

THESE

18 / 86

PRESENTEE A :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :

Lazhari NEZLI

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES

SUJET

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE
DU FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE
SYNCHRONE AUTOPILOTEE

Soutenu publiquement le 12 Octobre 1986 devant la Commission d'Examen

Membres du JURY :

Président

M. M. BENDAOU

Directeur de Thèse

M. K. MOUMEN

Examineurs

M. Z BARSKI

M. A. BOUBAKEUR

M. A. MAAZI

THESE

PRESENTÉE A :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :

Lazhari NEZLI

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : **MACHINES**

SUJET

**ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE
DU FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE
SYNCHROME AUTOPILOTEE**

Soutenue publiquement le 12 Octobre 1986 devant la Commission d'Examen

Membres du JURY :

Président

M. M. BENDAOU

Directeur de Thèse

M. K. MOUMEN

Examineurs

M. Z BARSKI

M. A. BOUBAKEUR

M. A. MAAZI

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique sous la direction de Monsieur Kamal MOUMEN à qui je présente ici l'expression de ma profonde gratitude pour tous les encouragements qu'il a su apporter pendant toute la durée de ce travail et pour les nombreuses discussions fructueuses que nous avons eues.

Je remercie vivement Monsieur M. BENDAOU, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie Haouati Boumédiène, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le Jury d'Examen.

Mes sincères remerciements vont également à :

- Monsieur Z. BARSKI Professeur à l'E.N.P.
- Monsieur A. BOUBAKEUR Chargé de Cours à l'E.N.P.
- Monsieur A. MAAZI Chargé de Cours à l'E.N.P.

pour l'honneur qu'ils me font en participant à ce Jury.

Pour m'avoir réservé un bon accueil, dans le Laboratoire d'Electrotechnique qu'il dirige, lors d'un stage de courte durée, et pour les encouragements et les conseils qu'il m'a prodigués, j'exprime mes profonds remerciements à Monsieur R. PERRET, Professeur à l'N.P. G. (Grenoble; France).

Je ne peux manquer de remercier sincèrement et chaleureusement tous les Collègues et Amis du Département de Génie Electrique et particulièrement Messieurs B. HEMICI et M. O. MAHMOUDI, pour l'ambiance amicale qu'ils ont su créer et les idées fructueuses que nous avons échangées.

A ma famille

NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I: DESCRIPTION et PRINCIPE de FONCTIONNEMENT de la MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE

1/ INTRODUCTION	P. 9
2/ DESCRIPTION de la MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE ALIMENTEE en COURANT	9
3/ PRINCIPE de FONCTIONNEMENT	9
3.1 Fonctionnement autosynchrone (commutation naturelle)	12
3.2 Fonctionnement au démarrage (commutation forcée)	13
4/ COMMANDE	15
4.1 Commande du redresseur	15
4.2 Commande du commutateur de courant	15
5/ CONCLUSION	16

Chapitre II: MODELISATION

1/ INTRODUCTION	18
2/ MODELE de la MACHINE SYNCHRONNE	18
3/ SIMULATION du FONCTIONNEMENT de la M.S.A. ALIMENTEE par une SOURCE à COURANT CONSTANT	21
3.1 Etablissement des équations électriques	22
3.1.1 cas de la machine avec amortisseurs	22
3.1.2 cas de la machine sans amortisseurs	24
4/ SIMULATION GLOBALE	25
4.1 Etablissement des équations électriques pour les différents modes de conduction	25
4.1.1 équations du MODE 0	26
4.1.2 équations du MODE 2	26
4.1.3 équations du MODE 3	27

4.1.4	<i>remarque</i>	p.	28
4.2	Définition des paramètres de la machine		28
4.3	Etablissement de l'équation mécanique		29
5/	MODELE du CONVERTISSEUR		30
6/	MODELE du REGULATEUR		32
7/	CONCLUSION		32

Chapitre III : SIMULATION du FONCTIONNEMENT en REGIME PERMANENT de la MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

1/	INTRODUCTION		35
2/	ANGLE de RETARD d'ALLUMAGE de l'ONDULEUR		35
3/	SIMULATION NUMERIQUE du FONCTIONNEMENT en RE- GIME PERMANENT du SYSTEME PONT ONDULEUR - MA- CHINE SYNCHRONE		39
3.1	Résolution des systèmes d'équations différentielles		39
3.1.1	<i>obtention de $[L]^{-1}$</i>		39
3.1.2	<i>mode de conduction à 2thyristors (MODE 2)</i>		42
3.1.3	<i>mode de conduction à 3thyristors (MODE 3)</i>		42
3.1.4	<i>cas de la machine sans amortisseurs</i>		43
3.2	L'équation mécanique		44
4/	L'ALGORITHME		44
5/	CONCLUSION		45

Chapitre IV : SIMULATION du FONCTIONNEMENT du SYSTEME GLOBAL

1/	INTRODUCTION		48
2/	METHODE de SIMULATION GLOBALE		48
3/	APPLICATION de la METHODE au SYSTEME ETUDIE		50

3.1	Le système continu	p. 50
3.2	L'interface	51
3.3	L'automate	51
3.3.1	<i>les entrées de l'automate</i>	52
3.3.2	<i>les sorties de l'automate</i>	53
4/	CONSTRUCTION de SIMULATION	54
4.1	Module 1	54
4.2	Module 2	55
4.3	Module 3	55
4.4	Module 4	55
5/	REMARQUES sur la FORME COMPATIBLE aux CALCULS NUMERIQUES des EQUATIONS DIFFERENTIELLES RE- GISSANT le FONCTIONNEMENT du SYSTME	56
6/	CONCLUSION	60

Chapitre V : RESULTATS ; COMMENTAIRES et EXPLOITATION

1/	INTRODUCTION	62
2/	CARACTERISTIQUES du SYSTEME ETUDIE	62
3/	ETUDE de l'ANGLE de COMMUTATION (en fonction de la vitesse)	64
4/	ETUDE du l'ANGLE de COMMANDE ϕ (en fonction de I_c)..	65
5/	ETUDE du FONCTIONNEMENT en REGIME PERMANENT ..	71
5.1	Cas de la machine avec amortisseurs	71
5.2	Cas de la machine sans amortisseurs	78
6/	ETUDE par SIMULATION NUMERIQUE du SYSTEME GLOBAL	80
6.1	Différentes stratégies de démarrage	80
6.2	Etude avec introduction de la régulation de vitesse	93
	CONCLUSION GENERALE	96

ANNEXES

A - I	p. 101
A - II	105
A - III	112

BIBLIOGRAPHIE	113
----------------------------	------------

NOTATIONS

- v_a, v_b, v_c : tensions instantanées des phases de la machine.
- i_a, i_b, i_c : courants instantanés des phases de la machine.
- ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c : flux instantanés de la machine.
- v_f : tension d'excitation.
- U_{red} : tension redressée (sortie redresseur).
- i_f : courant d'excitation.
- $i_D (i_Q)$: courant d'amortisseur d'axe longitudinal (transversal).
- $I_c (I_c)$: courant redressé constant (variable).
- i : courant de commutation.
- $\omega_1 (\omega_2)$: pulsation du secteur (du commutateur).
- Ω : vitesse de rotation de la machine.
- θ : angle électrique.
- $\Gamma_e (\Gamma_r)$: couple électromagnétique (couple résistant).
- J : moment d'inertie des parties tournantes.
- $d(q)$: axe direct (en quadrature).
- L_{ao} : partie constante des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les circuits rotoriques f, D et Q.
- L_f : inductance du circuit d'excitation.
- $L_D (L_Q)$: inductance d'amortisseur direct (en quadrature).
- $L_d (L_q)$: inductance synchrone longitudinale (transversale).
- $L_d'' (L_q'')$: inductance subtransitoire longitudinale (transversale).
- L_d' : inductance transitoire.
- T_d'' : constante de temps subtransitoire longitudinale.
- T_{do}' : constante de temps de l'inducteur, induit ouvert sans amortisseurs.

- T''_{q0} : constante de temps d'amortisseur en quadrature, induit ouvert.
- T_{Kdo} : constante de temps des amortisseurs, induit et inducteur ouverts.
- T_{Kd0} : constante de temps des amortisseurs, induit et inducteur en court-circuit.
- ϕ : angle de commande du commutateur de courant (imposé par le capteur de position).
- α_2 : angle de retard à l'allumage de l'onduleur (commutateur de courant) par rapport à la tension statorique.
- α_p : angle de retard à l'allumage par rapport à la force contre électromotrice.
- μ : angle de commutation.
- δ : angle de garde.

INTRODUCTION

Le développement de l'électronique de puissance, dans les dernières années, a donné naissance à des convertisseurs statiques à fréquence variable. L'utilisation de ces convertisseurs pour l'alimentation des moteurs à courant alternatif a rendu possible l'entraînement polyphasé à vitesse variable, avec un bon réglage de cette dernière.

Les applications de l'entraînement par moteur, à courant alternatif, commandé par l'intermédiaire de convertisseurs statiques appropriés, se trouvent dans le domaine où l'entraînement avec moteur à courant continu ne peut plus entrer en ligne de compte.

Ce dernier cas tient aux limites d'utilisation du moteur à collecteur mécanique. Ces limites concernent la valeur maximale du courant à commuter entre deux lames, la vitesse périphérique et l'environnement de la machine qui peut être explosif ou corrosif ou poussiéreux.

Parmi les systèmes d'entraînement triphasé à convertisseur, le moteur synchrone autopiloté est souvent utilisé dans le domaine des fortes puissances.

Les dispositifs permettant la commande de cette machine, pour ce fonctionnement autopiloté, sont, du point de vue économique, très intéressants (même ordre de coût que ceux utilisés pour le moteur à courant continu à ponts redresseurs tête-bêche).

Cette particularité tient au fait que les convertisseurs utilisés sont à commutations naturelles.

Un préalable à la bonne maîtrise d'un tel processus complexe (M. S.A.) passe nécessairement par une étude analytique approfondie.

Une telle analyse, vu l'interaction de plusieurs phénomènes physiques et le nombre important de paramètres caractérisant l'état de fonctionnement du processus, ne peut se faire sans l'assistance d'un ordinateur.

Le but de notre travail est de faire l'étude, par simulation numérique, du fonctionnement d'une machine synchrone alimentée en courant par l'intermédiaire d'un groupe redresseur-onduleur statique. Cette étude est faite avec l'analyse des effets de certains paramètres et l'examen de certaines variantes de commande du commutateur de courant.

Le présent rapport comprend cinq chapitres se présentant de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à la description du montage étudié. Celui-ci, dans sa version la plus simple (donc la plus économique), est constitué essentiellement d'un pont redresseur, d'un commutateur de courant non autonome et du moteur synchrone.

Le deuxième chapitre établit la modélisation du processus en utilisant la configuration diphasée équivalente. Cette modélisation comprend plusieurs modèles mathématiques. Chaque modèle représente le système pour un état spécifique de fonctionnement (état de conduction du commutateur de courant).

Le type de régulation utilisée est présenté.

Pour tester la validité de la modélisation, des relevés expérimentaux, réalisés à cette fin, sont présentés et comparés aux résultats homologues obtenus par simulation dans le dernier chapitre.

Le troisième chapitre met en œuvre la simulation numérique du fonctionnement en régime permanent. La machine est supposée alimentée par un courant constant (inductance de lissage assez grande).

L'algorithme utilisé pour la simulation tient compte de toutes les spécificités des modèles et du fonctionnement afin de réduire, au mieux possible, le volume de calcul.

Le quatrième chapitre, similaire au troisième, fait place, en ce qui le concerne, à la mise en œuvre d'algorithmes traitant du fonctionnement global du système, introduisant les transitoires de fonctionnement.

Sont inclus les régulateurs de vitesse et de courant.

Le cinquième chapitre présente les différents résultats:

- variations temporelles des grandeurs telles que la vitesse; les courants; le couple; ...
- effets de certains paramètres ou des stratégies de com-

mande du commutateur de courant:

- amortisseurs
- variantes de conduite de l'angle de commande du commutateur de courant.

De l'examen de ces résultats, des conclusions significatives sont tirées et des indications sur des améliorations possibles du fonctionnement (en fonction du cahier des charges) sont données.

L'intérêt de regrouper la globalité de nos résultats dans un même chapitre se représente dans la synthèse rapide que peut se faire un utilisateur (ou plus généralement un lecteur) de notre mémoire.

CHAPITRE 1

DESCRIPTION et PRINCIPE de FONCTIONNEMENT

de la MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

I-1 INTRODUCTION

Comme signalé dans l'Introduction Générale, une préférence, justifiée par l'aspect économique et l'aspect simplicité, est faite pour un type d'association convertisseur statique - machine synchrone.

Dans ce chapitre nous examinons le principe de fonctionnement d'un tel système.

- Deux régimes y sont considérés:
- régime en commutation naturelle,
- régime en commutation forcée (démarrage et faibles vitesses).

I-2 DESCRIPTION de la MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE en COURANT

La machine synchrone autopilotée (ou "autosynchrone") est un dispositif à vitesse variable. La fréquence de l'alimentation délivrée par le convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation. Cet asservissement assure le synchronisme pour toute condition de fonctionnement.

Le convertisseur statique est constitué de deux ponts de Greatz triphasés, couplés par un circuit intermédiaire à courant continu, comprenant une inductance de lissage (fig. I.1).

Le pont côté réseau (P_1) fonctionne en redresseur et alimente en courant continu le pont P_2 , côté machine. La tension du réseau assure la commutation naturelle du pont P_1 .

Le pont côté machine (P_2) joue le rôle d'un commutateur de courant. Il commute le courant continu périodiquement d'une phase à une autre de la machine. Il crée ainsi un système de courants triphasé (fig. I.2). La commutation de P_2 est assurée par les tensions aux bornes de la machine.

I-3 PRINCIPE de FONCTIONNEMENT

Pour l'explication du principe de fonctionnement d'une machine synchrone autopilotée, nous considérons le cas simple d'une machine à deux pôles (fig. I.3).

