	- 25 -
II-1 - <u>Principe de la commande numérique</u>	- 26 -
II-1-1 - Le capteur de position	- 30 -
II-1-2 - Le déphaseur	- 32 -
II-1-3 - La modulation	- 34 -
II-2 - <u>Un exemple de réalisation</u>	- 37 -
II-2-1 - Le transcodeur	- 37 -
II-2-2 - Le déphaseur	- 38 -
II-2-3 - La modulation	- 39 -
II-3 - <u>Mise en oeuvre de logiciel de commande</u>	- 45 -
II-3-1 - Généralités	- 45 -
II-3-2 - Programmation	- 46 -
II-3-3 - Expérimentation	- 48 -

II-4 - <u>Accès au déphasage et taux de modulation</u>	- 53 -
II-4-1 - Réglage de la tension	- 53 -
II-4-2 - Réglage de l'angle $\theta$	- 55 -
II-5 - <u>Conclusion</u>	- 56 -
<u>CHAPITRE III : ETUDE ET MISE EN OEUVRE DES LOIS DE COMMANDE</u>	
<u>Introduction</u>	- 59 -
III-1 - <u>Etude théorique</u>	- 60 -
III-1-1 - Démarrage par limitation du courant batterie	- 60 -
III-1-2 - Lois de commande en moteur	- 66 -
III-2 - <u>Mise en oeuvre et résultats</u>	- 83 -
III-2-1 - Dispositif expérimental	- 83 -
III-2-2 - Démarrage par limitation du courant batterie	- 85 -
III-2-3 - Fonctionnement par contrôle du courant batterie	- 91 -
III-2-4 - Procédures de modulation, élimination d'harmoniques	- 96 -
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	- 98 -
<u>ANNEXES</u>	- 101 -
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	

Le domaine d'application des machines électriques à courant alternatif s'est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance.

En effet, l'association de convertisseurs statiques de puissance et de machines classiques, synchrones ou asynchrones permet aujourd'hui de réaliser des convertisseurs électromécaniques où la commutation électronique remplace avantageusement la commutation mécanique des machines à courant continu traditionnelles. [1]

De plus, l'allure des caractéristiques couple-vitesse peut être contrôlée au niveau de la commande du convertisseur statique.

Parmi ces variateurs de vitesse, les machines synchrones autopi-  
lotées occupent une place importante avec notamment des applications aux fortes puissances et aux grandes vitesses. Leur étude a montré que la meilleure façon de les rendre encore plus efficaces et performantes était de ne pas dissocier les différents sous-ensembles qui les composent mais au contraire d'essayer de les adapter.

Des études sont ainsi menées en vue de la définition de nouvelles structures de machine à aimants de façon à adapter leurs caractéristiques à la commutation électronique et aux performances recherchées [2] .

De même, l'utilisation de transistors de puissance au niveau du convertisseur statique permet de concevoir des procédures de modulation conduisant à des fréquences relativement élevées.

Dans cet ordre d'idée, il est alors naturel d'essayer de concevoir des ensembles de commande et de régulation contribuant à rendre les convertisseurs électromécaniques dans lesquels ils s'intègrent plus efficaces et plus adaptés à satisfaire des cahiers de charge de plus en plus exigeants.

L'essor et la diffusion considérable qu'ont connu ces dernières années les techniques numériques et informatiques ne pouvaient que contri-

buer à résoudre ces problèmes de commande relativement complexes et variés. [3] à [9]

C'est dans cette optique que s'inscrivent les travaux que nous présentons dans ce mémoire.

Leur premier objectif était de définir une structure de commande de machine synchrone autopilotée en ne faisant appel qu'à des techniques numériques.

Ceci nous a conduit souvent à reformuler les analyses et les problèmes électrotechniques de façon à bien mettre en évidence les solutions originales qu'apporte la logique cablée ou programmée.

Un premier chapitre est ainsi consacré à rappeler les principes du convertisseur qui nous intéresse, à savoir, une machine synchrone autopilotée alimentée en tension à l'aide d'un onduleur. A partir d'un modèle analytique simplifié, nous essayons de montrer les caractéristiques d'un tel variateur et les grandeurs qu'il est nécessaire de contrôler pour être maître de ces caractéristiques.

La seconde partie donne la structure de commande numérique retenue. La boucle d'autopilotage est conçue en exploitant les techniques numériques sous leur aspect matériel mais présente l'avantage d'être directement connectable à tout microcalculateur.

La faisabilité proprement dite est illustrée à partir d'un prototype constitué d'une machine synchrone à aimants alimentée au moyen d'un onduleur à transistors, le tout étant contrôlé par un microprocesseur.

Enfin, dans le troisième chapitre, sont abordés les problèmes de définition de lois de commande et de leur implantation sur microcalculateur. Des approches plus ou moins complexes sont proposées et quelques résultats viennent étayer les différentes options choisies.

- CHAPITRE I -

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE  
SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION

## I-1 - AUTOPILOTAGE

La caractéristique essentielle des machines synchrones est que leur vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation. De plus, ces machines imposent que l'angle interne  $\theta$  (angle entre tension et f.e.m.) soit étroitement contrôlé de façon à éviter tout risque de décrochage.

Pour réaliser un variateur de vitesse à partir d'une machine synchrone, il faut donc alimenter celle-ci à fréquence variable et asservir cette alimentation en fréquence et en phase à la rotation du rotor. Ce principe est généralement désigné par le terme d'AUTOPILOTAGE. [10]

La mise en oeuvre proprement dite de l'autopilotage se fera par l'intermédiaire :

- d'un convertisseur statique (à thyristors ou à transistors) qui joue le rôle d'amplificateur de puissance et qui permet d'obtenir l'alimentation à fréquence variable.

- d'un dispositif de commande de ce convertisseur qui, à partir de la position du rotor de la machine et des caractéristiques électromécaniques désirées détermine les séquences d'alimentation des différents enroulements de la machine.

La figure I-1 donne la structure générale d'une machine synchrone autopilotée.

## I-2 - DIFFERENTS TYPES D'ALIMENTATION

A partir de ce principe, plusieurs variantes peuvent être obtenues en fonction du type de convertisseur utilisé :

### I-2-1 - Alimentation en courant

Une des solutions pour alimenter une machine à partir d'un conver-

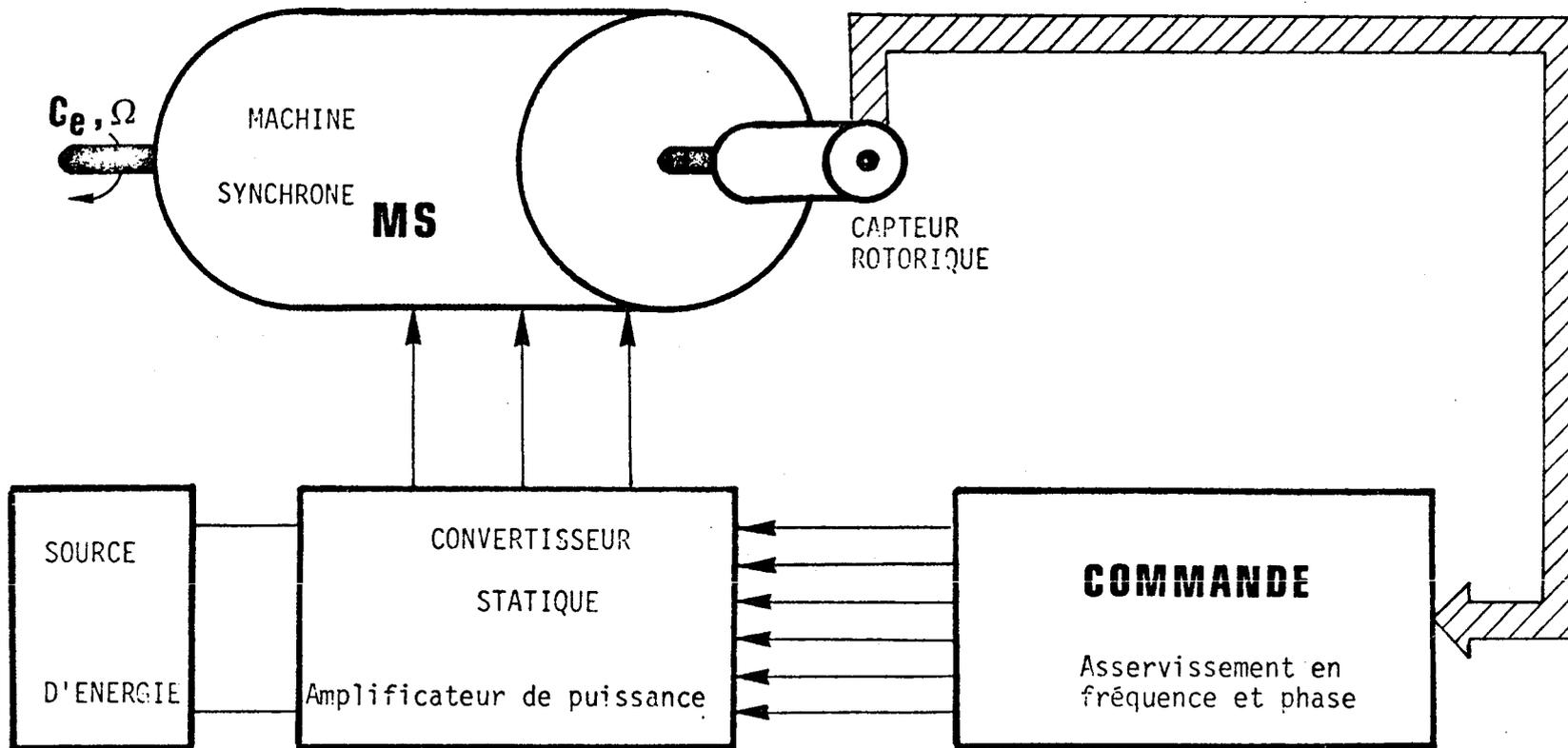


Fig. I-1 - Structure générale de la boucle d'autopilotage d'une machine synchrone

vertisseur statique consiste à imposer le courant dans les enroulements de la machine. Nous avons alors affaire à une alimentation en courant et le convertisseur statique prend le nom de commutateur.

La figure I-2 résume cette structure.

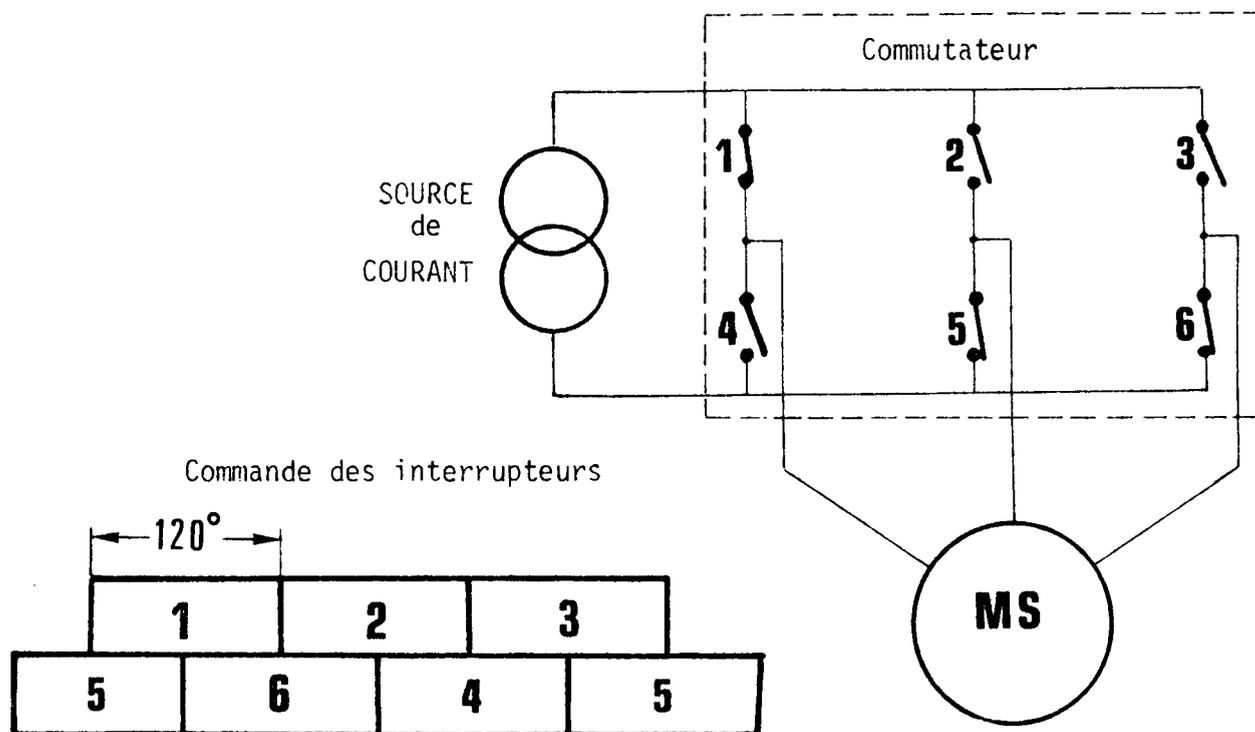


Fig. I-2 - Schéma de principe d'une alimentation en courant

### I-2-2 - Alimentation en tension

Si, au contraire, les différents interrupteurs du convertisseur statique connectent les enroulements de la machine à une source de tension, nous avons affaire à une alimentation en tension réalisée au moyen d'un on-  
duleur.

La figure I-3 donne la structure de cet ensemble.

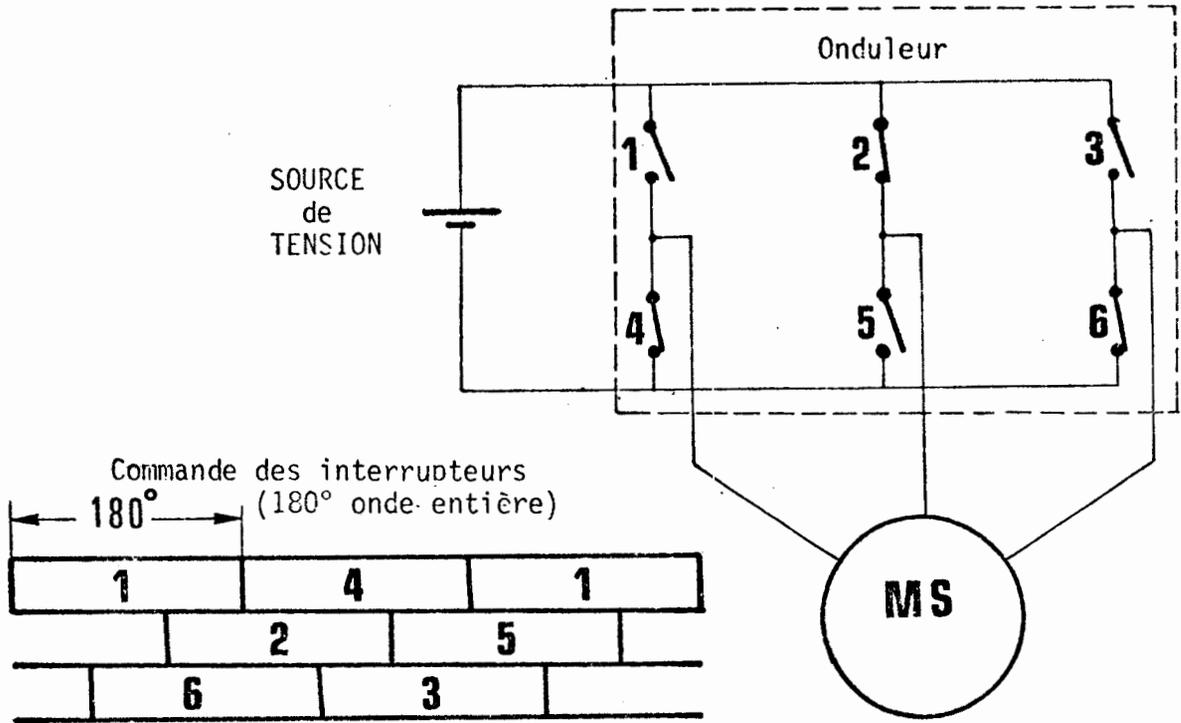


Fig. I-3 - Schéma de principe d'une alimentation en tension

Comme c'est sur ce dernier type de convertisseur électromécanique qu'ont porté les travaux que nous présentons dans ce mémoire, nous allons préciser son fonctionnement et ses principales caractéristiques :

Si nous voulons que la tension aux bornes de la machine soit imposée en permanence, il est nécessaire que les commandes de l'onduleur soient adjacentes (type 180°) comme indiqué sur la figure I-3.

La forme des tensions ne dépend pas de la charge puisqu'elle est uniquement fixée par les séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, donc par la commande de l'onduleur.

Les interrupteurs du convertisseur statique seront bien réalisés à partir de semi-conducteurs de puissance. Mais que ceux-ci soient des thyristors ou des transistors, ils sont unidirectionnels en courant. Ceci impose de leur adjoindre une diode tête-bêche. La continuité du courant est alors assurée et le montage est réversible à condition que la source de tension elle-même le soit.

La figure I-4 résume la structure de l'onduleur et précise les formes d'onde aux bornes de la machine dans le cas d'une commande de type 180° onde entière.

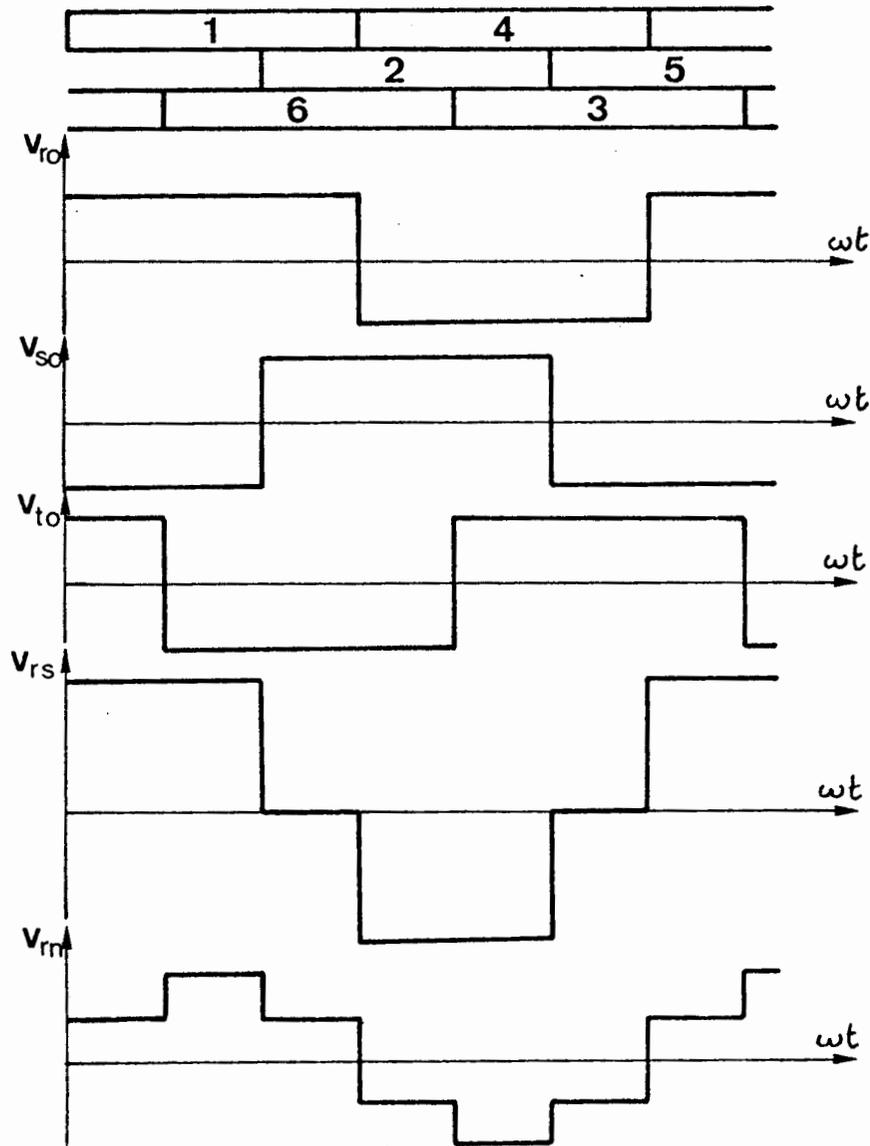
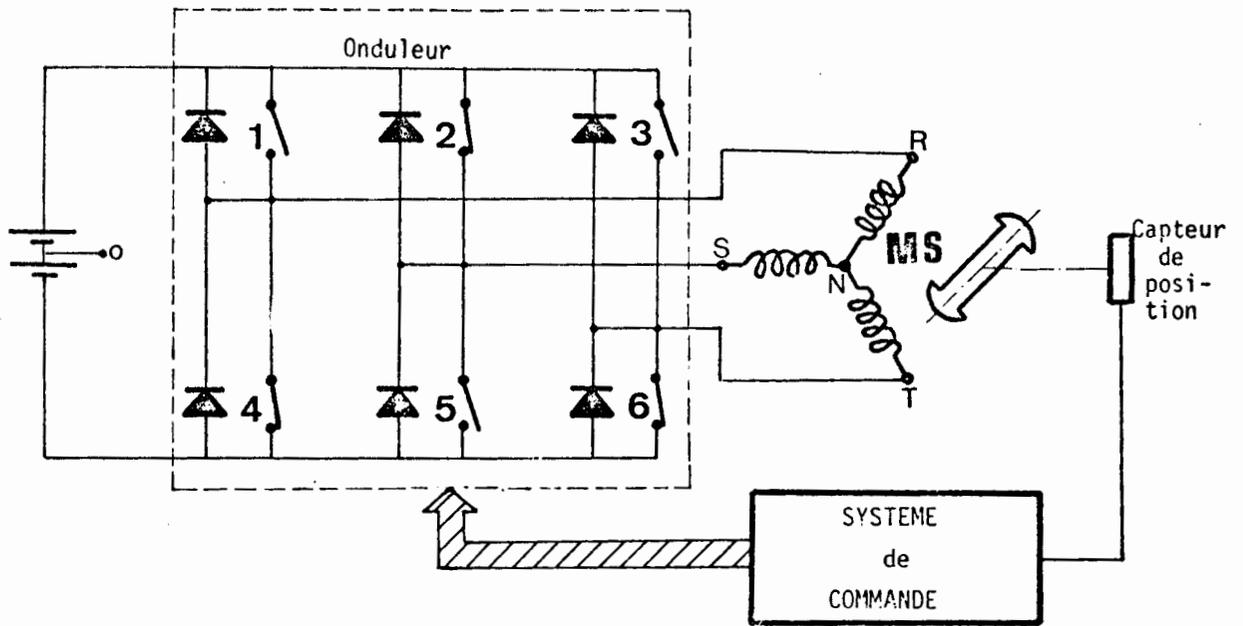


Fig. I-4 - Structure de l'onduleur et formes des tensions aux bornes de la machine

### I-3 - ETUDE SIMPLIFIEE DES CARACTERISTIQUES EXTERNES

L'étude générale des caractéristiques externes de la machine synchrone en tenant compte de la forme réelle des tensions qu'impose l'onduleur à ses bornes s'avère particulièrement complexe. Aussi, dans un premier temps, semble-t-il intéressant d'essayer d'utiliser, moyennant certaines hypothèses simplificatrices, les modèles classiques de la machine synchrone.

Ceci nous permettra de déterminer, à partir des caractéristiques en régime permanent, quelles sont les grandeurs de réglage du variateur et de quelle façon le dispositif de commande doit permettre de modifier ces grandeurs pour obtenir le comportement désiré.

Nous adopterons donc les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la machine est supposée : symétrique, à entrefer constant, non saturée ;
- les interrupteurs du convertisseur statique sont considérés comme idéaux ;
- la source de tension est parfaite ;
- nous ne considérerons que le fondamental des tensions et des courants. Ainsi la machine sera supposée alimentée par des tensions sinusoïdales, triphasées, réglables en amplitude et en fréquence.

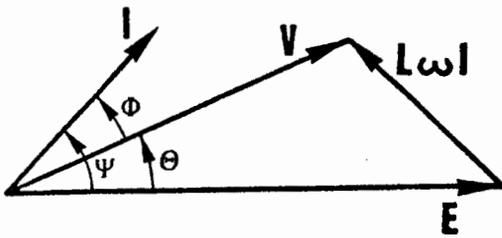
Partant de ces hypothèses, le choix du modèle dépend encore de la structure de la machine. En effet, il sera différent suivant que nous avons affaire à une machine à pôles lisses ou à pôles saillants. Examinons successivement ces deux cas :

#### I-3-1 - Machine à pôles lisses

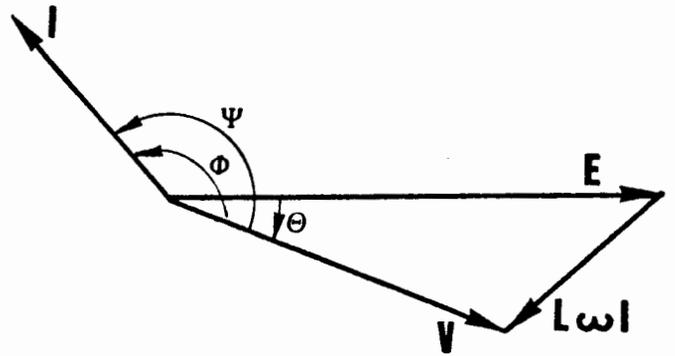
Lorsque la machine est à pôles lisses, il est classique d'utiliser le diagramme de Behn-Eschemburg ou diagramme à réactance constante.

La figure I-5 donne l'allure de ce diagramme suivant le type de fonctionnement envisagé. Les relations et les diagrammes font appel à des conventions récepteur.

Les angles sont comptés positifs dans le sens trigonométrique.



Marche en moteur



Marche en génératrice

Avec :  $V = E + jL\omega I$

$$\Psi = \Theta + \Phi$$

La f.e.m. est prise comme origine des angles  $\psi$  et  $\theta$

La tension est origine de l'angle  $\phi$

I en retard sur V	←→	$\phi \leq 0$
Marche en moteur	←→	$0 \leq \theta \leq \pi$
Marche en génératrice	←→	$-\pi \leq \theta \leq 0$

Fig. I-5 - Diagramme à réaction constante, conventions et relations associées

I-3-2 - Machine à pôles saillants

Pour modéliser assez précisément une machine à pôles saillants, il faut utiliser le diagramme des deux réactions [11] donné sur la figure I-6.

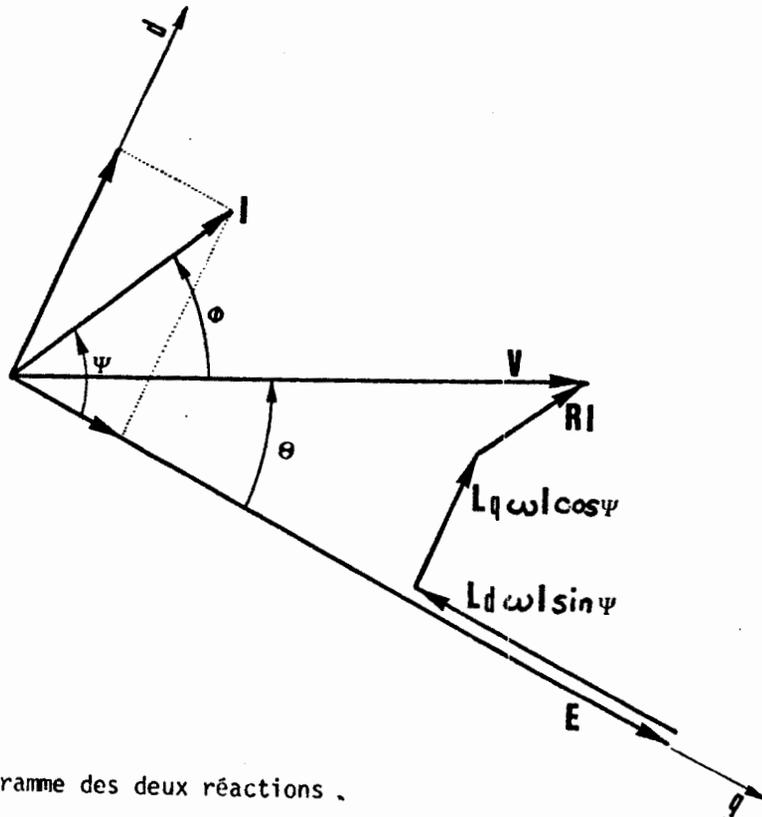


Fig. I-6 - Diagramme des deux réactions .

Nous allons déduire de ce diagramme l'expression analytique des différentes grandeurs caractéristiques de la machine.

Le cas de la machine à pôles lisses ne sera pas traité spécialement puisqu'il ne constitue qu'un cas particulier et il suffira de poser  $L_d = L_q = L$  dans les équations obtenues.

Les relations algébriques peuvent être déduites du diagramme des deux réactions.

$$I \cos \phi = \frac{1}{R^2 + L_d L_q \omega^2} \left[ K \omega (L_q \omega \sin \theta - R \cos \theta) + \omega V \sin \theta \cos \theta (L_d - L_q) + V R \right] \dots 1$$

$$I \sin \phi = \frac{1}{R^2 + L_d L_q \omega^2} \left[ K \omega (R \sin \theta - L_q \omega \cos \theta) - \omega V (L_q \cos^2 \theta + L_d \sin^2 \theta) \right] \dots 2$$

Des relations (1) et (2), on peut calculer la valeur efficace du courant  $I$  et le facteur de puissance  $\cos \phi$

$$I = \sqrt{(I \cos \phi)^2 + (I \sin \phi)^2} \quad \dots 3$$

$$\cos \phi = \frac{I \cos \phi}{I} \quad \dots 4$$

La puissance absorbée par la machine peut s'écrire :

$$P = 3 V I \cos \phi \quad \dots 5$$

Si l'on néglige les pertes au niveau de l'onduleur, nous pouvons donc écrire :

$$P = E_b \cdot I_b = 3 V I \cos \phi \quad \dots 6$$

En négligeant les pertes par hystérésis courants de Foucault et mécaniques, le couple électromagnétique utile vaut :

$$C_e = \frac{P}{\Omega} \quad \dots 7$$

Les équations du fonctionnement en régime permanent prennent alors la forme :

La puissance absorbée  $P$  est donc :

$$P = \frac{3V}{R^2 + L_d L_q \omega^2} \left[ K \omega (L_q \omega \sin \theta - R \cos \theta) + \omega V \sin \theta \cos \theta (L_d - L_q) + V R \right] \quad \dots 8$$

Le couple électromagnétique  $C_e$  est donc :

$$C_e = \frac{3pV}{R^2 + L_d L_q \omega^2} \left[ K(L_q \omega \sin \theta - R \cos \theta) + V \sin \theta \cos \theta (L_d - L_q) + \frac{VR}{\omega} \right] \dots 9$$

Le courant continu  $I_b$  est donc :

$$I_b = \frac{\omega C_e}{p E_b} \dots 10$$

#### I-4 - GRANDEURS DE REGLAGE

L'étude générale de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension montre qu'elle se comporte comme un système multidimensionnel suivant le schéma de la figure I-7.

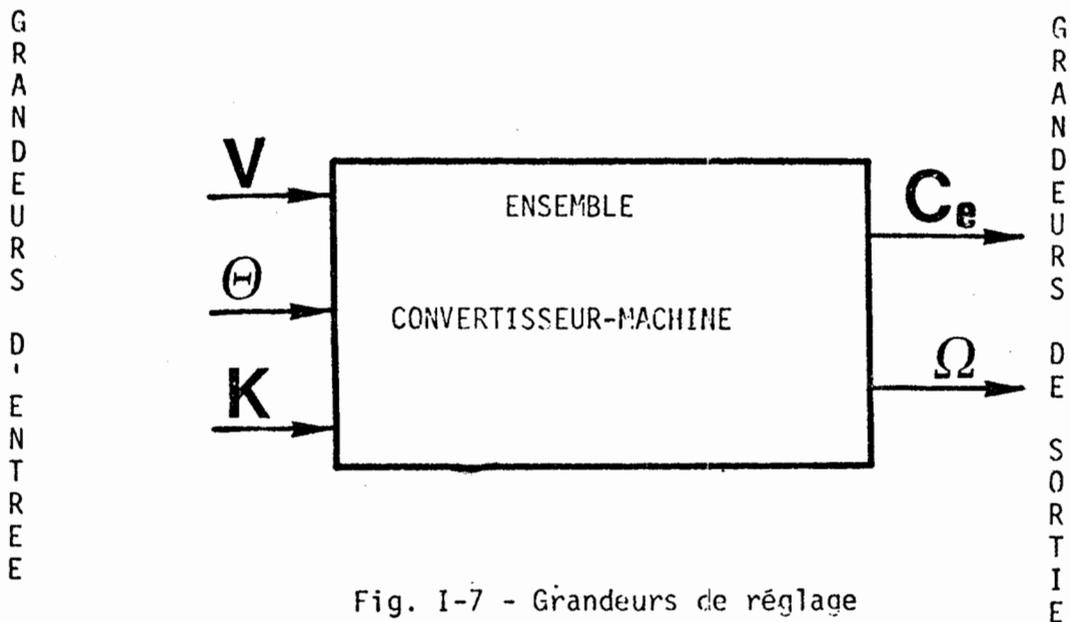


Fig. I-7 - Grandeurs de réglage

En ce qui nous concerne, nous n'envisagerons pas de réglage de l'excitation puisque les variateurs que nous étudions sont réalisés à partir de machines à aimant.

Nous n'avons donc que deux possibilités d'intervention :

- la valeur efficace de la tension  $V$ .
- l'angle  $\theta$  entre la f.e.m. et la tension.

L'influence de ces deux paramètres sur les caractéristiques est mise en évidence sur la figure I-8.

Ces courbes correspondent à la machine qui a servi de support à nos expérimentations et qui est décrite dans le troisième chapitre.

Voyons à présent comment l'alimentation par convertisseur statique et l'autopilotage permettent d'accéder à ces deux grandeurs de réglage.

#### I-4-1 - Réglage de la tension $V$

Le convertisseur statique par l'intermédiaire duquel la machine est alimentée à partir d'une tension continue fixe doit donc être capable, de par sa structure et sa commande, de délivrer une tension alternative dont l'amplitude du fondamental soit variable.

Deux possibilités sont envisageables :

##### I-4-1-1 - Etage continu variable intermédiaire :

La première structure, présentée par la figure I-9 consiste à utiliser deux convertisseurs statiques :

- un hacheur qui permet d'obtenir une tension continue variable ;
- un onduleur qui alimente la machine à partir de cette tension.

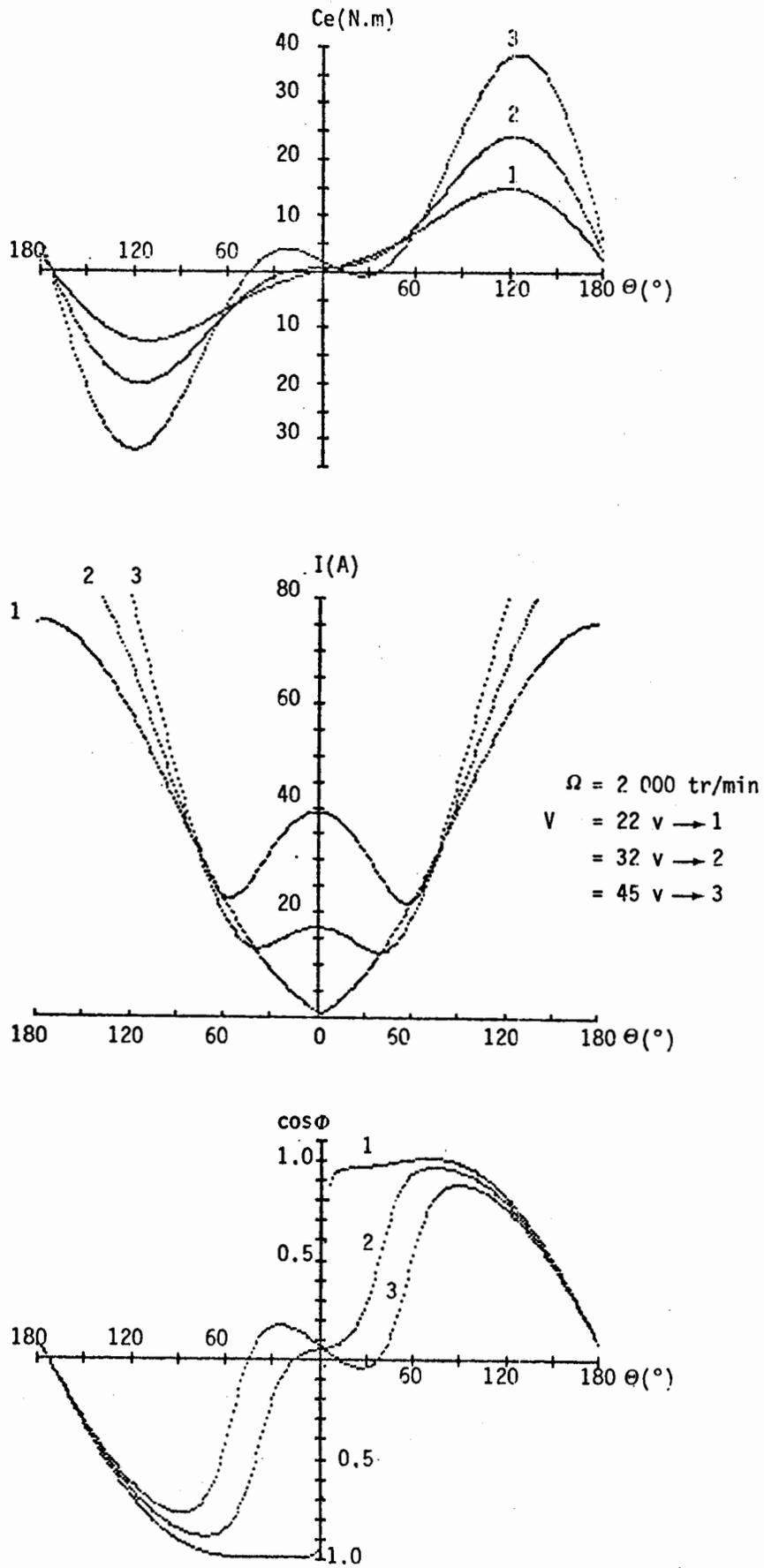


Fig. I-8 - Variation du couple  $C_e$ , du courant  $I$ , et du  $\cos \phi$  en fonction de l'angle  $\theta$  et de la tension  $V$

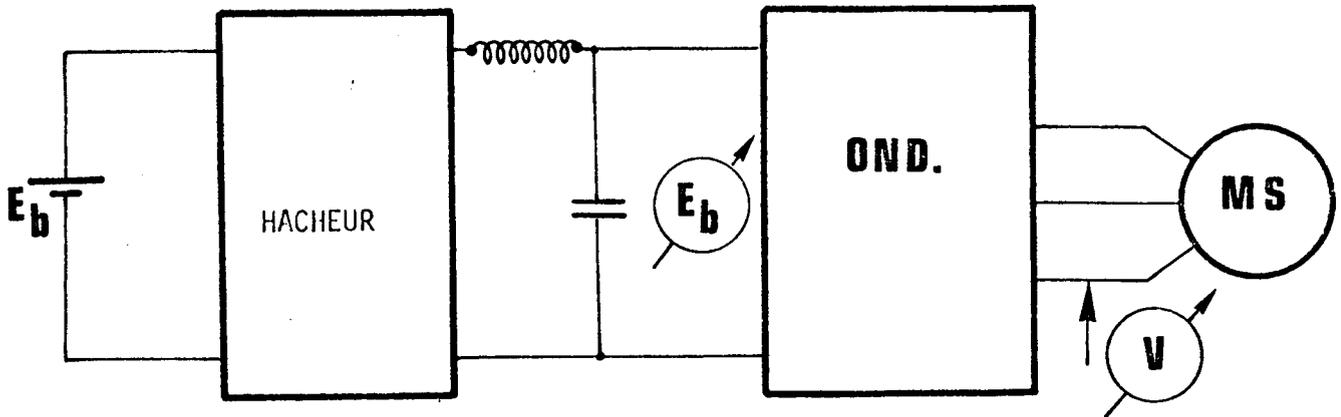


Fig. I-9 - Alimentation de la machine par hâcheur + onduleur

#### I-4-1-2 - Modulation :

Dans le second procédé, c'est la commande de l'onduleur qui va permettre de régler directement l'amplitude de la tension de sortie.