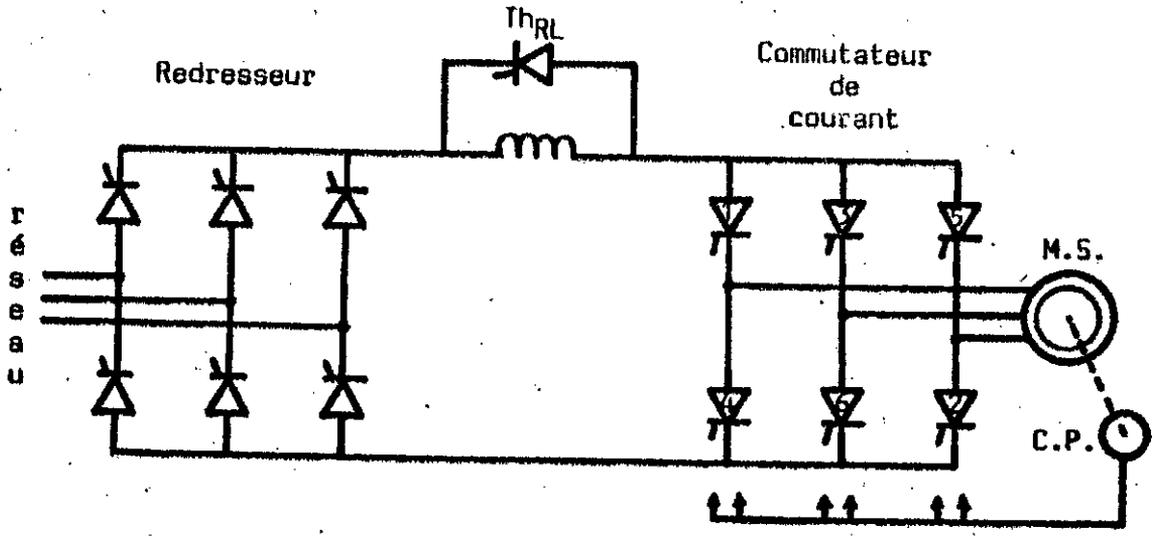
Nous supposons un fonctionnement en régime permanent, avec une alimentation à courant continu parfaitement lissé (inductance de lissage suffisamment grande).

Le courant, convenablement injecté dans les phases de la machine de façon à obtenir un courant triphasé, créera un champ tournant dans l'entrefer et, par conséquent, un couple moteur.

Le capteur de position assure la séquence d'aiguillage du courant dans les phases de la machine.

Un tour complet du flux tournant nécessite six étapes ($n \times 6$ étapes dans le cas de n paires de pôles).

La figure (I.3a) donne une représentation de chacune de ces six étapes en indiquant, à la fois, les phases alimentées, la position du vecteur flux statorique et le déplacement du vecteur flux rotorique.



Th_{RL} : thyristor de roue libre
C.P. : capteur de position

Figure I.1 : schéma de principe de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant

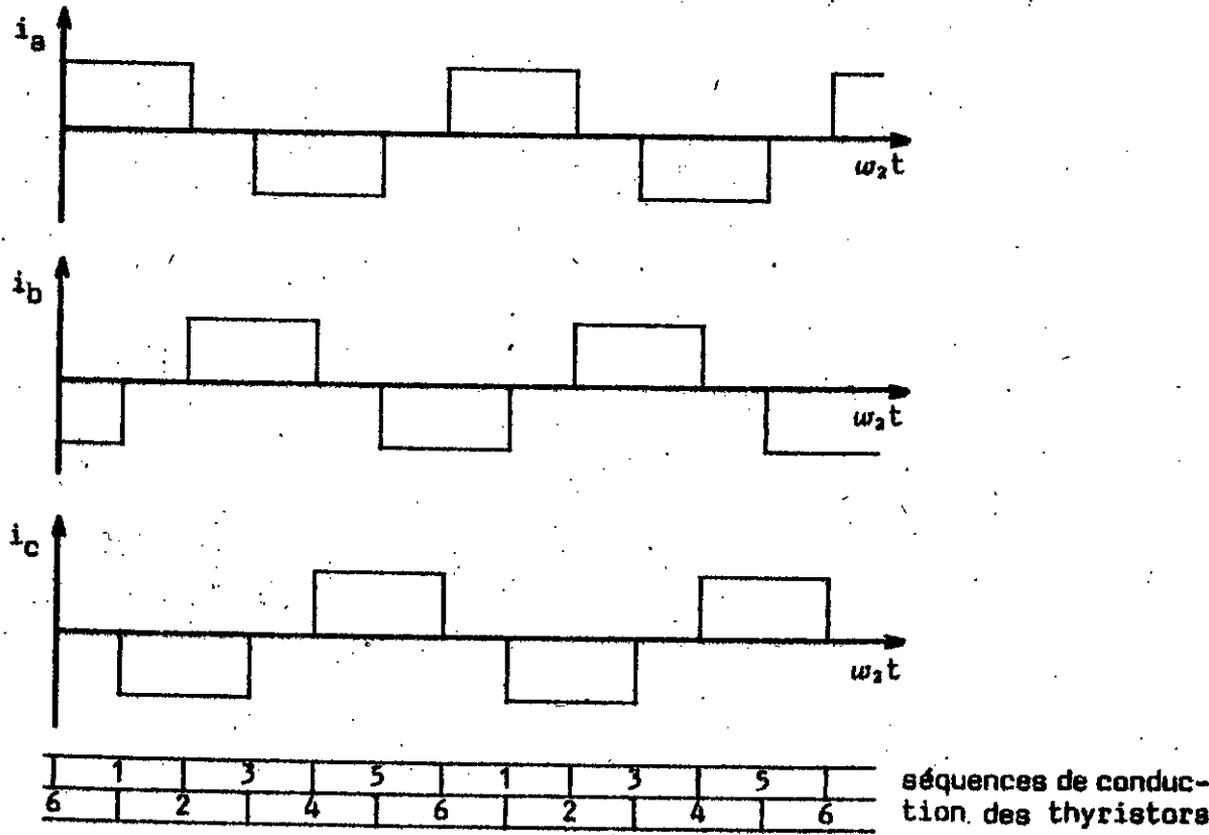


Figure I.2 : forme des courants de phases, en commutation naturelle (commutation idéale)

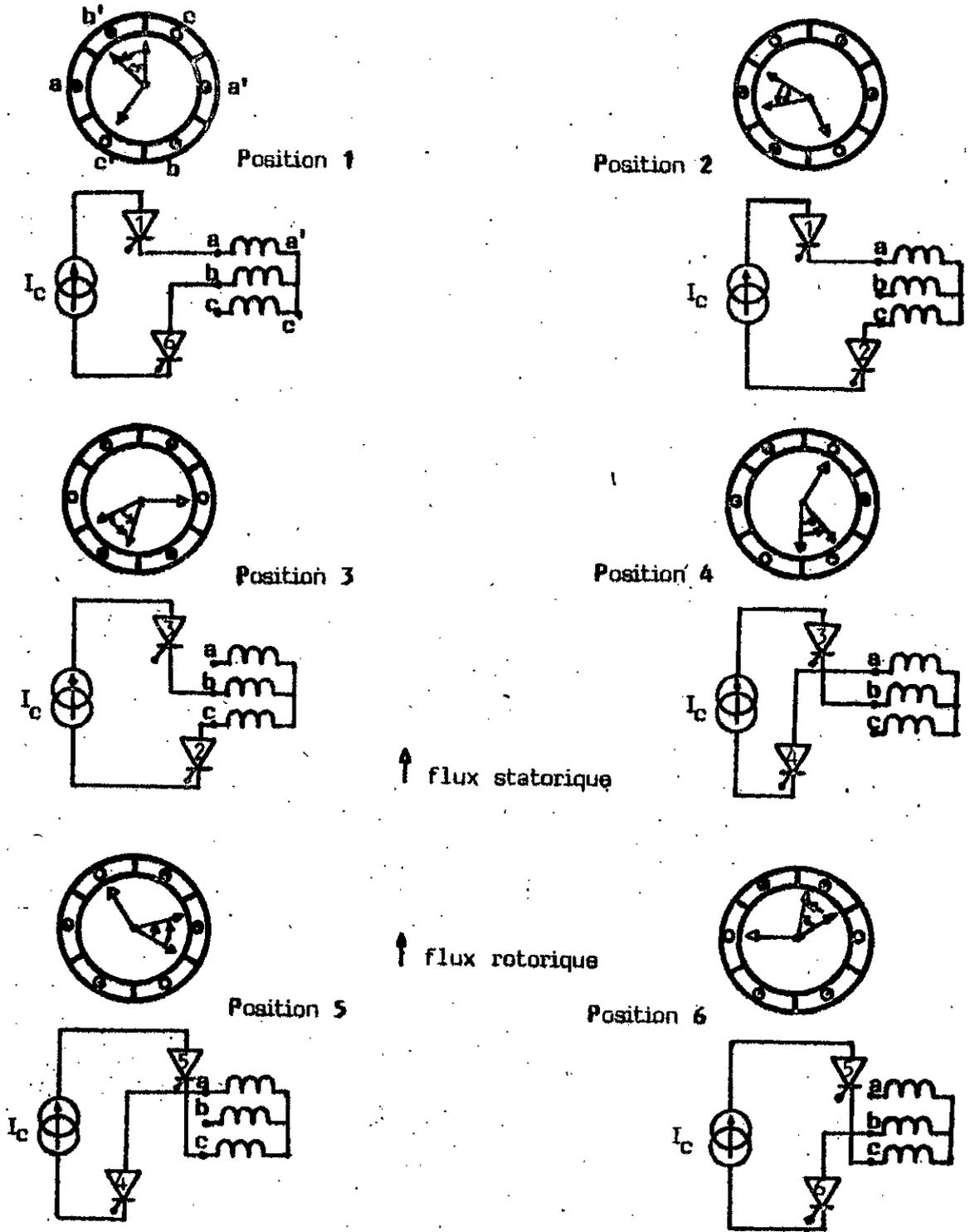


Figure I.3a : correspondance entre les états d'alimentation des enroulements statoriques et les positions et déplacements des flux statorique et rotorique.

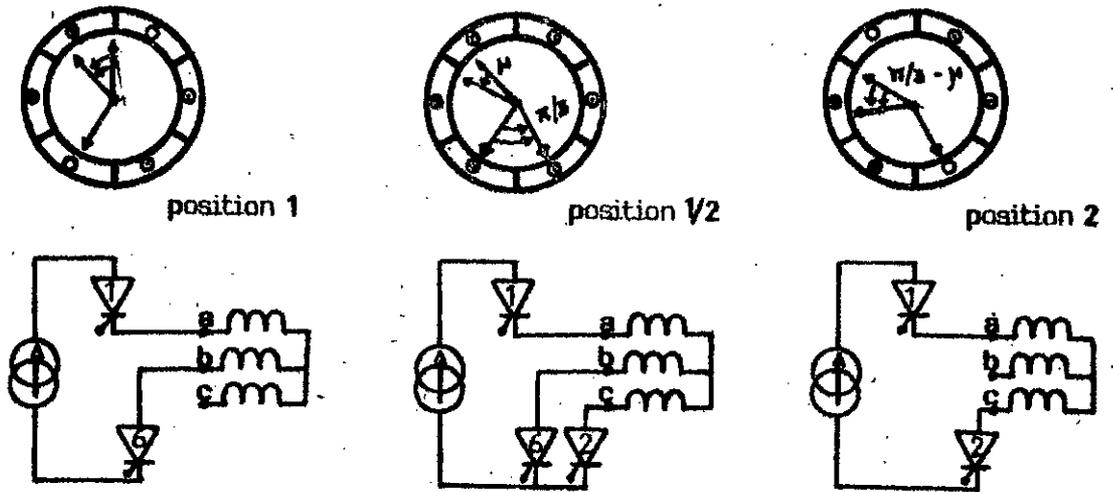


Figure 1.3b : déplacements des flux statorique et rotorique lors d'une commutation.

Chaque étape est composée de deux intervalles:

- intervalle de conduction de trois thyristors:
lors de la commutation entre deux thyristors; ce qui correspond au passage d'une position i à une position $i+1$. Exemple: passage de la position 1 à la position 2, figure (I.3b).
- intervalle de conduction de deux thyristors (exemples: les positions 1 à 6, figure (I.3a)).

Dans l'intervalle de conduction à trois thyristors, le vecteur ϕ_s se déplace d'un angle de $\pi/3$

Dans l'intervalle de conduction à deux thyristors, deux phases sont alimentées, ce qui impose un vecteur ϕ_s stationnaire.

Le vecteur ϕ_r tourne à une vitesse de synchronisme et son déplacement est:

- d'un angle égal à l'angle de commutation (μ) pendant le 1^{er} intervalle
- d'un angle ($\pi/3 - \mu$) durant le 2^o intervalle.

I-3.1 FONCTIONNEMENT AUTOSYNCHRONISME (COMMUTATION NATURELLE)

Dans ce régime de fonctionnement, le convertisseur P_1 opère en redresseur.

Le convertisseur P_2 est piloté par la machine et opère en onduleur assisté.

Le fonctionnement en commutation naturelle de ce dernier n'est possible que si la machine possède des forces contre électromotrices au f-

fisantes, donc quand sa vitesse de rotation est au-dessus d'une certaine valeur (limite inférieure).

I-3.2 FONCTIONNEMENT au DEMARRAGE (COMMUTATION FORCÉE)

Grâce au capteur de position, la position du rotor est connue, même à l'arrêt. Au démarrage il est donc possible d'aiguiller le courant dans les phases qui doivent conduire, compte tenu du sens de rotation désiré.

Pour les faibles vitesses, la force contre électromotrice induite dans la machine est insuffisante pour assurer la commutation entre deux thyristors. Cette impossibilité de commuter à faible vitesse est due à une augmentation excessive de l'angle de commutation et aussi à une décroissance, en fonction de la vitesse, du courant que peut commuter la machine | 2 |.

Ce phénomène s'explique par le fait que pour les faibles vitesses, les réactances de la machine deviennent très faibles devant les résistances et les valeurs des inductances augmentent sensiblement | 3 | et | 4 |.

En général, pour des vitesses supérieures à 5 ou 10% de la vitesse nominale de la machine, la commutation naturelle est possible. Au-dessous de cette limite, donc, entre autre, au démarrage, on procède par la commutation forcée par un moyen externe | 2 |.

Ce moyen externe peut consister:

- soit en la commutation forcée obtenue à l'aide de circuits auxiliaires (condensateurs et thyristors secondaires) dimensionnés uniquement pour le démarrage,
- soit en l'annulation du courant continu (dans la boucle intermédiaire) suivie de l'établissement du courant dans la nouvelle paire de phases du moteur.

Ce dernier procédé est le plus économique et son fonctionnement s'obtient de plusieurs façons possibles:

- 1^{ère} méthode: durant l'annulation du courant continu, le convertisseur P_1 opère, un court instant, en onduleur (Fig. I.4a). Lorsque le courant s'annule, les thyristors du commutateur P_2 se désamorcent. Par l'amorçage d'une nouvelle paire de thyristors, on aiguille le courant, rétabli par le fonctionnement en redresseur du convertisseur P_1 , vers la phase suivante de la machine. La durée d'annulation est déterminée par la dynamique du convertisseur P_1 (en onduleur) et par les constantes du circuit.
- une deuxième méthode permet, dans certains cas (*), l'extinction des courants dans le commutateur P_2 . Elle consiste en l'utilisation d'un

* : l'utilisation de cette méthode est limitée par la valeur du courant de démarrage

thyristor de "roue libre" Th_{RL} court-circuitant la self de lissage L (fig. I.1). L'amorçage de Th_{RL} se fait lorsque la tension instantanée redressée devient négative (fig. I.4b).

- une troisième méthode (celle que nous considérons dans la suite de notre travail) combine les deux précédentes:

P_1 en onduleur et self court-circuitée.

Le pont redresseur opère en onduleur tant que le courant ne s'est pas encore éteint. Il impose ainsi une tension directe positive au thyristor auxiliaire pendant tout le temps nécessaire à l'annulation de ce courant.

On opère ainsi à chaque fois que deux phases doivent commuter, jusqu'à atteindre le régime de fonctionnement en commutation naturelle.

La fréquence de l'alimentation délivrée par le convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation. Cet asservissement assure le synchronisme pour toute condition de fonctionnement.

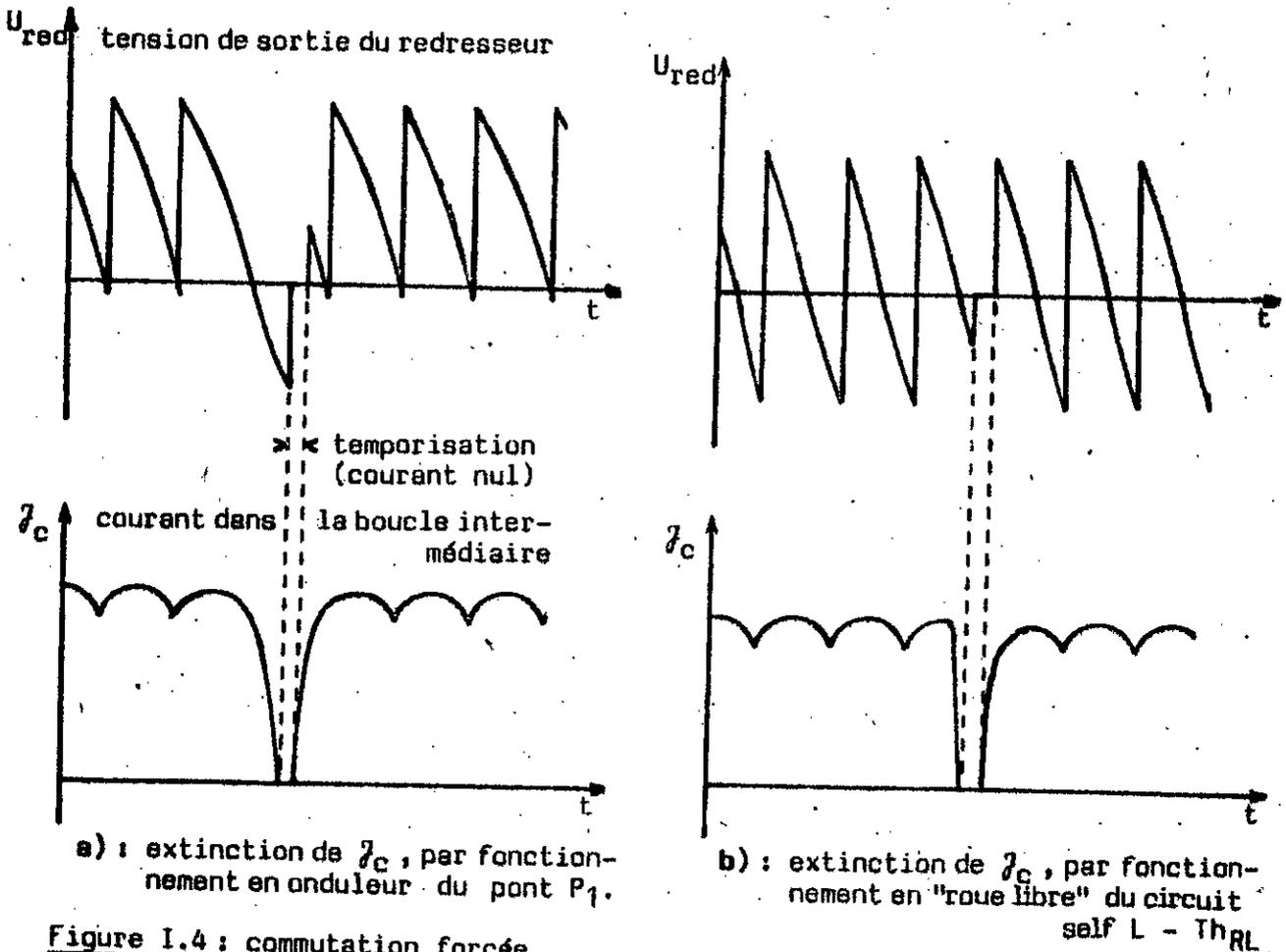


Figure I.4 : commutation forcée.

I-4 COMMANDE

I-4.1 COMMANDE du REDRESSEUR

Pour la commande du convertisseur P_1 , nous considérons des générateurs d'impulsions à coïncidences (fig. I.5).

Les impulsions sont envoyées sur les gachettes des thyristors adéquats lorsque la tension de commande V_c devient égale à une tension d'allumage V_{al} .

La tension de commande (V_c) du générateur d'impulsions est délivrée par la régulation.

Nous considérons une régulation en cascade constituée d'un régulateur de vitesse et d'un régulateur de courant subordonné. Chaque régulateur est choisi du type proportionnel-intégral, afin d'assurer la stabilité et d'annuler l'écart statique en régime permanent.

Les courbes d'allumage sont linéaires, en forme de dents de scie.

$$Val_1(x) = V_m [1 - 2x/\pi] \quad x \text{ variant de } 0 \text{ à } \pi \quad (\text{modulo } \pi)$$

La fonction d'allumage correspondant à la $n^{\text{ème}}$ tension sinusoïdale, pour un système triphasé de pulsation ω_1 , montage en pont de Graëtz, est:

$$Val_n(x) = Val_1(x - (n-1)2\pi/6)$$

Les instants d'allumage correspondants sont donnés par l'équation:

$$Val_n(x) = V_c(x)$$

Lorsque V_c est constant, nous obtenons une suite séquentielle d'impulsions dont les instants sont définis par les angles θ_n comptés à partir d'un instant de resynchronisation.

$$\theta_n = \theta_1 + (n-1) \cdot \pi/3 ; n = 1, 2, 3, \dots$$

Dans la figure (I.5), nous présentons les courbes d'allumage.

I-4.2 COMMANDE du COMMUTATEUR de COURANT

La commande du commutateur de courant est assurée par un capteur de position, solidaire du rotor de la machine synchrone. Ce capteur donne l'ordre d'amorçage de chaque thyristor, dès que l'axe pôle, de la roue pôle prend une position déterminée par rapport aux bobines du stator.

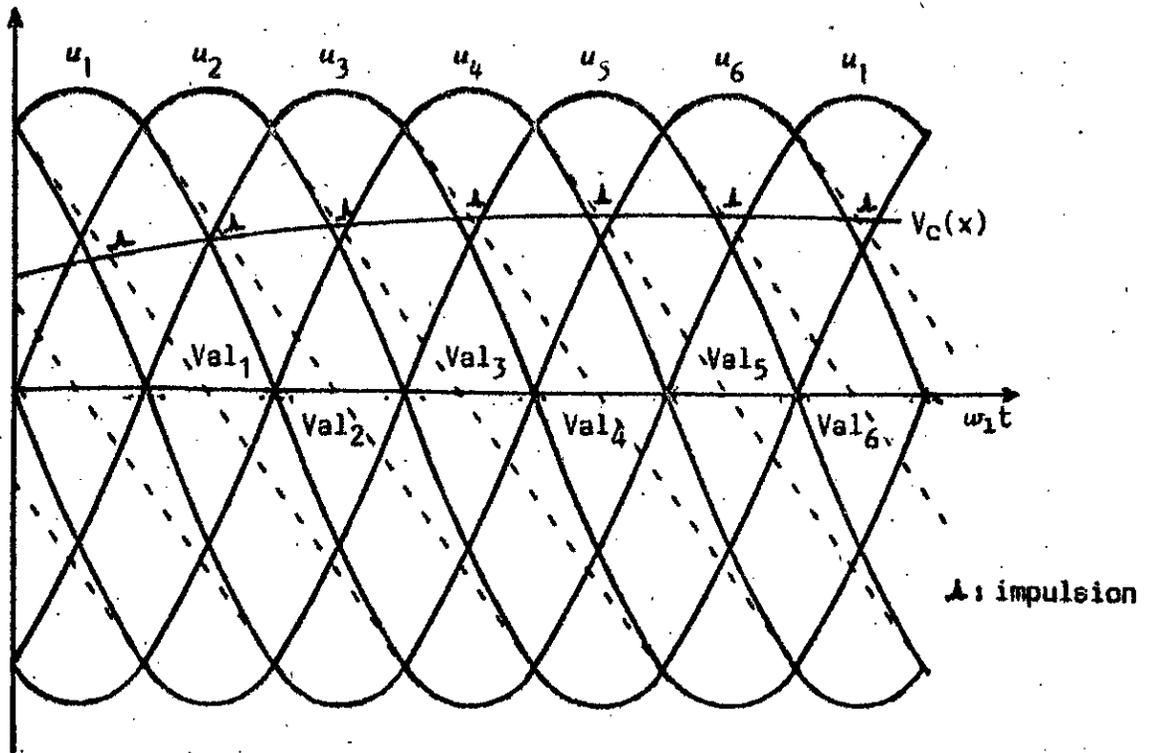


Figure I.5 : courbes d'allumage ($Val_i, i = 1, 2, \dots, 6$).

I-5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons examiné le principe de fonctionnement d'un montage (couramment utilisé en raison de son aspect économique et de sa fiabilité) de machine synchrone autopilotée.

- Nous y avons distingué deux régimes de fonctionnement:
- régime en commutation naturelle,
- régime en commutation forcée (: démarrage et faibles vitesses).

Pour ce dernier régime, nous avons indiqué une méthode simple et fiable d'extinction du commutateur de courant.

Les raisons du choix du type de régulation retenu pour la suite, sont énoncées.

CHAPITRE 2

MODELISATION

II.1 INTRODUCTION

Une des méthodes d'étude les plus intéressantes, de l'ensemble redresseur - onduleur - machine synchrone en régime permanent, est celle qui suppose le courant, dans la self de lissage, constant.

Cette hypothèse est d'une grande importance. Elle permet de réduire l'étude du système complet à celle de l'ensemble machine - pont onduleur. L'approche de l'étude de l'influence des paramètres de la machine et ceux de la commande du pont onduleur s'en trouve facilitée.

Si l'on veut cependant étudier le fonctionnement de l'ensemble en tenant compte des boucles de régulation et de la commande imposée par le capteur de position au commutateur de courant, alors la simulation numérique du système global est nécessaire.

A l'aide de cette "simulation numérique globale", nous pouvons examiner les régimes transitoires avec les variations temporelles d'un certain nombre de grandeurs, tels que: courant continu dans la self de lissage; courants et tensions des phases; vitesse; couple; etc...

Dans ce chapitre, nous étudions le modèle de la machine synchrone adapté aux deux méthodes d'étude:

- "simulation partielle" (ou fonctionnement avec courant, de la boucle intermédiaire, constant)
- "simulation globale" .

II.2 MODELE de la MACHINE SYNCHRONE

La machine synchrone qui a servi à notre étude, est à pôles saillants. Le modèle correspondant est indiqué par la figure (II.1) .

Le stator comporte un enroulement triphasé.

Le rotor comporte:

- un enroulement d'excitation alimenté par une source de tension constante et
- deux enroulements amortisseurs fermés en court-circuit sur eux-mêmes; un amortisseur est dit "d'axe direct" (: axe magnétique dirigé selon d) un autre, dit "amortisseur d'axe en quadrature" (: axe magnétique dirigé selon l'axe q) . .

Dans notre étude, nous utilisons les hypothèses habituellement employées, celles qui consistent à supposer négligeables:

- la saturation

- l'hystérésis

- les pertes

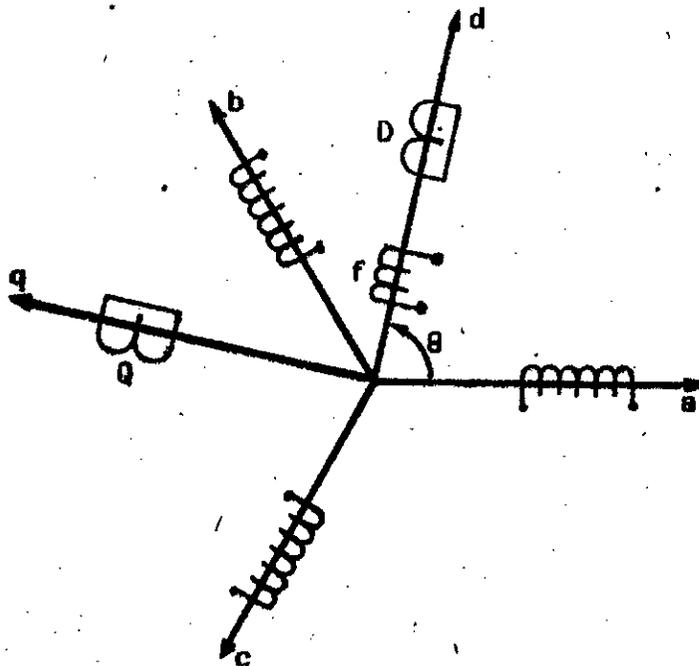


Figure II.1 : circuits localisés de la machine synchrone .

Mises sous forme matricielle, les équations électriques régissant le fonctionnement de la machine synchrone sont données par :

$$[V] = [L] \cdot \frac{d}{dt} [I] + [R] \cdot [I]$$

avec

$$[I] = {}^t [i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_f \quad i_D \quad i_Q]$$

$$[V] = {}^t [v_a \quad v_b \quad v_c \quad v_f \quad 0 \quad 0]$$

$$[R] = \text{diagonale } [R_a \quad R_b \quad R_c \quad R_f \quad R_D \quad R_Q]$$

et $[L]$:

$$[P]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

II.3 SIMULATION du FONCTIONNEMENT de la M.S.A. alimentée par une source à COURANT CONSTANT

Cette simulation permet d'étudier les problèmes posés par l'association machine - pont onduleur et de tirer des enseignements concernant son comportement.