Nous avons alors affaire à ce que l'on appelle une modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.).

Ce principe (précisé par la figure I-10), connu d'un point de vue théorique [12] [13] [14] est, bien sûr, attrayant par sa simplicité mais présente cependant quelques inconvénients :

- il conduit à des fréquences de fonctionnement élevées des interrupteurs statiques ;
- la mise en oeuvre de la commande s'avère relativement complexe à réaliser.

L'utilisation de transistors de puissance d'une part et de commande numérique d'autre part permettent aujourd'hui de pallier ces difficultés

comme le montrera la suite du présent mémoire.

Aussi allons-nous rappeler, dans le paragraphe suivant, le principe général de la modulation.

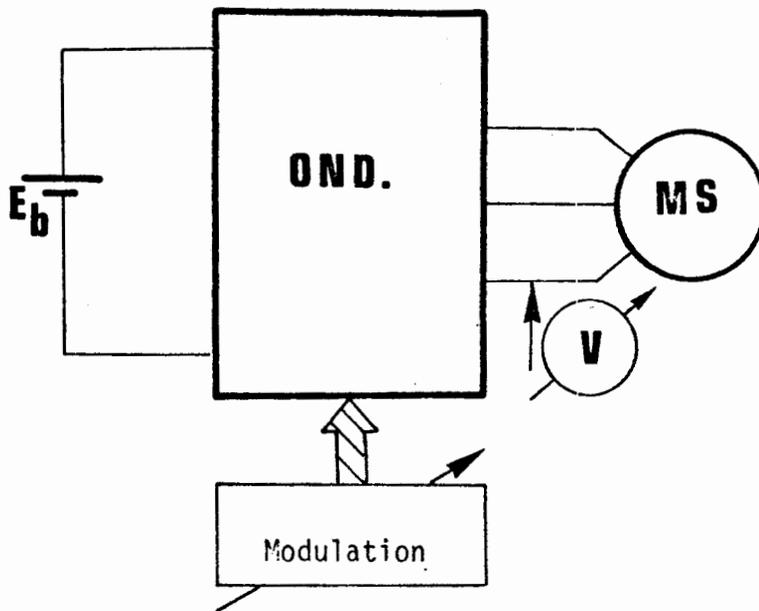
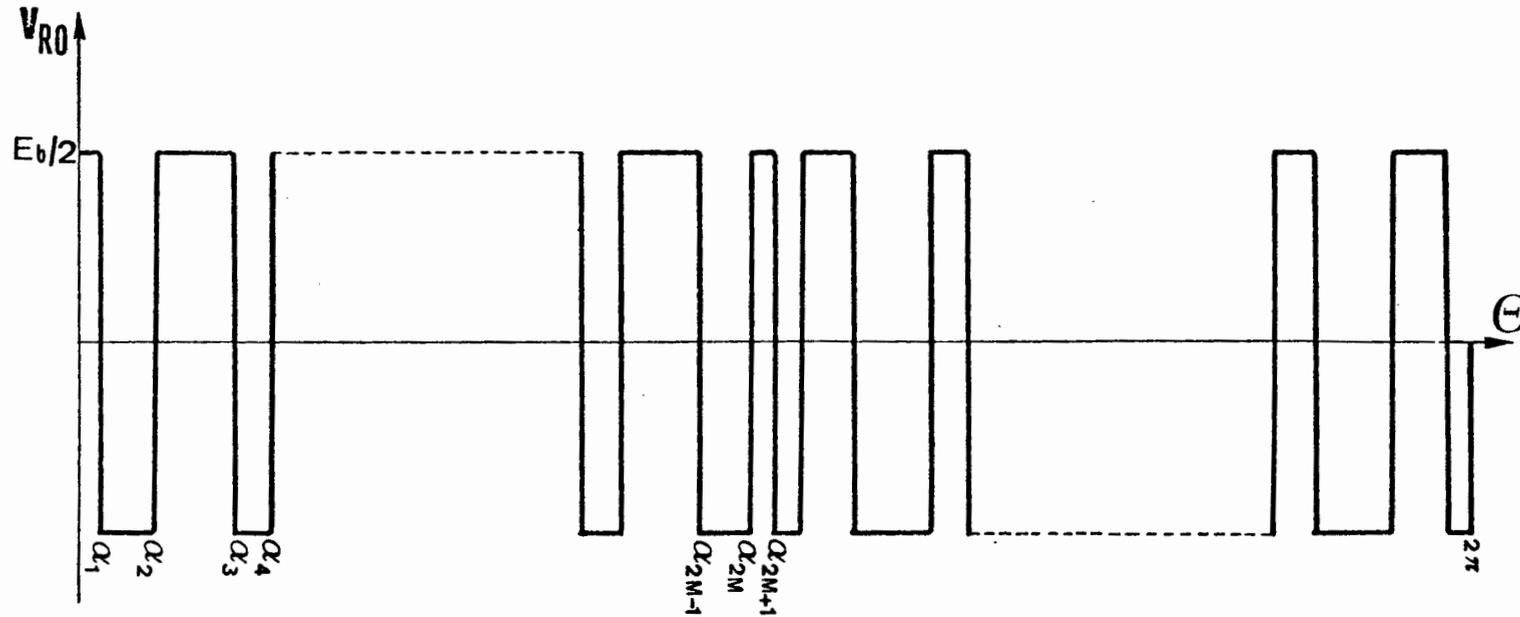


Fig. I-10 - Alimentation de la machine par modulation

En considérant une commande du type  $180^\circ$ , comme indiqué précédemment, l'allure de la tension en sortie de l'onduleur est donnée par la figure I-11.

Nous remarquons les points suivants :

-  $k = \frac{V}{E_b}$  le taux de modulation  $k$  est maximum dans le cas de l'onde rectangulaire ;



$$V_n(t) = \left( \frac{4}{n} \frac{E_b}{2} \left\{ 1 + 2 \sum_{x=1}^M (-1)^x \cos n\alpha_x \right\} \right) \sin n\omega t$$

- $n$  ..... rang d'harmonie    1, 5, 7, 11, 13, 17 .....  
 $\alpha_x$  ..... l'angle de découpage     $x = 1, 2 \dots M$   
 $M$  ..... nombre de chopping (nombre de trous de tension)  
 $V_1(t)$ ... fondamental de la tension

Fig. I-11 - L'allure de la tension simple  $V_{R0}$

- le fondamental d'amplitude :

$$\frac{4 E_b}{\pi 2} \left[ 1 + 2 \sum_{x=1}^M (-1)^x \cos \alpha_x \right] \quad \text{donne naissance}$$

à un courant de même pulsation que l'on peut calculer en utilisant les diagrammes et la méthode présentée aux paragraphes précédents.

- l'harmonique de rang n d'amplitude :

$$\frac{4 E_b}{n \pi 2} \left[ 1 + 2 \sum_{x=1}^M (-1)^x \cos n \alpha_x \right] \quad \text{donne naissance}$$

à un courant de pulsation  $n\omega$ . Les harmoniques interviennent au niveau de l'ondulation des différentes grandeurs (couple électromagnétique, courant à l'entrée de l'onduleur, pertes ....).

Notons que le nombre de trous et leur largeur, pour la tension continue fixée détermine l'amplitude du fondamental et la présence des harmoniques.

Pour bien choisir la modulation, on peut régler le niveau de la tension phase V, tout en éliminant certains harmoniques gênants pour le fonctionnement optimal de la machine. [15] [16] [17] [18]

#### I-4-2 - Réglage de l'angle $\theta$

Le second paramètre de réglage est donc l'angle  $\theta$  entre la f.e.m. et la tension correspondante précisée par la figure I-12.

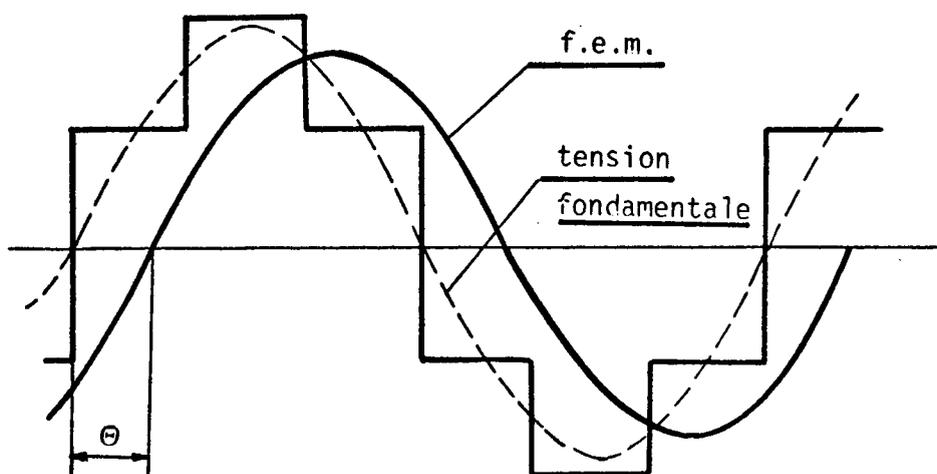


Fig. I-12 - L'angle de déphasage  $\theta$

La f.e.m. est fixée par l'excitation, donc par la position du rotor. Quant à la tension, elle est déterminée par les séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs du convertisseur statique.

L'autopilotage consiste justement à asservir la commande à la rotation, donc à être maître de l'angle  $\theta$ .

## I-5 - CONCLUSION

Dans le premier chapitre, nous venons de donner le principe de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension qui a servi de base à nos travaux.

Après avoir situé ce variateur de vitesse parmi d'autres solutions possibles, nous avons donné ses caractéristiques. Elles ont été déduites du diagramme des deux réactions, qui, bien que très simplificatif dans le cas d'une alimentation par convertisseurs statiques permet cependant de déterminer le comportement du variateur en régime permanent.

A partir des différentes fonctions analytiques définies, nous avons montré que les deux paramètres de réglage accessibles, au niveau de la commande étaient :

- la tension alternative d'alimentation de la machine ;
- l'angle interne de la machine.

Ayant montré la nécessité de réglage de ces deux grandeurs pour être maître des caractéristiques du convertisseur électromécanique, il reste donc à montrer comment ces deux paramètres vont être rendus accessibles grâce à l'utilisation de techniques numériques, ce sera l'objet du second chapitre.

- CHAPITRE II -

CONCEPTION DE LA STRUCTURE NUMERIQUE  
DE LA COMMANDE

## INTRODUCTION

Dans ce second chapitre, nous allons donc présenter la commande numérique d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension.

Nous donnerons tout d'abord, de façon relativement détaillée les différents principes de commande déduits de l'analyse théorique de l'ensemble convertisseur-machine présenté au chapitre I.

Les différentes fonctions seront analysées dans l'optique d'une réalisation purement numérique, ce qui nous amènera souvent à reformuler les problèmes électrotechniques en tenant compte de concepts propres aux techniques numériques et informatiques.

Partant de ces principes, un exemple de mise en oeuvre sera proposé ; sa connexion à un microprocesseur sera réalisée et des résultats expérimentaux viendront prouver la faisabilité d'une telle boucle d'auto-pilotage numérique.

## II-1 - PRINCIPE DE LA COMMANDE NUMERIQUE

L'utilisation de techniques numériques peut se faire à plusieurs niveaux pour la commande d'un ensemble convertisseur-machine ; ceci grâce d'une part à la diversité des fonctions à assurer mais aussi aux possibilités de ces techniques ; possibilités aujourd'hui considérablement accrues par la microinformatique.

En effet, le développement récent des microprocesseurs et de la microinformatique en général a permis d'envisager de façon beaucoup plus réaliste le fonctionnement de ces variateurs de vitesse associant des machines électriques classiques et des convertisseurs statiques. Pourtant, il semble que, dans les domaines particulièrement intéressants pour ces ensembles comme par exemple les fréquences élevées, le microprocesseur ne permette pas à lui seul de résoudre tous les problèmes.

Ainsi, il apparaît que, lorsqu'une commande numérique est envisagée, son optimisation passe par une redéfinition ou plutôt une reformulation des problèmes électrotechniques en vue de leur résolution au moyen de logique câblée et/ou programmée.

Cette méthode conduit à des ensembles de commande où, interfaces spécialisées et microprocesseurs se répartissent les différentes tâches de commande et de gestion suivant le schéma de la figure II-1.

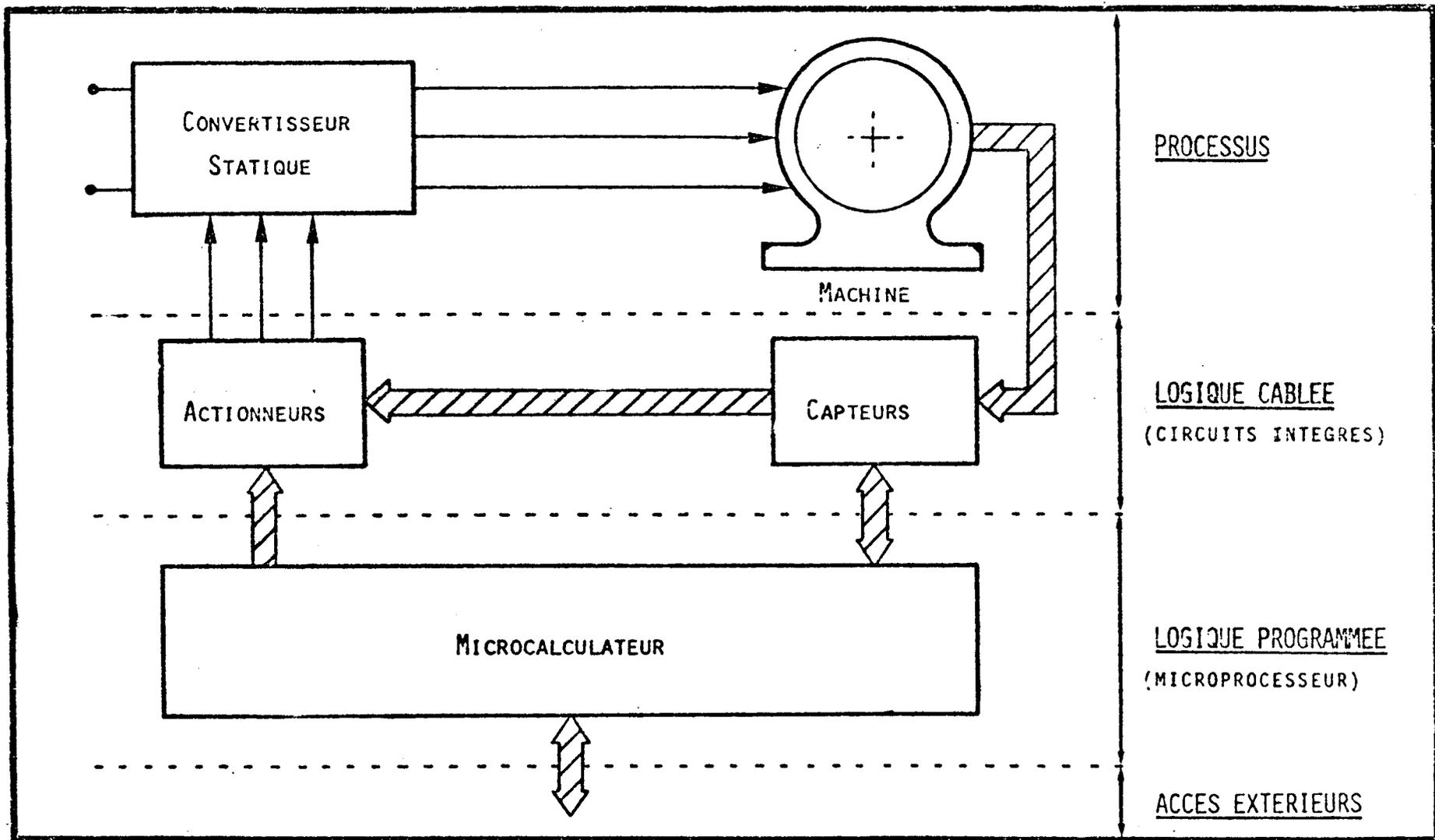


Fig. II-1 - Structure générale de la commande par microprocesseur d'un ensemble convertisseur-machine

Cependant, en adoptant une structure du type de celle de la figure II-1, dans le cas qui nous intéresse de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension, nous nous proposons de montrer comment l'ensemble peut être optimisé tant au niveau numérique qu'électrotechnique.

Rappelons que le rôle de la commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension est double.

Elle doit en effet :

- assurer la fonction d'autopilotage, c'est-à-dire contrôler la conduction des interrupteurs du convertisseur statique à partir de la position du rotor de la machine ;

- donner accès aux grandeurs de réglage du variateur de vitesse que sont le déphasage ( $\theta$ ) entre la f.e.m. et la tension aux bornes de la machine, et le taux de modulation ( $k$ ).

Dans la figure II-2 est représenté schématiquement le principe de la commande numérique d'une machine synchrone alimentée par convertisseur statique et autopilotée en mettant en évidence les différentes fonctions à assurer au niveau de la commande.

Examinons donc comment les différentes tâches sont réalisées au moyen de techniques purement numériques.

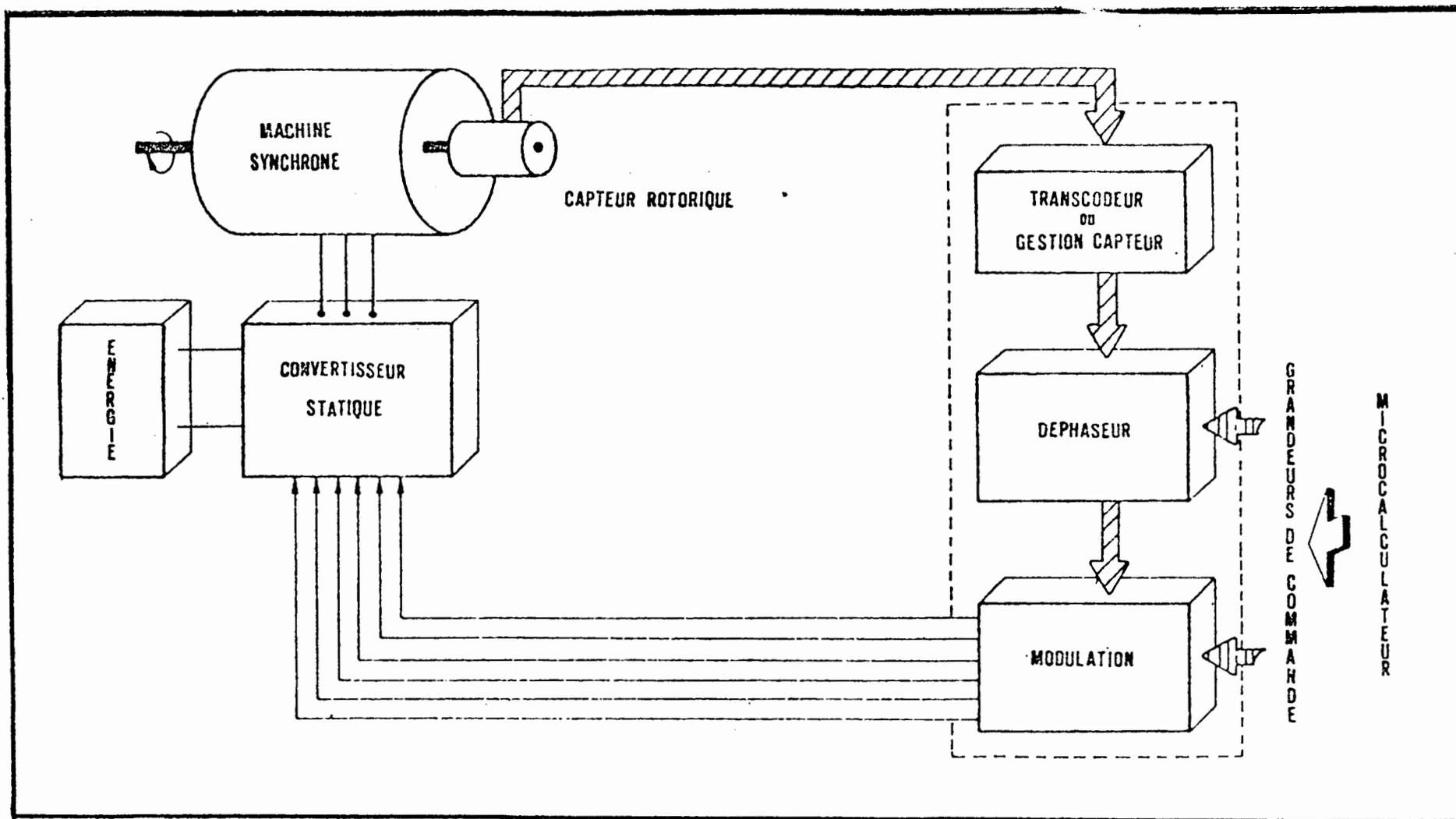


Fig. II-2 - Principe général de la commande numérique d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension

## II-1-1 - Le capteur de position

Le rôle du capteur, solidaire de l'arbre de la machine, consiste à détecter à chaque instant la position du rotor par rapport à un repère fixe lié au stator pour assurer la fonction d'autopilotage.

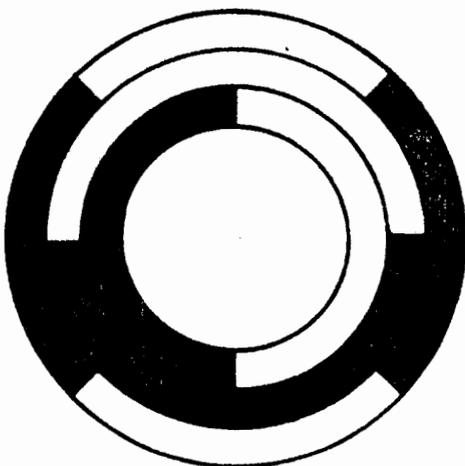
Pour distinguer des "états" différents, les techniques numériques nous conduisent naturellement à utiliser des notions de codage. Grâce aux facilités de mise en oeuvre technologique et dans l'optique d'un traitement numérique de l'information, un code binaire s'impose.

Le capteur sera constitué d'une roue codeuse composée d'un certain nombre de pistes, chaque piste étant divisée en secteurs représentant le "0" et le "1" logique. Il reste à préciser le choix du codage utilisé, celui-ci sera de longueur fixe, c'est-à-dire que chaque position sera repérée par un "mot" de  $n$  bits.

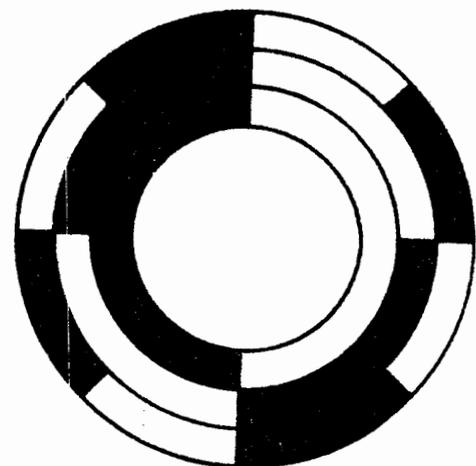
Si on adopte un code à base 2 constitué d'une suite de  $n$  bits, on peut distinguer  $2^n$  positions différentes.

Pour éviter les aléas de lecture du capteur, dus aux imperfections inévitables au niveau mécanique et électronique, il est nécessaire d'utiliser un code continu au sens strict, code du type binaire réfléchi (GRAY).

La figure II-3 donne un exemple de deux codeurs réalisés à partir de ces deux codes et permettant chacun de distinguer 8 positions.



Codeur binaire réfléchi (8 positions)



Codeur binaire naturel (8 positions)

Fig. 11-3 - Un exemple de deux codeurs

Le code binaire réfléchi sera converti en code binaire naturel, mieux adapté pour les traitements numériques, au moyen d'un transcodeur placé à la sortie du capteur. La figure II-4 résumé l'étude théorique de ce transcodeur.

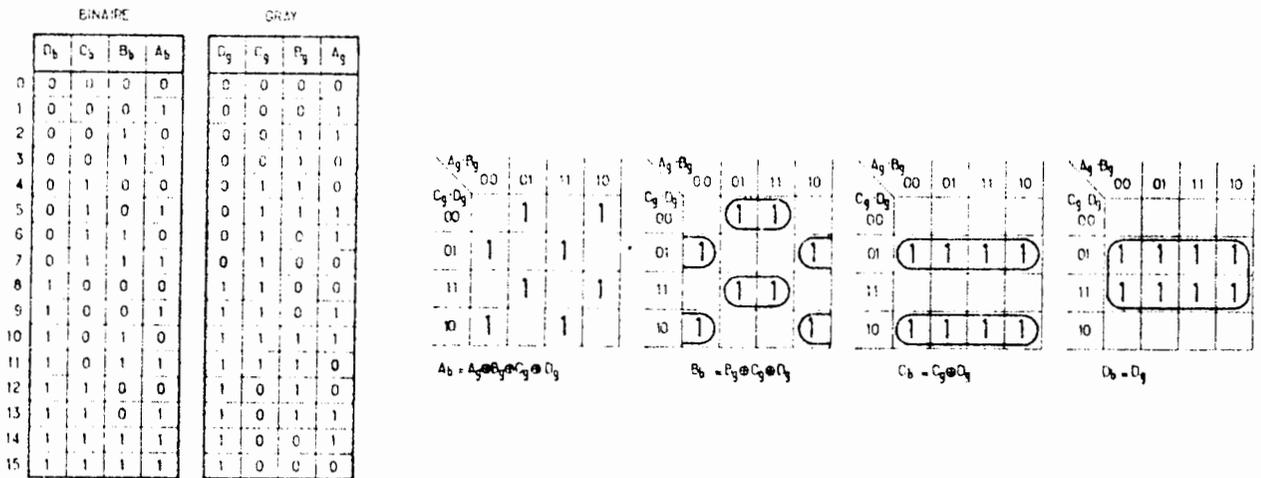


Fig. II-4 - Le passage binaire réfléchi → binaire naturel

Des études théoriques de l'ensemble convertisseur-machine montrent que l'angle tension-f.e.m. ( $\theta$ ) est un paramètre très sensible. Aussi la position doit-elle être connue de façon relativement précise. Un compromis entre la précision nécessaire à la commande et les difficultés technologiques de réalisation nous ont conduit lors de notre expérimentation à choisir un capteur 8 pistes à lecture optique.

La machine considérée ayant 2 paires de pôles, le codeur devra être répété 2 fois par tour de façon à conserver la précision de 1.41 degrés électriques.

Le codeur de position que nous venons de décrire présente de nombreux avantages :

- sortie directement sous forme numérique ;
- codeur absolu donnant une information sur la position du rotor même à l'arrêt, ce qui est fondamental pour assurer le démarrage de la machine autopilotée ;
- précision directement liée au nombre de bits parfaitement adaptable à la précision désirée.

### II-1-2 - Le déphaseur

Dans le cas d'une alimentation en tension, l'angle  $\Theta$  entre la tension imposée aux bornes de la machine et sa f.e.m. constitue un des paramètres de réglage.

Pour régler cet angle, il suffit de fournir au dispositif déclenchant les interrupteurs du convertisseur statique, non pas la position réelle du rotor mais une position fictive en avance ou en retard d'une valeur donnée par rapport à la position réelle.

L'information de position se présentant sous la forme d'un mot de n bits, un additionneur-soustracteur numérique permet de réaliser le déphaseur :

$$\begin{array}{ccccc}
 \mathbf{N} & \pm & \mathbf{N}' & = & \mathbf{N}'' \\
 \text{position réelle} & & \text{déphasage} & & \text{position fictive} \\
 \text{(n bits)} & & \text{(n bits)} & & \text{(n bits)}
 \end{array}$$

Le mouvement étant rotatif, l'élaboration de  $N''$  doit faire apparaître une périodicité. Ceci nous permet de simplifier encore la structure du déphaseur.

#### - Dépassement

La position du rotor est codée de 0 à  $2^n - 1$ . Le déphasage  $N'$  étant lui aussi exprimé sur n bits, l'addition  $N + N'$  peut faire apparaître une retenue.

Par exemple avec  $n = 8$

$$\begin{array}{rccccccc}
 \text{Décimal} & \rightarrow & 240 & + & 30 & = & 270 & = 256 + 14 \\
 \text{Binaire} & \rightarrow & 11110000 & & 00011110 & & (1) & 00001110 \\
 \text{Hexadécimal} & \rightarrow & \text{F0} & & \text{1E} & & \uparrow & \text{0E}
 \end{array}$$

En ignorant le dépassement, c'est-à-dire qu'en ne conservant que n bits pour le résultat, la périodicité se trouve automatiquement réalisée.

- Complément à deux

Outre la périodicité, les signaux caractéristiques de la machine doivent présenter une symétrie par rapport à  $180^\circ$ . Ainsi tout déphasage peut être interprété soit comme une avance, soit comme un retard. (retard de  $\theta =$  avance de  $360^\circ - \theta$ ).

La structure du déphaseur peut donc se réduire à un simple additionneur :

- si le bit le plus significatif = 0 (MSB = 0), le déphasage est positif (avance) et sa valeur est donnée par les bits de poids 0 à  $n - 1$ .

- si le bit le plus significatif = 1 (MSB = 1), le déphasage est négatif (retard) et sa valeur est exprimée en "complément" à deux par les bits 0 )  $n - 1$ .

Par exemple :

$$+ 54 = 00110110 = \$ 36$$

$$+ 202 = - 54 = 11001010 = \$CA$$

Notons que la représentation des nombres en complément à deux est courante en techniques numériques et informatiques.

La figure II-5 résume donc la structure adoptée pour le déphaseur numérique.

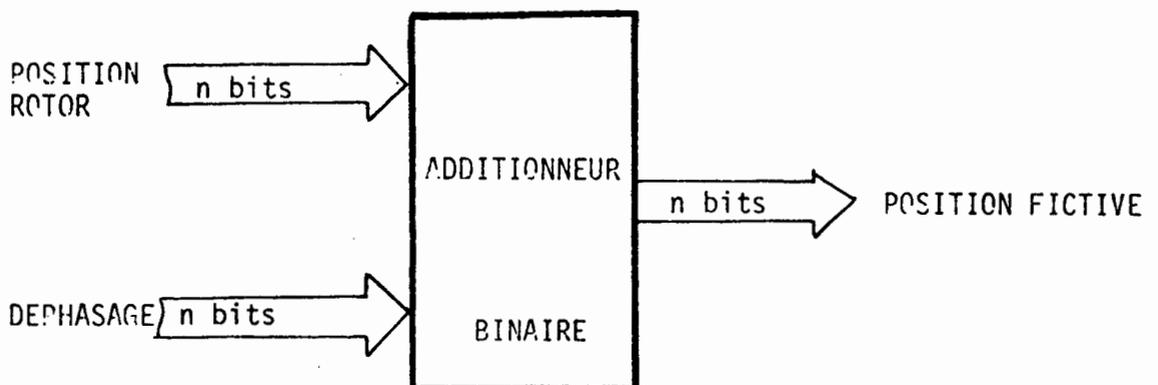


Fig. II-5 - La structure du déphasage numérique

Le déphaseur ainsi constitué présente de nombreux avantages par rapport aux dispositifs généralement utilisés, tant analogiques que digitaux :

- il ne fait intervenir ni horloge, ni comptage et n'introduit par conséquent aucun retard ;

- aucun phénomène de saturation n'apparaît, ce qui permet de couvrir la gamme 0 - 360° quelle que soit la vitesse ;

- sa réalisation s'avère très simple et ne nécessite que des circuits intégrés standard comme nous le verrons par la suite ;

- aucun réglage ni mise au point n'est nécessaire, d'où une fiabilité accrue.

### II-1-3 - La modulation

Le taux de modulation de la tension appliquée aux bornes de la machine constituée, nous l'avons vu, l'autre paramètre de réglage du convertisseur électromécanique.

La réalisation numérique de cette fonction de modulation consiste à définir pour chacune des positions du rotor, décelables à partir du capteur, la configuration de conduction à donner au convertisseur statique.

En fait, l'état de chacun des semiconducteurs (bloqué "0" ou passant "1") est défini à chaque instant en fonction de la position calculée au niveau de déphaseur. Cette information se présentant sous la forme d'un mot de  $n$  bits ; soucieux de conserver son homogénéité à la commande, nous utiliserons pour réaliser la fonction précitée une mémoire électronique.

Cette mémoire devra comporter autant de mots adressables que de positions codées au niveau du capteur ( $2^n$ ). Quant au nombre de bits de chaque mot, il devra être égal au nombre d'interrupteurs du convertisseur statique.

La figure II-6 donne la structure adoptée.

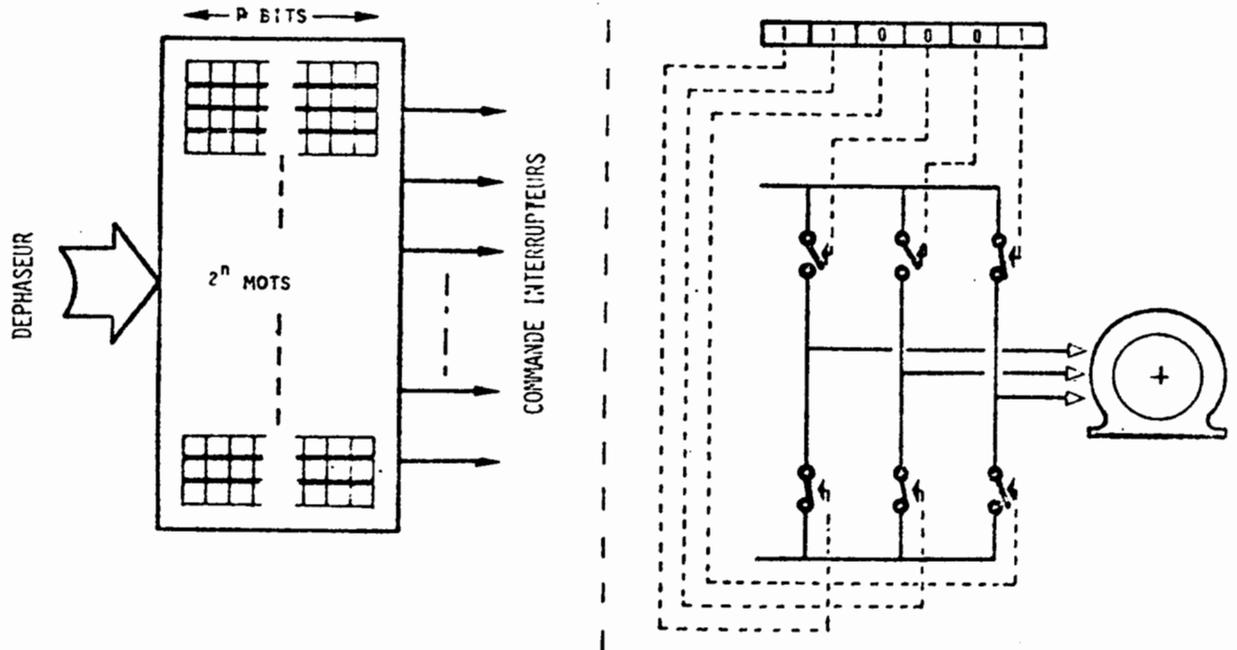


Fig. II-6 - Structure et fonctionnement de la commande à partir d'une mémoire électronique

Remarque :

Il est à noter que dans le cas de commandes complémentaires sur une même branche d'onduleur le nombre de bits de chaque mot peut être réduit de moitié.