Dans ce type de simulation, nous supposons constants:

- le courant I_c dans l'inductance de lissage,
- la vitesse de rotation du moteur et
- le courant d'excitation.

Ces hypothèses correspondent à un fonctionnement en régime stationnaire de la machine.

Dans ce régime de fonctionnement, les phénomènes électriques et mécaniques se répètent chaque $\pi/3\omega_2$ secondes (ω_2 , pulsation électrique de la machine, exprimée en rad/s).

Cette période ($\pi/3\omega_2$) est composée de deux intervalles qui correspondent à deux modes différents de fonctionnement:

- intervalle de commutation ou "Mode 3" (figure I.3b, chapitre I),
- intervalle de conduction ou "Mode 2" (figure I.3a, chapitre I).

Mode 3: supposons, par exemple, la conduction simultanée des 3 thyristors T_{h1} , T_{h2} et T_{h6} , avec la commutation entre T_{h2} et T_{h6} . Pendant cette commutation, les deux phases b et c sont en court-circuit. Un courant i , variable, circule entre ces deux phases de telle sorte que:

$$i_a = I_c$$

$$i_b = -I_c + i$$

$$i_c = -i$$

Mode 2: dans cet intervalle deux thyristors sont en conduction. Les

deux thyristors T_{M1} et T_{M2} conduisent les courants dans les phases a et c. Les courants dans les phases sont:

$$i_a = I_c$$

$$i_b = 0$$

$$i_c = -I_c$$

II-3.1 ETABLISSEMENT des EQUATIONS ELECTRIQUES

Dans le but d'étudier l'effet des amortisseurs sur le phénomène de commutation, nous avons prévu, avec la même méthode de simulation, une étude du fonctionnement de la machine sans amortisseurs. Cela nous conduit à établir les équations dans les deux cas:

- cas de la machine avec amortisseurs
- cas de la machine sans amortisseurs.

II-3.1.1 MACHINE AVEC AMORTISSEURS

a) EQUATIONS du MODE 2 (: conduction de deux thyristors)

Nous avons:

$$i_a = I_c$$

$$i_d = \sqrt{2} I_c \sin(\theta + \pi/3)$$

$$i_b = 0$$

$$i_c = -I_c$$

$$i_q = \sqrt{2} I_c \cos(\theta + \pi/3)$$

(intervalle de durée : $(\pi/3 - \mu) / \omega_s$)

Selon cette condition, le système d'équations différentielles se réduit à un système différentiel d'ordre 3, du type :

$$[L_2] \frac{d}{dt} [I_2] = [R_2] [I_2] + [U_2]$$

avec

$$[L_2] = \begin{bmatrix} L_F & M_{FD} & 0 \\ M_{FD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} ; \quad [R_2] = \begin{bmatrix} -R_F & 0 & 0 \\ 0 & -R_D & 0 \\ 0 & 0 & -R_Q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_f - \sqrt{2} M_{df} \omega_s I_c \cos(\theta + \pi/3) \\ -\sqrt{2} M_{dD} \omega_s I_c \cos(\theta + \pi/3) \\ \sqrt{2} M_{qQ} \omega_s I_c \sin(\theta + \pi/3) \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

b) EQUATIONS du MODE 3 (: conduction de trois thyristors)

Nous avons:

$$\begin{aligned} i_a &= I_c & i_D &= \sqrt{2} [i \sin(\theta) - I_c \sin(\theta - \pi/3)] \\ i_b &= -I_c + i & i_Q &= \sqrt{2} [i \cos(\theta) - I_c \cos(\theta - \pi/3)] \\ i_c &= -i \end{aligned}$$

(intervalle de durées : μ/ω_s)

Avec l'apparition du courant variable i , le système différentiel devient d'ordre 4. Ce nouveau système s'obtient après établissement d'une quatrième équation déduite de l'égalité des deux tensions aux bornes des phases qui commutent.

Les matrices correspondant à ce mode sont:

$$\begin{bmatrix} L_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta) & & & & & \\ \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) & L_f & & & & \\ \sqrt{2} M_{dD} \sin(\theta) & M_{fD} & L_D & & & \\ \sqrt{2} M_{qQ} \cos(\theta) & 0 & 0 & L_Q & & \end{bmatrix} \quad (*)$$

$$\begin{bmatrix} R_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2R_a - 2(L_d - L_q) \omega_s \sin(2\theta) & & & & & \\ -\sqrt{2} M_{df} \omega_s \cos(\theta) & -R_f & & & & \\ -\sqrt{2} M_{dD} \omega_s \cos(\theta) & 0 & -R_D & & & \\ \sqrt{2} M_{qQ} \omega_s \sin(\theta) & 0 & 0 & -R_Q & & \end{bmatrix} \quad (*)$$

*: Les triangles supérieurs de ces matrices s'obtiennent par symétrie.

Les vecteurs tension et courant sont donnés par :

$$[U_3] = \begin{bmatrix} I_c [R_s + 2(L_d - L_q)\omega_r \sin(2\theta - \pi/3)] \\ V_r + \sqrt{2} M_{gr} \omega_r I_c \cos(\theta - \pi/3) \\ \sqrt{2} M_{gr} \omega_r I_c \cos(\theta - \pi/3) \\ -\sqrt{2} M_{gr} \omega_r I_c \sin(\theta - \pi/3) \end{bmatrix} ; [I_3] = \begin{bmatrix} i \\ i_r \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

B.3.1.3 CAS de la MACHINE SANS AMORTISSEURS

Les équations du rotor se réduisent alors à la seule équation de l'enroulement d'excitation.

a) EQUATIONS du MODE 2

Le système d'équations différentielles est d'ordre 1, sous forme :

$$L_r \frac{d}{dt} i_r = -N_r i_r + u$$

avec

$$u = V_r = \sqrt{2} M_{gr} \omega_r I_c \cos(\theta + \pi/3)$$

b) EQUATIONS du MODE 3

Le système d'équations différentielles est d'ordre 2, sous forme :

$$[L_3] \frac{d}{dt} [I_3] = [R_3] [I_3] + [U_3]$$

avec, et en posant :

$$L'_{dq} = L_d + L_q$$

$$\text{et } L''_{dq} = L_d - L_q$$

$$[L_3] = \begin{bmatrix} L'_{dq} - L''_{dq} \cos(2\theta) & \sqrt{2} M_{gr} \sin(\theta) \\ \sqrt{2} M_{gr} \sin(\theta) & L_r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} R'_3 \\ U'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2R_a - 2L''_{dq} \omega_2 \sin(2\theta) & -\sqrt{2} M_{df} \omega_2 \cos(\theta) \\ -\sqrt{2} M_{df} \omega_2 \cos(\theta) & -R_f \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} U'_3 \\ I'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_c [R_a + 2L''_{dq} \omega_2 \sin(2\theta - \pi/3)] \\ V_f + \sqrt{2} M_{df} \omega_2 I_c \cos(\theta - \pi/3) \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i \\ i_f \end{bmatrix}$$

II-4 SIMULATION GLOBALE

Dans cette méthode de simulation, nous considérons le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée, en tenant compte :

- du pont redresseur
- de la self de lissage
- des différentes régulations

Le fonctionnement du système est décrit par les trois modes de conduction suivants, du commutateur de courant:

- aucun thyristor n'est conducteur: MODE 0 (en régime de commutation forcée)
- conduction normale à deux thyristors: MODE 2
- conduction à trois thyristors avec commutation entre deux d'entre eux: MODE 3.

II-4.1 ETABLISSEMENT des EQUATIONS ELECTRIQUES pour les DIFFERENTS MODES de CONDUCTION

Le système d'équations est toujours du type:

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [R] [I] + [U]$$

Les inconnues sont les courants.

Dans cette simulation ("globale"), le courant I_c , dans la self de lissage, est considéré comme variable.

Le courant I_c est désigné par la suite par : i_c .

II-4.1.1 EQUATIONS du MODE 0

Nous avons:

$$i_a = i_b = i_c = 0$$

Les grandeurs électriques de l'équation générale du paragraphe précédent (: § II-4.1) sont:

$$\begin{bmatrix} U_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} R_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}$$

II-4.1.2 EQUATIONS du MODE 2

Avec γ_c variable, le vecteur courant $\begin{bmatrix} I \end{bmatrix}$, pour ce Mode, est d'ordre 4. Nous avons:

$$\begin{bmatrix} I_2 \end{bmatrix} = {}^t \begin{bmatrix} \gamma_c & i_f & i_D & i_Q \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} U_2 \end{bmatrix} = {}^t \begin{bmatrix} U_{red} & V_f & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En supposant que ce sont les phases a et c qui conduisent ($i_a = -i_c = \gamma_c$), les expressions des matrices $\begin{bmatrix} L \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} R \end{bmatrix}$ sont alors:

$$\begin{bmatrix} L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f + L_D + L_Q + (L_D - L_Q) \sin(2\theta + 2\pi/3) & & & \\ \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta + \pi/3) & L_f & & \\ \sqrt{2} M_{dD} \sin(\theta + \pi/3) & M_{fD} & L_D & \\ \sqrt{2} M_{qQ} \cos(\theta + \pi/3) & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (*)$$

(*) : le triangle supérieur de cette matrice s'obtient par symétrie.

$$[R_2] = - \begin{bmatrix} R_i + 2R_a + 2(L_{d'} - L_{q'})\omega_2 \cos(2\theta + \pi/6) & & & & \\ \sqrt{2} M_{df} \omega_2 \cos(\theta + \pi/3) & R_f & & & \\ \sqrt{2} M_{dD} \omega_2 \cos(\theta + \pi/3) & 0 & R_D & & \\ -\sqrt{2} M_{qQ} \omega_2 \sin(\theta + \pi/3) & 0 & 0 & R_Q & \end{bmatrix} \quad (*)$$

II-4.1.3 EQUATIONS du MODE 3

Nous établissons une cinquième équation en introduisant le courant i_c . Cette équation, nous l'obtenons en utilisant la relation d'égalité des deux tensions des phases qui commutent.

Les vecteurs courant et tension ont pour expressions:

$$[I_3] = {}^t [i_c \quad i_f \quad i_D \quad i_Q] ; [U_3] = {}^t [0 \quad U_{red} \quad V_f \quad 0 \quad 0]$$

En supposant que ce sont les phases a et b qui conduisaient avant que la phase c entre en commutation avec la phase b ($i_a = i_c$; $i_b = -i_c$; $i_c = -i$), les expressions des matrices (établissement fait en 2^{ème} ANNEXE)

$[L]$ et $[R]$ sont :

$$[L_3] = \begin{bmatrix} L'_{dq} - L''_{dq} \cos(2\theta) & & & & \\ -L'_{dq}/2 + L''_{dq} \sin(2\theta + \pi/6) & L_i + L'_{dq} - L''_{dq} \sin(2\theta - \pi/6) & & & \\ \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) & -\sqrt{2} M_{df} \sin(\theta - \pi/3) & L_f & & \\ \sqrt{2} M_{dD} \sin(\theta) & -\sqrt{2} M_{dD} \sin(\theta - \pi/3) & M_{fD} & L_D & \\ \sqrt{2} M_{qQ} \cos(\theta) & -\sqrt{2} M_{qQ} \cos(\theta - \pi/3) & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (*)$$

(*) : le triangle supérieur de cette matrice s'obtient par symétrie.

tème (i'_D, i'_Q) , les paramètres, liés aux amortisseurs, $R_D, R_Q, L_D, L_Q, M_{fD}, M_{dD}$ et M_{qQ} sont remplacés dans les nouvelles équations par respectivement:

$$\frac{R_D}{L_D} \frac{M_{dD}^2}{L_D}; \frac{R_Q}{L_Q} \frac{M_{qQ}^2}{L_Q}; \frac{M_{dD}^2}{L_D}; \frac{M_{qQ}^2}{L_Q}; \frac{M_{fD} M_{dD}}{L_D}; \frac{M_{dD}^2}{L_D} \text{ et } \frac{M_{qQ}^2}{L_Q}.$$

Par ce changement de variables, le nombre de paramètres électriques nécessaires se réduit à onze; soient:

$$R_a; R_f; L_d; L_q; L_f; L_D/R_D; L_Q/R_Q; M_{df}; M_{dD}^2/L_D; M_{qQ}^2/L_Q \text{ et } \frac{M_{dD} M_{fD}}{L_D}.$$

Les relations de ces derniers paramètres avec ceux électriques externes de la machine sont:

$$L_D/R_D = T_{Kdo} \quad L_Q/R_Q = T''_{q0} \quad L_f/R_f = T'_{do}$$

$$T_{Kdo} = \frac{L_D}{R_D} \left(1 - \frac{M_{dD} M_{fD}}{L_D} \frac{1}{M_{df}} \right) \quad T''_d = \frac{L_D}{R_D} \left(1 - \frac{M_{dD}^2}{L_d L_D} \right)$$

$$L'_d = L_d - M_{df}^2 / L_f \quad L''_q = L_q - M_{qQ}^2 / L_Q$$

où L'_d et L''_q sont respectivement la réactance transitoire directe et subtransitoire en quadrature du stator.

II-4.3 ETABLISSEMENT de l'EQUATION MECANIQUE

L'équation mécanique est donnée par l'expression ci-dessous:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = \Gamma_e - \Gamma_r$$

avec

Ω : vitesse de rotation

J : moment d'inertie des parties tournantes

f : coefficient de frottements

Γ_e (Γ_r): couple moteur (résistant)

Dans notre étude, la charge est constituée par une génératrice à courant continu et dont le couple résistant est proportionnel à la vitesse.

$$\Gamma = K\Omega$$

Le couple moteur de la machine synchrone est donné par l'expression suivante:

$$\Gamma_e = p (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d)$$

où p est le nombre de paires de pôles et avec:

$$\Phi_d = L_d i_d + M_{df} i_f + M_{dD} i_D$$

$$\Phi_q = L_q i_q + M_{qQ} i_Q$$

II-5 MODELE du CONVERTISSEUR

Les thyristors des deux ponts sont supposés idéaux:

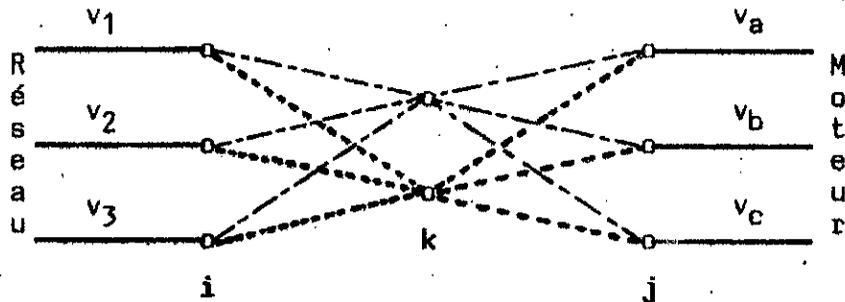
- impédance nulle dans le sens direct
- impédance infinie dans le sens inverse

Dans la simulation, nous définissons l'état de conduction des deux ponts par deux matrices de connexions $|6|$. Pour le pont redresseur, il n'est pas tenu compte de la commutation entre phases du réseau (réactances, au niveau de l'utilisation de ce dernier, faibles).

D'où:

- la matrice de connexion $[C_{red}]$ du pont redresseur ne peut avoir, pour chaque état de conduction, que deux éléments égaux à "1" et le reste des éléments égaux à "0". La dimension de cette matrice est: 3×2 .
- la matrice de connexion $[C_{ond}]$ du pont onduleur est de dimension 2×3 . Cette matrice a trois éléments égaux à "1" durant la commutation entre deux phases de la machine (MODE 3) deux éléments égaux à "1" pendant la conduction hors commutation (MODE 2) et le reste des éléments égaux à "0".

Nous pouvons schématiser les connexions comme ci-dessous:



Les éléments a_{ik} de la matrice $[C_{red}]$ sont tels que:

$$a_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{si la phase } i \text{ du réseau est connectée à la liaison } k \\ & \text{(ou, en d'autres termes, si la liaison } i \leftrightarrow k \text{ est établie)} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Les éléments b_{kj} de la matrice $[C_{ond}]$ sont tels que:

$$b_{kj} = \begin{cases} 1 & \text{si la liaison } k \text{ est connectée à la phase } j \text{ du moteur} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

II-6 MODELE du REGULATEUR

Nous utilisons une régulation en cascade, avec donc deux blocs régulateurs (fig. II.4):

- un, pour le courant
- un, pour la vitesse

Les deux régulateurs sont de type P.I. . Leurs fonctions de transfert ont donc pour forme:

$$F(p) = \frac{V_c(p)}{E(p)} = K_p + \frac{K_i}{p}$$

La transformée inverse de $V_c(p)$ est donnée par:

$$v_c(t) = v_0(t) + v_1 \int_0^t v_0(t) dt$$

avec:

$$E(t) = U_c(t) - U_s(t)$$

$U_c(t)$: consigne de la variable à réguler

$U_s(t)$: valeur, à l'instant t , de la variable à réguler

K_p, K_i : paramètres du régulateur P.I.

$V_c(t)$: valeur, à l'instant t , de la sortie du régulateur

t_0 : instant initial

La valeur de $U_s(t)$ dépend de la résolution numérique du système d'équations différentielles régissant le fonctionnement du système étudié.

La figure II.5 (page suivante) représente l'organigramme du sous-programme d'intégration du régulateur.

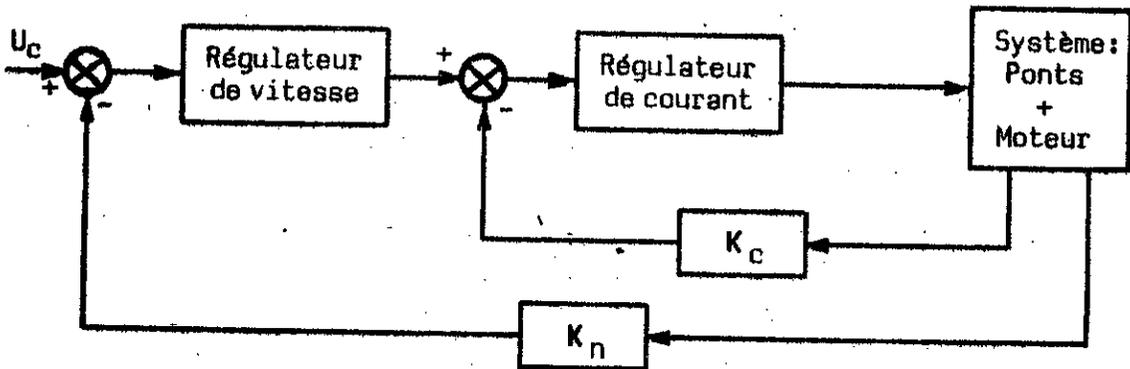
II-6 CONCLUSION

La modélisation est représentée par plusieurs systèmes mathématiques tenant compte :

- du mode de conduction (au nombre de 3),
- de l'hypothèse d'alimentation en courant (1) du commutateur côté machine (cas valable pour le régime permanent) ou
- du cas des grands transitoires (courant variable).

Ces modèles se juxtaposent dans le temps en fonction de plusieurs éléments : régime de commutation ; état de conduction ; ...

(1) : dans ce cas d'hypothèse, nous avons modélisé le système en considérant la machine avec ou sans amortisseurs afin d'étudier l'effet de ces derniers sur le fonctionnement.



- U_c : Consigne
- K_c : Fonction de transfert du détecteur de courant
- K_n : Fonction de transfert du détecteur de vitesse

Figure II.4 : schéma synoptique de la régulation

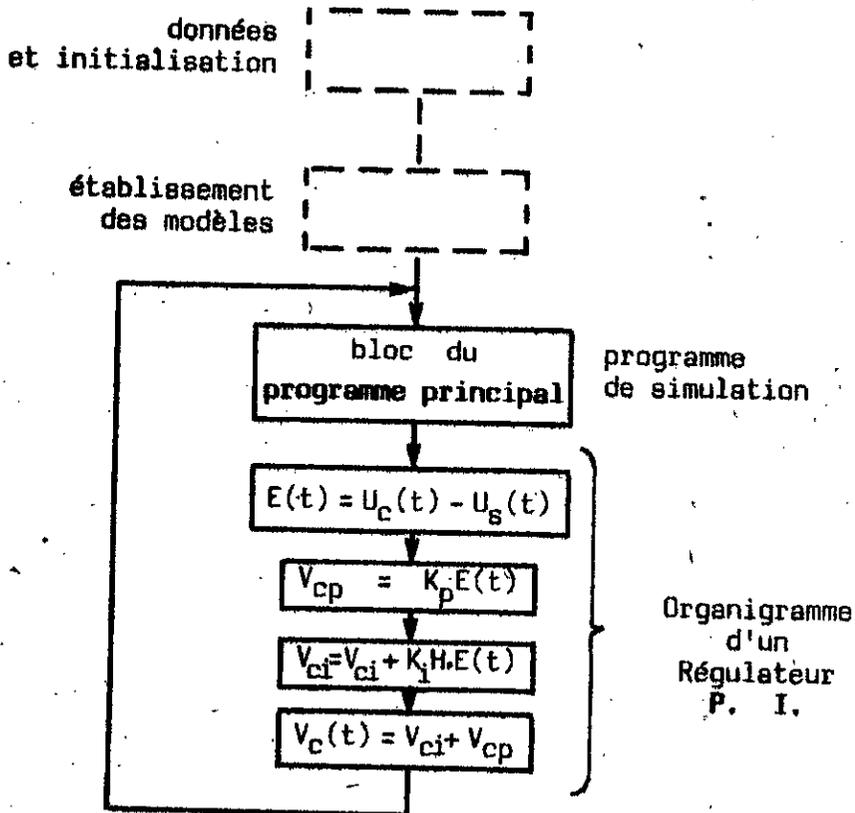


Figure II.5 : organigramme pour régulateur

CHAPITRE 3

SIMULATION du FONCTIONNEMENT

en REGIME PERMANENT

de la MACH 3 SYNCHRONE AUTOPILOTEE

III-1 INTRODUCTION

Pour étudier l'ensemble redresseur - onduleur - machine synchrone en régime permanent, nous pouvons supposer que le courant dans l'inductance de lissage est constant. Cela réduit l'étude à l'ensemble commutateur de courant - machine synchrone.

III-2 ANGLE de RETARD d'ALLUMAGE de l'ONDULEUR

Lors du fonctionnement normal de la machine, le capteur de position impose un angle de commande ψ à cette dernière. Cet angle représente le déphasage, en avant, du courant statorique par rapport à la force contre-électromotrice. Nous pouvons alors définir un angle de retard à l'allumage α_p , par rapport à la roue polaire.

Le choix de cet angle α_p , donc de ψ (figures III.1a et III.1b), influe sur la valeur du couple électromagnétique | 7 |, | 8 | et ANNEXES.

Ce choix doit permettre d'avoir un angle d'extinction des thyristors au moins égal à 10° , afin d'éviter des ratés de commutation de l'onduleur.

Dans cette partie d'étude, nous donnons une méthode de calcul de cet angle. Cette méthode est basée sur le diagramme de la machine synchrone à pôles saillants et sur les formules classiques de l'électronique de puissance.

Pour la simplification de l'étude, nous faisons les hypothèses suivantes:

- la machine tourne à une vitesse constante
- l'onde du courant statorique est sinusoïdale
- la force contre-électromotrice de la machine est sinusoïdale
- les résistances statoriques sont négligeables
- chaque phase de la machine peut être considérée comme un circuit (équivalent) composé d'une source de tension sinusoïdale, égale à la tension induite par le flux total de la machine, en série avec une inductance de commutation (fig. III.2)
- le courant d'excitation est constant.

A partir du diagramme vectoriel de la figure III.1a, nous pouvons déduire les relations suivantes:

$$V^2 = [E - X_d I \sin(\phi)]^2 + [X_q I \cos(\phi)]^2 \quad (\text{III.1})$$

$$\tan(\delta) = X_q I \cos(\phi) / [V + X_d I \sin(\phi)] \quad (\text{III.2})$$

$$\alpha_2 + \mu + \delta = \pi \quad (\text{III.3})$$

$$\alpha_2 = \alpha_p + \delta \quad (\text{III.4})$$

où

α_2 est l'angle de retard d'allumage de l'onduleur par rapport à la tension statorique

μ est l'angle d'empiètement

δ est l'angle interne de la machine

Le courant I représente la valeur efficace de l'onde fondamentale du courant statorique. Sa valeur est donnée par :

$$I = (\sqrt{6}/\pi) I_c$$

La valeur efficace de la force électromotrice s'obtient par :

$$E = M_{af} \omega_2 I_f / \sqrt{2}$$

De plus, nous avons les relations suivantes :

$$\cos(\alpha_2 + \mu) = \cos(\alpha_2) - \sqrt{(2/3)} X_c I_c / V \quad (\text{III.5})$$

$$\cos(\phi) = -\frac{1}{2} [\cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_2 + \mu)] \quad (\text{III.6})$$

avec X_c telle que |9| et |12|

$$X_c = X_d'' \cos^2(\alpha_p) + X_q'' \sin^2(\alpha_p)$$

ou encore :

$$X_c \approx \frac{1}{2} (X_d'' + X_q'') \quad (\text{III.7})$$

En introduisant l'angle δ (III.3) dans les expressions (III.5) et (III.6), nous pouvons tirer :

$$\cos(\alpha_2) = \sqrt{(2/3)} X_c I_c / V - \cos(\delta) \quad (\text{III.8})$$

$$\cos(\phi) = -(\sqrt{6}) X_c I_c / V + \cos(\delta) \quad (\text{III.9})$$

Connaissant les paramètres de la machine, le courant d'alimentation, le courant d'excitation et la pulsation ω_2 , nous pouvons alors déterminer, à l'aide des relations précédentes :

- l'angle ϕ de commande du capteur de position
- l'angle de retard d'allumage de l'onduleur α_2 , optimal pour le fonctionnement.

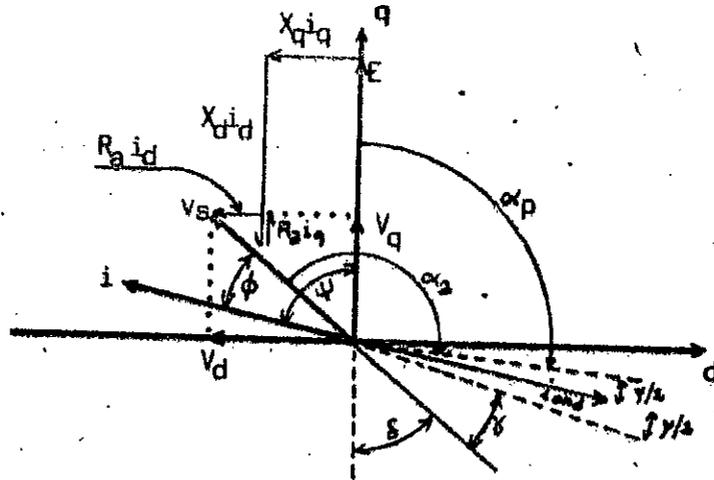


Figure III.1a : diagramme vectoriel d'une machine synchrone autopilotée

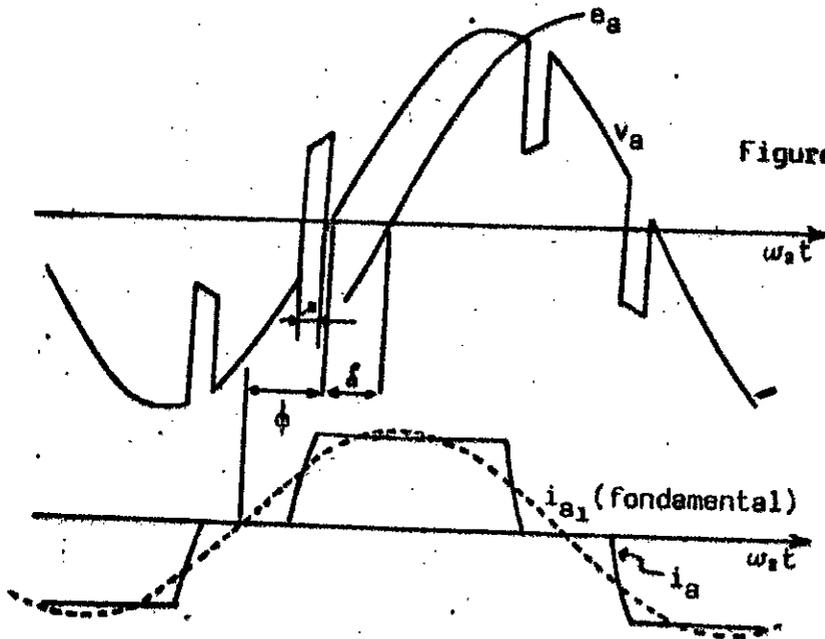


Figure III.1b : forme de la tension de la phase a (v_a)

forme du courant de phase (i_a)

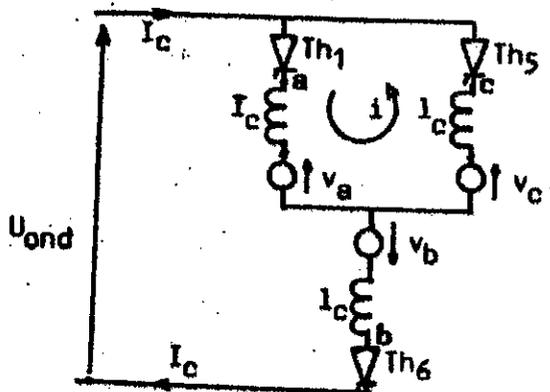


Figure III.2 : circuit équivalent, lors d'une commutation, de la machine synchrone autopilotée.