Toutefois il ne sera pas alors possible d'ouvrir l'onduleur mais seulement de mettre la machine en roue libre.

Le dispositif de modulation que nous venons de décrire permet donc d'avoir dans la mémoire l'image exacte de la modulation qui sera appliquée à la machine.

Mais cette modulation constituant une grandeur de contrôle, il faut pouvoir la modifier en cours de fonctionnement [19]

Une difficulté apparaît donc à ce niveau car le dispositif de modulation doit en même temps :

- assurer l'autopilotage, donc la commande en boucle fermée de l'ensemble convertisseur-machine ;
- être accessible au microcalculateur qui doit pouvoir modifier le contenu de la mémoire pour réaliser la modulation nécessaire au fonctionnement optimal.

Théoriquement des méthodes informatiques telles que les "gestions d'interruption" ou les "accès directs mémoire" permettent de résoudre ces problèmes [20]. Mais leur mise en oeuvre devient lourde et délicate lorsque les fréquences d'échantillonnage imposées par la machine ne deviennent plus négligeables devant l'horloge du microcalculateur. Ce sera en particulier le cas des vitesses élevées que nous envisageons.

Nous préférons adopter une solution matérielle composée de deux mémoires identiques dont les fonctionnements sont complémentaires suivant le schéma de la figure II-7.

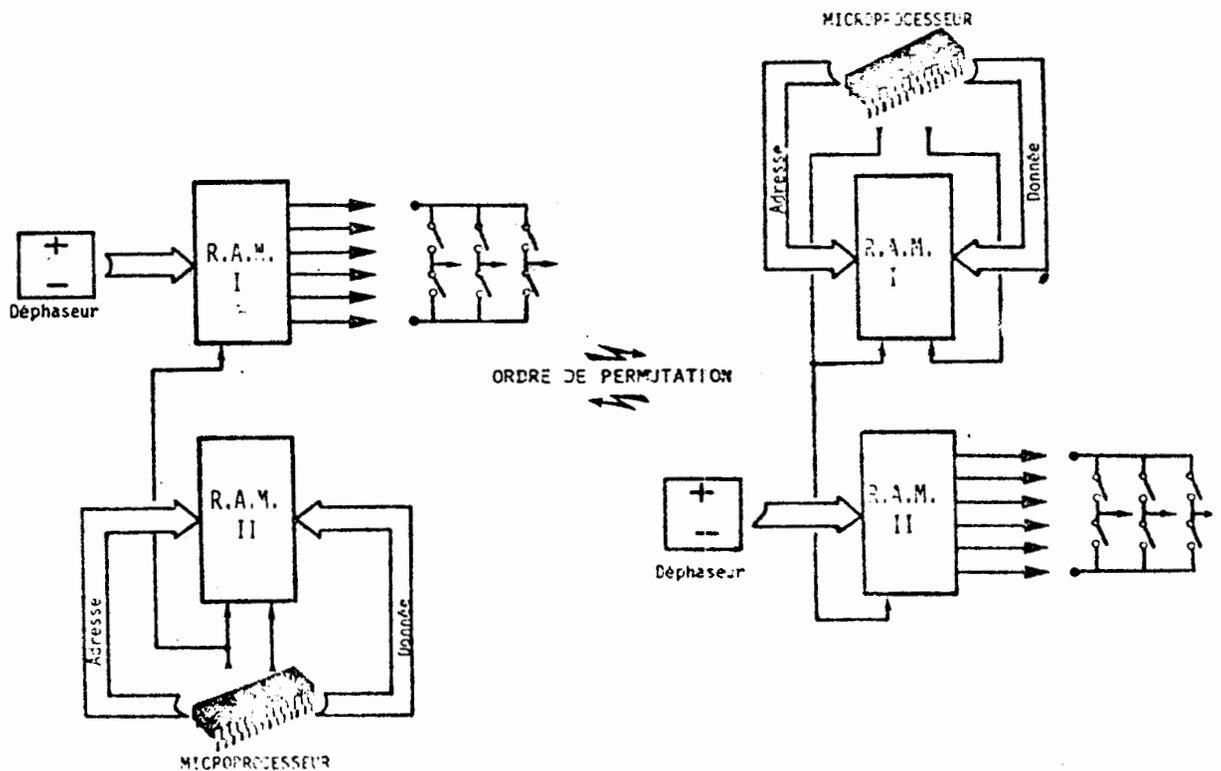


Fig. II-7 - Configurations successives des mémoires de modulation

Ainsi le microprocesseur peut modifier le contenu de la mémoire de modulation alors que la fonction d'autopilotage est toujours assurée par l'autre R.A.M..

Cette structure permet de s'affranchir de tous les problèmes de délais, notamment aux grandes vitesses.

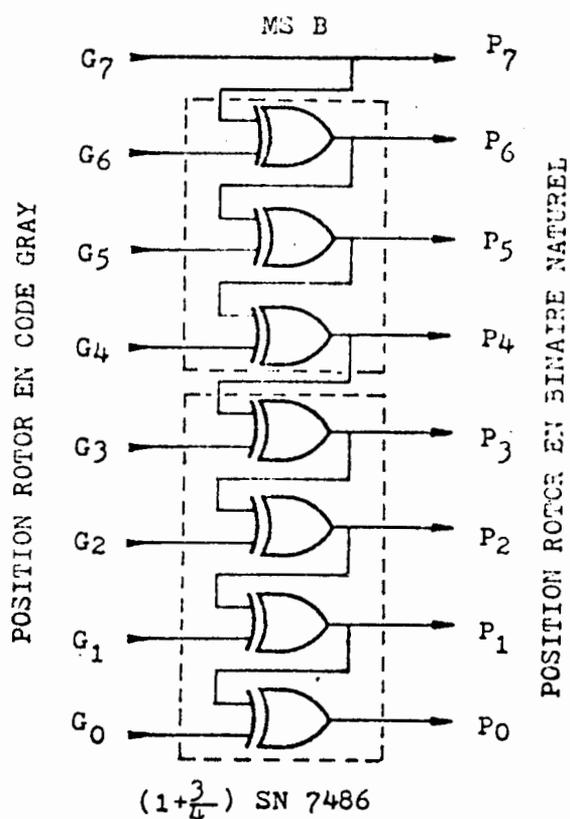
## II-2 - UN EXEMPLE DE REALISATION

La mise en oeuvre du transcodeur et du déphaseur sera particulièrement simple à partir de circuits intégrés standard. Quant au dispositif de modulation, sa structure sera un peu plus complexe et nécessitera un approfondissement des possibilités du microprocesseur et de ses circuits périphériques.

Le microprocesseur que nous utilisons est du type MOTOROLA 6800 ou 6809, l'adaptateur de périphérique, P.I.A. du type PC 6821 assure entièrement la gestion des périphériques [21] [22]

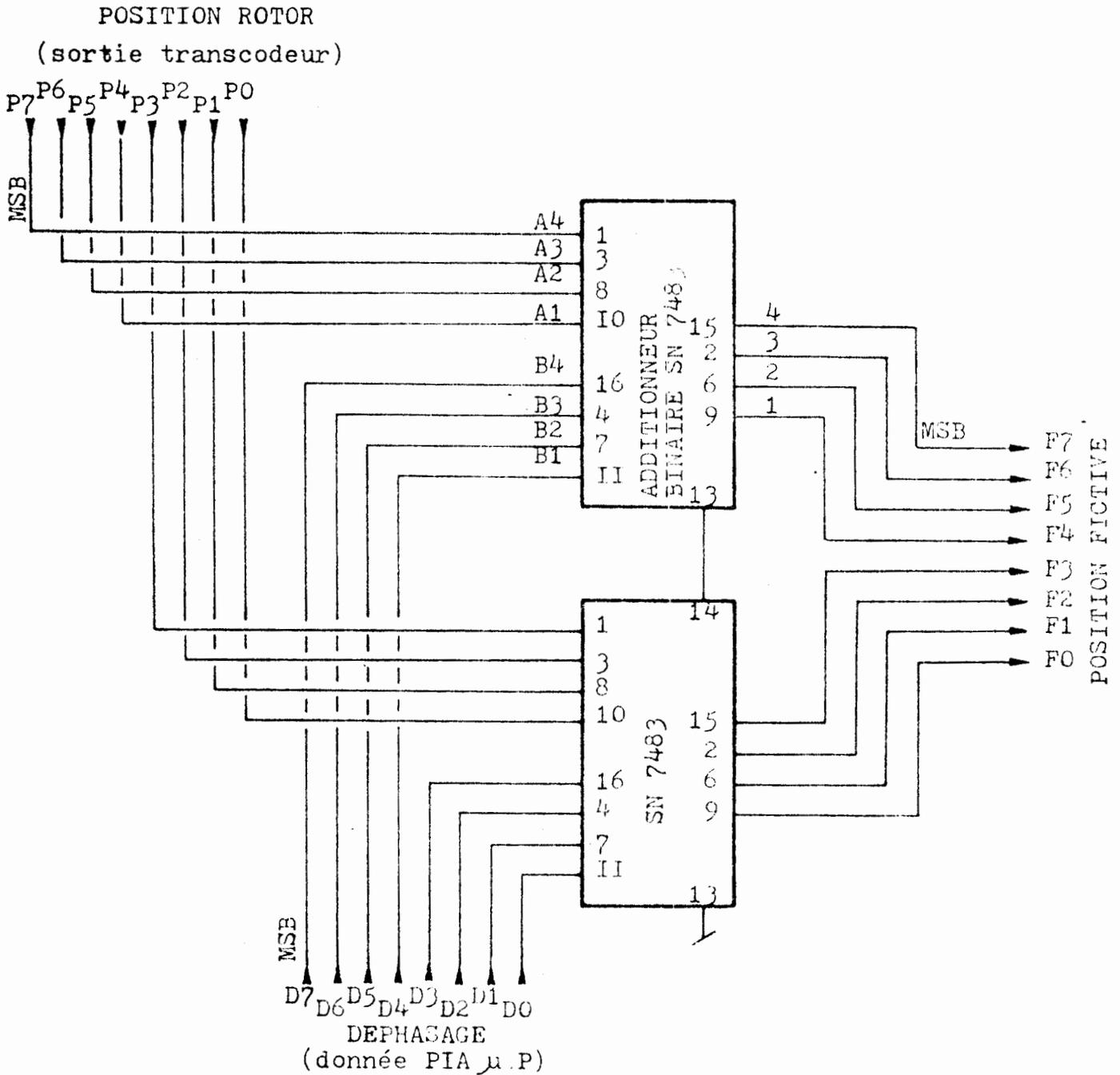
### II-2-1 - Le transcodeur

Nous avons donné son principe ; sa réalisation peut être simplifiée en utilisant directement des "ou exclusifs" intégrés, suivant le schéma indiqué ci-dessous.



II-2-2 - Le déphaseur

Nous avons vu que, en numérique, le déphaseur se réduisait à un simple additionneur binaire à 8 bits dans l'exemple qui nous intéresse. Or, ceci est aisément réalisable à partir de circuits intégrés (SN 7483) suivant le schéma indiqué ci-dessous.



P7 ----- P0      → POSITION DU ROTOR REELLE

D7 ----- D0      → DEPHASAGE

F7 ----- F0      → POSITION FICTIVE DU ROTOR

### II-2-3 - La modulation

Nous avons décrit précédemment le principe de réalisation de la modulation au moyen d'une mémoire électronique et montré comment l'utilisation de deux blocs mémoire, dont les états (écriture/lecture) sont complémentaires permet de modifier la modulation à l'aide du microcalculateur et d'assurer la continuité de l'autopilotage.

Il est intéressant de rajouter une troisième possibilité qui consiste à court-circuiter le dispositif précédent pour imposer la configuration de l'onduleur à partir du microcalculateur. Cette possibilité sera notamment utilisée dans les procédures de démarrage ou de sécurité.

Nous allons détailler la structure de cet ensemble qui utilise à la fois les caractéristiques de la mémoire électronique et des circuits d'adaptations programmables (P.I.A.) propres au microcalculateur.

La figure II-8 donne le schéma général du dispositif.

Par principe, les mémoires vives (R.A.M.) assurant la modulation doivent pouvoir être adressées soit par la sortie du déphaseur soit par le microprocesseur.

Ceci est réalisé à l'aide d'un multiplexeur d'entrée sous contrôle du microprocesseur suivant le schéma où la commande (SAD) est unique et la complémentarité des adresses assurée par câblage.

Le P.I.A. permet de résoudre aisément les problèmes d'interface électronique ( $\mu p \rightarrow$  TTL) et de disposer en plus de signaux contrôlables par programmation.

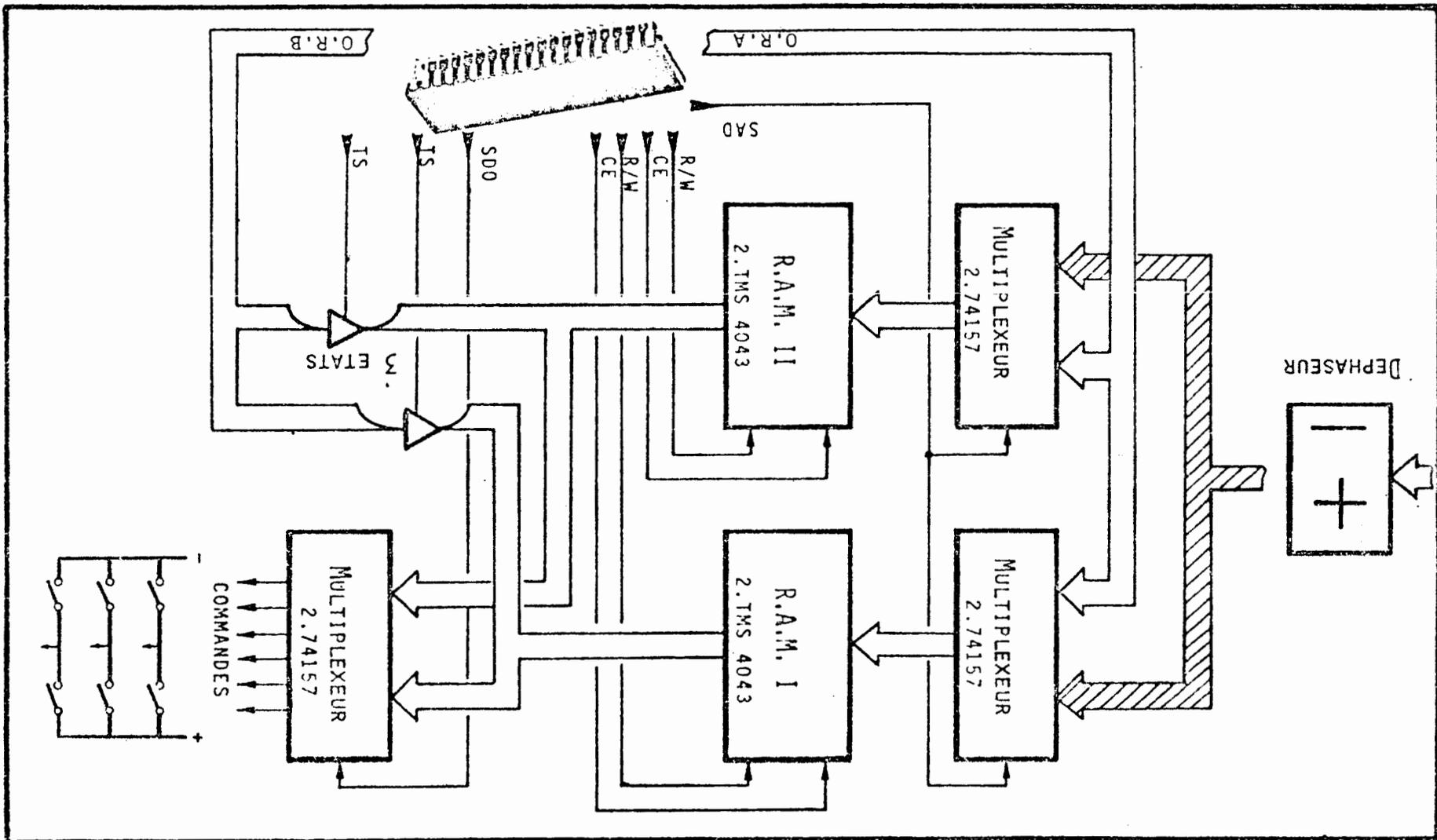


Fig. II-8 - Réalisation de la modélisation dynamique par mémoires à commandes complémentaires

Ils seront utilisés de la façon suivante :

```

0012 5000 B6 4000      LDAA  ADRESS
0013 5003 B7 E400      STAA  ORA
0014                    *
    
```

1. charger l'adresse dans le registre de donnée ORA

```

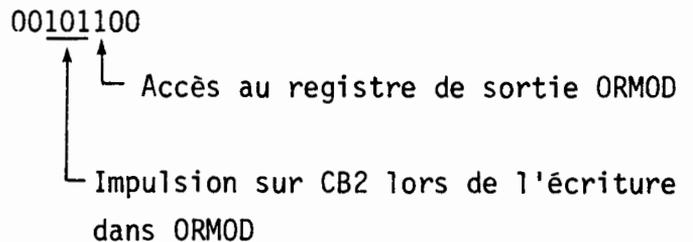
0016 5006 B6 03        LDAA  #MODULA
0017 5008 B7 E402      STAA  ORB
0018                    *
    
```

2. charger la modulation dans le registre de donnée ORB

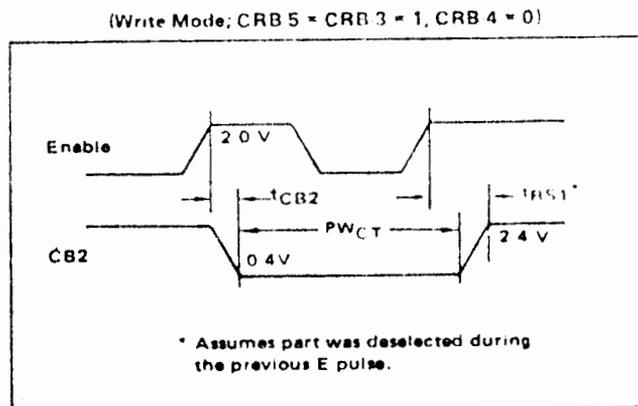
```

0019                    *
0020 500B B6 2C        LDAA  #2C
0021 500D B7 E403      STAA  CRB
0022                    *
    
```

3. charger ~~\$~~ 2C dans le registre de contrôle B



Les caractéristiques du signal d'écriture (CB2) fournies par le P.I.A. sont données ci-dessous et s'avèrent compatibles avec les signaux de chargement de la majorité des mémoires R.A.M.



Characteristic	Symbol	MC6821	
		Min	Max
Peripheral Control Output Pulse Width, CA2/CB2	PW <sub>CT</sub>	550	-

Le fonctionnement standard étant déterminé, il reste à développer des points particuliers tels que :

- permutation des mémoires ;
- accès direct par le microprocesseur.

Examinons successivement ces deux points.

### II-2-3-1 - Permutation des mémoires

Pour permuter les R.A.M. il suffit par programme d'inverser le bit PB7 du P.I.A. (figure II-9).

Lors du front descendant de l'horloge d'échantillonnage du système de commande de sortie, le chargement sera effectif. La porte NAND à 8 entrées permet d'introduire des conditions de permutation (position particulière...).

PB7 = 0

Lorsque les conditions de permutation sont satisfaites :

Q = 0 ; Q = 1

R/WI	= 1		
CEI	= 0	.....	R.A.M.I. en lecture
R/WII	= CB2		
CEII	= CB2	.....	Ecriture dans la R.A.M.II lorsque CB2 passe à 0
SAD	= 0	.....	R.A.M.I. adressée par le déphaseur R.A.M.II adressée par le microprocesseur
SDO	= 0	.....	Semiconducteurs commandés par la R.A.M.I.

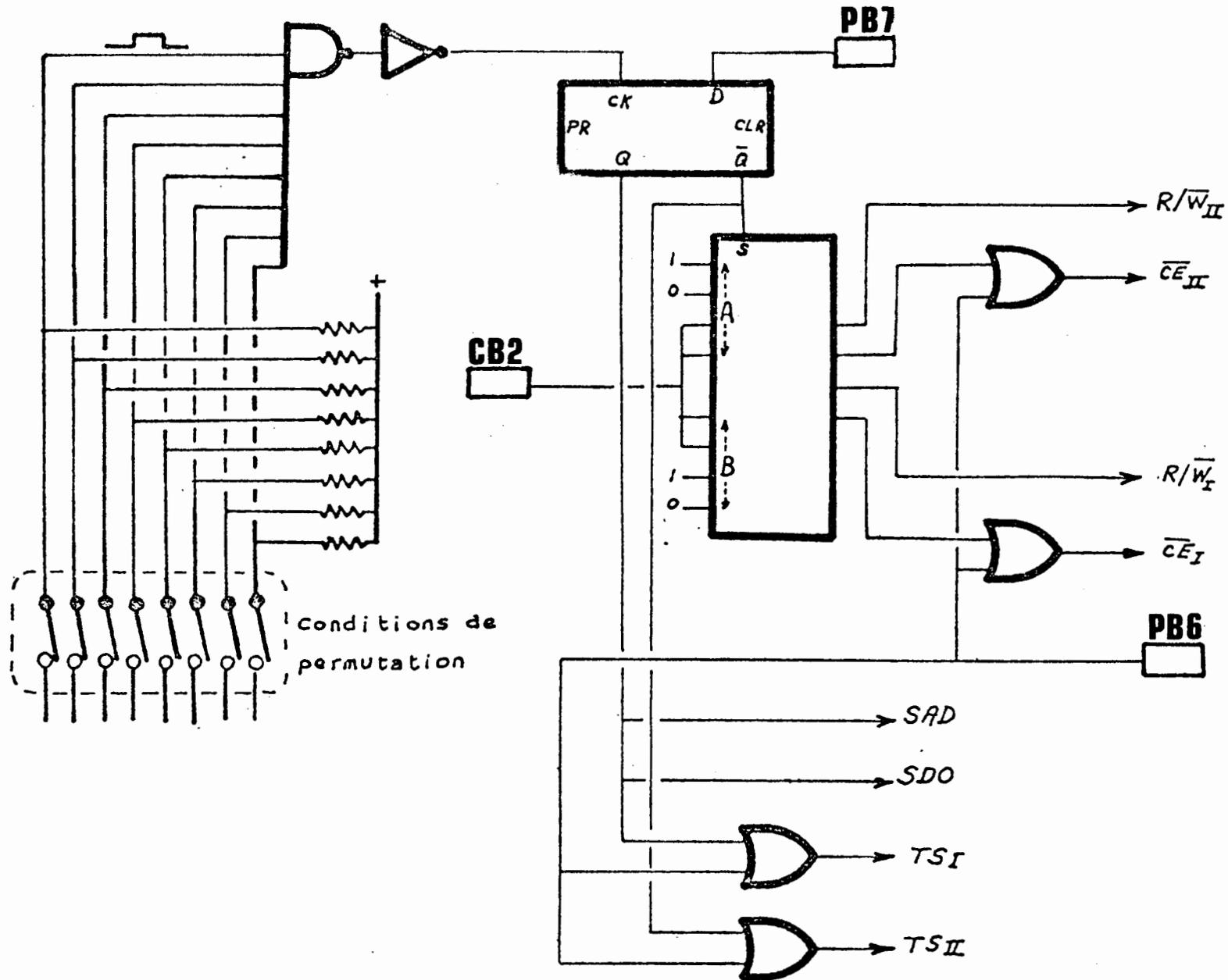


Fig. II-9 - Circuit de permutation des mémoires commandée par logiciel

TSI = 0 ..... les données du microprocesseur vont  
TSII = 0 ..... vers la R.A.M. II

PB7 = 1

- le R.A.M. II est adressé par le déphaseur (SAD = 1)
- le contenu de R.A.M. II est dirigé vers la commande des semiconducteurs (SD0 = 1)
- TSII est en haute impédance (TSII = 0)
- TSI = 1, donc la donnée en provenance du microprocesseur est dirigée vers la R.A.M. I qui est adressée également par microprocesseur (SAD = 1).

#### II-2-3-2 - Accès direct par le microprocesseur

Pour permettre la commande directe des semiconducteurs de puissance, à partir du microprocesseur, sans avoir recours au système de double mémoire, le bit (PB6) peut intervenir sur les signaux CEI, CEII, TSI, TSII.

PB6 = 0 le fonctionnement décrit précédemment est actif.

Lorsque

PB6 = 1 :

CEI = CEII = 1 ... les entrées des R.A.M. sont inhibées, les sorties en haute impédance

TSI = TSII = 1 ... les données du microprocesseur (ORB) sont présentées sur les deux portes du multiplexeur de sortie.

Donc quelle que soit sa commande (SD0), la commande des semiconducteurs est fournie par le microprocesseur.

### II-3 - MISE EN OEUVRE DU LOGICIEL DE COMMANDE

Nous venons de voir comment l'utilisation de notions propres aux techniques numériques permettait d'assurer les différentes fonctions nécessaires à l'autopilotage d'une machine synchrone.

Lors de la conception du déphaseur et du système de modulation dynamique, nous avons fait en sorte que les grandeurs de réglage soient fournies sous la forme de mots binaires, ce qui autorise toute sorte de traitements numériques préalables au niveau du microprocesseur.

La partie essentielle du logiciel de commande a consisté, à concevoir et à mettre au point les programmes nécessaires à la gestion du système.

Nous allons présenter comment, à partir de programmes simples, nous pouvons montrer la faisabilité et les performances de la boucle d'autopilotage numérique nous nous venons de décrire.

#### II-3- 1 - Généralités

Les différentes symétries nécessaires au bon fonctionnement de la machine nous permettent de ne définir la modulation que sur  $90^\circ$ , donc il suffira de donner les 64 bits correspondant à un quart de période (les  $360^\circ$  étaient représentés sur 8 mots).

Le programme devra ensuite réaliser les symétries suivantes :

- symétrie autour de  $90^\circ$

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t)$$

- symétrie inverse autour de  $180^\circ$

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$$

- décalages de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  dans le cas du triphasé

$$f(\omega t) = f(\omega t + 120)$$

$$f(\omega t) = f(\omega t + 240)$$

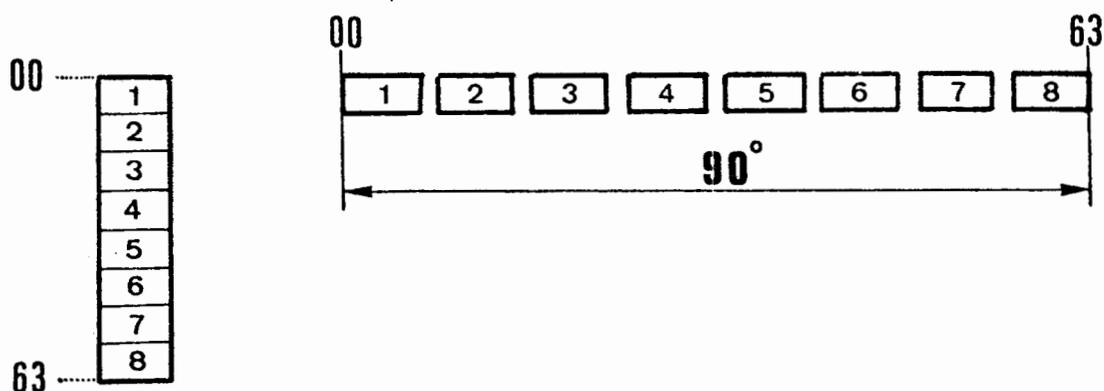
Ce programme devra également gérer les modes de fonctionnement des mémoires :

INITIALISATION, CHARGEMENT, PERMUTATION, DEBLOCAGE

### II-3-2 - Programmation

La partie essentielle de la programmation consiste à garnir une mémoire de 256 mots à partir de la donnée de 8 mots de 8 bits, et ce en respectant les différentes symétries précisées ci-dessus.

Nous montrerons ci-dessous la donnée de la modulation qui se fera donc en garnissant 8 mémoires successives.



La figure II-10 visualise les différents changements à effectuer.

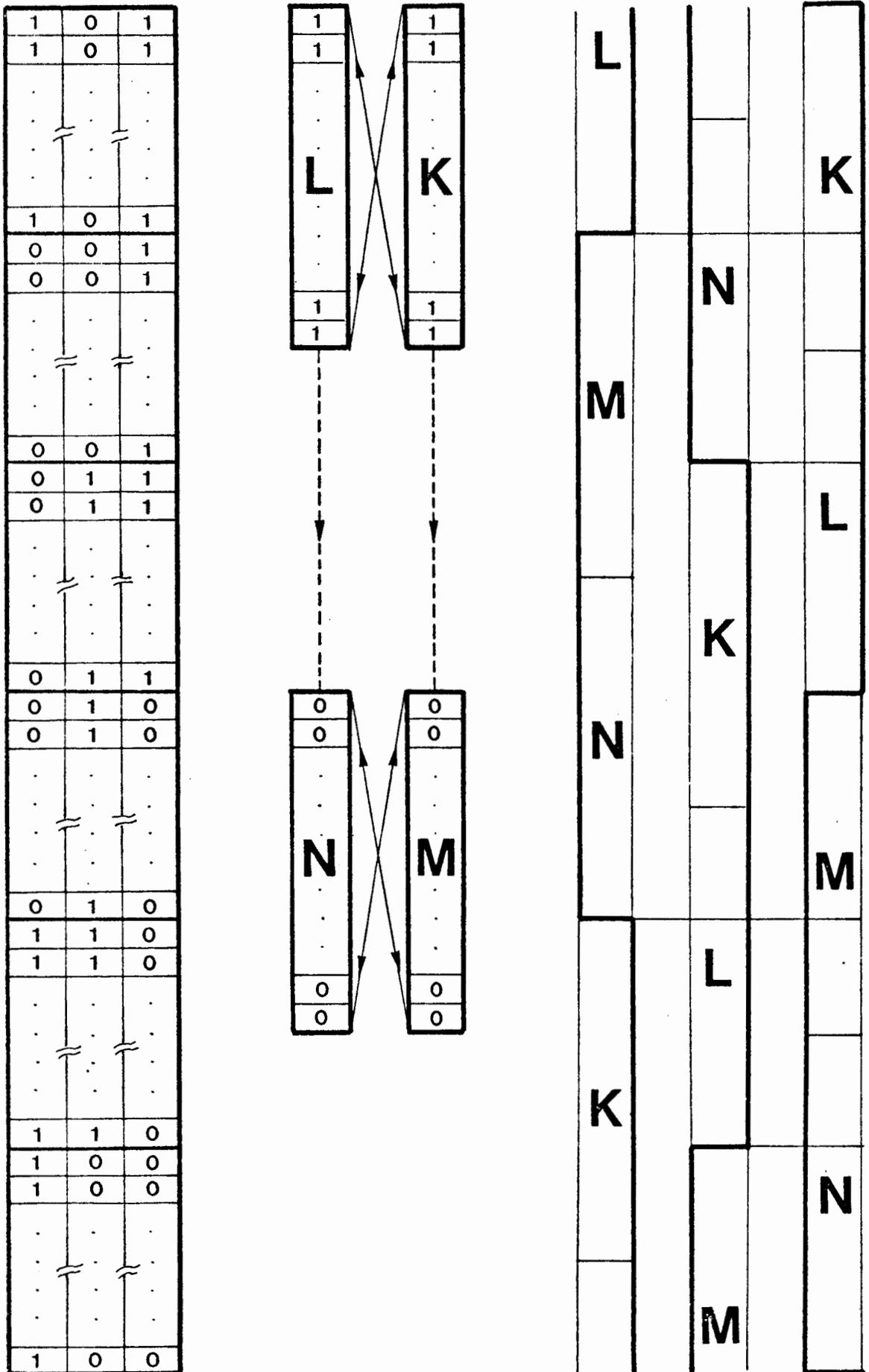


Fig. II-10 - Principe de création de l'image de la modulation

### II-3-3 - Expérimentation

Le programme étant mis au point, non seulement il devient très simple de tester toute sorte de modulations qui jusqu'ici n'ont guère fait l'objet que d'études théoriques [15] [16] mais aussi très facile d'accéder aux paramètres de réglage par microprocesseur, leur mise en oeuvre par moyens classiques s'avérant toujours très complexe et mal aisée.

Dans le dispositif décrit, le microprocesseur peut aussi assurer le dialogue avec l'opérateur au moyen de périphériques plus ou moins sophistiqués.

Nous avons utilisé cette possibilité en mettant au point un programme conversationnel de test d'accès aux grandeurs de réglage.

La facilité d'emploi d'un tel système est illustrée sur la figure II-11 a,b.

Le programme général, réalisé au moyen de l'éditeur-assembleur du microprocesseur Motorola 6800, est donné en annexe I.

Nous détaillons ci-dessous les différentes phases de ce programme en référence avec la figure II-12.

G 5000

\*\*\*\*\*  
\*PROGRAMME DE DEMONSTRATION DES GRANDEURS DE REGLAGE  
\*\*\*\*\*  
\*POUR DONNER LA MODULATION TAPÉZ 8 MOTS REPRESENTANT  
EN HEXADECIMAL LA MODULATION SUR 90 DEGRES

\*POUR APPLIQUER UN DEPHASAGE TAPÉZ UN MOT REPRESENTANT  
EN HEXADECIMAL LE DEPHASAGE

1. MODULATION :

FF FF FF FF FF FF FF FF

VISUALISATION DE LA MODULATION SUR 90 DEGRES



2. DEPHASAGE :

22

VOULEZ VOUS CHANGER DES GRANDEURS DE REGLAGE ?  
REPONDEZ PAR O (OUI) OU N (NON) : O

NOUVELLES GRANDEURS  
\*\*\*\*\*

1. MODULATION :

00 7F FF 83 FF FF FF FF

VISUALISATION DE LA MODULATION SUR 90 DEGRES



2. DEPHASAGE :

22

VOULEZ VOUS CHANGER DES GRANDEURS DE REGLAGE ?  
REPONDEZ PAR O (OUI) OU N (NON) : O

NOUVELLES GRANDEURS  
\*\*\*\*\*

1. MODULATION :

00 0F FF 80 7F FF FF FF

VISUALISATION DE LA MODULATION SUR 90 DEGRES

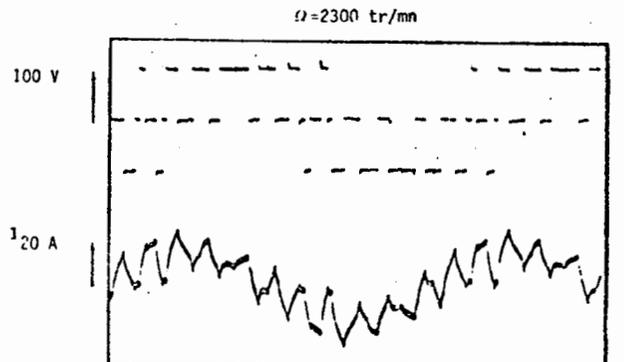
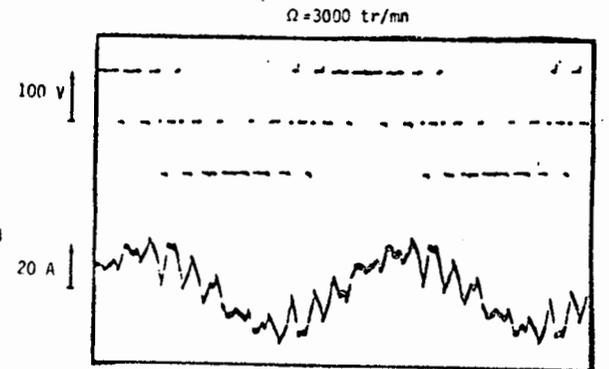
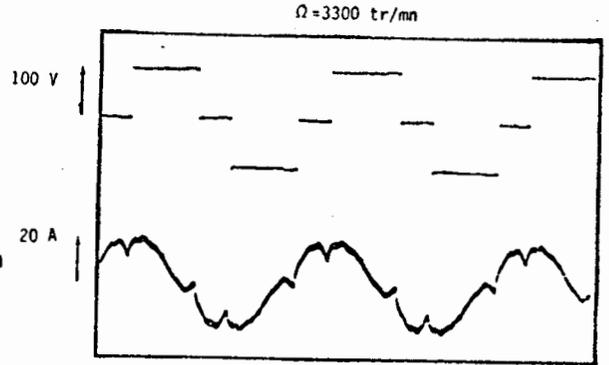


2. DEPHASAGE :

22

VOULEZ VOUS CHANGER DES GRANDEURS DE REGLAGE ?  
REPONDEZ PAR O (OUI) OU N (NON) : N

\*



Tension entre phases et courant phase

Fig. II-11a - Exemples de modification du taux de modulation



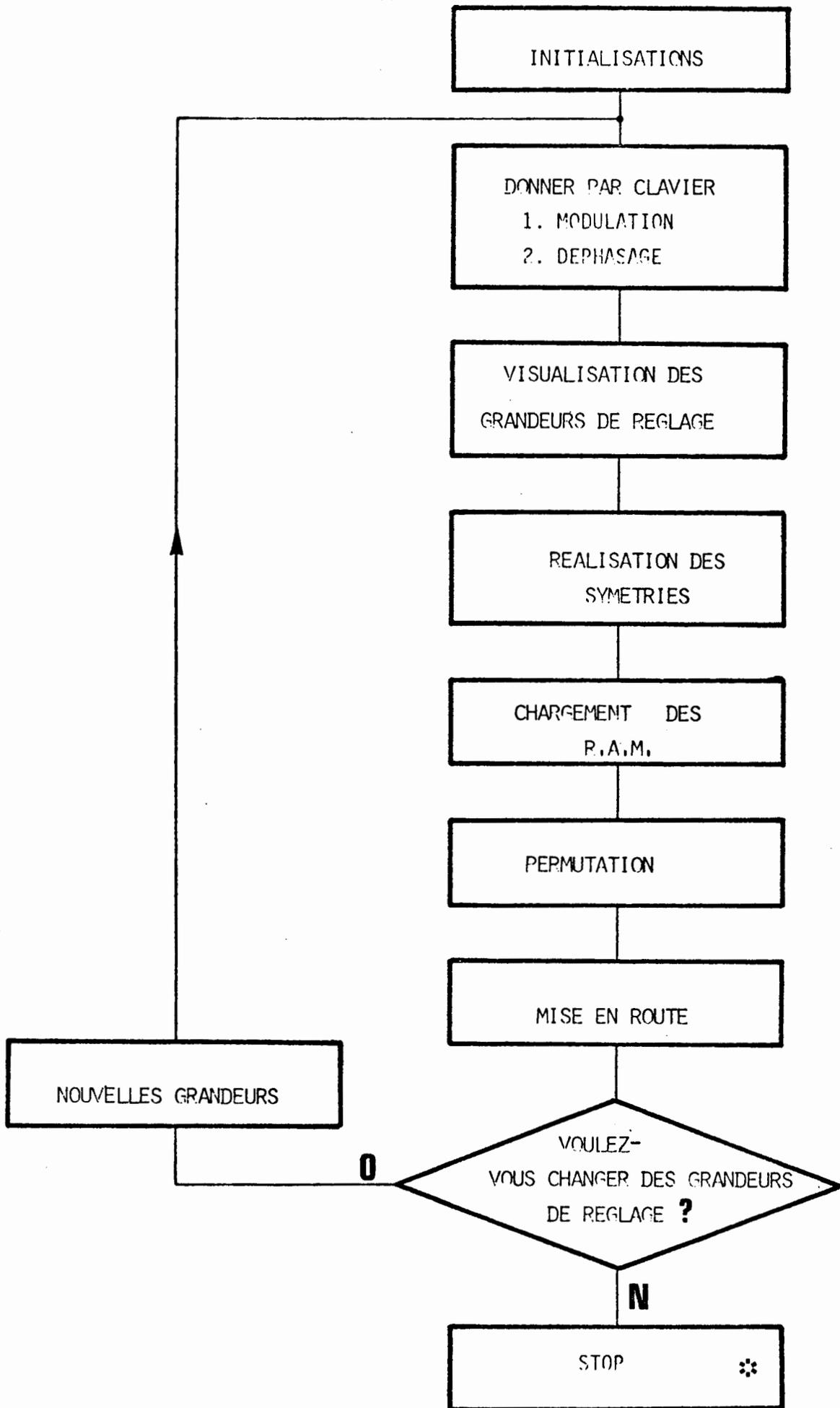


Fig. II-12 - Organigramme général de démonstration des grandeurs de réglage

La figure II-13 illustre le passage d'une modulation à une autre.



Fig. II-13 - Courant phase lors d'une modification de la modulation

Un exemple de choix de modulation est traité dans le paragraphe suivant.

A partir de la tension continue  $E_b$ , nous allons régler l'amplitude du fondamental de la tension phase  $V$  avec le procédé de modulation de largeur d'impulsion.

Plusieurs possibilités de lois de modulation nous sont données.

Nous retenons par exemple une modulation formée de trois angles de découpage.

Ces angles de découpage permettent d'éliminer les harmoniques 5, 7 gênants pour le fonctionnement optimal de la machine.

La figure II-14 représente le réglage du fondamental de zéro à sa valeur maximale.

$$Z = \frac{k}{k_{\max.}} \quad \text{de zéro à 1}$$

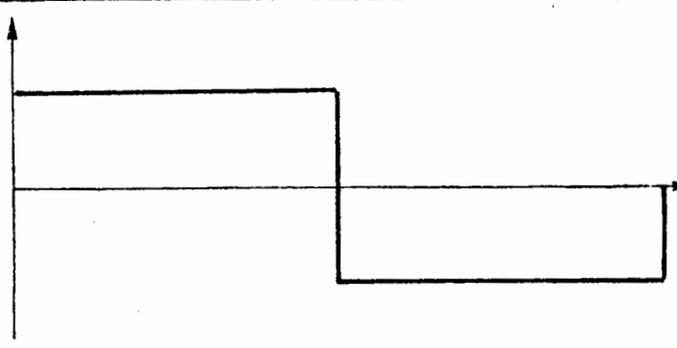
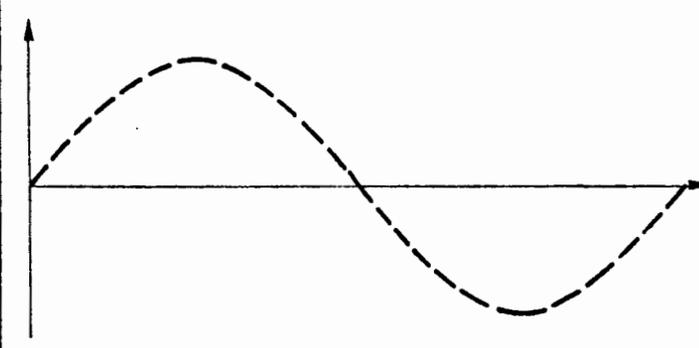
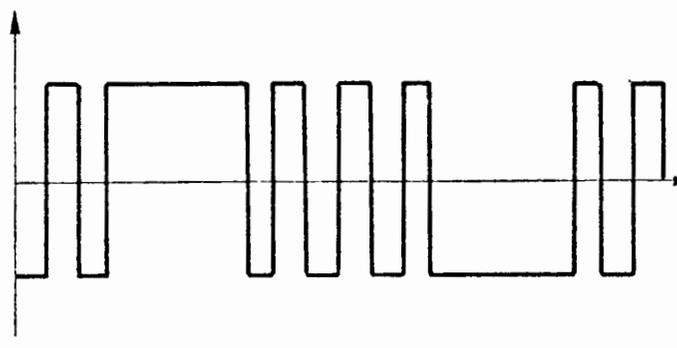
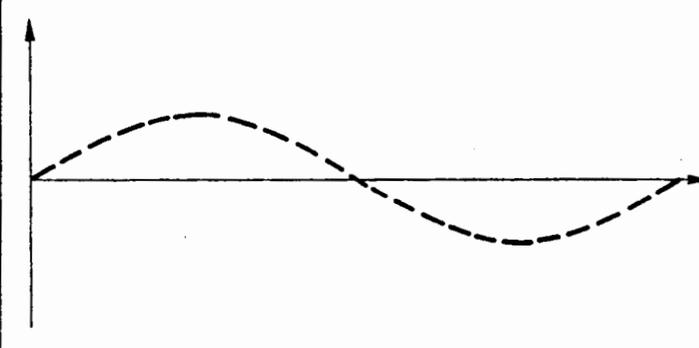
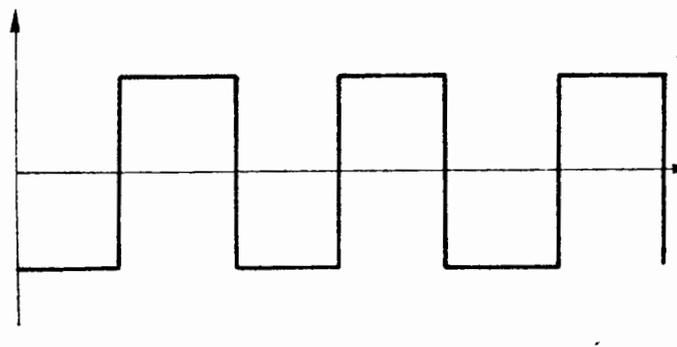
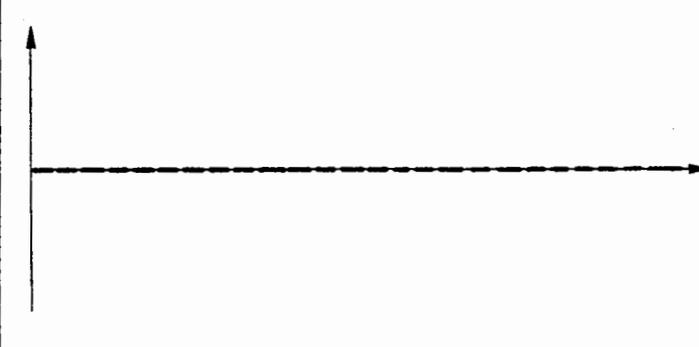
FORME D'ONDE	FONDAMENTAL	Z	Angle de découpage		
			$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$
		1	0	0	0
MODULATION					
FF, FF, FF, FF, FF, FF, FF, FF					
		0.5	21	36	51
MODULATION					
00, 03, FF, 00, 0F, FF, FF, FF					
		0.0	30	30	60
MODULATION					
00, 00, 00, 00, 00, 7F, FF, FF					

Fig. II-14 - Réglage du fondamental de la tension

## II-4 - ACCÈS AU DEPHASAGE ET TAUX DE MODULATION

Dans le cas d'une machine synchrone alimentée en tension, il est intéressant de pouvoir faire varier les grandeurs de réglage (tension, déphasage) en cours de fonctionnement pour avoir un cahier des charges désiré en fonction de la vitesse de rotation.

### II-4-1 - Réglage de la tension

La technique de modulation choisie, consistant à définir l'état des semiconducteurs du convertisseur statique en 256 points de la période permet de neutraliser certains harmoniques et de régler l'amplitude du fondamental.

Toutefois les calculs qui conduisent à la définition des modulations sont relativement complexes et il paraît très difficile de les implanter sur le microprocesseur.

La technique utilisée consiste, au contraire, à définir un certain nombre de modulations qui sont rangées dans une table au niveau du microprocesseur.

Cette table est ensuite scrutée en fonction de la valeur de la vitesse en tenant compte de la position du rotor de la machine et du déphasage désiré.

La modulation est ainsi optimisée en fonction du point de fonctionnement, comme nous le verrons dans la suite de ce mémoire.

Le nombre de créneaux envisageables peut être important dès lors que la taille mémoire est suffisante et il n'est guère limité que par l'hystérésis à introduire au niveau des chargements de gamme pour éviter les battements.

#### II-4-2 - Réglage de l'angle $\theta$

Dans le cas d'une alimentation en tension, l'angle entre la f.e.m. de la machine synchrone et la tension imposée à ses bornes constitue la seconde grandeur de réglage. Cette grandeur est directement accessible par le microprocesseur puisqu'elle se présente aussi sous la forme d'un mot de  $n$  bits à fournir au déphaseur.

Afin d'illustrer cette possibilité de réglage en cours de fonctionnement, nous donnons sur la figure II-15 la réponse en courant de la machine à un changement de l'angle de commande de  $30^\circ$  à  $75^\circ$ .

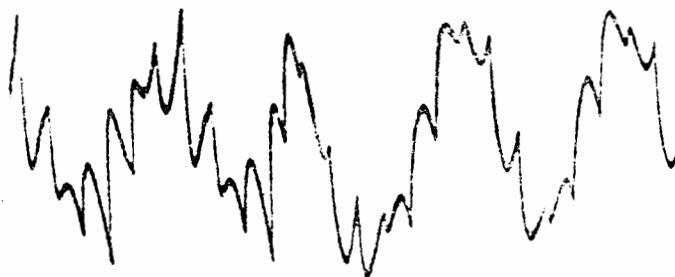


Fig. II-15 - Evolution du courant machine pour un échelon de déphasage ( $30^\circ$ - $75^\circ$ )

## II-5 - CONCLUSION

Dans ce second chapitre, nous avons présenté le principe et la mise en oeuvre d'une commande totalement numérique d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension.

Dans un premier temps, nous avons conçu une boucle d'autopilotage dont chacun des sous-ensembles fait appel à des propriétés propres aux techniques numériques (discrétisation, arithmétique binaire, mémorisation digitale...). Cette démarche nous a permis d'obtenir un ensemble très homogène, aux performances définies a priori (précision liée au nombre de bits, absence de réglage...).

De plus cette boucle d'autopilotage présente l'avantage de donner un accès direct aux grandeurs de réglage  $\Theta$  et  $V$  et ce, sous forme numérique. Ainsi toutes les fonctions de gestion pourront-elles être confiées à un microcalculateur.

Afin de tester ces principes et de faire apparaître d'éventuelles difficultés, nous avons réalisé un prototype de cette commande et nous l'avons présenté dans ce second chapitre.

La réalisation matérielle de la boucle d'autopilotage a été menée à partir de circuits intégrés classiques et connectée à un microcalculateur bâti autour d'un microprocesseur 6800. Des programmes de test ont été mis au point et quelques uns des résultats obtenus ont été présentés.

Enfin nous avons montré comment l'accès aux paramètres  $\Theta$  et  $V$  était obtenu par simple programmation.

Il reste à présent à déterminer les lois de variation à imposer à ces paramètres pour obtenir des caractéristiques fixées. Ce sera l'objet de la troisième partie de ce mémoire.

- CHAPITRE III -

ETUDE ET MISE EN OEUVRE DES LOIS DE COMMANDE

## INTRODUCTION

Dans la première partie de ce mémoire, nous avons donné les caractéristiques externes simplifiées d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. L'exploitation de ces caractéristiques impose de se rendre maître de l'angle interne de la machine ( $\theta$ ) et de l'amplitude de sa tension d'alimentation ( $V$ ).

L'utilisation de techniques numériques nous a permis, comme nous l'avons précisé au second chapitre, de concevoir un ensemble d'auto-pilotage donnant directement accès à ces deux grandeurs de réglage.

Cet accès étant ménagé sous forme numérique, la gestion par calculateur s'impose donc.

Il convient donc à présent de déterminer les lois de commande à imposer au variateur pour obtenir des performances fixées par un cahier des charges. C'est ce que nous allons aborder dans cette troisième partie.

L'objectif que nous nous fixerons sera d'obtenir, en moteur, un couple constant quelle que soit la vitesse.

Nous montrerons que plusieurs stratégies peuvent être envisagées mais aussi que l'alimentation en tension pose un problème au démarrage, problème qui devra être résolu séparément.

Enfin les différentes lois de commande définies théoriquement ont été programmées et testées comme l'illustreront quelques résultats.

La procédure d'élimination d'harmoniques par modulation de la tension définie au paragraphe I-4-1-2 a été aussi mise en oeuvre et plusieurs relevés expérimentaux viennent montrer que la structure de commande définie est aussi parfaitement adaptée à la résolution de ce problème.

### III-1 - ETUDE THEORIQUE

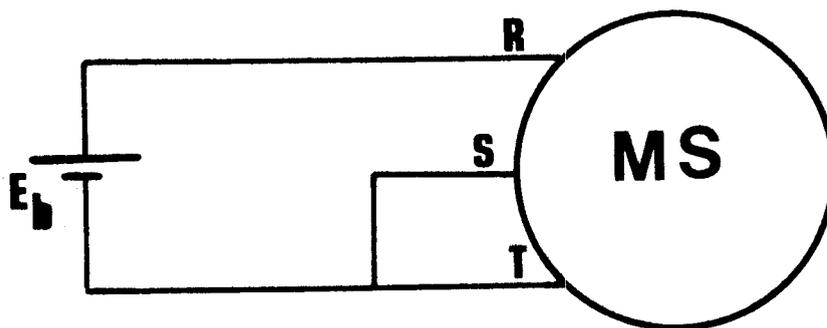
Ayant accès aux deux paramètres de réglage qui sont le déphasage ( $\theta$ ) et le taux de modulation ( $k$ ), il s'agit à présent de fixer ces deux variables en fonction des caractéristiques  $C_e(\Omega)$  désirées.

Avant de présenter la détermination et la mise en oeuvre de ces lois de commande, il convient de s'attarder sur un problème préalable qui est celui du démarrage.

#### III-1-1 - Démarrage par limitation du courant batterie

##### III-1-1-1 - Exposé du problème

La modulation que nous avons réalisée dans notre boucle d'auto-pilotage est une "modulation synchrone", c'est-à-dire que c'est la rotation du rotor qui commande les commutations. Au démarrage, la tension continue est forcément appliquée à la machine suivant un schéma du type suivant :



La machine étant à l'arrêt, elle ne sera le siège d'aucune f.e.m. et compte tenu de la différence entre constantes de temps électriques et mécaniques, la montée du courant ne sera fonction que des inductances et résistances de la machine.

En fait, vu la faible valeur de la constante de temps électrique, la montée du courant est très rapide et celui-ci atteindra des valeurs prohibitives pour les semi-conducteurs de puissance avant que la machine ait commencé à tourner, c'est-à-dire avant qu'un ordre de commutation ait été donné.

Les problèmes que nous venons d'évoquer montrent tout l'intérêt qu'il y a à prévoir des protections efficaces au niveau des transistors de puissance mais nous imposent aussi d'adjoindre au dispositif de "modulation synchrone" un procédé de "modulation asynchrone" permettant de limiter les appels de courants.

### III-1-1-2 - Principe

La solution retenue consiste à conserver toujours la fonction d'autopilotage réalisée par l'intermédiaire de la mémoire de modulation synchrone et à imposer une phase de roue libre à la machine lorsque le courant batterie atteint une valeur déterminée.

La figure III-1 illustre cette procédure. La mise en roue libre consiste à fixer l'état des interrupteurs de chacun des demi-ponts suivant une détermination majoritaire.

Ceci sera assuré par l'intermédiaire du microcalculateur et grâce à la possibilité d'intervention directe que nous avons prévue au niveau de la commande.

Lors de la mise en roue libre de la machine, il y a décroissance du courant phase et annulation du courant batterie. En fait c'est le rapport entre les temps d'alimentation et les temps de roue libre de la machine qui fixera le courant moyen, donc le couple de la machine.

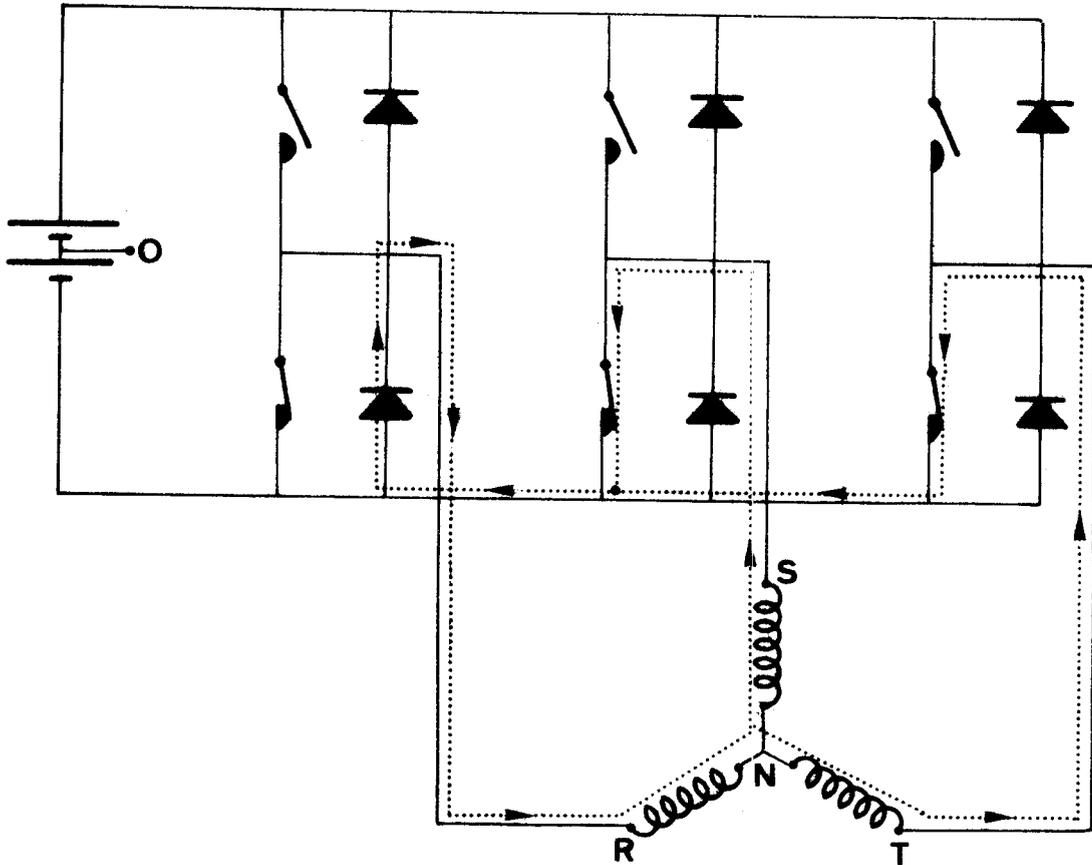
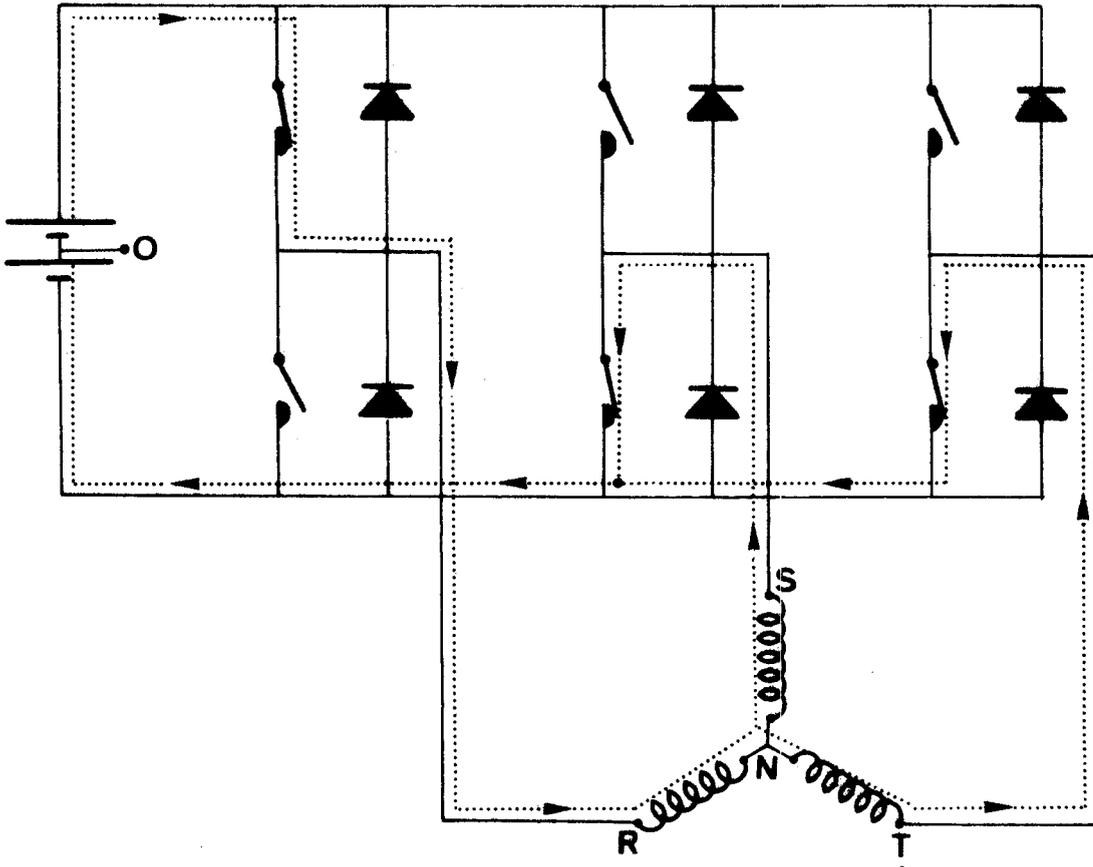


Fig. III-1 - Principe de mise en roue libre de la machine

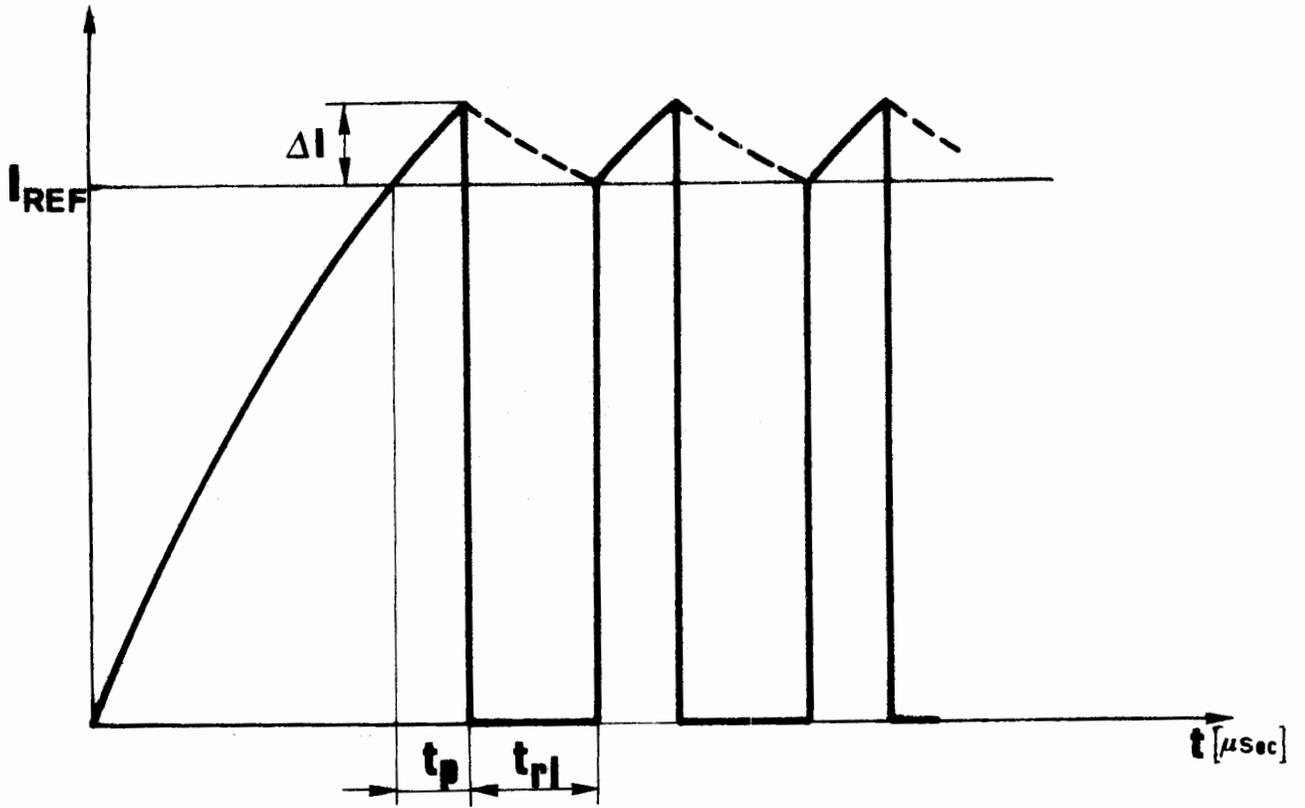
### III-1-1-3 - Contraintes de temps de calcul

En fait un problème supplémentaire va se poser lors de la mise en oeuvre. En effet, le programme de lecture de la valeur du courant d'alimentation  $I_b$  et de comparaison avec la valeur de référence  $I_{REF}$  durera un certain temps. Pendant ce temps  $T_p$  la valeur du courant aura augmenté de  $\Delta I$ . Par conséquent, lors de la mise en roue libre proprement dite, le courant aura la valeur :

$$I = I_{REF} + \Delta I$$

La figure III-2 résume la procédure de mise en roue libre et précise l'évolution du courant pendant les différentes phases.

Le temps de mise en roue libre  $t_{rl}$  pour imposer une valeur donnée du courant moyen, donc du couple, en fonction des différents délais intervenant au niveau du calculateur lors de l'acquisition du courant et de la mise en roue libre de la machine, peut être calculé à partir de l'expression analytique du courant. Son évolution est résumée sur la figure III-3.



$t_p$ ... délais de programmation

$t_{rl}$ ... temps de mise en roue libre

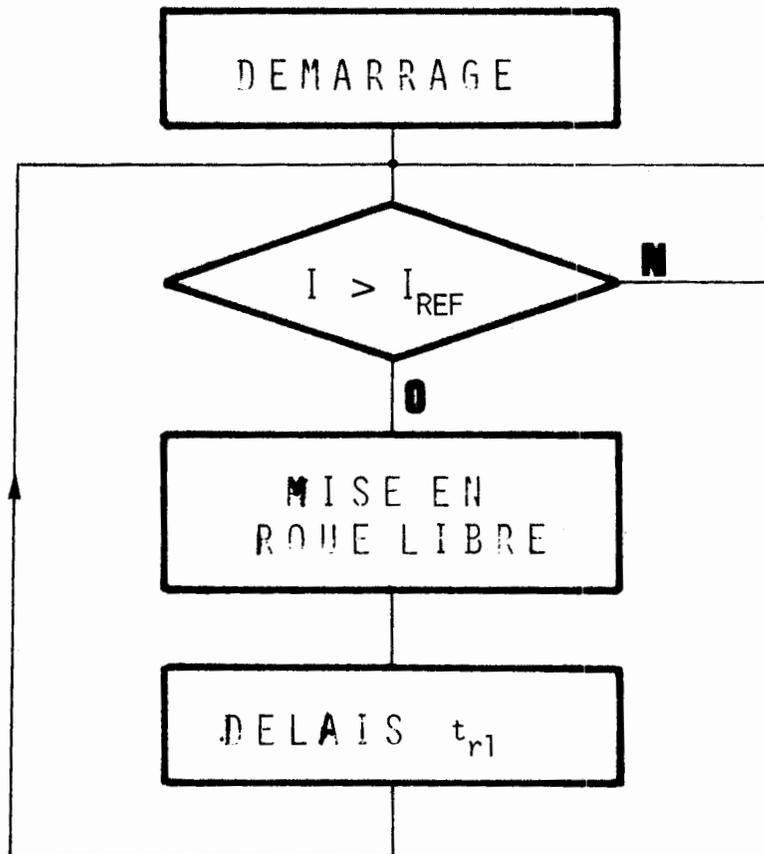


Fig. III-2 - Principe de la limitation du courant d'alimentation

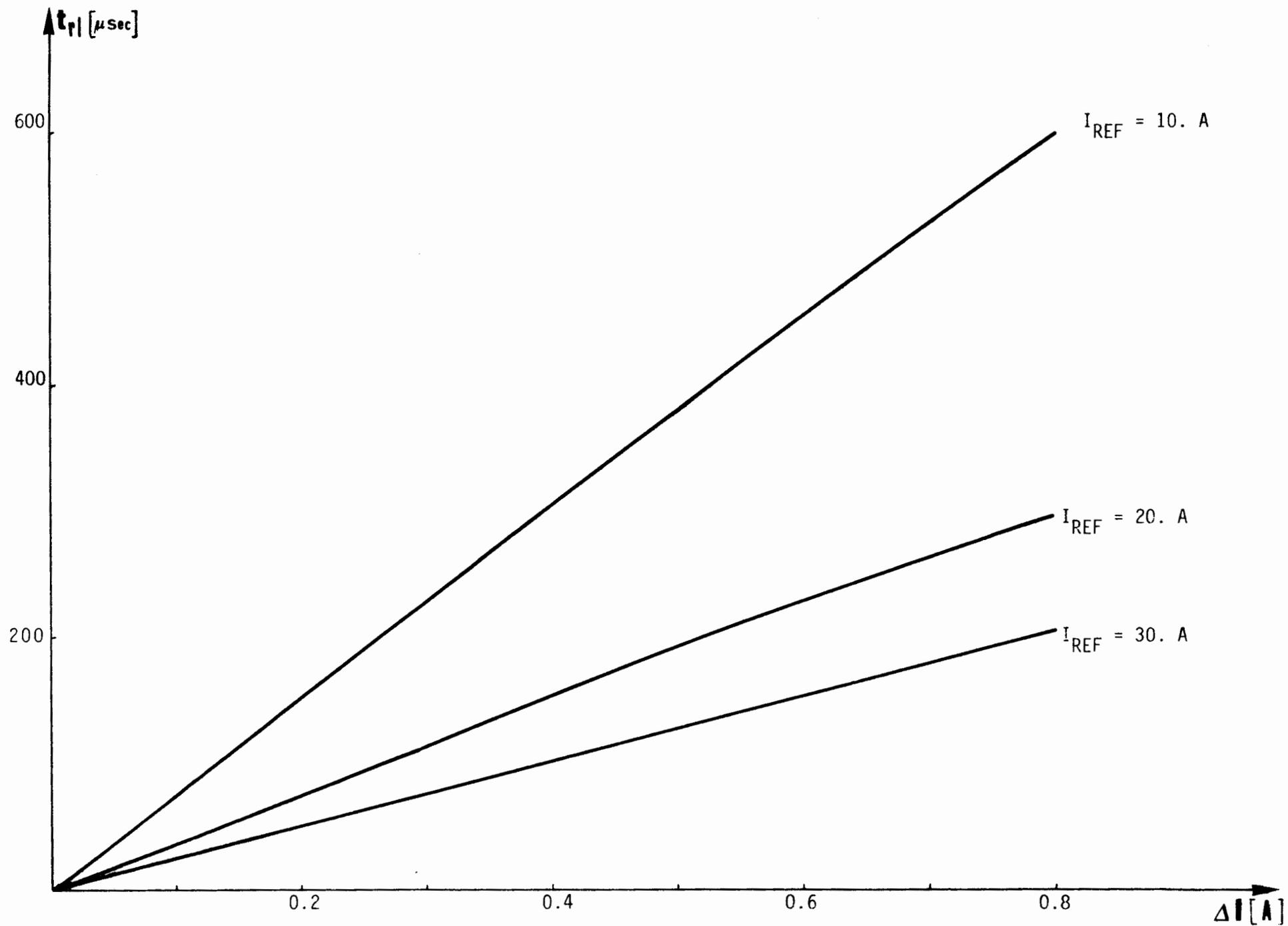


Fig. III-3 - Evolution de délai  $t_r$  minimal en fonction de  $\Delta I$

### III-1-2 - Lois de commande en moteur

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = \frac{3P}{R^2 + L_d L_q \omega^2} \frac{k}{\omega} E_b \left[ K \omega (L_q \omega \sin \theta - R \cos \theta) + \omega k E_b \sin \theta \cos \theta (L_d - L_q) + k E_b R \right]$$

Avec

$k$  ... taux de modulation

Pour un angle  $\theta$  donné et en négligeant la résistance, il apparaît donc que le maintien du couple constant passe par la proportionnalité du taux de modulation et de la vitesse.

D'autre part,

$$I_b = C_e \omega \frac{1}{p E_b}$$

d'où nous pouvons déduire que le couple peut être maintenu constant en assurant :

$$I_b / \omega = \text{constante}$$

Examinons à présent ces deux modes de commande.

#### III-1-2-1 - Contrôle du courant batterie en fonction de la vitesse

a) Principe :

Les problèmes cités lors du démarrage nous amènent à conserver aux faibles vitesses la superposition d'une modulation asynchrone par limitation du courant à une modulation synchrone d'autopilotage.

En admettant que le courant crête batterie est une image du courant moyen, il faudra, pour assurer par exemple un fonctionnement à couple constant, régler au moyen du microcalculateur :

- la valeur maximale du courant batterie,
- le temps de mise en roue libre de la machine.

b) Détermination du courant initial  $I_0$  optimal

Le couple s'écrit de façon générale :

$$C_e = \frac{3P}{\omega} (V I \cos \phi - R I^2)$$

En faisant tendre  $\omega$  vers zéro dans cette équation, nous obtenons l'expression analytique du couple à vitesse nulle :

$$C_e (\omega \rightarrow 0) = C_{e0} = 3p \frac{V_0}{R} \left[ K \cos \theta - \frac{V_0}{R} (L_d - L_q) \sin \theta \cos \theta \right]$$

Cette expression permet de calculer la tension initiale  $V_0$  nécessaire pour obtenir, à vitesse nulle, le couple  $C_{e0}$  désiré ou le courant optimal.

D'où 
$$I_0 = \frac{V_0}{R}$$

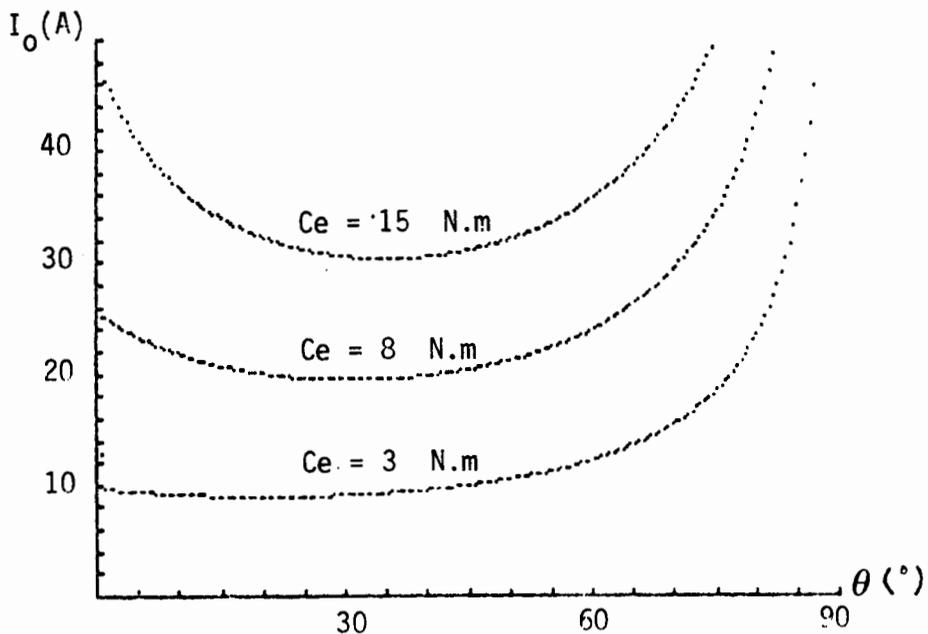


Fig. III-4 - Courant initial  $I_0$  en fonction de déphasage  $\theta$

La figure III-4 montre l'évolution du courant initial  $I_0$  en fonction de l'angle de déphasage  $\theta$  pour des valeurs différentes du couple.