L'organigramme du programme de calcul est donné ci-dessous.

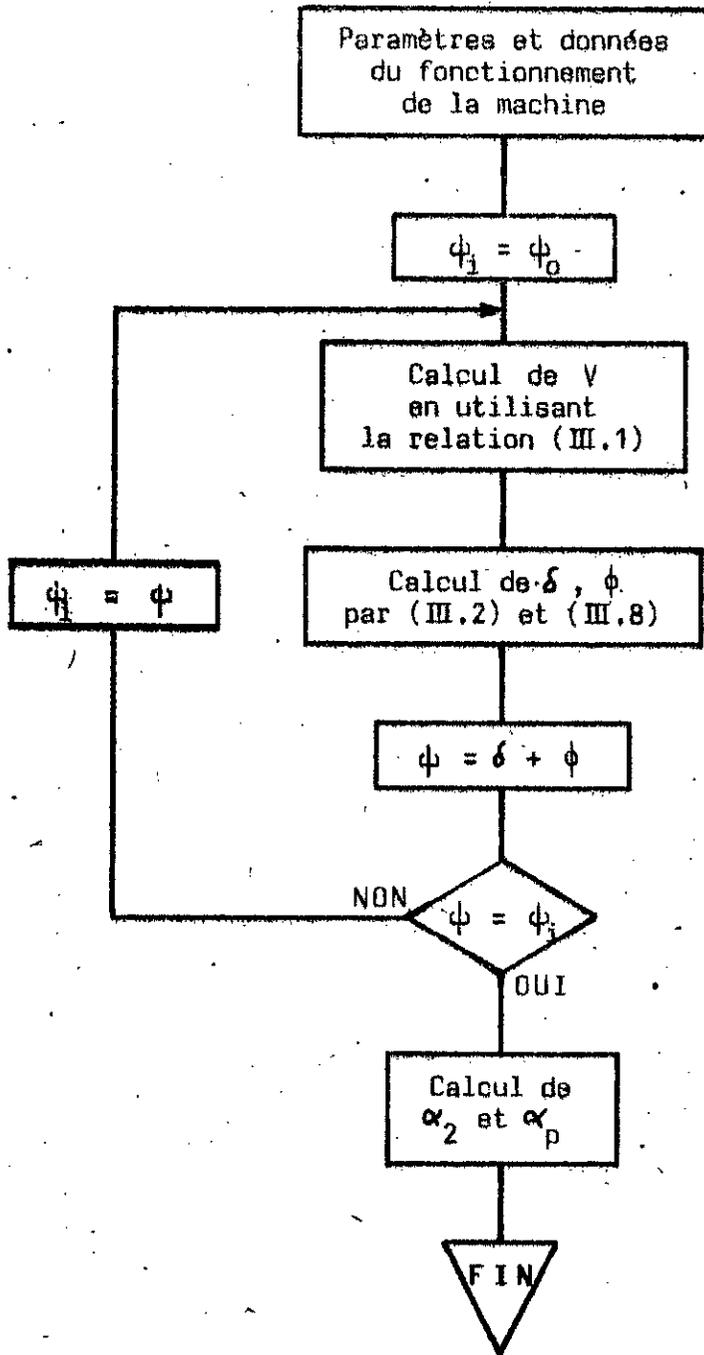


Figure III.3 : Organigramme du programme de calcul de l'angle de retard d'allumage de l'onduleur.

III-3 SIMULATION NUMERIQUE du FONCTIONNEMENT en REGIME PERMANENT du SYSTEME PONT ONDULEUR - MACHINE SYNCHRONE

Nous faisons les mêmes hypothèses que précédemment, en ce qui concerne le courant dans l'inductance de liaison, le courant d'excitation et la vitesse du moteur.

Avec cette méthode, nous pouvons avoir, après résolution numérique, les variations temporelles des différentes grandeurs.

La résolution numérique du système d'équations, régissant le fonctionnement de la machine pendant l'intervalle de commutation, nous permet d'étudier les variations de l'angle de commutation en fonction de la vitesse du moteur.

III-3.1 RESOLUTION des SYSTEMES d'EQUATIONS DIFFERENTIELLES

La résolution numérique des systèmes d'équations différentielles du type $[L] \frac{d}{dt} [I] = [R] [I] + [U]$ du chapitre II et des annexes I et II est faite par la méthode de KUTTA-RUNGE, d'ordre 4.

Cette méthode nécessite l'inversion de la matrice inductance $[L]$, qui est d'ordre 3 ou 4, selon que nous nous trouvons, respectivement, en Mode 2 ou en Mode 3, de conduction.

De plus, les éléments de $[L]$ dépendent de θ , donc du temps.

Une méthode de calcul de $[L]^{-1}$ [11] (cas où la machine est avec amortisseur) permet d'éviter les inversions répétitives (4 fois par pas) de $[L]$.

III-3.1.1 OBTENTION de $[L]^{-1}$ (cas général: Mode 2 ou 3)

Nous mettons la matrice $[L]$ sous forme de blocs:

$$[L] = \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ t B_m & L_f \end{bmatrix} ; \text{ dimension de } [L] : n \times n$$

où le bloc L_f est une matrice constante de dimension 3×3 et dont l'expression littérale est :

$$[L_f] = \begin{bmatrix} L_f & M_{FD} M_{DD} / L_D & 0 \\ M_{FD} M_{DD} / L_D & M_{DD}^2 / L_D & 0 \\ 0 & 0 & M_{DD}^2 / L_D \end{bmatrix}$$

Nous pouvons mettre la matrice inverse de $[L]$ sous la forme "blocs" suivante:

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix}$$

où le bloc Y_4 est une matrice de dimension 3×3 .

En faisant le produit matriciel $[L] \times [Y]$, il vient:

$$[L] \times [Y] = \begin{bmatrix} A_m Y_1 + B_m Y_3 & A_m Y_2 + B_m Y_4 \\ {}^t B_m Y_1 + L_f Y_3 & {}^t B_m Y_2 + L_f Y_4 \end{bmatrix} = [I_{n,n}]$$

où $[I_{n,n}]$ est la matrice unité de dimension $n \times n$.

Cette égalité matricielle donne:

$$\begin{cases} A_m Y_1 + B_m Y_3 = [I_{n-3, n-3}] \\ A_m Y_2 + B_m Y_4 = [0] \\ {}^t B_m Y_1 + L_f Y_3 = [0] \\ {}^t B_m Y_2 + L_f Y_4 = [I_{3,3}] \end{cases}$$

En résolvant le système d'équations précédent, nous déterminons les blocs V_i de la matrice $([Y])$ de $[L]$. Nous obtenons:

$$V_1 = [A_m + B_m E_f^{-1} {}^t B_m]^{-1}$$

$$V_2 = -[A_m + B_m E_f^{-1} {}^t B_m]^{-1} B_m E_f^{-1}$$

$$V_3 = -E_f^{-1} {}^t B_m [A_m + B_m E_f^{-1} {}^t B_m]^{-1}$$

$$V_4 = E_f^{-1} + E_f^{-1} {}^t B_m [A_m + B_m E_f^{-1} {}^t B_m]^{-1} B_m E_f^{-1}$$

En désignant par C_m :

$$C_m = A_m + B_m E_f^{-1} {}^t B_m$$

La matrice $[L]^{-1}$ est alors donnée par:

$$[L]^{-1} = \begin{bmatrix} C_m^{-1} & -C_m^{-1} B_m E_f^{-1} \\ -E_f^{-1} {}^t B_m C_m^{-1} & E_f^{-1} + E_f^{-1} {}^t B_m C_m^{-1} B_m E_f^{-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Dans cette forme de $[L]^{-1}$, les seules matrices à inverser sont E_f (laquelle matrice est en plus constante) et C_m .

La matrice C_m est d'ordre $n-3$.

La matrice E_f^{-1} est constante et a pour expression :

$$E_f^{-1} = \begin{bmatrix} M_{DD}^2 / (D.L_D) & -M_{FD} M_{DD} / (D.L_D) & 0 \\ -M_{FD} M_{DD} / (D.L_D) & L_F / D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q / M_{QQ}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

avec :

$$D = [L_f M_{fd}^2 / L_D + (M_{fd} M_{dd} / L_D)^2] M_{qd}^2 / L_Q$$

III-3.1.2 MODE de CONDUCTION à 2 THYRISTORS (MODE 2)

Nous avons tout simplement :

$$[L]^{-1} = \frac{1}{L} \quad (\text{donné par : III.11})$$

III-3.1.3 MODE de CONDUCTION à 3 THYRISTORS (MODE 3)

Examinons les différents blocs de la matrice $[L]^{-1}$ donnée par (III.10).
Nous avons :

$$C_m = A_m - B_m D^{-1} B_m$$

avec :

$$A_m = L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta)$$

et,

$$B_m = \left[\sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) \quad \sqrt{2} M_{dd}^2 \sin(\theta) / L_D \quad \sqrt{2} M_{dq}^2 \cos(\theta) / L_D \right] \quad (\text{III.12})$$

d'où

$$\begin{aligned} C_m &= L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta) + 4 M_{df}^2 M_{dd}^2 M_{fd} / (D L_D) \sin^2(2\theta) \\ &= 2 M_{dd}^2 (L_D M_{df}^2 + L_f M_{dd}^2) / (D L_D) \sin^2(\theta) - 2 M_{dq}^2 / L_Q \cos^2(\theta) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

où D est donnée en haut de cette page .

(remarque: dans l'expression ci-dessus de C_m , les fonctions trigonométriques sont au numérateur).

$$C_m \text{ est donc un scalaire et } C_m^{-1} = 1/C_m$$

L'expression (III.10) de $[L]^{-1}$ devient (page suivante) :

$$[L]^{-1} = 1/C_m \begin{bmatrix} 1 & -B_m E_f^{-1} \\ -E_f^{-1} B_m & C_m E_f^{-1} + E_f^{-1} B_m B_m E_f^{-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

où E_f^{-1} , B_m et C_m sont respectivement données par: (III.11), (III.12) et (III.13).

III-3.1.4 CAS de MACHINE SANS AMORTISSEURS

Dans ce cas de machine, nous utilisons une méthode directe et ce pour la raison que la matrice $[L]$ est seulement d'ordre 1, pour le MODE 2, et d'ordre 2, pour le MODE 3.

En effet, nous avons :

MODE 2 :

$$[L]^{-1} = 1/L_f$$

MODE 3 :

La matrice $[L]$ étant d'ordre 2, l'inverse s'obtient facilement comme suit :

D_0 étant le déterminant de $[L]$:

$$D_0 = L_f [L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta)] - 2M_{df}^2 \sin^2(\theta)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta) & \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) \\ \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) & L_f \end{bmatrix}$$

d'où

$$[L]^{-1} = 1/D_0 \begin{bmatrix} L_f & -\sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) \\ -\sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) & L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta) \end{bmatrix}$$

III-3.2 L'EQUATION MECANIQUE

Dans les deux cas (avec ou sans amortisseurs) et pour tous les Modes, l'équation mécanique est telle vue au § II-4.3, c'est-à-dire:

$$C\ddot{\alpha} = \Gamma_e - \Gamma_f$$

avec, Γ_e couple électromagnétique:

$$\Gamma_e = s(\Phi_d i_c - \Phi_q i_d)$$

III-4 L'ALGORITHME

Les différentes étapes de conduction des phases de la machine nous permettent de conclure que la période réelle, des phénomènes électriques, est égale à un sixième de la période des grandeurs atatoriques: $\pi/3\omega$, secondes (avec ω , en rad/s).

L'utilisation de cette propriété permet d'obtenir une simplification au niveau de la simulation numérique.

En effet, au lieu d'écrire et de résoudre douze systèmes d'équations différents (selon les états de conduction), nous résolvons les deux systèmes d'équations relatives à une seule commutation et à un seul intervalle entre commutations (la réunion des deux, constituant un sixième de période):

Le passage du système d'équations d'un tel sixième de période à un celui d'un autre, se fait par changement de θ en $\theta - \pi/3$.

Nous résolvons le système d'équations correspondant à la commutation entre deux phases. A l'origine de la commutation, correspond l'origine des temps.

Lorsque le courant de commutation i devient égal au courant I_c parcourant l'inductance de lissage (fin de commutation donc fin du MODE 3), nous effectuons le passage à la résolution du deuxième système d'équations (relatif au MODE 2).

Le passage d'un cycle (MODE 3 + MODE 2) à un autre est imposé par le capteur de position.

Les valeurs initiales données aux courants i_f , i_D et i_q , en début de calcul, sont:

$$i_f = V_f / R_f$$

$$i_D = 0$$

$$i_q = 0$$

Les valeurs des courants statoriques, sur toute la période, se déterminent par les relations suivantes:

$$i_a = \sqrt{(2/3)} [i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta)]$$

$$i_b = \sqrt{(2/3)} [i_d \cos(\theta - 2\pi/3) - i_q \sin(\theta - 2\pi/3)]$$

$$i_c = \sqrt{(2/3)} [i_d \cos(\theta + 2\pi/3) - i_q \sin(\theta + 2\pi/3)]$$

Les tensions et les f.c.e.m. des phases s'obtiennent de la même manière que les courants.

Un sous-programme de tracés de courbes est inclus dans le programme.

L'organigramme du programme de simulation est donné dans la figure III.4 (page suivante).

Les résultats donnés par ce programme figurent dans le chapitre V.

III-5 CONCLUSION

Conduire une simulation numérique implique principalement les points suivants:

- le choix de la (ou des) représentation(s) mathématique(s) des différents sous-systèmes (redresseur; commutateur; moteur synchrone; ...)
- dans le cas de pluralité de modèles mathématiques représentant un même sous-système et correspondant à des états de fonctionnement différents, on doit veiller :
 - à déterminer exactement le changement de système mathématique,
 - à satisfaire, pour chaque changement (de système mathématique), les conditions aux limites.