### III-1-2-2 - Contrôle de la tension et de l'angle en fonction de la vitesse

L'étude développée au premier chapitre a montré que, si nous envisageons le fonctionnement pour satisfaire au cahier des charges, nous avons à notre disposition deux paramètres :

- l'angle  $\theta$  entre la tension et la f.e.m.

- la valeur efficace du fondamental de la tension phase réglable par l'intermédiaire du taux de modulation.

Le couple électromagnétique ( $C_e$ ) étant fonction de deux variables  $\theta$  et  $V$

Soit  $C_e = C_d$

Le couple  $C_d$  est donné en fonction de la vitesse ou éventuellement du temps.

Selon le cahier des charges,  $C_d(\Omega)$  peut prendre les formes suivantes :

1. constant sur toutes les gammes de vitesse,
2. linéaire en fonction de la vitesse,
3. quelconque.

Notons que pour satisfaire le fonctionnement optimal, il faut avoir comme critères :

1. un facteur de puissance maximal,
2. un courant phase minimal,
3. une fourchette dans laquelle les différents paramètres donnés

par le cahier des charges soient compris,

4. autant que possible, des lois de commande simples.

Il reste donc à présent à déterminer, pour chaque vitesse de rotation, quels seront l'angle ( $\theta$ ) et le taux de modulation ( $k$ ) à appliquer, pour avoir par exemple un couple constant.

Plusieurs stratégies peuvent être adoptées, nous allons les résumer dans ce qui suit :

a) Lois approchées

Une simplification consiste à fixer un des paramètres de réglage et à chercher l'évolution de l'autre.

i/. Tension et fonction de la vitesse pour un déphase  
 $\theta = \text{constant}$

Le couple est une fonction du second degré par rapport à la tension  $V$ .

$$C_d = f^{ns}(V^2)$$

D'où

$$\boxed{A_1 V^2 + A_2 V + A_3 = 0} \quad \dots (1)$$

Les différents coefficients sont donnés par :

$$A_1 = \sin \theta \cos \theta (L_d - L_q) + \frac{R}{\omega}$$

$$A_2 = K (L_q \omega \sin \theta - R \cos \theta)$$

$$A_3 = -C_d \frac{R^2 + L_d L_q \omega^2}{3p}$$

La solution de l'équation (1) donne l'évolution de la tension en fonction de la vitesse qui nous permet, pour un angle  $\theta = \text{constant}$ , de respecter le cahier des charges ( $C_d(\omega) = \text{constant}$  par exemple).

Des exemples de variation de la tension  $V$  en fonction de la vitesse pour un déphasage constant sont donnés sur la figure III-5.

La figure III-6 montre le courant phase en régime permanent suivant la loi de variation de la tension  $V$  donnée sur la figure III-5.

Il ressort de ces courbes que c'est pour un angle interne de l'ordre de  $60^\circ$  que la dynamique de réglage de la tension en fonction de la vitesse est la plus importante. Nous remarquons aussi que ce réglage conduit à un courant sensiblement constant sur toute la gamme de vitesse.

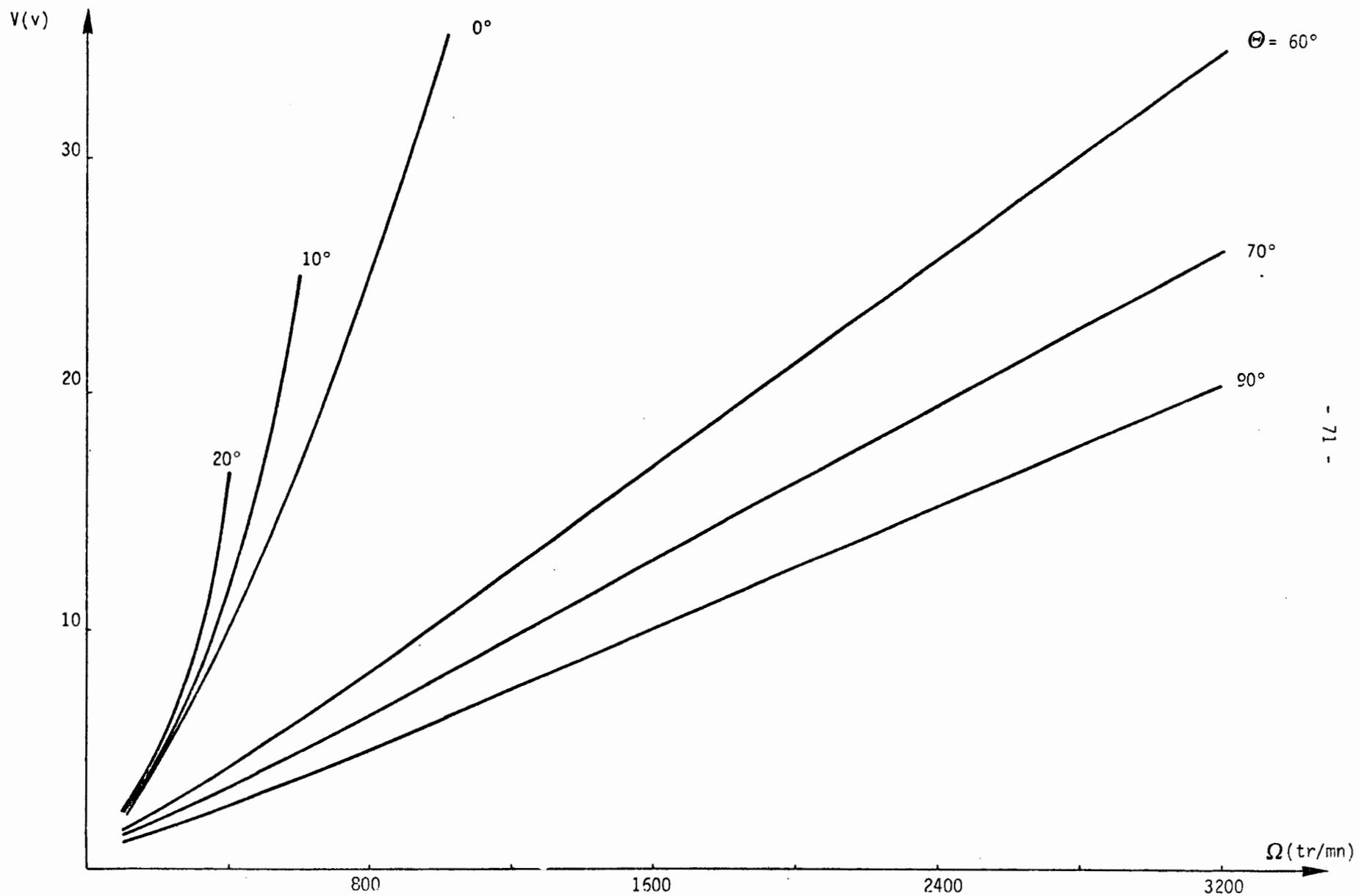


Fig. III-5 - Loi de variation de la tension phase pour maintenir un couple constant

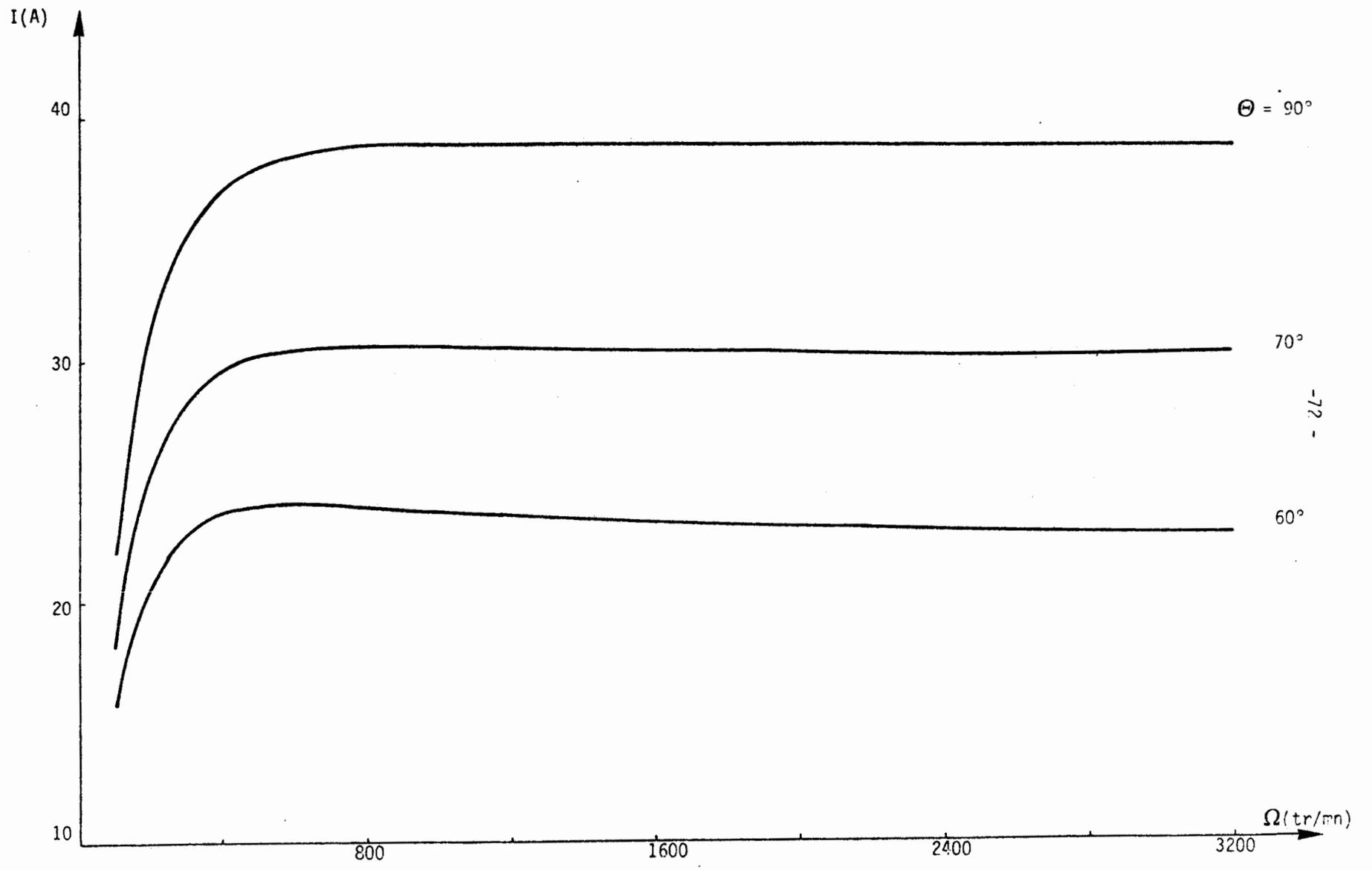


Fig. III-6 - Courant phase en fonction de la vitesse

ii/. Déphasage en fonction de la vitesse pour une tension V = constante

Le couple est une fonction du quatrième degré par rapport à  $\sin\theta$

$$C_d = f^{ns} \left( (\sin\theta)^4 \right)$$

d'où

$$\boxed{B_1 (\sin\theta)^4 + B_2 (\sin\theta)^3 + B_3 (\sin\theta)^2 + B_4 (\sin\theta) + B_5 = 0} \quad \dots(2)$$

les différents coefficients sont donnés par :

$$B_1 = - \left\{ \omega V (L_d - L_q) \right\}^2$$

$$B_2 = 2 K \omega^2 R V (L_d - L_q)$$

$$B_3 = - (K\omega R)^2 - (K\omega^2 L_q)^2 + \left\{ \omega V (L_d - L_q) \right\}^2$$

$$B_4 = 2 K \omega^2 L_q \left\{ C_d \frac{\omega}{3pV} (R^2 + L_d L_q \omega^2) - VR \right\} - 2 K \omega^2 R V (L_d - L_q)$$

$$B_5 = (K\omega R)^2 - \left\{ C_d \frac{\omega}{3pV} (R^2 + L_d L_q \omega^2) - VR \right\}^2$$

La solution de l'équation (2) donne la loi de variation du déphasage pour maintenir un couple constant par exemple ( $V = cte$ )...

Des solutions sont résumées sur la figure III-7, la figure III-8 montre les caractéristiques moyennes en régime permanent (courant phase) suivant la loi donnée sur la figure III-7.

L'allure des courbes de réglage est beaucoup plus complexe que celles obtenues avec  $\theta$  constant, ce qui ne pourra que compliquer leur mise en oeuvre. De plus, il ressort ici que le courant machine varie énormément en fonction du point de fonctionnement ; variation qu'il conviendra de prendre en compte lors du dimensionnement des éléments de l'onduleur.

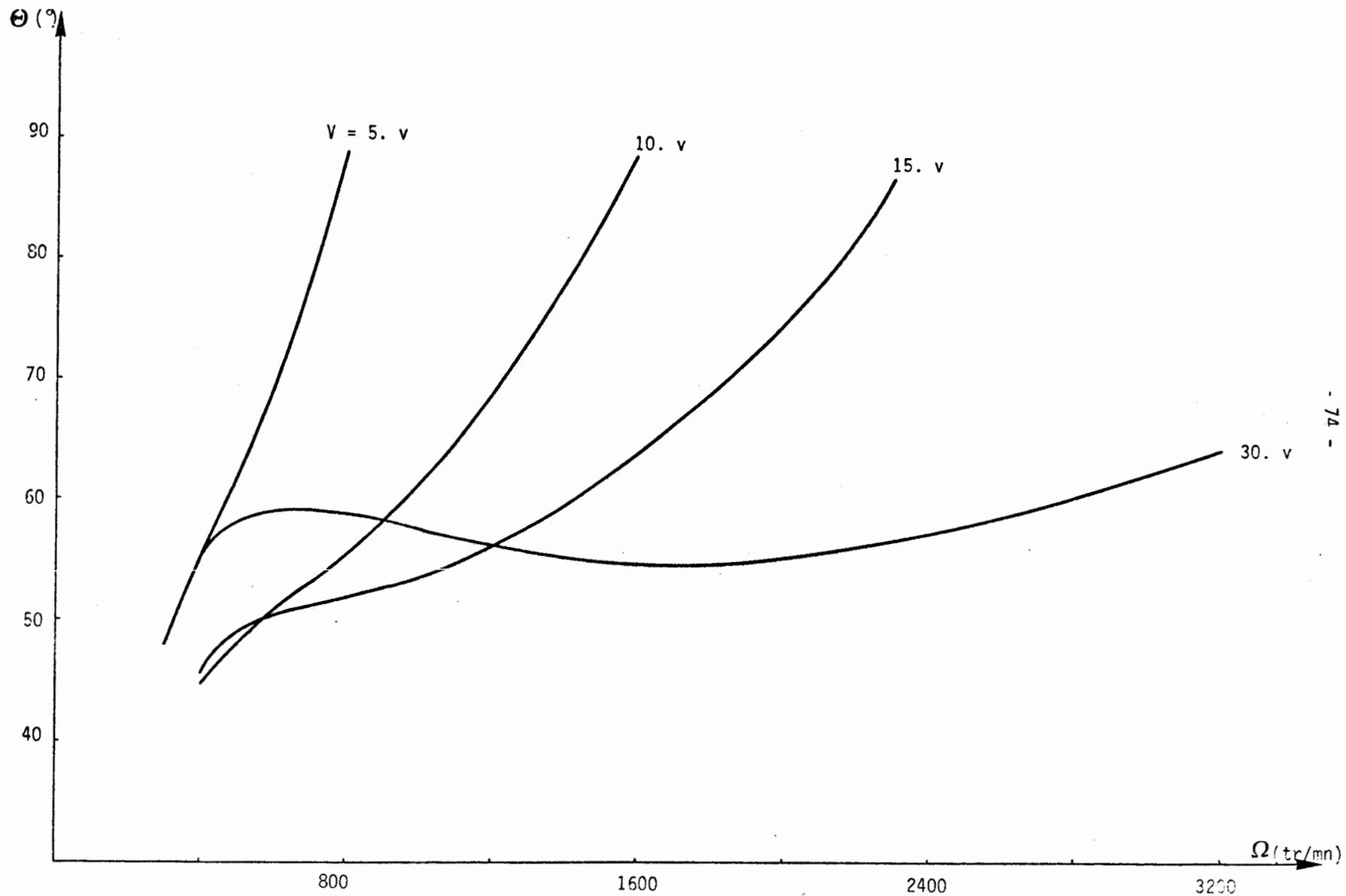


Fig. III-7 - Loi de variation du déphasage pour maintenir un couple constant

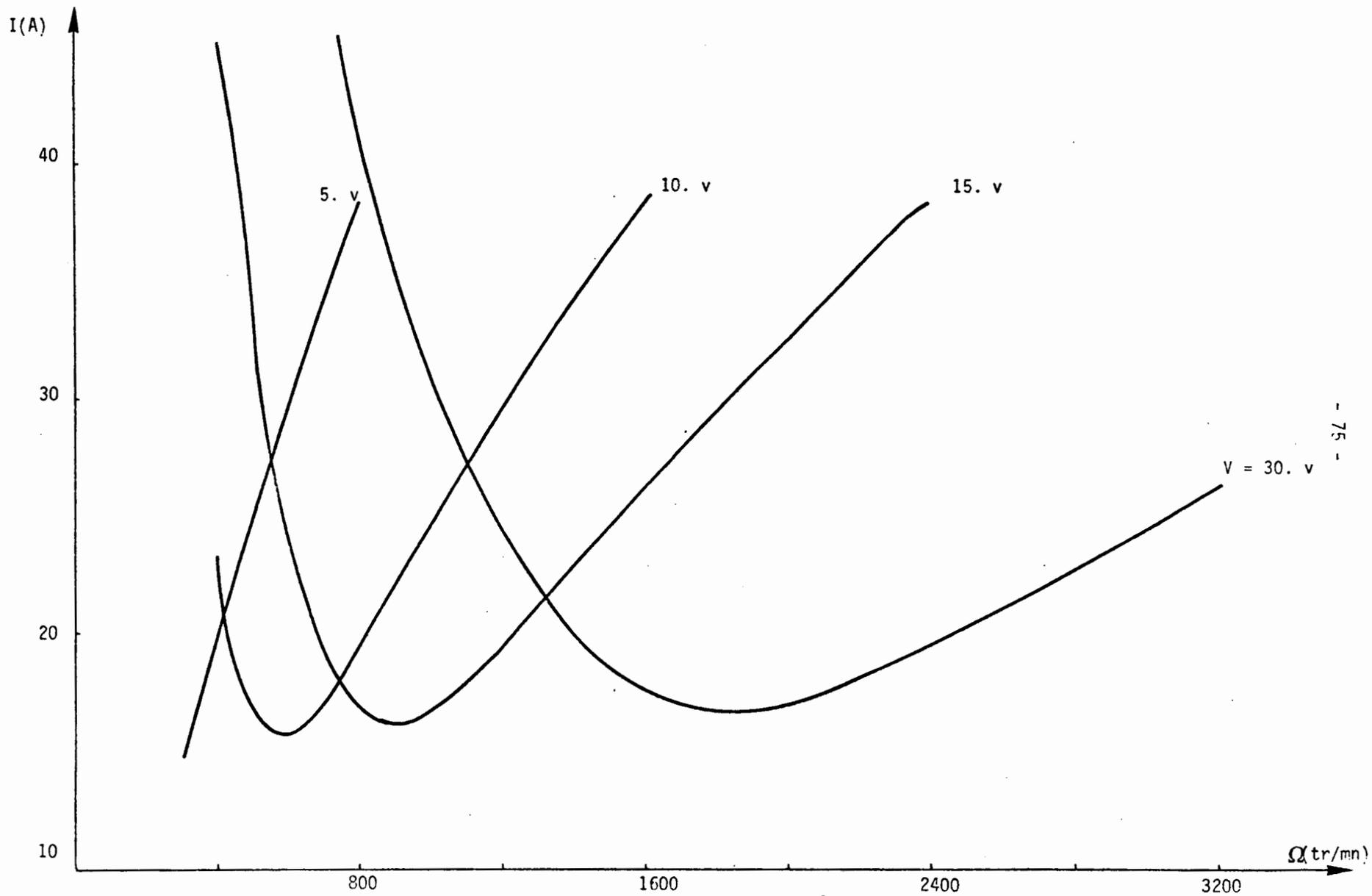


Fig. III-8 - Courant phase en fonction de la vitesse

b) Lois optimisées

Les études simplifiées que nous venons de présenter semblent déjà montrer qu'une façon simple de contrôler le couple, tout au moins pour des vitesses suffisamment élevées, consiste à fixer l'angle ( $\theta$ ) et faire varier la tension appliquée aux bornes de la machine.

Il peut toutefois paraître intéressant d'aborder le problème dans toute sa généralité, c'est-à-dire d'essayer de tracer dans le plan ( $V, \theta$ ) la trajectoire paramétrée en fonction de la vitesse et permettant d'obtenir un couple constant.

Nous avons là affaire à un problème d'optimisation non linéaire qui impose de reformuler le cahier des charges pour appliquer des méthodes de résolution numérique.

Ainsi nous chercherons à minimiser le courant dans la machine pour :

- obtenir un  $\cos \phi$  optimal, donc minimiser le courant commuté au niveau du convertisseur statique ;

- minimiser des pertes dans la machine.

i/. Position du problème

Le courant phase s'écrit sous la forme :

$$I^2 = \left[ \frac{C_d \omega}{3pV} \right]^2 + \left[ \frac{1}{R^2 + L_d L_q \omega^2} \left\{ K\omega (R \sin \theta - L_q \omega \cos \theta) - \omega V (L_q \cos^2 \theta - L_d \sin^2 \theta) \right\} \right]^2$$

A partir de cette fonction non linéaire, nous constatons que le courant phase, à chaque vitesse, dépend de la tension ( $V$ ) et du déphasage ( $\theta$ ) en tant que paramètres indépendants mais du couple ( $C_d$ ) comme paramètre dépendant.

Grâce à la méthode complexe de Box [24] [25], nous pouvons minimiser :

$$I = f^{ns}(V, \theta) \Big|_{\omega = \text{constante}}$$

tout en respectant les contraintes suivantes :

$$- V_{\min} \leq V \leq V_{\max}$$

$$- 0 \leq \theta \leq 90^\circ$$

- cahier des charges données ( $C_d(\Omega) = \text{cts par exemple}$ ).

#### ii/. Méthode complexe de Box

Minimiser :  $F(X)$

soumis à :

$$\begin{aligned} g_j(x) &\leq 0 & j = 1, 2, \dots, m \\ X_i^{(b)} &\leq X_i \leq X_i^{(h)} & i = 1, 2, \dots, n \end{aligned}$$

Par cette méthode, une séquence de figures géométriques ayant  $K$  sommets ( $K \geq n + 1$ ) est engendrée de façon à trouver le point à objectif minimal.

La méthode complexe de Box n'étant pas efficace dans le cas des contraintes de type égalités, nous l'avons adaptée à notre problème par un test supplémentaire dans la boucle de convergence.

La figure III-9 représente l'organigramme de la méthode complexe de Box avec notre modification.

Les résultats obtenus sont transcrits sur la figure III-10.

Nous remarquons qu'avec cette loi de commande, le courant machine ne dépasse pas, pour notre prototype, une valeur de 17.5 A sur toute la gamme de la vitesse (figure III-11).

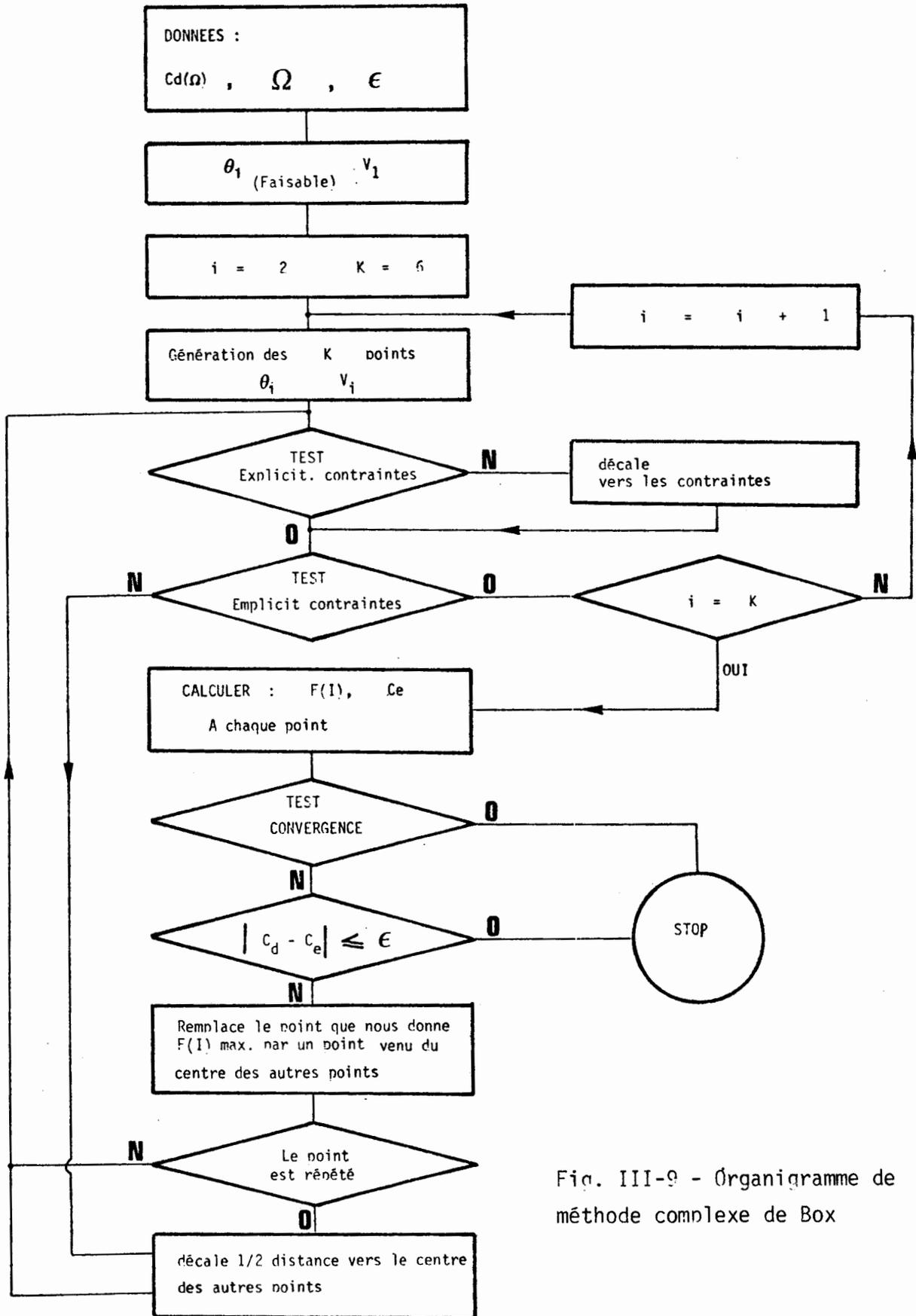


Fig. III-9 - Organigramme de méthode complexe de Box

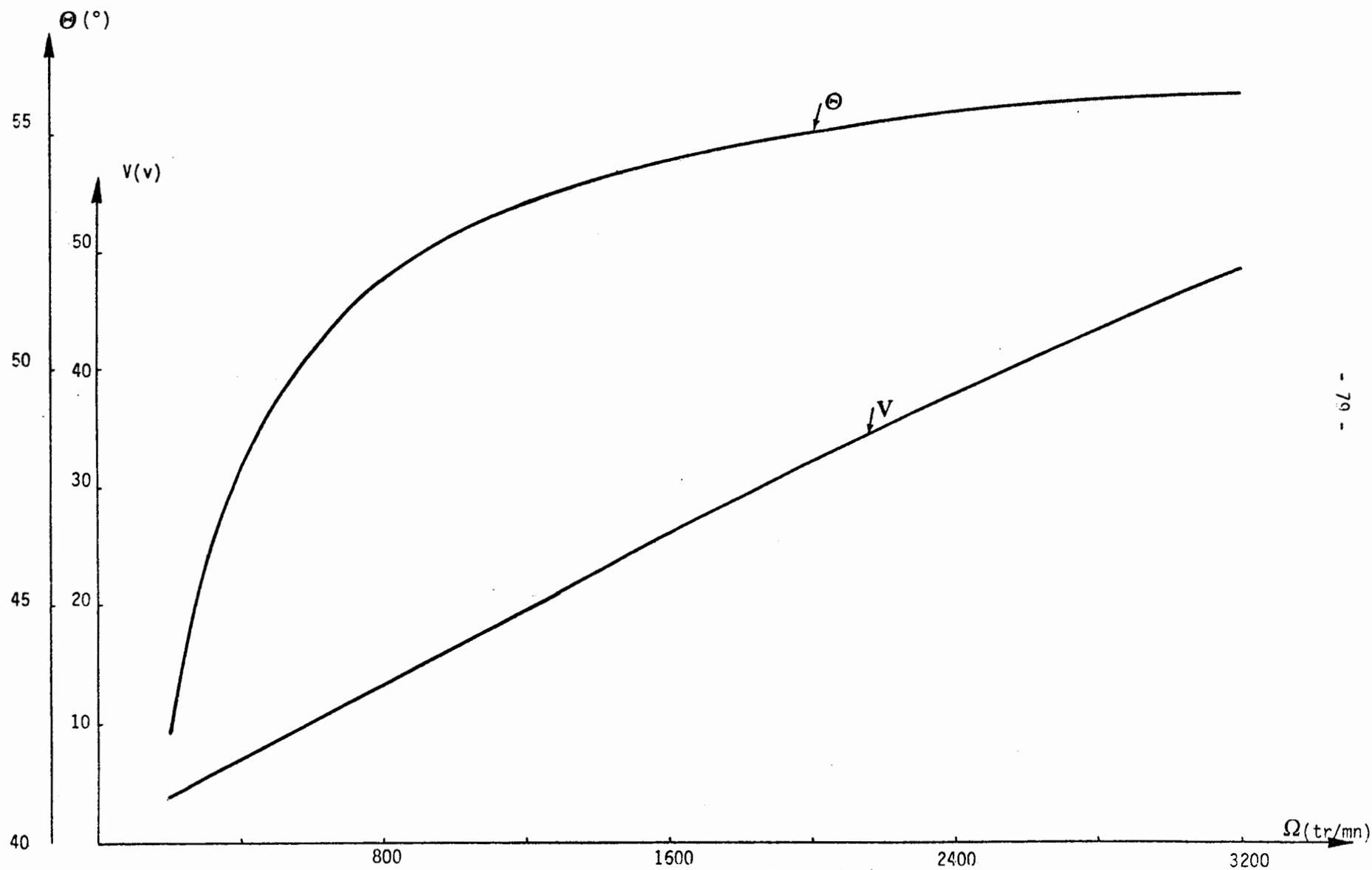


Fig. III-10 - Loi optimisée pour maintenir un couple constant

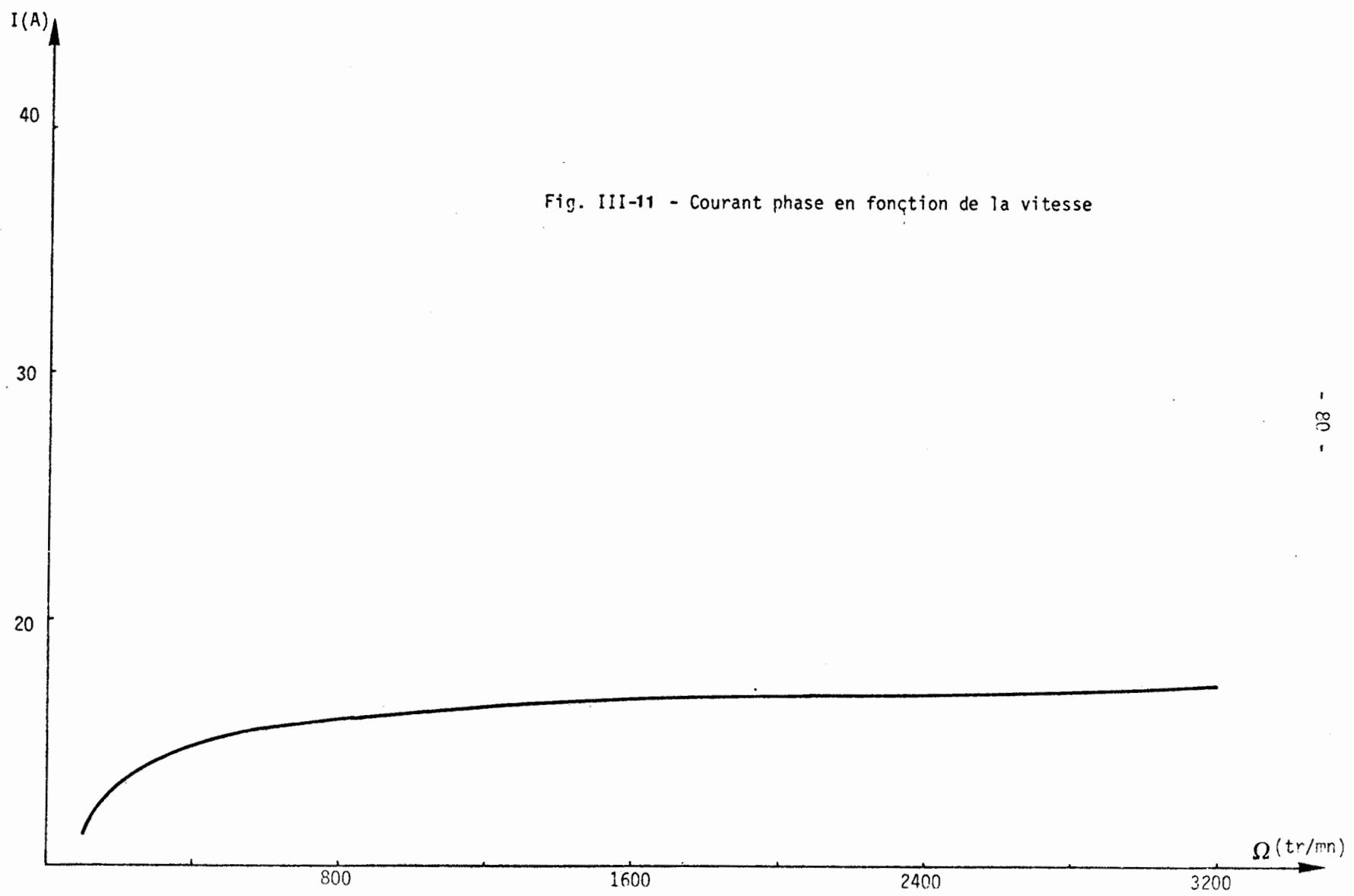


Fig. III-11 - Courant phase en fonction de la vitesse

## C - CONCLUSION

La figure III-12 résume les trois cas de commande que nous avons envisagés. Compte tenu des impératifs de mise en oeuvre, il semble que la conclusion partielle que nous citons tout à l'heure nous amène à régler (V) en fixant ( $\theta$ ) autour de  $60^\circ$ .

En effet le paramétrage de la courbe, pour la tension phase  $V = \text{constante}$ , montre que la sensibilité du réglage sera très différente suivant la vitesse de fonctionnement.

Quant à la courbe optimisée, nous constatons que la dynamique de réglage sur  $\theta$  est relativement faible (entre  $50^\circ$  et  $55^\circ$ ). Ce qui posera des problèmes de réalisation pratique compte tenu de la précision du capteur rotorique.

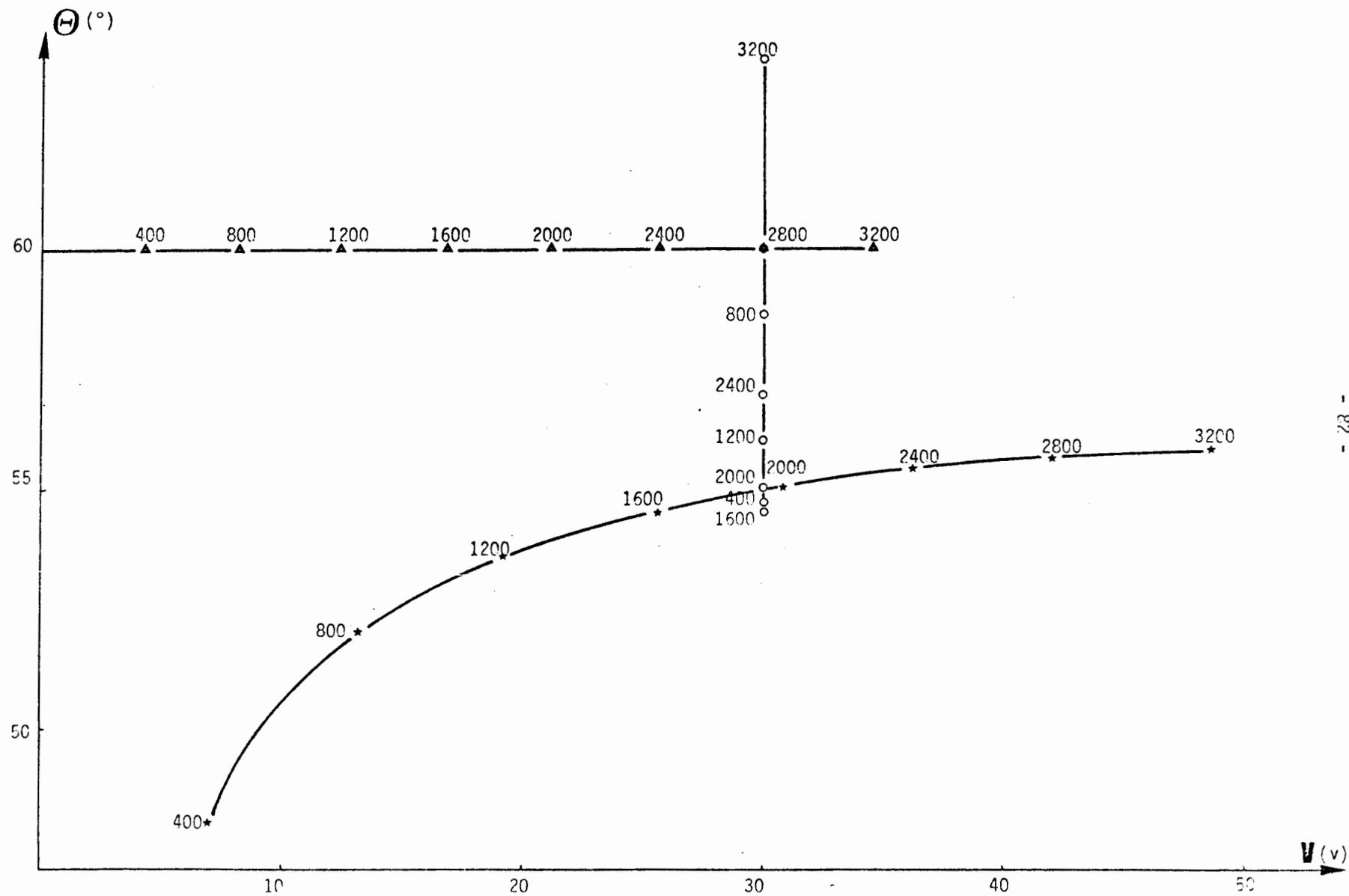


Fig. III-12 - La trajectoire paramétrée en fonction de la vitesse dans le plan  $(V, \theta)$

### III-2 - MISE EN OEUVRE ET RESULTATS

Dans cete partie, nous présentons les principales caractéristiques du montage expérimental, nous illustrons les résultats obtenus et montrons les possibilités logicielles du microprocesseur pour assurer des lois de la commande.

#### III-2-1 - Dispositif expérimental

Le schéma bloc de la figure III-13 illustre le rôle du microprocesseur qui consiste :

- à capter au moyen de capteurs appropriés les valeurs de la vitesse et du courant d'alimentation sous forme digitale ;
- à élaborer les lois de commande par programmation ;
- à accéder aux paramètres de réglage.

La machine utilisée pour les essais est un prototype construit au L.E.E.I. dont le rotor comporte des aimants ferrites et présente une structure avec pièces polaires (APP1). [26]

Ses principales caractéristiques sont :

$L_d = 1.4 \text{ mH}$	Inductance directe
$L_q = 4.2 \text{ mH}$	Inductance transversale
$K = 0.053 \text{ wb}$	Flux à vide
$R = 0.08 \ \Omega$	Résistance statorique
$E = 11 \text{ V}$	Valeur efficace de la f.e.m. par 1000 tr/min
$RL = 55 \text{ mm}$	Alésage

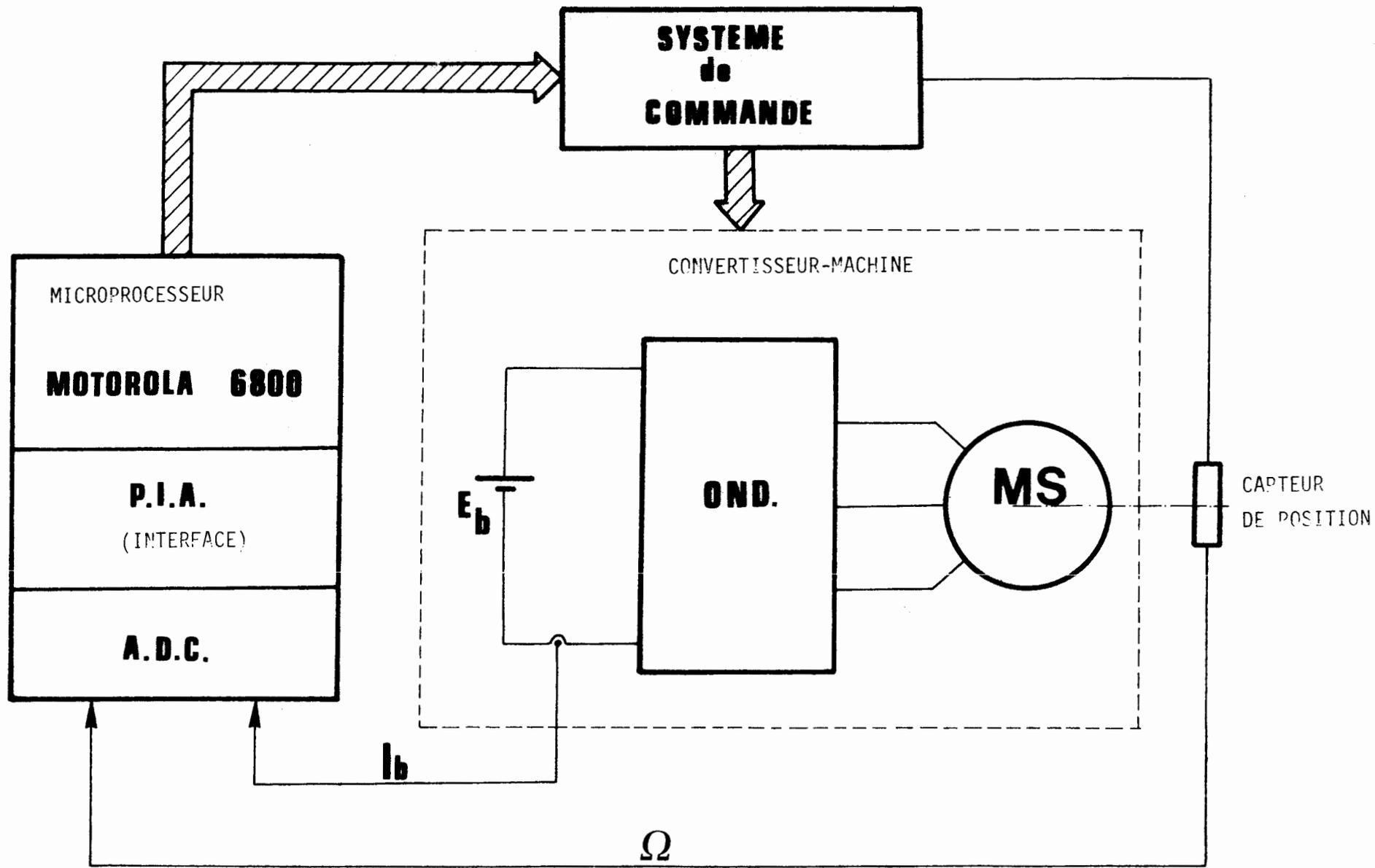


Fig. III-13 - Dispositif expérimental

L'onduleur d'alimentation est également un prototype du L.E.E.I. développé spécialement en vue de la mise en oeuvre de modulation à haute fréquence. [27]

Chaque interrupteur est constitué de deux transistors 1015 en parallèle. Il comporte un circuit d'aide à la commutation.

La commande de base est du type auto-entretenue à commande par impulsions.

Chacun des interrupteurs est autoprotégé, c'est-à-dire que de par sa structure même, il intègre la fonction "disjoncteur" [28]

Ainsi, lorsque le courant qui les traverse devient prohibitif, les transistors sont automatiquement bloqués.

Cet onduleur peut être alimenté sous 400 V et le courant dans les interrupteurs peut atteindre 50 A.

Les différents délais de sécurité ménagés au niveau des commandes permettent d'atteindre des fréquences de fonctionnement de l'ordre de 25 KHZ.

### III-2-2 - Démarrage par limitation du courant batterie

Nous avons évoqué précédemment le problème que pouvait poser au niveau de l'électronique de puissance la montée du courant d'alimentation lors des premières phases de démarrage.

L'absence de force contre électromotrice d'une part et la faible valeur des constantes de temps électrique d'autre part font que ce courant va atteindre des valeurs prohibitives dans des temps très brefs.

Ce phénomène est illustré par l'oscillogramme de la figure III-14 qui montre l'établissement du courant batterie au démarrage et l'intervention du disjoncteur de protection des interrupteurs électroniques lorsque les 50 Ampères sont atteints.

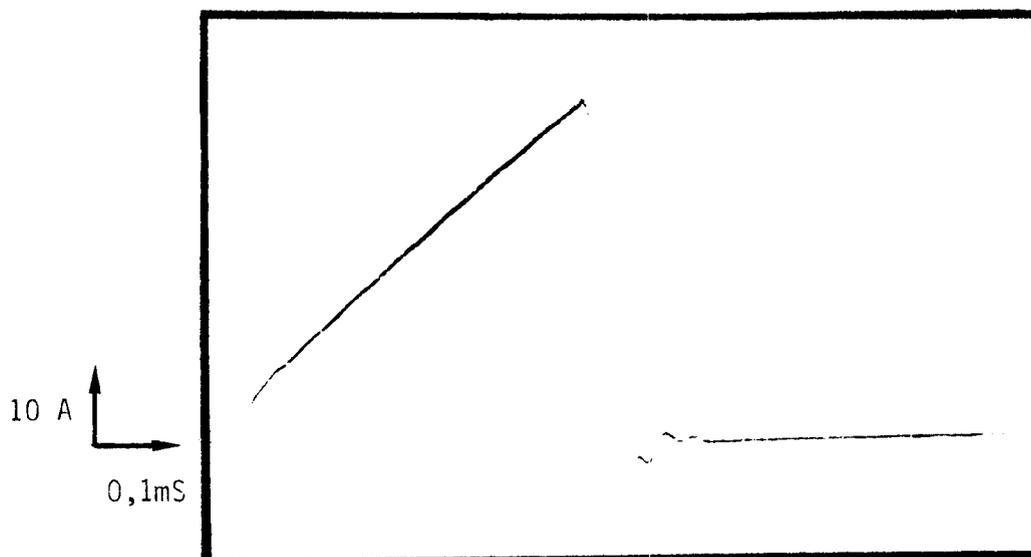


Fig. III-14- Etablissement du courant, coupure du disjoncteur

Le phénomène ne durant pas plus de  $500 \mu s$  , cette impulsion ne suffira évidemment pas à entrainer la rotation.

Par conséquent, même si la structure du convertisseur fait qu'il est autoprotégé contre ces surintensités dans ce montage, les protections ne peuvent pas être utilisées comme moyens de commande. D'où l'intérêt de mettre en oeuvre le principe de limitation du courant par mise en roue libre de la machine tel que nous l'avons décrit précédemment.

L'organigramme de la figure III-15 donne les différentes phases d'initialisation et de contrôle nécessaires au démarrage.

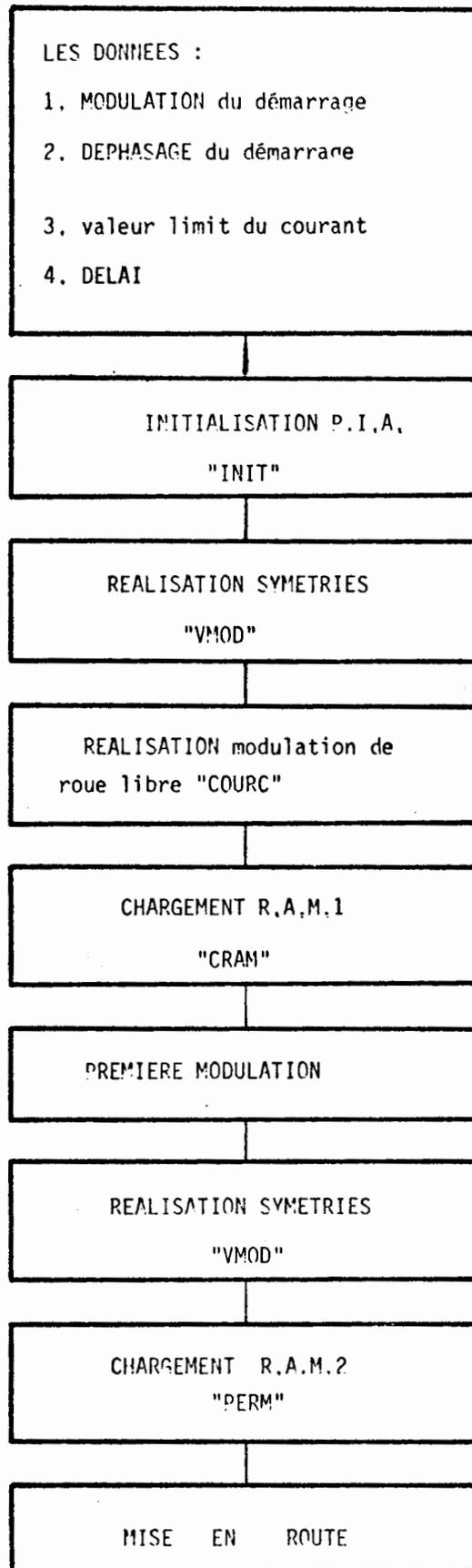


Fig.III-15 - Différentes phases du démarrage

Attardons-nous quelque peu sur la mise en oeuvre proprement dite de la phase de roue libre. Plusieurs solutions matérielles ou logicielles sont envisageables.

Nous en avons retenu une qui permet de minimiser le temps d'intervention lorsque le courant a atteint la valeur limite fixée.

Rappelons, tout d'abord que la mise en roue libre consiste à déterminer l'état (fermé ou ouvert) majoritaire des interrupteurs d'un demi-pont (supérieur ou inférieur) et à le généraliser aux trois interrupteurs.

Lors de la réalisation par programme de l'image de la modulation, une zone de 256 octets de mémoire vive du microprocesseur a été utilisée. Lors de ce remplissage, il suffit d'utiliser une seconde zone où sera stockée la modulation de roue libre (figure III-16).

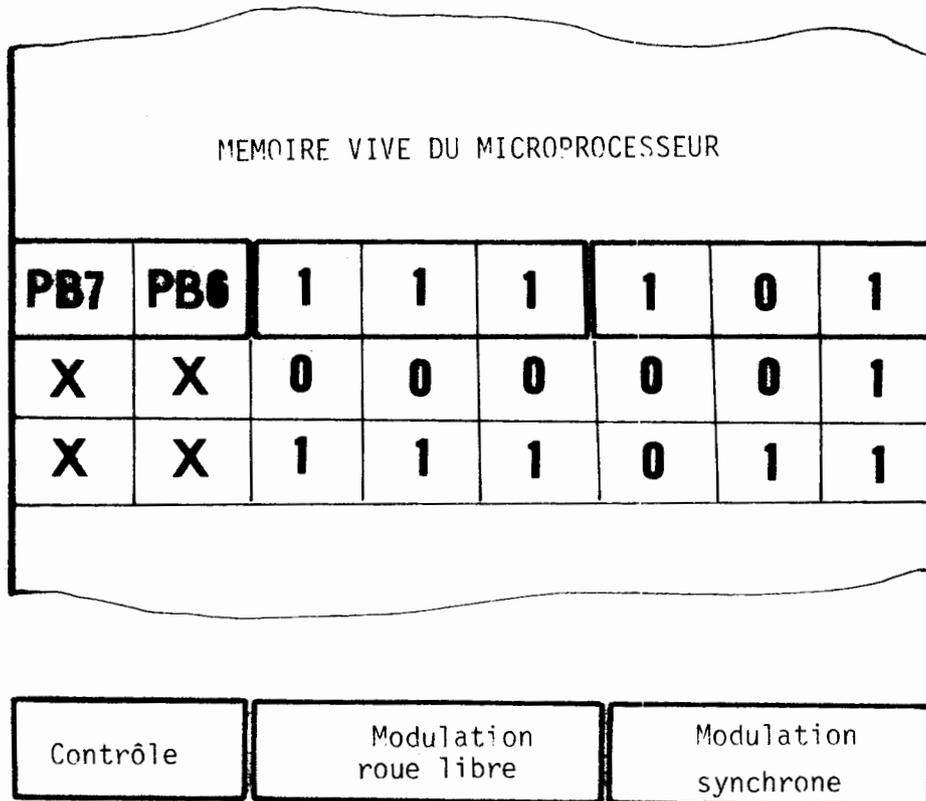


Fig. III-16 - Configuration de la mémoire de modulation

L'organigramme général et la programmation de la modulation de roue libre sont donnés en annexe III-4.

Ainsi, lorsque le microcalculateur aura détecté un dépassement de courant d'alimentation, il lira l'adresse à la sortie du déphaseur puis va chercher la configuration de roue libre correspondant et l'enverra sur la commande de l'onduleur grâce à l'accès direct qui a été prévu. Le programme principal de commande est donné en annexe II.

L'effet de la limitation du courant maximal est montré sur la photographie III-17.

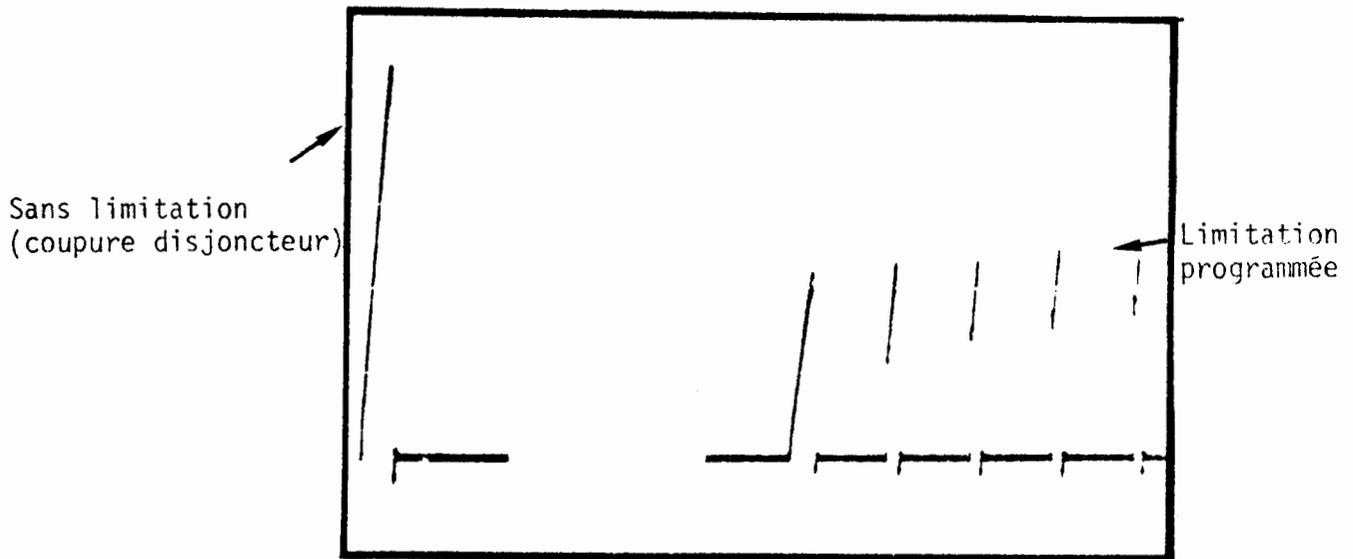


Fig. III-17 - Etablissement du courant batterie

L'oscillogramme de la figure III-18 donne lui, l'allure de la tension entre phases et du courant machine lors d'un fonctionnement avec limitation.

Quant aux figures III-19 et III-20, elles illustrent la phase de mise en roue libre pour deux points de fonctionnement distincts.

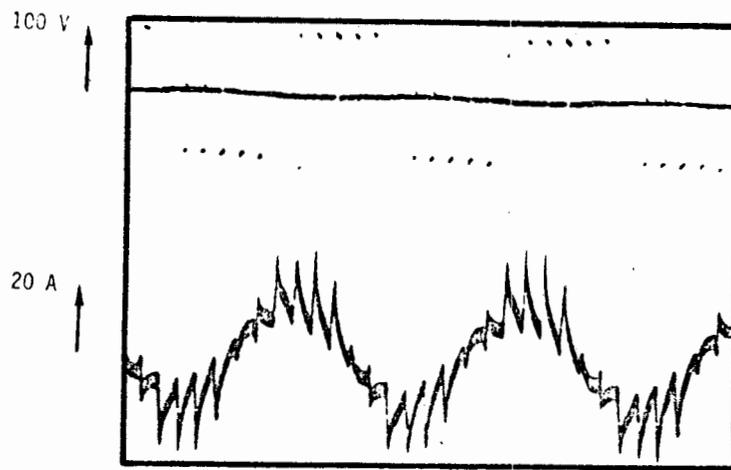


Fig. III-18 - Tension et courant machine lors d'un fonctionnement avec limitation

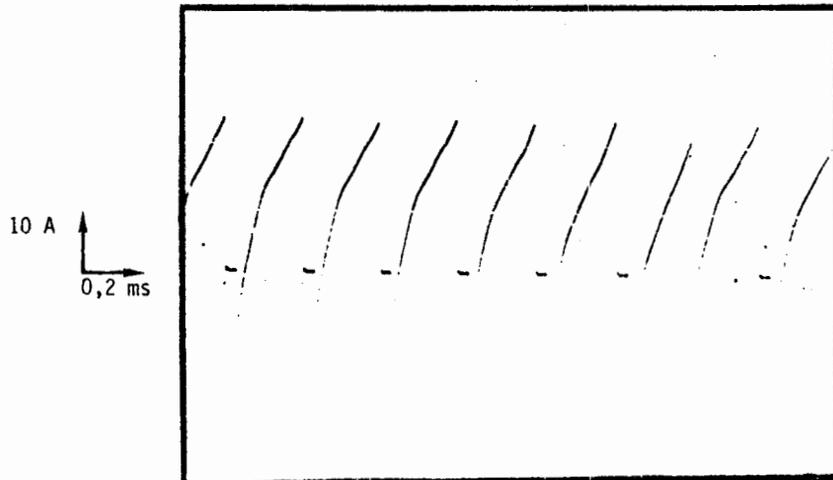


Fig. III-19 - Courant batterie avec limitation

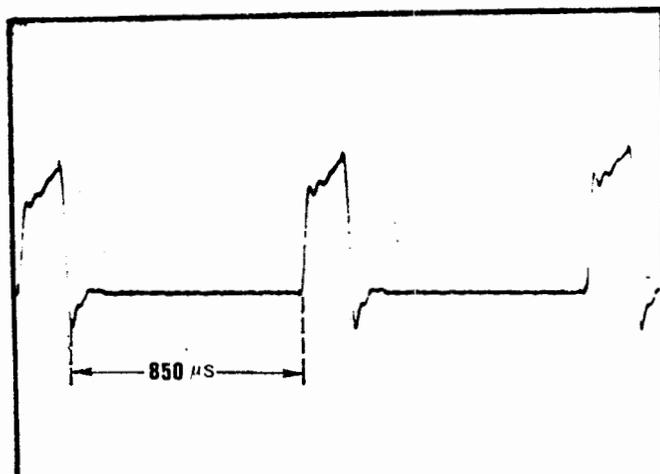


Fig. III-20 - Courant batterie

### III-2-3 - Fonctionnement par contrôle du courant batterie

Dans le cas que nous nous sommes fixé du maintien du couple constant qu'elle que soit la vitesse, nous avons proposé au paragraphe III-1-2 plusieurs procédures de commande. Il est apparu qu'un bon compromis complexité-efficacité consistait à maintenir l'angle interne constant et à assurer la proportionnalité entre la tension et la vitesse. Nous avons aussi montré que cette proportionnalité pouvait se traduire par celle du courant batterie et de la vitesse. Le dernier type de commande correspond à un maintien aux vitesses élevées d'une procédure identique à celle nécessaire au démarrage, c'est celle que nous avons mise en oeuvre et testée.

L'étude théorique des lois de commande va, bien sûr, nous donner des courbes continues mais il n'est pas question d'implanter au niveau du microcalculateur les algorithmes de détermination de la loi de commande.

Les calculs correspondants demanderaient beaucoup trop de temps et le contrôle "en ligne" du convertisseur ne pourrait plus être assuré. La solution consiste à déterminer au préalable les lois de variation du courant en fonction du cahier des charges et à implanter les résultats sous forme de tableau au niveau de la mémoire du calculateur.

La scrutation de ce tableau en fonction de la vitesse permet ainsi d'avoir la valeur optimale du courant. Le problème est alors de déterminer la taille mémoire à affecter à la définition de ces lois. Ceci sera essentiellement fonction de l'allure de la courbe et de la précision du capteur de courant.

Dans notre cas, pour avoir un couple constant, une dizaine de palliers semble être un bon compromis comme l'indique la figure III-21.

La programmation de ces lois a été effectuée suivant l'organigramme de la figure III-22

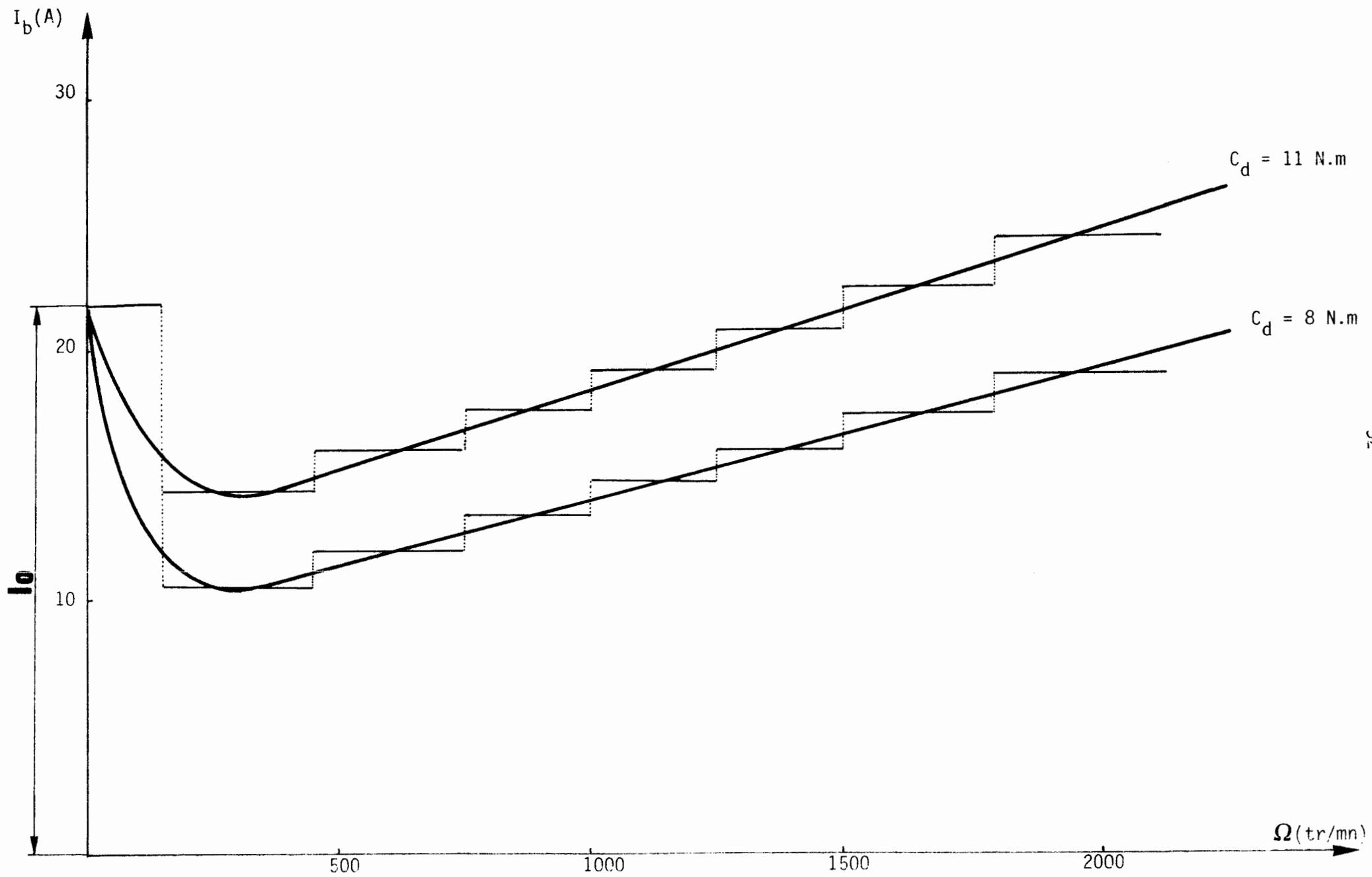


Fig. III-21 - Contrôle du courant batterie en fonction de la vitesse

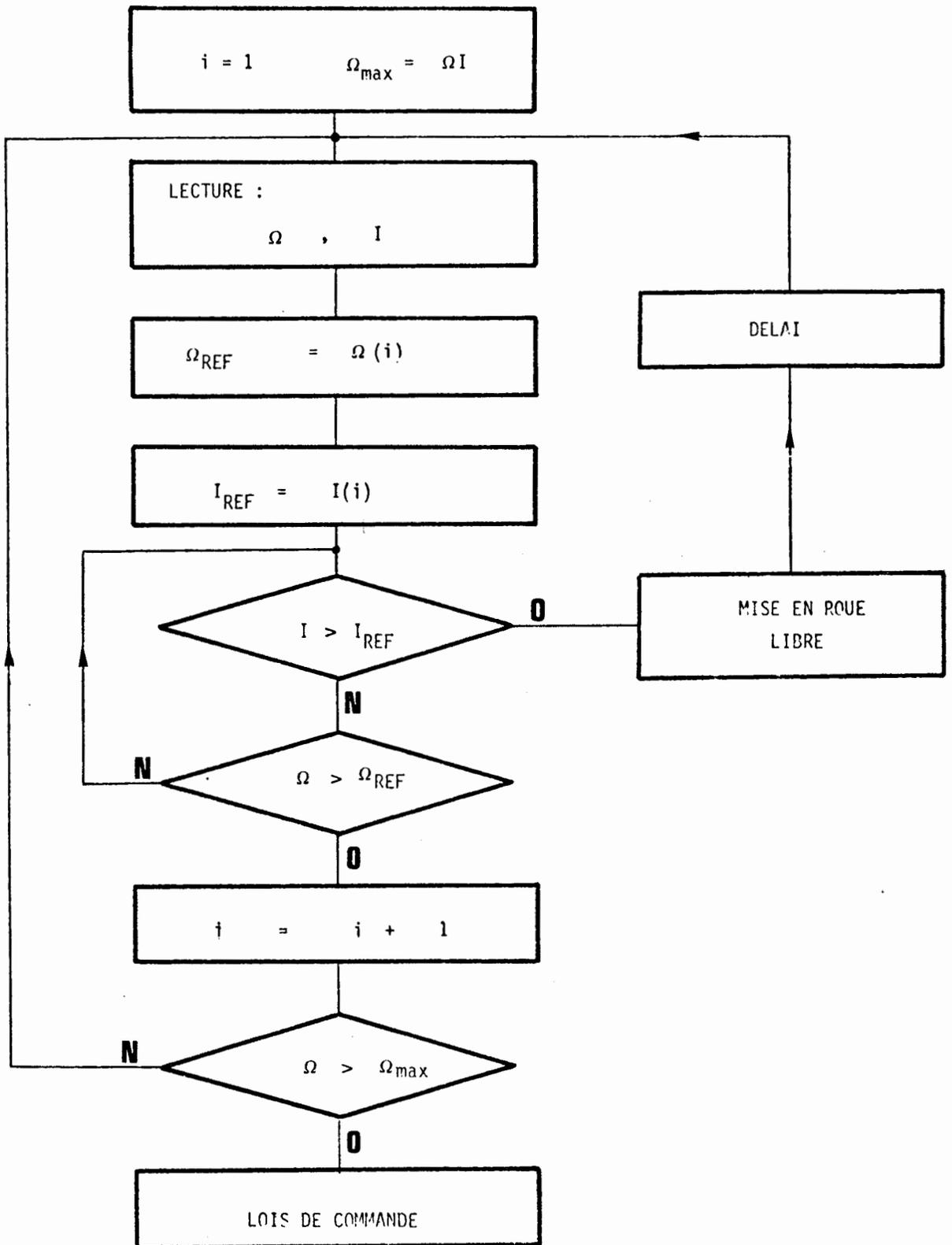


Fig. III-22 - Organigramme général de contrôle du courant batterie

La figure III-23 donne la montée en vitesse de la machine lors de la réalisation de ces lois de commande.

Le programme général, réalisé au moyen de l'éditeur-assembleur du microprocesseur Motorola 6800 est donné en annexe II.

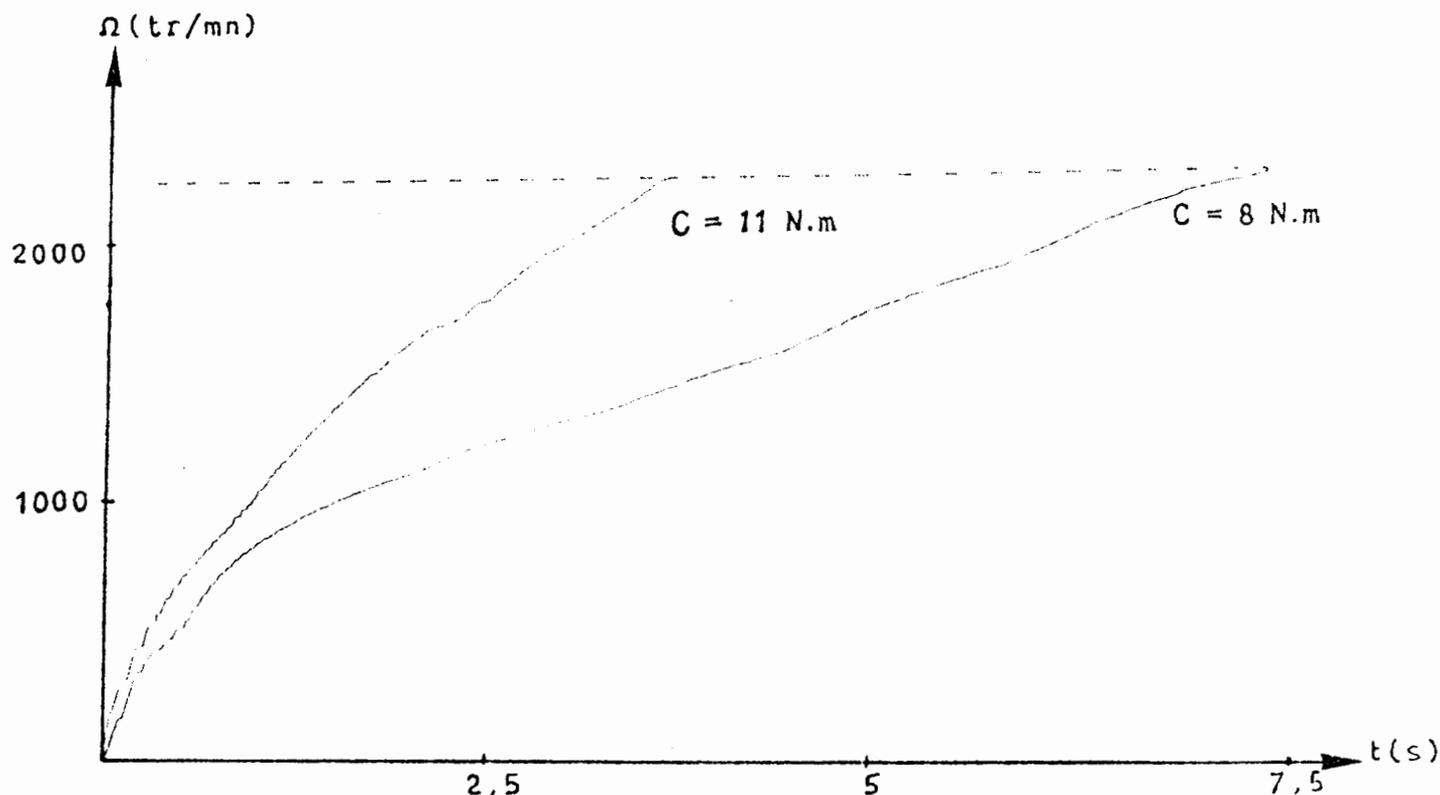


Fig. III-23 - Deux montées en vitesse correspondant aux deux valeurs du couple différentes

Les essais présentés ci-dessus avaient pour objectif de maintenir le couple moteur constant sur toute la gamme de vitesse. La mesure de ce couple consignée sur les courbes de la figure III-24 montre que ce contrôle est d'autant plus correct que la vitesse est élevée. Ceci conduit à penser que la modélisation gagnerait sans doute à être affinée aux basses vitesses et que le contrôle du courant devrait se faire à partir de lois sans doute un peu plus précises et complexes.