Nous avons montré (dans ce cas de régime) comment nous passons d'un système à un autre, ou d'un sixième de période à un autre (dans ce dernier cas, on reprend le modèle du sixième de période précédent et on procède à un simple changement de variable -ce qui divise par six le nombre de modèles nécessaires-).

Nous avons également vu comment diminuer le volume de calcul qu'implique l'inversion répétitive des matrices ("inductance") et ce en considérant ces dernières sous formes de "blocs" analytiques.

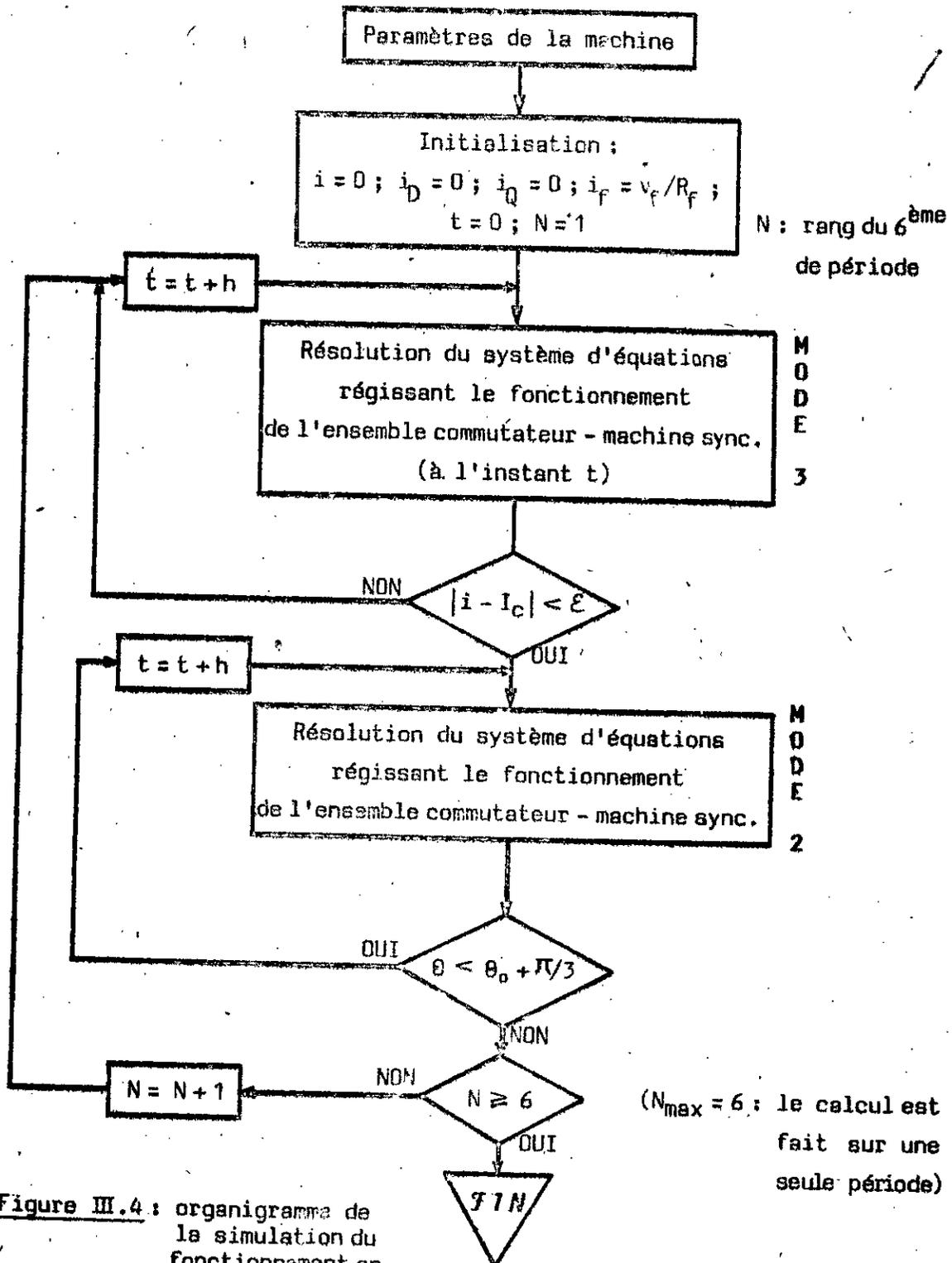


Figure III.4 : organigramme de la simulation du fonctionnement en régime permanent.

CHAPITRE 4

SIMULATION du FONCTIONNEMENT

du SYSTEME GLOBAL

CHAPITRE 4

SIMULATION du FONCTIONNEMENT

IV-1 INTRODUCTION

La plus grande difficulté que nous pouvons rencontrer, lors de la simulation numérique des systèmes comprenant des convertisseurs statiques, provient de la coexistence de variables de types différents:

- variables continues
- variables discontinues (passage du fonctionnement redresseur à celui en butée onduleur, ou encore, plus généralement, la commande par coïncidence du redresseur.)
- variables binaires.

Les interactions complexes entre ces différents types de variables, conduisent souvent à des algorithmes compliqués, empêchant, par la même, la résolution de problèmes de boucle fermée.

Une des solutions, pour contourner le problème de l'interaction de ces différents types de variables, consiste à séparer ces dernières [12]. La mise en œuvre de la simulation s'en trouve simplifiée.

Dans ce chapitre,

- nous présentons, dans un premier temps, la décomposition en sous-systèmes, selon le type de variables entre autre, décomposition applicable pour toute association convertisseur statique - système continu,
- nous appliquons, ensuite, ce procédé à notre système,
- nous donnons, enfin, des indications sur la résolution des systèmes d'équations et sur l'organisation du programme.

IV-2 METHODE de SIMULATION GLOBALE

La méthode consiste à représenter le système global (source; convertisseurs; machine; commande et régulation) en trois sous-systèmes distincts:

a) un système "continu"

il est régi par des équations intégral-différentielles. Ces équations, avec des coefficients appropriés, en constituent le modèle. Celui-ci est variable dans le temps, soit par changement des équations, soit par modification de leurs coefficients.

b) un automate fini

son vecteur sortie (binaire) désigne le modèle du système continu à prendre en considération, lors de la simulation.

ses entrées sont des variables logiques. Celles-ci peuvent exister

physiquement dans le système ou être introduites en fonction de variables continues.

c) un interface

son rôle est d'associer à certaines variables continues X_i , des variables logiques l_i qui représentent les domaines de fonctionnement possibles du système, tels que définis plus bas.

chaque espace E_i (i donné), décrit par X_i , est partitionné en deux domaines: D_i et $\bar{C}(D_i)$ (: complément de D_i dans E). La variable logique associée l_i est telle que:

$$l_i = 1 \quad \text{si } X_i \text{ appartient à } D_i$$

$$l_i = 0 \quad \text{sinon}$$

Certaines variables peuvent être fournies au système considéré à partir d'éléments extérieurs. Ces variables définissent ce que nous désignons par "l'environnement".

environnement

parmi les variables provenant des éléments extérieurs au système, nous pouvons citer par exemples: les références appliquées aux régulateurs; les tensions de commande (en l'absence de régulateur).

ces variables extérieures interviennent comme des entrées, de l'un des trois sous-systèmes précédents.

L'organigramme, donné plus bas, résume la structure de cette modélisation.

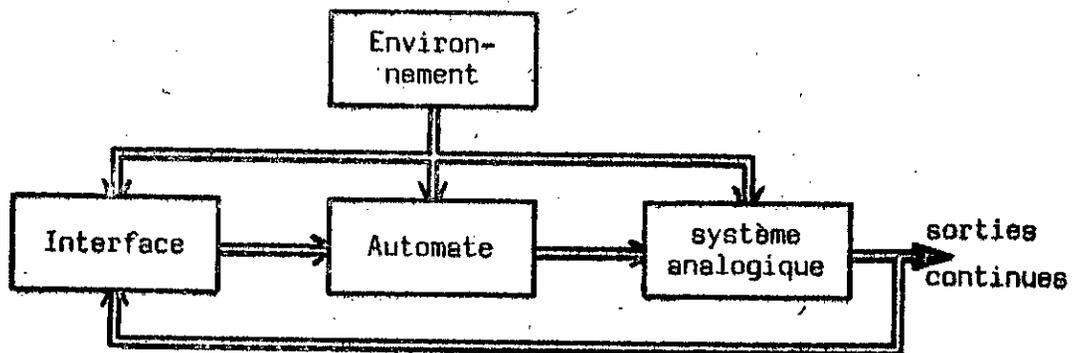


Figure IV.1 : Structure générale de la modélisation.

IV-3 APPLICATION de la METHODE au SYSTEME ETUDIE

Le système étudié comprend les dispositifs suivants :

- le réseau
- les deux ponts
- le moteur synchrone et sa charge.
- l'allumeur et la régulation.

Nous représentons ce système en trois sous-systèmes disjoints:

- un système continu
- un interface
- un automate.

IV-3.1 Le SYSTEME CONTINU

Le système de puissance est caractérisé par les trois modes, suivants, d'alimentation du moteur:

- MODE 0 : aucun thyristor n'est conducteur (commutation forcée)
- MODE 2 : conduction de deux thyristors
- MODE 3 : conduction de trois thyristors (dont deux en commutation)

Les deux ponts sont représentés par les deux matrices de connexions :

$$[C_{red}] \text{ et } [C_{ond}]$$

Pour la régulation, chaque régulateur P I est représenté par une équation différentielle

La commande du pont onduleur est assurée par les impulsions élaborées par le capteur de position angulaire du rotor.

Pour la commande du pont redresseur, les instants d'amorçage de ses thyristors sont déterminés par l'allumeur. La tension de commande (FC) de l'allumeur est définie comme suit :

$$FC = VC \quad \text{en marche normale.}$$

$$FC = VBO \quad \text{lors de la commutation forcée (au démarrage)}$$

VC étant la tension de sortie du régulateur de courant,

VBO désignant la tension de commande en butée onduleur.

La tension de commande se place en butée onduleur, à chaque fois qu'il doit y avoir une commutation entre deux phases et ce durant tout le démarrage (: vitesse inférieure à 10% de celle nominale).

La fonction d'allumage est définie, alors, par :

$$FA = FC - AL_k(-X)$$

avec

$AL_k(X)$: courbe d'allumage, X désignant l'angle électrique $X_0 + \omega_1 t$.

Dès que le courant s'annule dans l'inductance de lissage, une temporisation de sécurité T est prise en considération. Les thyristors ne sont réenclenchés qu'après l'écoulement de ce temps de sécurité.

Un compteur (HORL) est initialisé à T lors du passage par zéro, du courant circulant dans la self de lissage.

Nous avons la décrémentation du contenu de l'horloge, donnée par :

$$HORL = HORL - \Delta t$$

Ce décomptage s'effectue tout au long de la temporisation. Entre deux temporisations successives HORL est égal à zéro.

IV-3.2 L'INTERFACE

Le passage d'un modèle (ou comme dit précédemment : d'un "MODE") à un autre du système "continu", n'a lieu que lorsqu'il y'a apparition d'un événement physique (allumage d'un thyristor; extinction d'un courant; fin d'une temporisation de sécurité; ...)

Cet événement n'intervient que lors du basculement d'une variable logique.

Le rôle de l'interface est d'associer des variables logiques aux événements physiques. Il assure ainsi la connexion entre le système continu et l'automate.

IV-3.3 L'AUTOMATE

Les équations de l'automate sont définies selon le régime de fonctionnement de la machine, selon que nous voulons simuler la phase de démarrage ou le régime autosynchrone.

L'état de fonctionnement de la machine est caractérisé par les trois

variables logiques COND , COMUT et RFCT
et les deux matrices de connexion $[C_{red}]$ et $[C_{and}]$

La variable logique d'entrée RFCT est utilisée pour faire la séparation entre les deux régimes de fonctionnement.

IV-3.3.1 Les ENTREES de l'AUTOMATE.

Les variables logiques (d'entrée) prises en considération lors de la simulation sont les suivantes :

- | | | |
|-------|-----|---|
| RFCT | = 1 | (Régime de Fonctionnement) si vitesse < 10% vit. nominale |
| | = 0 | sinon |
| IL | = 1 | si le courant traversant l'inductance de Lissage est $\neq 0$ |
| | = 0 | sinon |
| IC | = 1 | si le courant de Commutation n'est pas nul |
| | = 0 | sinon |
| VBO | = 1 | si le redresseur fonctionne en Butée Onduleur |
| | = 0 | sinon |
| PULSR | = 1 | si un thyristor du Redresseur a reçu une impulsion |
| | = 0 | sinon |
| PULSO | = 1 | si un des thyristors de l'Onduleur a reçu une impulsion |
| | = 0 | sinon |
| POSC | = 1 | s'il y'a possibilité de Conduction du redresseur vers l'onduleur (cas où courant $\neq 0$) |
| | = 0 | sinon. |
| POCO | = 1 | si la Commutation entre 2 thyristors de l'Onduleur est possible (cas où courant $\neq 0$) |
| | = 0 | sinon. |
| SECU | = 1 | si le temps de SECURité est écoulé (depuis l'extinction du courant) |
| | = 0 | sinon. |

Nous donnons (page suivante) un tableau récapitulatif, à quatre colonnes, indiquant:

- la variable continue considérée
- le domaine E où elle prend ses valeurs

- le domaine D de E pour lequel on attribue la valeur "1" à la variable logique correspondante
- (enfin) le nom de la variable logique.