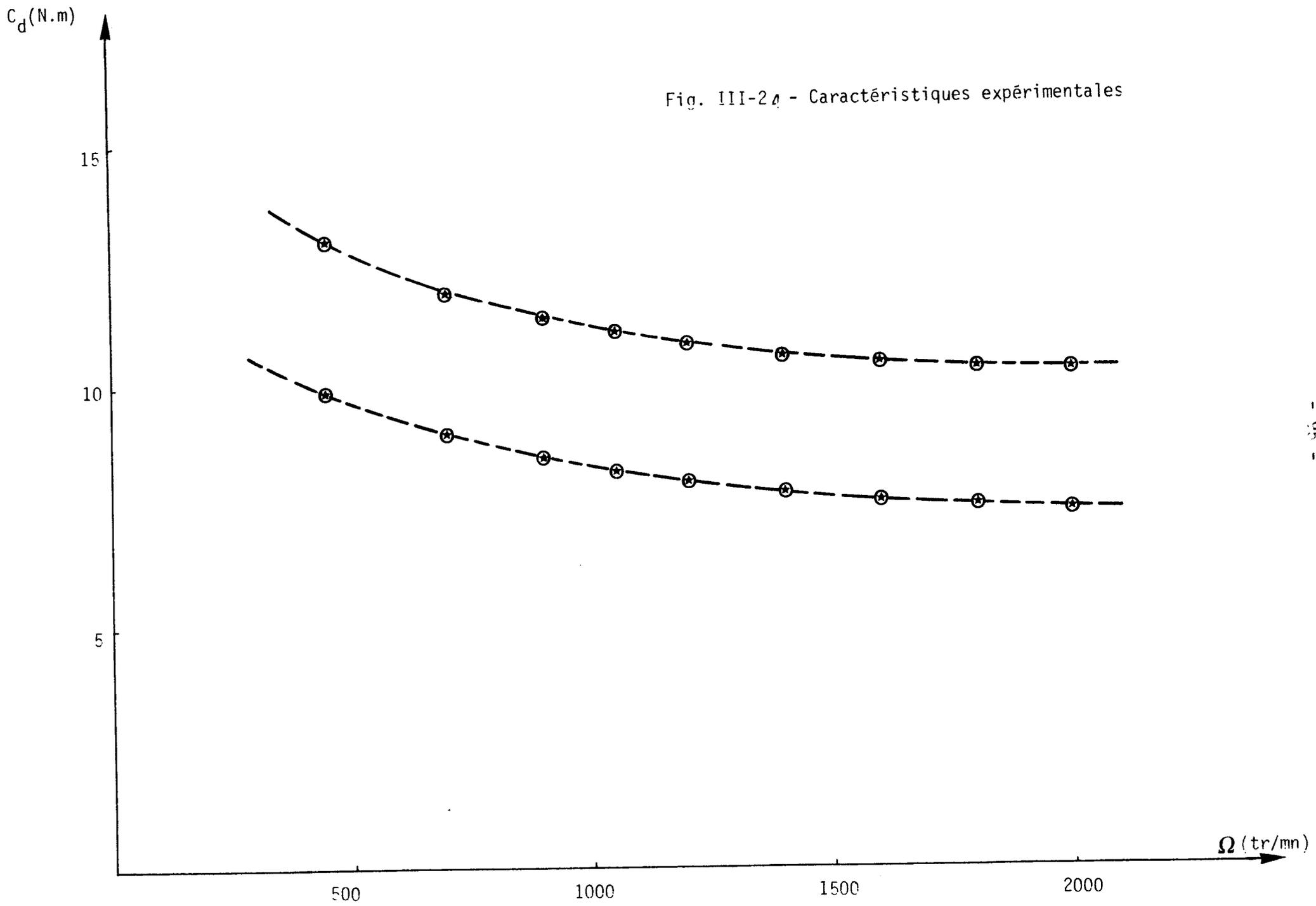
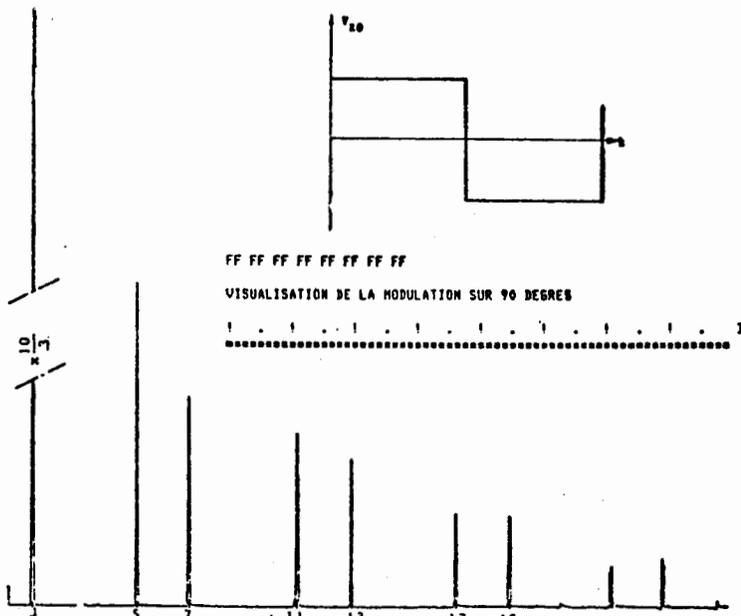


Fig. III-24 - Caractéristiques expérimentales

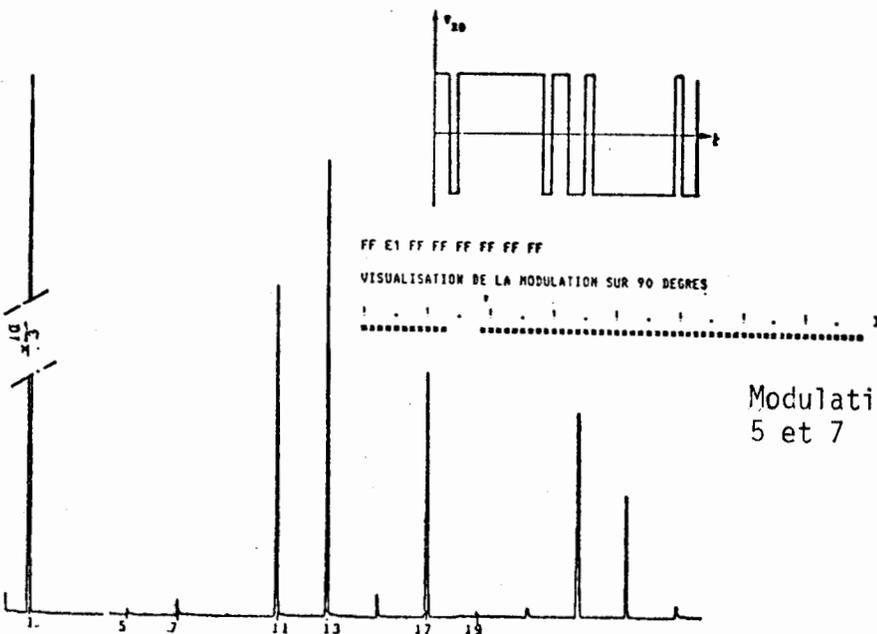
III-2-4 - Procédures de modulation, élimination d'harmoniques

Nous avons précisé au paragraphe I-4-1-2 une façon de régler l'amplitude du fondamental de la tension appliquée aux bornes de la machine tout en éliminant un certain nombre d'harmoniques de l'onde réelle. Ce procédé, qui consiste à effectuer un certain nombre de commutations pendant la période est facile à mettre en oeuvre avec la structure d'autopilotage utilisée.

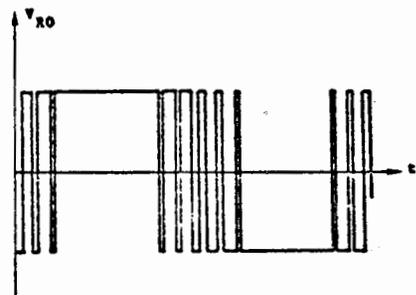
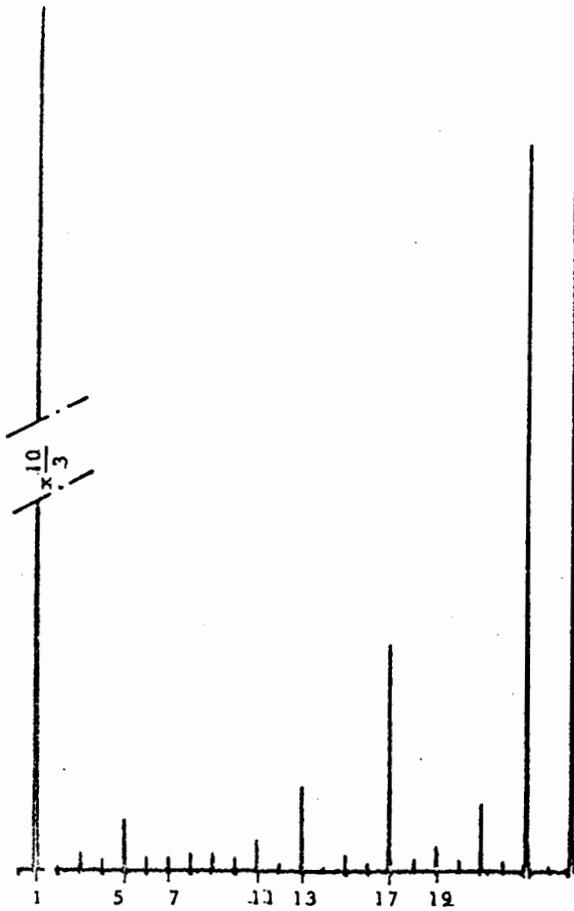
Partons de calculs théoriques précisant le nombre et l'emplacement des trous à réaliser pour éliminer certains harmoniques [15], nous avons mis en oeuvre les résultats de ces calculs et réalisé les analyses harmoniques correspondantes. Ces résultats sont illustrés sur les figures ci-dessous.



Modulation à onde entière  
(relevé harmonique, tension simple)



Modulation éliminant les harmoniques  
5 et 7



OF E3 FF 7F FF FF FF FF

VISUALISATION DE LA MODULATION SUR 90 DEGRES



Modulation éliminant les harmoniques 5, 7, 11 et 13

Il ressort de ces analyses que les harmoniques de rang bas, les plus gênants au niveau de la machine, sont sinon tout à fait éliminés, tout au moins réduits très fortement. Toutefois la précision de la mise en oeuvre liée à celle du codeur de position rotorique limitera assez rapidement l'exploitation correcte des résultats théoriques. En effet l'imprécision relative sur le positionnement des trous risque de créer elle-même des harmoniques.

Ceci vient aussi étayer le choix que nous avons fait pour réaliser les lois de contrôle ; choix consistant à tabuler les lois continues théoriques en les approximant par un nombre relativement restreint de palliers.



## - CONCLUSION -

---

La définition et la mise en oeuvre d'une commande purement numérique pour une machine synchrone autopilotée alimentée en tension que nous venons de présenter dans ce mémoire ont conduit à un certain nombre de conclusions et mis à jour des problèmes que des études ultérieures devraient s'attacher à résoudre.

En premier lieu, il apparaît que l'utilisation de techniques numériques n'a été véritablement efficace que parce que l'analyse du processus électrotechnique a été formulée dans cette optique. Ceci a permis notamment de profiter de concepts propres aux techniques numériques, notamment lors de l'élaboration de la boucle d'autopilotage (codage, arithmétique binaire, mémoires logiques...).

Un autre des enseignements essentiels de cette étude est que les processus électrotechniques envisagés nécessitent parfois des délais d'intervention relativement brefs (quelques dizaines de sec) aussi les solutions faisant exclusivement appel au microprocesseur et à ses programmes s'avèrent-elles vite limitées en particulier lorsque des vitesses élevées sont envisagées.

La structure la mieux adaptée consiste à confier à la logique cablée les tâches répétitives et proches du convertisseur (autopilotage) alors que le microcalculateur assure les fonctions de gestion (lois de commande) et d'interface avec l'environnement (surveillance, dialogues...).

En résumé, l'utilisation de techniques numériques nous a permis de réaliser un ensemble de commandes simple et performant, qui en combinant le haut degré d'intégration des circuits logiques et les facilités logicielles des microprocesseurs possède un degré de versatilité important, ce qui permet d'envisager aujourd'hui de nombreuses applications des variateurs électromécaniques ainsi constitués.

En ce qui concerne le montage particulier qui a servi de base à notre étude, il s'avère intéressant dans de nombreuses applications puisqu'il permet d'alimenter une machine synchrone, excitée ou à aimants, à partir d'une batterie d'accumulateurs au moyen d'un seul convertisseur

statique à transistors.

Le réglage de ce variateur n'impose que de contrôler l'angle interne de la machine et le taux de modulation. Il ne reste donc plus théoriquement qu'à déterminer les lois de commande gérant ces paramètres et à implanter au niveau du microcalculateur les programmes correspondants.

L'exemple du maintien du couple constant sur toute la gamme de vitesse a montré que plusieurs approches théoriques sont envisageables mais que, dans tous les cas, les calculs devaient être traités numériquement de façon différée et les résultats implantés sous forme de tableau au niveau du microcalculateur assurant le contrôle en temps réel du variateur.

Un problème particulier a été détaillé : celui du démarrage. Son étude a permis de montrer que, là aussi, la conception d'une structure numérique pour la commande permettait de mettre en oeuvre la solution théorique consistant à contrôler le courant batterie.

En conclusion de nos travaux, l'utilisation des techniques numériques donne à l'électrotechnicien un outil supplémentaire pour l'étude et la mise en oeuvre de nouveaux variateurs de vitesse. Il reste à présent à utiliser l'outil développé en poursuivant les études électrotechniques pour affiner les lois de commande notamment en régimes transitoires.

I - Programme de démonstration des grandeurs de réglage

II - Programme général de commande numérique de la machine synchrone autopilotée

III - Sous-programmes :

III-1 - Initialisation et affectation P.I.A.	"INIT"
III-2 - Chargement avec la modulation donnée	"VMOD"
III-3 - Réalisation symétries	"RSYM"
III-4 - Modulation de roue libre	"COURC"
III-5 - Chargement R.A.M.	"CRAM" ou "PERM"
III-6 - Dialogue avec le microprocesseur	"DIAL"
III-7 - Déblocage	"DEBL"

- ANNEXE I -

Programme de démonstration des grandeurs de réglage

● Programme 6800

\$\$

0298 SYMBOLS ALLOWED  
ASSEMBLE: (L,T,E)

>L  
LINE PRINTER ? (Y/N) Y

---

PAGE 001 DEMONSTR

```
0001          NAM  DEMONSTRATION
0002          *****
0003          *          PROGRAMME DE TEST          *
0004          *D'ACCES AUX PARAMETRES DE REGLAGE : *
0005          *          -MODULATION              *
0006          *          -DEPHASAGE                *
0007          *                                     *
0008          * LA MODULATION SUR 90 DEGRES EST    *
0009          *   DONNEE DE $4209 A $4210          *
0010          * LA DEPHASAGE EST DONNNE PAR UN MOT *
0011          * EN HEXADECIMAL EN $4211           *
0012          * A LA FIN DU PROGRAMME LA MEMOIRE  *
0013          * QUI VIENT D'ETRE CHARGEE EST PO-  *
0014          * SITIONNEE EN MODE LECTURE.        *
0015          *****
0016          *   ADRESSE D'EXCUTION = $5000      *
0017          *****
```

```
0021 5000          ORG   $5000
0022                *
0023 5000 8E 5FFF   LDS   #45FFF
0024 5003 CE 4000   LDX   #4000
0025 5006 86 00    LDAA  #400
0026 5008 A7 00    LO     STAA 0,X
0027 500A 08       INX
0028 500B 8C 4100  CPX   #4100
0029 500E 26 F8    BNE   LO
0030                *****
0031                * INITIALISATION *
0032                *****
0033 5010 BD 2800   JSR   INIT
0035                *****
0036                * DIALOGUE INITIAL *
0037                *****
0038 5013 CE 4581  TTYDI LDX  #DIAIN
0039 5016 A6 00    TTYD  LDAA 0,X
0040 5018 BD E108   JSR   OUTCH
0041 501B 08       INX
0042 501C 8C 46E5  CPX   #FINBA
0043 501F 26 F5    BNE   TTYD
0044                *****
0045                *DONNEE DE LA MODULATION*
0046                *****
0047 5021 CE 46E5  DONNEE LDX  #MX
0048 5024 A6 00    X12  LDAA 0,X
0049 5026 BD E108   JSR   OUTCH
0050 5029 08       INX
0051 502A 8C 4709  CPX   #FINMX
0052 502D 26 F5    BNE   X12
0053 502F CE 4209  LDX   #MODUL
0054 5032 BD E0E7  DON   JSR   BYTE
0055 5035 A7 00    STAA 0,X
0056 5037 BD E180   JSR   OUTS
0057 503A 08       INX
0058 503B 8C 4211  CPX   #MODUL+8
0059 503E 26 F2    BNE   DON
0060                *
0061 5040 BD 50D9   JSR   ESPACE
0062                *
0063                *****
0064                *VISUALISATION DE LA MODULATION*
0065                *****
0066 5043 CE 4709  ECHELL LDX  #BAR
0067 5046 A6 00    ECH   LDAA 0,X
0068 5048 BD E108   JSR   OUTCH
0069 504B 08       INX
0070 504C 8C 477C  CPX   #FINBAR
0071 504F 26 F5    BNE   ECH
0072                *
0073 5051 CE 4209  VISU  LDX  #MODUL
0074 5054 86 08    VIS   LDAA  #8
0075 5056 B7 4222   STAA  HUIT
0076 5059 E6 00    LDAB 0,X
0077 505B 58       VI    ASLB
0078 505C 24 05    BCC   ZERO
0079 505E 86 1A    LDAA  #1A
0080 5060 7E 5065  JMP   SORT
0081 5063 86 20    ZERO  LDAA  #20
0082 5065 BD E108  SORT  JSR   OUTCH
0083 5068 7A 4222   DEC   HUIT
0084 506B 26 EE    BNE   VI
0085 506D 08       INX
0086 506E 8C 4211  CPX   #MODUL+8
0087 5071 26 E1    BNE   VIS
0088 5073 BD 50D9   JSR   ESPACE

0089                *****
0090                *DONNEE LE DEPHASAGE *
0091                *****
0092 5076 CE 477C   LDX   #DE1
0093 5079 A6 00    DEX   LDAA 0,X
0094 507B BD E108   JSR   OUTCH
0095 507E 08       INX
0096 507F 8C 47AC  CPX   #FINDE1
0097 5082 26 F5    BNE   DEX
0098 5084 CE 4211  LDX   #DEPH
0099 5087 BD E0E7   JSR   BYTE
0100 508A A7 00    STAA 0,X
0101 508C BD 50D9   JSR   ESPACE
0102                **
```

```
0103 *****
0104 * REALISATION SYNETRIES *
0105 *****
0106 508F BD 2839 JSR RSYM
0107 **
0108 *****
0109 * CHARGEMENT R.A.M. *
0110 *****
0111 5092 BD 29FB JSR CRAM
0112 **
0113 *****
0114 * PERMTATION *
0115 *****
0116 5095 BD 2A13. JSR PERM
0117 **
0118 *****
0119 * MISE EN ROUTE *
0120 *****
0121 5098 BD 2A2D JSR DEBL
0123 *****
0124 *DIALOGUE*
0125 *****
0126 509B BD 50D9 DIALOG JSR ESPACE
0127 509E CE 4500 LDX #QUEST
0128 50A1 A6 00 DIAL LDAA 0,X
0129 50A3 BD E108 JSR OUTCH
0130 50A6 08 INX
0131 50A7 8C 4554 CPX #FINQU
0132 50AA 26 F5 BNE DIAL
0133 50AC 86 00 LDAA #0
0134 50AE B7 A00C STAA $A00C
0135 50B1 BD E11F JSR INCH
0136 50B4 81 4F CMPA #'0
0137 50B6 27 0D BEQ BOUCLE
0138 50B8 81 4E CMPA #'N
0139 50BA 27 06 BEQ MIN
0140 50BC CE 452E LDX #QU
0141 50BF 7E 50A1 JMP DIAL
0142 50C2 7E E040 MIN JMP MINIB
0143 50C5 BD 50D9 BOUCLE JSR ESPACE
0144 50C8 CE 4554 LDX #NOUVEL
0145 50CB A6 00 BOUC LDAA 0,X
0146 50CD BD E108 JSR OUTCH
0147 50D0 08 INX
0148 50D1 8C 4581 CPX #FINBOU
0149 50D4 26 F5 BNE BOUC
0150 50D6 7E 5021 JMP DONNEE
0151 *****
0152 *SOUS PROGRAMME ESPACE *
0153 *****
0154 50D9 CE 47AC ESPACE LDX #CRLF
0155 50DC A6 00 ESP LDAA 0,X
0156 50DE BD E108 JSR OUTCH
0157 50E1 08 INX
0158 50E2 8C 47AF CPX #FINESP
0159 50E5 26 F5 BNE ESP
0160 50E7 39 RTS
```



Programme général de commande numérique de la machine  
synchrone autopilotée alimentée en tension

\$\$

0482 SYMBOLS ALLOWED  
ASSEMBLE: (L,T,E)

>L  
LINE PRINTER ? (Y/N) Y

---

PAGE 001 CN.MS.

0001		NAM	CN.MS.
0002		OPT	O,M,NOG
0003	4100	ORG	\$4100
0004		*	
0005		*****	
0006		* LES DONNEES *	
0007		*****	
0008		*	
0009		*1. LIMITATION DU COURANT	
0010	4100 30	ILIMT FCB	\$30,\$27,\$21,\$22,\$24,\$26,\$29,\$2F
0011		*	
0012		*VITESSES	
0013	4108 05	VITS FCB	\$05,\$0A,\$0C,\$10,\$12,\$16,\$19,\$20
0014		*	
0015		*DELAIS	
0016	4110 00	TIME1 FCB	\$00
0017		*	
0018		*CONTROLE	
0019	4111 00	TEST FCB	\$00
0020		*	
0021		*2. MODULATION	
0022	4112 FF	DMOD FCB	\$FF,\$FF,\$FF,\$FF,\$FF,\$FF,\$FF,\$FF
0023	411A 00	MOD1 FCB	\$00,\$00,\$FE,\$00,\$03,\$FF,\$FF,\$FF
0024	4122 00	MOD2 FCB	\$00,\$03,\$FF,\$00,\$0F,\$FF,\$FF,\$FF
0025	412A 00	MOD3 FCB	\$00,\$03,\$FF,\$80,\$1F,\$FF,\$FF,\$FF
0026		*	
0027		*VITESSE MODULATION	
0028	4132 22	VITMOD FCB	\$22,\$25,\$29

0030				*****
0031				* RESERVATION *
0032				*****
0033	4200		ORG	\$4200
0034	4200	0001	IREF	RMB 1
0035	4201	0001	HORL	RMB 1
0036	4202	0001	CO0	RMB 1
0037	4203	0001	CO1	RMB 1
0038	4204	0001	CO2	RMB 1
0039	4205	0002	SEHAM	RMB 2
0040	4207	0002	RMODUL	RMB 2
0041	4209	0008	MODUL	RMB 8
0042	4211	0002	RMOD	RMB 2
0043	4213	0002	R1	RMB 2
0044	4215	0002	R2	RMB 2
0045	4217	0002	ALY	RMB 2
0046	4219	0001	MOD	RMB 1
0047	421A	0002	CONT1	RMB 2
0048	421C	0001	CONT	RMB 1
0049	421D	0001	POINT	RMB 1
0050	421E	0001	REG	RMB 1
0051	421F	0001	KAMAL	RMB 1
0052	4220	0002	STP	RMB 2
0053	4222	0001	MDL	RMB 1
0054	4223	0001	COMD1	RMB 1
0055	4224	0001	COMD2	RMB 1
0056	4225	0001	TMAX1	RMB 1
0057	4226	0001	TMAX2	RMB 1
0058	4227	0002	RILINT	RMB 2
0059	4229	0002	RVITS	RMB 2
0060	422B	0001	RTEST	RMB 1
0061				*
0062				*
0063	2800		INIT	EQU \$2800
0064	29DA		VMOD	EQU \$29DA
0065	2992		COURC	EQU \$2992
0066	29FB		CRAM	EQU \$29FB
0067	2A13		PERM	EQU \$2A13
0068	2A2D		DEBL	EQU \$2A2D
0069	2A49		DIAL	EQU \$2A49
0070				*
0071	8006		ORG	\$8006
0072	8006	0001	DDRPOS	RMB 1
0073	8007	0001	CRPOS	RMB 1
0074				*
0075	E400		ORG	\$E400
0076	E400	0001	DDRADD	RMB 1
0077	E401	0001	CRADD	RMB 1
0078	E402	0001	DDRMOD	RMB 1
0079	E403	0001	CRMOD	RMB 1
0080	E404	0001	DDRDEF	RMB 1
0081	E405	0001	CRDEF	RMB 1
0082	E406	0001	DDRCON	RMB 1
0083	E407	0001	CRCON	RMB 1

```
0085 5000          ORG  $5000
0086              OPT  NOP
0087              *
0088 5000 8E 5FFF          LDS  #$5FFF
0089              *****
0090              * INITIALISATION *
0091              *****
0092 5003 BD 2800          JSR  INIT
0093              *
0094              *****
0095              * REALISATION SYMETRIES *
0096              *****
0097              *MODULATION DE DEMARRAGE
0098 5006 CE 4112          LDX  #DMOD
0099 5009 FF 4211          STX  RMOD
0100 500C BD 29DA          JSR  VMOD
0101 500F BD 2992          JSR  COURC
0102              *
0103              *****
0104              * CHARGEMENT R.A.M.1 *
0105              *****
0106 5012 BD 29FB          JSR  CRAM
0107              *
0108              *****
0109              * REALISATION SYMETRIES *
0110              *****
0111              *PREMIERE MODULATION
0112 5015 CE 411A          LDX  #MOD1
0113 5018 FF 4211          STX  RMOD
0114 501B BD 29DA          JSR  VMOD
0115              *
0116              *****
0117              * CHARGEMENT R.A.M.2 *
0118              *****
0119 501E BD 2A13          JSR  PERM
0120              *
0121 5021 B6 4100          LDAA ILINT
0122 5024 B7 4200          STAA IREF
0123 5027 CE 4000          LDX  #$4000
0124 502A FF 4205          STX  SEHAM
0125 502D CE 4100          LDX  #ILINT
0126 5030 FF 4227          STX  RILINT
0127 5033 CE 4108          LDX  #VITS
0128 5036 FF 4229          STX  RVITS
0129 5039 7F 422B          CLR  RTEST
0130 503C BD 2A49          JSR  DIAL
0131              *

0132              *****
0133              * MISE EN ROUTE *
0134              *****
0135 503F BD 2A2D          JSR  DEBL
0136              ***
0137              * REGULATION DU COURANT
0138              ***
0139 5042 7F E50A          NEXT CLR  $E50A
0140 5045 B7 E50B          STAA $E50B
0141 5048 B6 E50C          SEH  LDAA $E50C
0142 504B 49              ROLA
0143 504C 24 FA          BCC  SEH
0144 504E B6 E50F          LDAA $E50F
0145 5051 B1 4200          CMPA IREF
0146 5054 2E 09          BGT  CHRCH
0147 5056 B6 4223          LDAA COMD1
0148 5059 B7 E402          STAA DDRMOD
0149 505C 7E 5042          JMP  NEXT
0150              *
0151              * MACHINE EN ROUE LIBRE
0152              *
0153 505F B6 8006          CHRCH LDAA DDRPOS
0154 5062 B7 4206          STAA SEHAM+1
0155 5065 FE 4205          LDX  SEHAM
0156 5068 A6 00          LDAA 0,X
0157 506A 44              LSRA
0158 506B 44              LSRA
0159 506C 44              LSRA
0160 506D 8A C0          ORAA #$C0
0161 506F B7 E402          STAA DDRMOD
0162              *DELAIS
0163              *
0164 5072 7F 4203          CLR  C01
0165 5075 B6 4203          TI1 LDAA C01
0166 5078 7C 4203          INC  C01
0167 507B B1 4110          CMPA TIME1
0168 507E 26 F5          BNE  TI1
0169              *
```

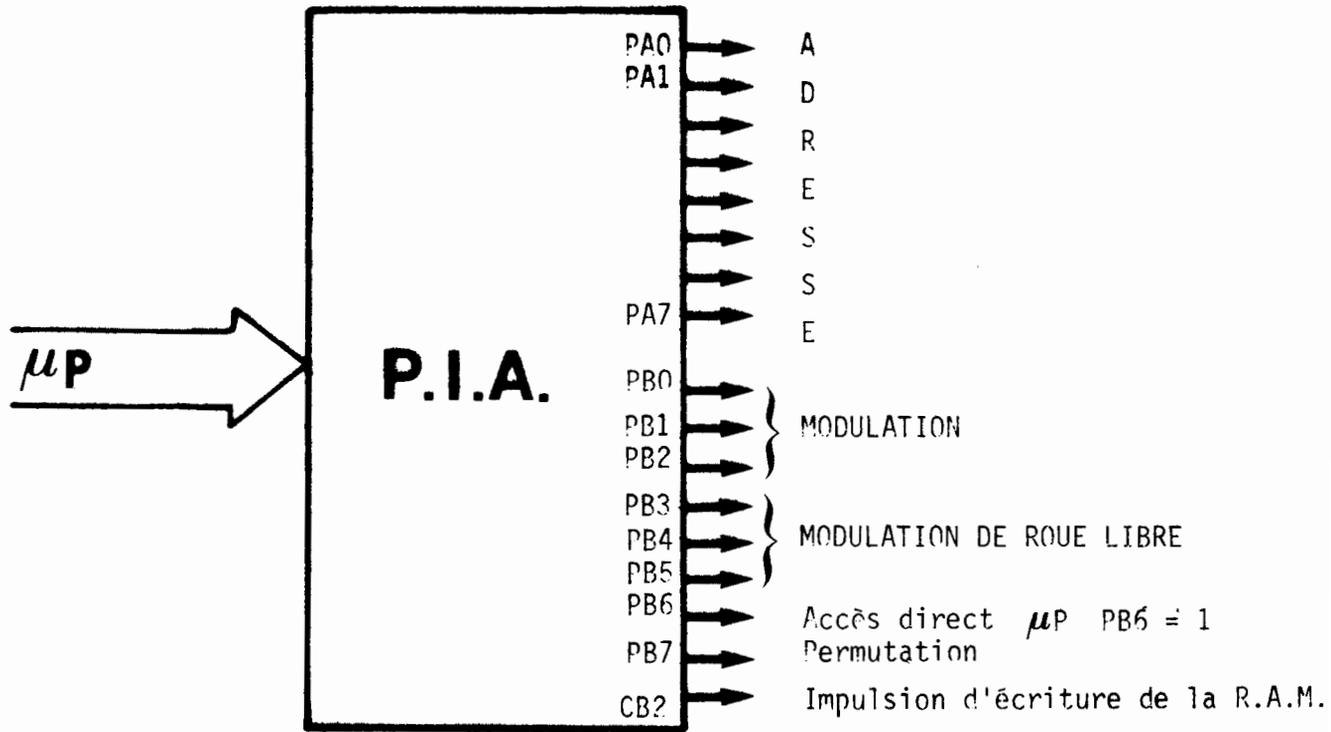
```
0170          *VITESSE
0171          *
0172 5080 86 01  VIT   LDAA  #01
0173 5082 87 E50A   STAA  $E50A
0174 5085 87 E50B   STAA  $E50B
0175 5088 86 E50C SEH1 LDAA  $E50C
0176 508B 49       ROLA
0177 508C 24 FA     BCC  SEH1
0178 508E 86 E50F   LDAA  $E50F
0179 5091 FE 4229   LDX  RVITS
0180 5094 A1 00     CMPA  0,X
0181 5096 2E 03     BGT  BX
0182 5098 7E 5042   JMP  NEXT
0183 509B B1 4132 BX  CMPA  VITMOD
0184 509E 2E 11     BGT  BXX
0185 50A0 86 422B   LDAA  RTEST
0186 50A3 B1 4111   CMPA  TEST
0187 50A6 27 03     BEQ  CX
0188 50A8 7E 5042   JMP  NEXT
0189 50AB BD 50E7 CX  JSR  IREF1
0190 50AE 7E 5042   JMP  NEXT
0191 50B1 B1 4133 BXX  CMPA  VITMOD+1
0192 50B4 2E 1D     BGT  BXX1
0193 50B6 86 0F     LDAA  #0F
0194 50B8 87 422B   STAA  RTEST
0195          *****
0196          * REALISATION SYMETRIES *
0197          *****
0198          *SECONDE MODULATION
0199 50BB CE 4122   LDX  #MOD2
0200 50BE FF 4211   STX  RMOD
0201 50C1 BD 29DA   JSR  VMOD
0202          *
0203          *****
0204          * CHARGEMENT R.A.M.1 *
0205          *****
0206 50C4 BD 29FB   JSR  CRAM
0207          *
0208          *****
0209          * REALISATION SYMETRIES *
0210          *****
0211          *TROISIEME MODULATION
0212 50C7 CE 412A   LDX  #MOD3
0213 50CA FF 4211   STX  RMOD
0214 50CD BD 29DA   JSR  VMOD
0215          *
0216 50D0 7E 5080   JMP  VIT
0217 50D3 B1 4134 BXX1  CMPA  VITMOD+2
0218 50D6 2E 06     BGT  BXX2
0219          *****
0220          * CHARGEMENT R.A.M.2 *
0221          *****
0222 50DB BD 2A13   JSR  PERM
0223          *
0224 50DB 7E 5080   JMP  VIT
0225 50DE 86 4224 BXX2  LDAA  COMD2
0226 50E1 B7 E402   STAA  DDRMOD
0227 50E4 7E 5080   JMP  VIT
0228 50E7 7C 422A IREF1  INC  RVITS+1
0229 50EA 7C 4228   INC  RILIMT+1
0230 50ED FE 4227   LDX  RILIMT
0231 50F0 A6 00     LDAA  0,X
0232 50F2 B7 4200   STAA  IREF
0233 50F5 39       RTS
0234          END
```

TOTAL ERRORS 00000

- ANNEXE III -

Sous programmes

III-1 - Initialisation et affectation P.I.A. "INIT"



Modulation

<u>Adresse</u> :	CRADD	§ E401
	DDRADD	§ E400
<u>Donnée</u> :	CRMOD	§ E403
	DDRMCD	§ E402

CONTROLE MICROPROCESSEUR

<u>Déphasage</u>	CRDEF	§ ER05
	DDRDEF	§ E404
<u>Contrôle</u>	CRCON	§ ER07
	DDRCON	§ E406

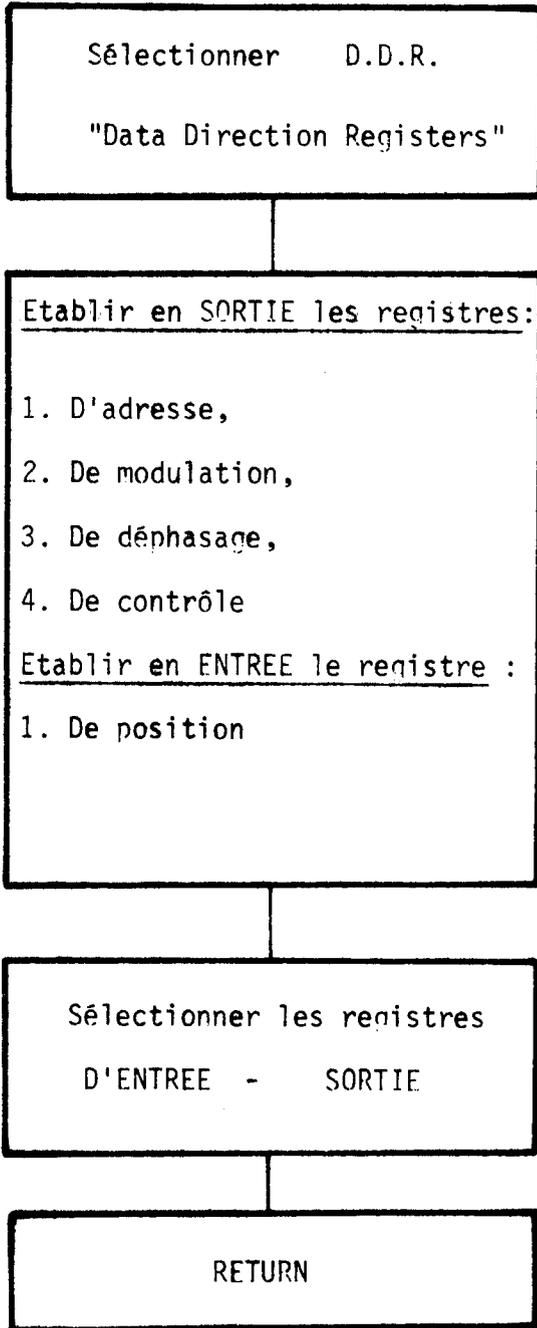
PB0	..... Déphaseur	Ø = manuel
PB1	..... Capteur	Ø = triphasé
PB2	..... Mémoire	Ø = R.O.M.
PB3	..... Blocage	Ø = bloqué

Capteur position

On capte la position après le déphaseur.

CRPOS	§ 8007
DDRPOS	§ 8006

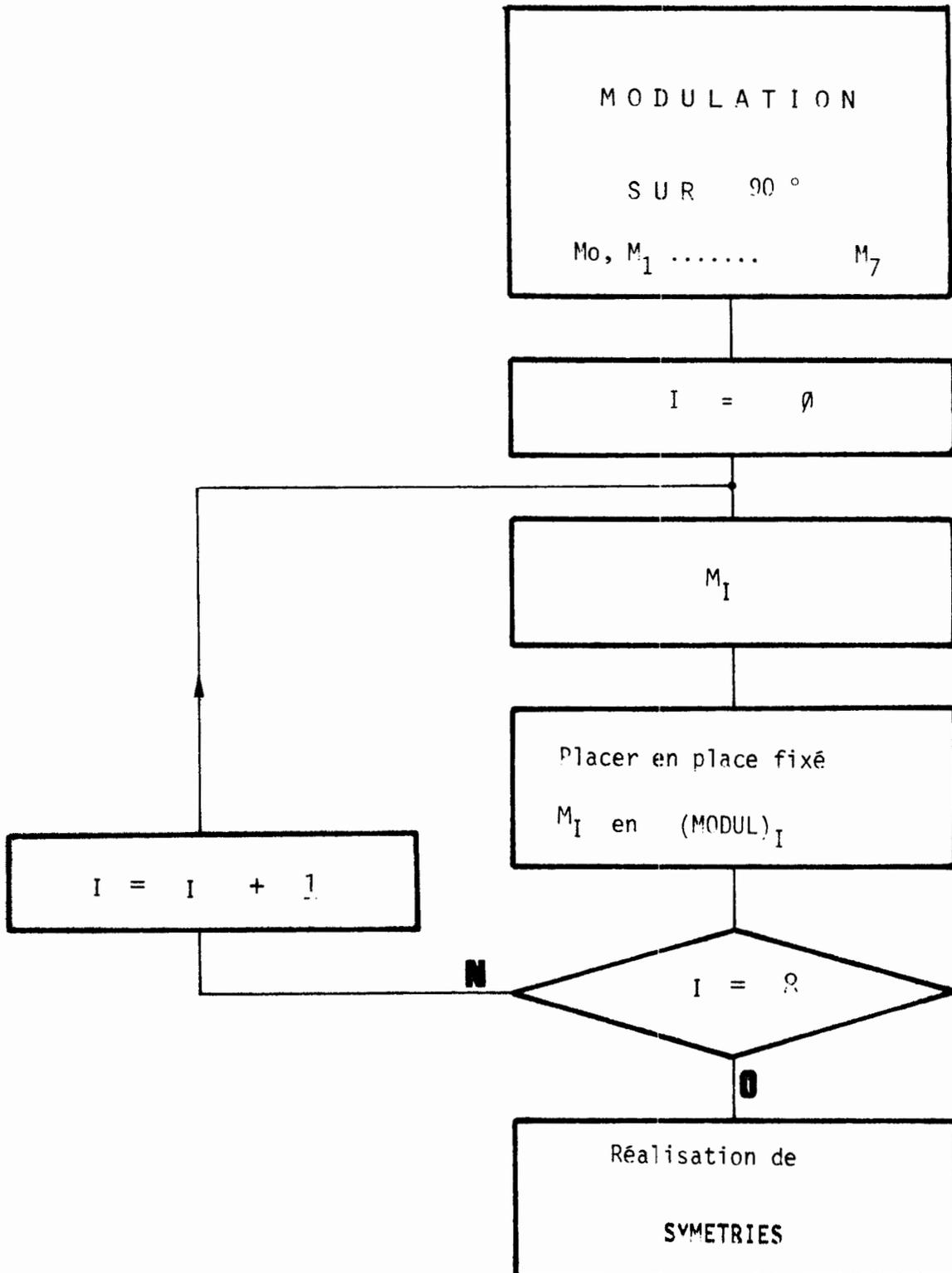
E400		ORG	§E400
E400	0001	DDRADD RMB	1
E401	0001	CRADD RMB	1
E402	0001	DDRMOD RMB	1
E403	0001	CRMOD RMB	1
E404	0001	DDRDEF RMB	1
E405	0001	CRDEF RMB	1
E406	0001	DDRCON RMB	1
E407	0001	CRCON RMB	1
8006		ORG	§8006
8006	0001	DDRPOS RMB	1
8007	0001	CRPOS RMB	1



```
*****  
* INITIALISATION *  
*****  
2800 7F E401 INIT CLR CRADD  
2803 7F E403 CLR CRMOD  
2806 7F E405 CLR CRDEF  
2809 7F E407 CLR CRCON  
280C 7F 8007 CLR CRPOS  
280F 86 FF LDAA #FF  
2811 B7 E400 STAA DDRADD  
2814 B7 E402 STAA DDRMOD  
2817 B7 E404 STAA DDRDEF  
281A B7 E406 STAA DDRCON  
281D 86 2C LDAA #2C  
281F B7 E403 STAA CRMOD  
2822 86 04 LDAA #04  
2824 B7 E401 STAA CRADD  
2827 B7 E407 STAA CRCON  
282A B7 8007 STAA CRPOS  
282D B7 E405 STAA CRDEF  
2830 7F 8006 CLR DDRPOS  
2833 86 F4 LDAA #F4  
2835 B7 E406 STAA DDRCON  
2838 39 RTS
```

III-2 - Chargement avec la modulation donnée "VMOD"

● Organigramme



● Programmation 6800

La modulation sur 90 degrés est donnée :

```
DMOD  FCB  $FF,$FF,$FF,$FF,$FF,$FF,$FF,$FF
NMOD1  FCB  $00,$1F,$FF,$C0,$7F,$FF,$FF,$FF
NMOD2  FCB  $00,$7F,$FF,$C1,$FF,$FF,$FF,$FF
NMOD3  FCB  $00,$FF,$FF,$C7,$FF,$FF,$FF,$FF
NMOD4  FCB  $07,$FF,$E7,$FF,$FF,$FF,$FF,$FF
```

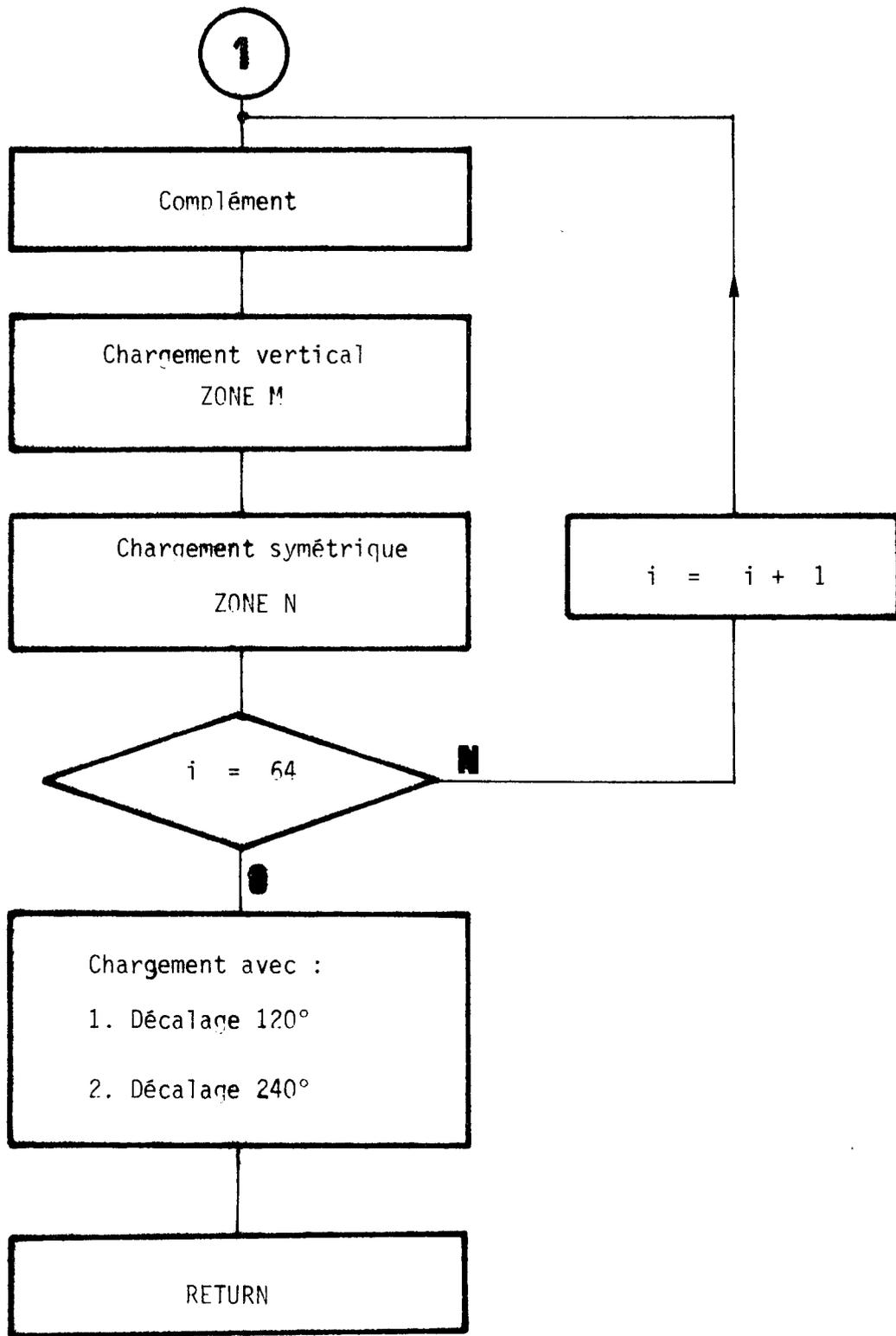
Dans le programme principal :

```
CE 4106      LDX  #DMOD
FF 4211      STX  RMOD
BD 29DA      JSR  VMOD
```

Sous programme "VMOD"

```
*****
*CHARGEMENT AVEC LA MODULATION DONNEE *
*****
29DA CE 4209 VMOD  LDX  #MODUL
29DD FF 4207      STX  RMODUL
29E0 FE 4211 LOT   LDX  RMOD
29E3 A6 00      LDAA 0,X
29E5 08          INX
29E6 FF 4211      STX  RMOD
29E9 FE 4207      LDX  RMODUL
29EC A7 00      STAA 0,X
29EE 08          INX
29EF FF 4207      STX  RMODUL
29F2 8C 4211      CPX  #MODUL+8
29F5 26 E9       BNE  LOT
29F7 BD 2839      JSR  RSYM
29FA 39          RTS
```





● Programmation 6800

```
*****  
* REALISATION SYMETRIES *  
*****  
2839 BF 4220 RSYM STS STP  
283C CE 4000 LDX ##4000  
283F FF 4217 STX ALY  
2842 CE 4209 LDX #MODUL  
2845 8E 407F LDS ##407F  
2848 7F 421D CLR POINT  
  
*  
284B A6 00 LOOP2 LDAA 0,X  
284D B7 4219 STAA MOD  
2850 FF 421A STX CONT1  
2853 7F 421C CLR CONT  
  
*  
2856 4F LOOP1 CLRA  
2857 78 4219 ASL MOD  
285A 89 00 ADCA #$00  
285C B7 421E STAA REG  
285F C6 FE LDAB #$FE  
2861 FE 4217 LDX ALY  
2864 E4 00 ANDB 0,X  
2866 F8 421E EORB REG  
2869 E7 00 STAB 0,X  
286B 37 PSHB  
286C 08 INX  
286D FF 4217 STX ALY  
2870 B6 421C LDAA CONT  
2873 7C 421C INC CONT  
2876 81 07 CMPA #$07  
2878 26 DC BNE LOOP1  
  
*  
287A FE 421A LDX CONT1  
287D 08 INX  
287E B6 421D LDAA POINT  
2881 7C 421D INC POINT  
2884 81 07 CMPA #$07  
2886 26 C3 BNE LOOP2  
2888 8E 40FF LDS ##40FF  
288B CE 4000 LDX ##4000  
  
*  
288E A6 00 LOOP3 LDAA 0,X  
2890 43 COMA  
2891 84 01 ANDA #$01  
2893 B7 421E STAA REG  
2896 C6 FE LDAB #$FE  
2898 E4 80 ANDB 128,X  
289A F8 421E EORB REG  
289D E7 80 STAB 128,X  
289F 37 PSHB  
28A0 08 INX  
28A1 8C 4040 CPX ##4040  
28A4 26 E8 BNE LOOP3  
28A6 BE 4220 LDS STP  
28A9 CE 4000 LDX ##4000  
28AC FF 4213 STX R1  
28AF FF 4215 STX R2
```

```

*
28B2 FE 4213 LOOP41 LDX R1
28B5 A6 00 LDAA 0,X
28B7 84 01 ANDA #$01
28B9 48 ASLA
28BA B7 421E STAA REG
28BD 86 FD LDAA #$FD
28BF B7 421F STAA KAMAL
28C2 08 INX
28C3 FF 4213 STX R1
28C6 BD 294C JSR HAIT
28C9 B6 4214 LDAA R1+1
28CC 81 AB CMPA #$AB
28CE 27 03 BEQ XXX
28D0 7E 28B2 JMP LOOP41
28D3 CE 4000 XXX LDX #$4000
28D6 FF 4215 STX R2

```

```

*
28D9 FE 4213 LOOP42 LDX R1
28DC A6 00 LDAA 0,X
28DE 84 01 ANDA #$01
28E0 48 ASLA
28E1 B7 421E STAA REG
28E4 86 FD LDAA #$FD
28E6 B7 421F STAA KAMAL
28E9 08 INX
28EA FF 4213 STX R1
28ED BD 295D JSR HAIT1
28F0 B6 4214 LDAA R1+1
28F3 4A DECA
28F4 81 FF CMPA #$FF
28F6 26 E1 BNE LOOP42
28F8 CE 4000 LDX #$4000
28FB FF 4213 STX R1
28FE FF 4215 STX R2

```

```

*
2901 FE 4213 LOOP51 LDX R1
2904 A6 00 LDAA 0,X
2906 84 01 ANDA #$01
2908 48 ASLA
2909 48 ASLA
290A B7 421E STAA REG
290D 86 FB LDAA #$FB
290F B7 421F STAA KAMAL
2912 08 INX
2913 FF 4213 STX R1
2916 BD 296E JSR HABA
2919 B6 4214 LDAA R1+1
291C 81 55 CMPA #$55
291E 27 03 BEQ XXX1
2920 7E 2901 JMP LOOP51
2923 CE 4000 XXX1 LDX #$4000
2926 FF 4215 STX R2

```

```

*
2929 FE 4213 LOOP52 LDX R1
292C A6 00 LDAA 0,X
292E 84 01 ANDA #$01
2930 48 ASLA
2931 48 ASLA
2932 B7 421E STAA REG
2935 86 FB LDAA #$FB
2937 B7 421F STAA KAMAL
293A 08 INX
293B FF 4213 STX R1
293E BD 297F JSR HABA1
2941 B6 4214 LDAA R1+1
2944 4A DECA
2945 81 FF CMPA #$FF
2947 26 E0 BNE LOOP52
2949 7E 2990 JMP INSF

```

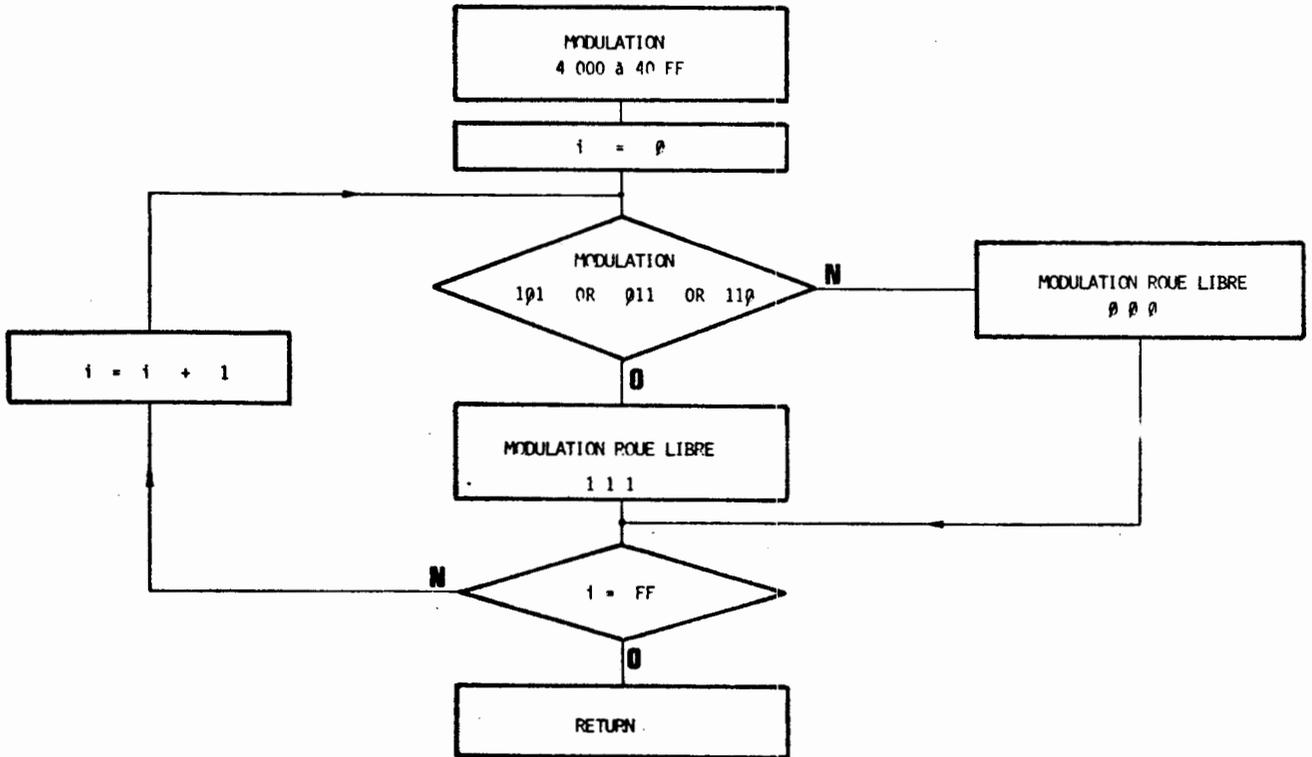
```

**
294C FE 4215 HAIT LDX R2
294F E6 55 LDAB $55,X
2951 F4 421F ANDB KAMAL
2954 F8 421E EORB REG
2957 E7 55 STAB $55,X
2959 7C 4216 INC R2+1
295C 39 RTS
295D FE 4215 HAIT1 LDX R2
2960 E6 00 LDAB 0,X
2962 F4 421F ANDB KAMAL
2965 F8 421E EORB REG
2968 E7 00 STAB 0,X
296A 7C 4216 INC R2+1
296D 39 RTS
296E FE 4215 HABA LDX R2
2971 E6 AB LDAB $AB,X
2973 F4 421F ANDB KAMAL
2976 F8 421E EORB REG
2979 E7 AB STAB $AB,X
297B 7C 4216 INC R2+1
297E 39 RTS
297F FE 4215 HABA1 LDX R2
2982 E6 00 LDAB 0,X
2984 F4 421F ANDB KAMAL
2987 F8 421E EORB REG
298A E7 00 STAB 0,X
298C 7C 4216 INC R2+1
298F 39 RTS
2990 01 INSF NOP
2991 39 RTS

```

III-4 - Modulation roue libre "COURC"

• Organigramme

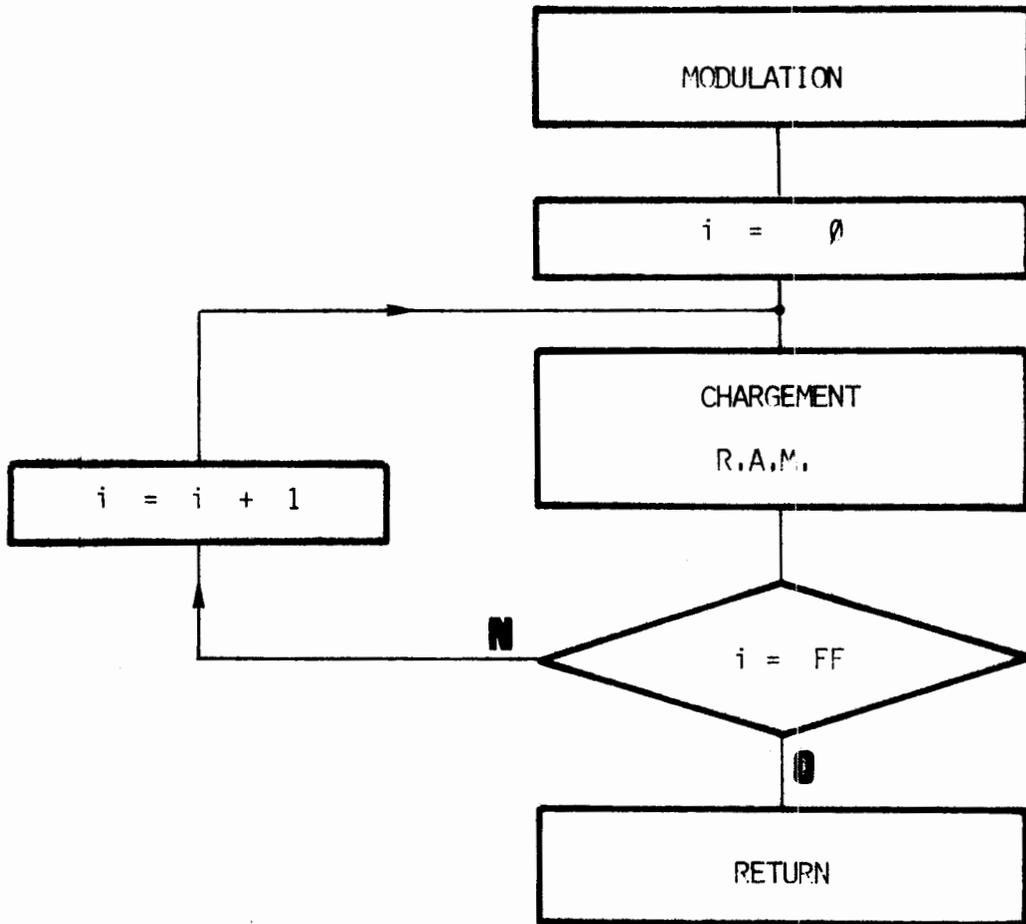


● Programmation 6800

```
*****  
* ROUE LIBRE *  
*****  
2992 CE 4000 COURC LDX  #$4000  
2995 A6 00 TEST LDAA 0,X  
2997 B7 4222 STAA MDL  
299A 74 4222 LSR MDL  
299D 24 10 BCC X1  
299F 74 4222 LSR MDL  
29A2 24 03 BCC X0  
29A4 7E 29B9 JMP M1  
29A7 74 4222 X0 LSR MDL  
29AA 24 1E BCC M0  
29AC 7E 29B9 JMP M1  
29AF 74 4222 X1 LSR MDL  
29B2 24 16 BCC M0  
29B4 74 4222 LSR MDL  
29B7 24 11 BCC M0  
29B9 E6 00 M1 LDAB 0,X  
29BB CA F8 ORAB  #$F8  
29BD C4 3F ANDB  #$3F  
29BF E7 00 STAB 0,X  
29C1 08 INX  
29C2 8C 4100 CPX  #$4100  
29C5 26 CE BNE TEST  
29C7 7E 29D8 JMP STOP  
29CA E6 00 M0 LDAB 0,X  
29CC CA F8 ORAB  #$F8  
29CE C4 07 ANDB  #$07  
29D0 E7 00 STAB 0,X  
29D2 08 INX  
29D3 8C 4100 CPX  #$4100  
29D6 26 BD BNE TEST  
29D8 01 STOP NOP  
29D9 39 RTS
```

III-5 - Chargement des mémoires "CRAM", "PERM"

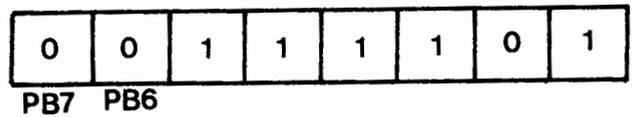
● Organigramme



● Programmation 6800

1. CRAM

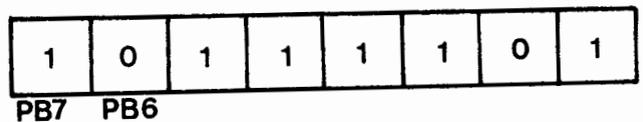
```
*****  
*CHARGEMENT R.A.M.1 *  
*****  
29FB CE 4000 CRAM LDX  $$4000  
29FE C6 00 LDAB  $$00  
2A00 F7 E400 LOOP7 STAB DDRADD  
2A03 A6 00 LDAA  0,X  
2A05 B7 E402 STAA  DDRMOD  
2A08 B7 4224 STAA  COMD2  
2A0B 08 INX  
2A0C 5C INCB  
2A0D 8C 4100 CPX   $$4100  
2A10 26 EE BNE   LOOP7  
2A12 39 RTS
```



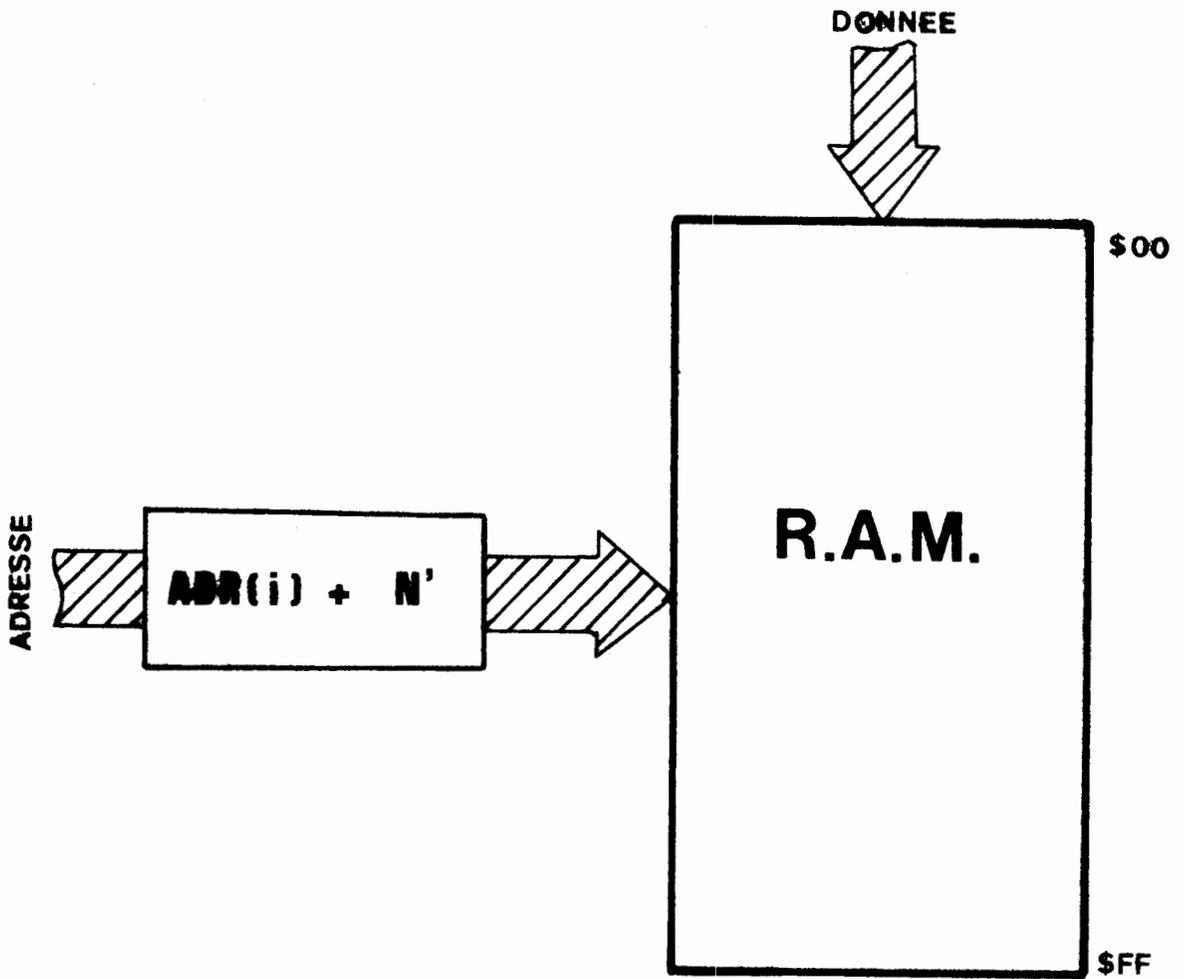
\*

2. PERM

```
*****  
*PERMUTATION (CHARGEMENT R.A.M.2) *  
*****  
2A13 CE 4000 PERM LDX  $$4000  
2A16 C6 00 LDAB  $$00  
2A18 F7 E400 LOOP8 STAB DDRADD  
2A1B A6 00 LDAA  0,X  
2A1D 88 80 EDRA  $$80  
2A1F B7 E402 STAA  DDRMOD  
2A22 B7 4223 STAA  COMD1  
2A25 08 INX  
2A26 5C INCB  
2A27 8C 4100 CPX   $$4100  
2A2A 26 EC BNE   LOOP8  
2A2C 39 RTS
```



● Principe de chargement R.A.M.



III-6 - Dialogue avec le microprocesseur "DIAL"

```
*****  
*DIALOGUE *  
*****  
2A33 0A      DIALOG FCB  $0A,0D  
2A35 44      FCC      /DEMARAGE ? TAPER "D"/  
      2A49      FINDIA EQU  *  
2A49 01      DIAL    NOP  
2A4A CE 2A33 DEMAR  LDX  #DIALOG  
2A4D A6 00    DEMM   LDAA  0,X  
2A4F BD E108   JSR    OUTCH  
2A52 08      INX  
2A53 8C 2A49   CPX    #FINDIA  
2A56 26 F5     BNE    DEMM  
2A58 86 00    DEH    LDAA  #0  
2A5A B7 A00C   STAA  $A00C  
2A5D BD E11F   JSR    INCH  
2A60 81 44     CMPA  #'D  
2A62 26 E6     BNE    DEMAR  
2A64 39      RTS
```

/DEMARAGE ? TAPER "D"/

Pour démarrer la machine, il faut taper "D".

III-7 - Débloccage "DEBL"

Contrôle microprocesseur

PB0 = 0

PB1 = 1

PB2 = 1

PB3 = 1

```
*****  
*DEBLOCAGE *  
*****  
2A2D 86 FE    DEBL  LDAA  #$FE  
2A2F B7 E406   STAA  DDRCON  
2A32 39      RTS
```



- BIBLIOGRAPHIE -

---

- [1] - M. LAJOIE-MAZENC et B. TRANNOY - "Quelques aspects de l'étude du remplacement du collecteur par un commutateur statique"  
R.G.E. n° 9 - Septembre 1972
- [2] - M. LAJOIE-MAZENC - "Contribution à l'étude de la commutation statique et à la conception de nouvelles structures de machines électriques"  
Thèse de Docteur ès Sciences - Toulouse - 7 juillet 1969
- [3] - M. GRANDPIERRE - M. LAJOIE-MAZENC et J. HECTOR - "Fully digital device for synchronous speed drive control"  
I.E.E.E. I.A.S. pp. 774-779 - October 1979
- [4] - CONUMEL 80 - "Colloque international sur la commande et la régulation numériques des machines électriques"  
Lyon - 28-30 avril 1980 - Textes des conférences
- [5] - P.C. SEN - J.C. TREZISE et M. SACK - "Microprocessor control of an induction motor with flux regulator"  
I.E.E.E. vol. IECI-28 - n° 1 - February 1981
- [6] - B.W WILLIAMS - "Microprocessor control of DC 3-phase thyristor inverter-circuits"  
I.E.E.E. Vol IECI-27 - n° 3 - August 1980
- [7] - S.B. DEWAN and A. MIRBOD - "Microprocessor-based optimum control four quadrant chopper"  
I.E.E.E. vol. IA-17 - n° 1 - January/February 1981
- [8] - S.J. LUKAS - "Microprocessor control of a d.c. drive"  
Proceedings I.E.E.E. 1979 - IAS Annu. Meet., pp. 881-885
- [9] - H. LE-HUY - R. PERRET - D. ROYE - "Microprocessor control of a current fed synchronous motor drive"  
I.E.E.E. I.A.S. pp; 873-880 - October 1979
- [10] - D. KOLLENSPERGER - "Le moteur synchrone alimentée par convertisseur statique et autopiloté"  
Revue Siemens 26, n° 5 - 1968

- [11] - R.J. PARK - "Two reaction theory of synchronous machines, pt. I : generalised methode of analysis"  
AIEE - Trans. vol. 48, p. 716-730 - July 1929
- [12] - D.A. GRANT - "Technique for pulse dropping in pulse-width modulated inverters"  
I.E.E. Proc. vol. 128, Pt. B. n° 1, January 1981
- [13] - BANSAL and U.M. RAO - "Evaluation of p.w.m. inverter schemes"  
Proc. I.E.E. vol. 125, n° 4, april 1978
- [14] - HOULDSWORTH and ROSINK - "Introduction to PWM speed control system for 3-phase AC motors  
Electronic components and applications, vol. 2, n° 2, february 1980
- [15] - S. PATEL and G. HOFT - "Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : Part I - Harmonic elimination".  
I.E.E.E. Trans. vol IA-9, n° 3, may/june 1974
- [16] - S. PATEL and G. HOFT - "Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : Part II - Voltage control techniques"  
I.E.E.E. Trans. vol IA-10, n° 5, September/october 1974
- [17] - G.K. CREIGHTON - I.R. SMITH and A.F. MERGEN - "Loss minimisation in 3-phase induction motors with p.w.m. inverter supplies"  
Electronic power application, october 1979, vol. 2, n° 5
- [18] - GIUSEPPE S. BUJA and B. INDRI - "Optimal pulse with modulation for feeding AC motors"  
I.E.E.E. Trans. vol. IA-13, n° 1, January/february 1977
- [19] - A.K. LOTFY - "Mise en oeuvre d'une modulation variable destinée à l'alimentation d'une machine synchrone autopilotée"  
Rapport de D.E.A. d'Electrotechnique - I.N.P. Toulouse - Juin 1979
- [20] - G. PRADEL - "Système temps réel à microprocesseur pour la commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension"  
Thèse Conservatoire National des Arts et Métiers (C.N.A.M.) 26 mai 1981

- [21] - MOTOROLA  
 "M 6800 Microprocessor Application Manual" 1975  
 "M 6800 Microprocessor Programming Manual" 1975  
 "PDS User's Guide, Motorola INC 1977
  
- [22] - D. QUEYSSAC - "Understanding microprocessors"  
 Motorola 1976
  
- [23] - B.J. CHARMERS, K. PACEY and J.P. GIBSON  
 "Brushless d.c. traction drive"  
 Proceedings I.E.E. vol. 122, n° 7, July 1975
  
- [24] - P.R. ADBY and M. DEMPSTER - "Introduction to optimization methods"  
 Chapman and Hall mathematics series
  
- [25] - S.S. RAO - "Optimization theory and applications"  
 Wiley Eastern Limited 1979
  
- [26] - S. ASTIER - "Contribution à la recherche de critères d'adaptation  
 des machines excitées par aimants permanents à l'alimentation par  
 convertisseur statique"  
 Thèse de Docteur-Ingénieur - INP - Toulouse - Octobre 1979
  
- [27] - H. FOCH - M. LAJOIE-MAZENC - "Alimentation d'une machine synchrone  
 à aimants par un onduleur à transistors"  
 Article de revue (à paraître)
  
- [28] - H. FOCH - "Alimentation en tension des machines asynchrones à vitesse  
 variable"  
 R.G.E. Avril 1978 - t. 87 - n°4
  
- [29] - H. LE-HUY - "A microprocessor-controlled pulse width modulated  
 inverter"  
 Industrial Applications of microprocessors, March 20-22, 1978
  
- [30] - GUDZENKO A.B. et SMOTROV E.A. - "Un entraînement principal à  
 convertisseur à modulation de largeur d'impulsions pour machine  
 outil à commande numérique"  
 Electrotekhnika - S.S.S.R. n° 9 - 1975

- [31] - S. SONE and Y. HORI - "Microprocessor-based universal thyristor switch and its application to a PWM : inverter for traction"  
I.E.E.E. vol. IECI-28, n°2, may 1981
  
- [32] - J. MURPHY - L. HOWARD and R. HOFT - "Microprocessor control of a P.W.M. inverter induction motor drive"  
I.E.E.E. Conference, june 1979, San Diego, California
  
- [33] - MATOUKA M.F. - "Read-only memory (ROM) trigger generator for phase-controlled cycloconverters"  
I.E.E.E. Trans. IECI, vol. 25, n° 2, 1978

---

D E C I S I O N

Le Président de l'Institut National Polytechnique de TOULOUSE

VU les dispositions de l'article 11 de l'arrêté du 16 avril 1974  
sur le DIPLOME DE DOCTEUR-INGENIEUR

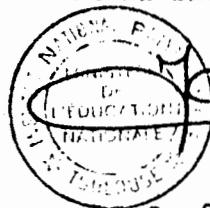
VU le rapport de thèse établi par un des membres du jury

AUTORISE Monsieur LOTFY Aly Kamal

à présenter une thèse en soutenance pour l'obtention du DIPLOME  
de DOCTEUR-INGENIEUR devant un jury composé de :

M. TRANNOY,	Professeur à l'I.N.P.T.	)	Président
M. COSTES,	Professeur à l'I.N.P.T.	)	
M. GRANDPIERRE,	Assistant à l'I.N.P.T.	)	Membres
M. LAGRELETTE,	Ingénieur à la Société BRONZAVIA à COURBEVOIE	)	
M. LAJOIE-MAZENC,	Maître de Recherche au C.N.R.S.	)	
M. SURCHAMP,	Directeur de Recherche au C.N.R.S.	)	

A TOULOUSE, le 11 septembre 1981  
Le Président de l'I.N.P.T.



Professeur J. NOUGARO