Variable Continue	Domaine E	Domaine D	Variable Logique
courant principal	$[0 \quad +\infty [$	$] 0 \quad +\infty [$	IL
courant de commutation	$[0 \quad +\infty [$	$] 0 \quad +\infty [$	IC
tension de commande en butée onduleur	$[-V_{BO} \quad 0^-]$	$- V_{BO}$	VBO
fonction d'allumage FA	$[-V \quad 0^+]$	$[0 \quad 0^+]$	PULSR
position du rotor θ	$[0 \quad 2\pi]$	$\alpha_p + \pi/2 + (j-1)\pi/3$	PULSO
temps de sécurité HORL	$] -\infty \quad T]$	$] -\infty \quad 0]$	SECU
$[C_{red}] [V_1] - [C_{ond}] [V_2]$	$] -\infty \quad +\infty [$	$] 0 \quad +\infty [$	POSC
$U_{ond} - [C_{ond}] [V_2]$	$] -\infty \quad +\infty [$	$] 0 \quad +\infty [$	POCO

avec :

j : indice correspondant au thyristor qui doit conduire

$[V_1]$: vecteur des tensions de phase du réseau

$[V_2]$: vecteur des tensions aux bornes de la machine

Figure IV.2: Tableau indicatif des variables logiques

IV- 3.3.2 Les SORTIES de l'AUTOMATE

Les variables logiques de sortie de l'automate sont:

MODE0 : aucun thyristor n'est conducteur

MODE2 : conduction à deux thyristors

MODE3 : conduction à trois thyristors (régime de commutation forcée)

Les variables COND et COMUT citées dans le paragraphe IV-3.3, sont définies de la façon suivante:

COND = COMUT = 0 en Mode 0
 COND = 1 et COMUT = 0 en Mode 2
 COND = COMUT = 1 en Mode 3

Les équations de l'automate spécifiques aux régimes de fonctionnement sont comme suit:

a) Cas du Régime de Démarrage (commutation forcée)

Les variables COND et COMUT sont données par les équations booléennes suivantes:

$$\text{COND} = (\text{IL} + \text{PULSR.POSC.SECU}).\overline{\text{RFCT}}$$

$$\text{COMUT} = (\text{PULSO.VBO} + \text{COMUT.SECU}).\overline{\text{RFCT}}$$

b) Cas du Régime Autosynchrone

$$\text{COND} = (\text{IL} + \text{PULSR.POSC.SECU}).\overline{\text{RFCT}}$$

$$\text{COMUT} = (\text{IC} + \text{POCD.PULSO}).\overline{\text{RFCT}}$$

Les équations booléennes, donnant les sorties indiquant les modes de fonctionnement, peuvent être communes aux deux cas de régimes précédents. Dans ce cas, elles s'établissent de la façon suivante:

$$\text{MODE0} = \overline{\text{COND.COMUT}}$$

$$\text{MODE2} = \overline{\text{COND.COMUT}} + \text{COND.COMUT}.\overline{\text{RFCT}}$$

$$\text{MODE3} = \text{COND.COMUT}.\overline{\text{RFCT}}$$

IV-4 CONSTRUCTION de la SIMULATION

La structure générale de l'algorithme de simulation déduit de la modélisation globale précédente est représentée par la figure IV.3. Elle comprend quatre modules distincts.

IV-4.1 MODULE 1

Il comprend l'initialisation de

- tous les paramètres définis dans le système analogique
- tous les paramètres indépendants du temps
- toutes les variables logiques
- toutes les variables analogiques
- tous les paramètres de contrôle

- Il gère les trois autres modules et constitue ainsi le programme principal.

IV-4.2 MODULE 2

Un pas de simulation consiste à déterminer:

- le vecteur $X(t + \Delta t)$
- les valeurs des variables logiques

à partir

- du vecteur $X(t)$ (qui décrit l'état du système à l'instant t)
- du type de mode de conduction

Les parties qui ont fait l'objet de sous-programmes particuliers sont:

- chaque mode de conduction
- les deux modèles de régulateur
- le calcul des courants, des tensions de phase de la machine, de son couple moteur et de sa vitesse de rotation.

IV-4.3 MODULE 3

Il utilise l'interface pour calculer les entrées de l'automate.

La première tâche consiste à chercher l'instant d'occurrence ($t + \Delta t$) du premier événement, s'il y'en a eu un effectivement, dans l'intervalle de temps $[t \quad t + \Delta t]$. Les méthodes utilisées sont les suivantes:

- si Δt est suffisamment petit pour donner une bonne précision, alors nous considérons que l'événement a lieu à l'instant $(t + \Delta t)$.
- si Δt n'est pas suffisamment petit, alors nous utilisons une méthode appelée "recallage". Cette méthode permet donc de déterminer l'instant où la variable analogique a évolué en causant l'événement. Son principe consiste à faire une nouvelle simulation sur un nouvel intervalle $[t \quad t + \Delta t']$ avec le modèle et le nouveau pas $\Delta t'$.

IV-4.4 MODULE 4

- Il calcule les sorties de l'automate. Ces sorties indiquent le modèle à prendre en considération pour le pas suivant.

- Il fait le choix du pas d'intégration, selon le mode de conduction imposé par l'automate.

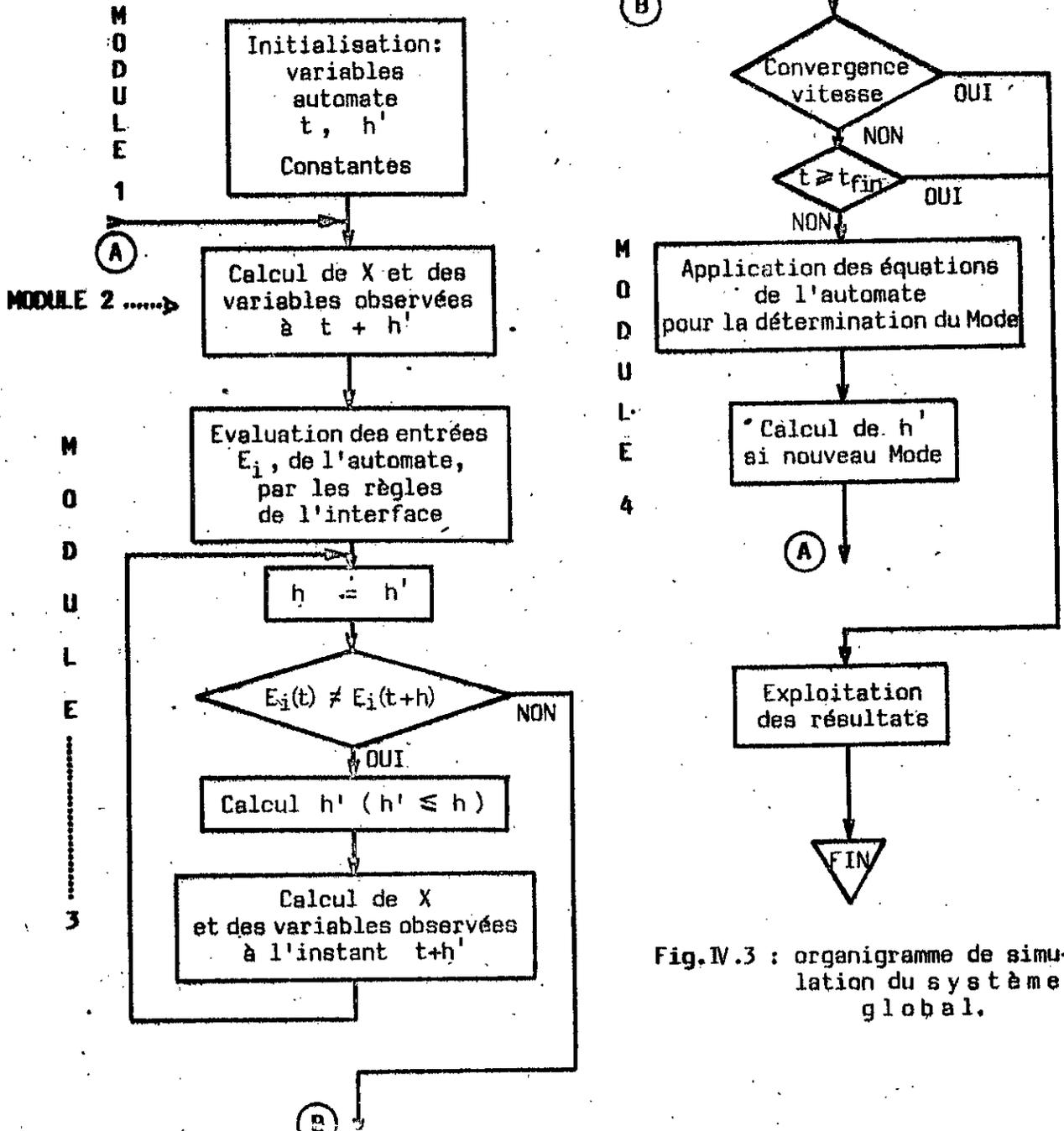


Fig. IV.3 : organigramme de simulation du système global.

IV-5 REMARQUES sur la FORME COMPATIBLE aux CALCULS NUMERIQUES des EQUATIONS DIFERENTIELLES REGISSANT le FONCTIONNEMENT

Les équations doivent être mises sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = FX + GU$$

soit donc, pour les équations électriques qui nous intéressent, la présentation :

$$\frac{d}{dt} [I] = [L]^{-1} [R] [I] + [L]^{-1} [U]$$

L'ordre et les composantes de chacune des grandeurs $[I]$; $[U]$; $[L]$ et $[R]$ dépendent du mode correspondant à l'état du fonctionnement.

Pour un même mode, la matrice $[L]$ est variable. Au lieu d'avoir à calculer l'inverse de $[L]$ à chaque pas de calcul, il est intéressant, à partir des particularités de la forme de $[L]$, de trouver une forme analytique de $[L]^{-1}$.

Ceci permet de diminuer d'une manière très appréciable le volume de calcul.

L'expression condensée de $[L]^{-1}$ s'obtient à partir du partitionnement en blocs de la matrice $[L]$ comme indiqué ci-dessous :

$$[L] = \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ {}^t B_m & L_f \end{bmatrix}$$

Les expressions des blocs A_m et B_m (donc aussi ${}^t B_m$) sont liées aux modes.

La matrice $[L]^{-1}$ a alors pour expression partitionnée :

$$[L]^{-1} = \begin{bmatrix} C_m^{-1} & -C_m^{-1} B_m \bar{L}_f^{-1} \\ -\bar{L}_f^{-1t} B_m C_m^{-1} & \bar{L}_f^{-1} + \bar{L}_f^{-1t} B_m C_m^{-1} B_m \bar{L}_f^{-1} \end{bmatrix}$$

avec :

$$C_m = A_m - B_m \bar{L}_f^{-1t} B_m$$

Dans tous les cas (tous les modes) :

$$\bar{L}_f^{-1} = \begin{bmatrix} M_{dD}^2 / (D \cdot L_D) & -M_{fD} M_{dD} / (D \cdot L_D) & 0 \\ -M_{fD} M_{dD} / (D \cdot L_D) & L_f / D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q / M_{qQ}^2 \end{bmatrix}$$

où D est le déterminant de la matrice \bar{L}_f et dont l'expression est :

$$D = [L_f M_{dD}^2 / L_D - (M_{fD} M_{dD} / L_D)^2] M_{qQ}^2 / L_Q$$

mode 0 :

La matrice $[L]^{-1}$ se réduit à la matrice \bar{L}_f^{-1} .

mode 2 :

Nous désignons par :

$$M_1 = M_{dD}^2 / L_D ; M_2 = M_{qQ}^2 / L_Q \text{ et } M_3 = M_{dD} M_{fD} / L_D$$

B_m est, dans ce mode, une matrice ligne d'expression :

$$B_m = [\sqrt{2} M_{df} \sin(\theta + \pi/3) \quad \sqrt{2} M_1 \sin(\theta + \pi/3) \quad \sqrt{2} M_2 \cos(\theta + \pi/3)]$$

C_m est alors un scalaire égal à :

$$C_m = L_i + L_d + L_q + (L_d - L_q) \sin(2\theta + \pi/6) + 4M_{df} M_1 M_3 \sin^2(\theta + \pi/3) / D \\ - 2M_1 (M_{df}^2 + L_f M_1) \sin(\theta + \pi/3) - 2M_2 \cos^2(\theta + \pi/3)$$

avec :

$$D = [L_f M_1 - M_3] M_2$$

mode 3 :

Les matrices A_m , B_m et C_m ont pour expressions respectives :

$$A_m = \begin{bmatrix} L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta) & \frac{1}{2}(L_d + L_q) + (L_d - L_q) \sin(2\theta + \pi/6) \\ -\frac{1}{2}(L_d + L_q) + (L_d - L_q) \sin(2\theta - \pi/6) & L_i + L_d + L_q - (L_d - L_q) \sin(2\theta + \pi/6) \end{bmatrix}$$

$$B_m = \begin{bmatrix} \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) & \sqrt{2} M_1 \sin(\theta) & \sqrt{2} M_2 \cos(\theta) \\ -\sqrt{2} M_{df} \sin(\theta - \pi/3) & -\sqrt{2} M_1 \sin(\theta - \pi/3) & -\sqrt{2} M_2 \cos(\theta - \pi/3) \end{bmatrix}$$

$$C_m = \begin{bmatrix} -M_2 - N_1 + L_d + L_q + (-M_2 + N_1 - L_d + L_q) \cos(2\theta) & -\frac{1}{2}(L_d + L_q - M_2 - N_1) + (L_d - L_q) \sin(2\theta - \pi/6) \\ & + (M_2 - N_1) \cos(2\theta - \pi/3) \\ \hline & L_i + L_d + L_q - M_2 - N_1 - (M_2 - N_1) \cos(2\theta - 2\pi/3) \\ & - (L_d - L_q) \sin(2\theta - \pi/6) \end{bmatrix}$$

la case inférieure de la matrice ci-dessus est nulle

où N_1 est donné par l'expression :

$$N_1 = (M_1 M_{df}^2 + M_1^2 L_f - 2 M_1 M_3 M_{df}) / D$$

IV-6 CONCLUSION

Le volume considérable du programme incite à un étude méthodique de toutes les particularités présentes dans le processus, afin de simplifier au mieux possible et le nombre d'instructions de calcul et la répétitions de ces dernières.

La forme des matrices "inductances" (variables) permet de représenter leurs inverses sous formes "blocs" analytiques. Par ces dernières représentations, seul un bloc est à inverser (dont l'ordre est soit 1 soit 2, donc son inverse s'obtient par calcul direct).

Les mêmes considérations que dans le cas du chapitre III, en ce qui concerne le passage d'un modèle à un autre, sont à faire dans ce chapitre. Cependant cette fois ci le nombre de modes de conduction est 3 alors qu'il n'était que de 2 précédemment. L'ordre de chacun des modèles correspondant aux Mode 2 et Mode 3 est augmenté d'une unité du fait de la considération comme variable, le courant circulant dans la boucle intermédiaire.

Le programme est construit sous une forme modulaire. Cet aspect attribue un caractère de souplesse pour d'éventuelles modifications. Par exemple, la modification ou l'introduction d'une autre régulation, ne nécessite qu'une simple modification au niveau du "système continu".

CHAPITRE 5

RESULTATS

COMMENTAIRES et EXPLOITATION

V-1 INTRODUCTION

La modélisation est vue au second chapitre.

Les méthodes de simulation sont présentées dans les chapitres III et IV.

Quant à l'objet du présent chapitre, il consiste à exploiter les méthodes élaborées précédemment.

Nous faisons l'examen des résultats obtenus par l'application de nos programmes (*) et en tirons les conclusions les plus significatives.

Avant l'exploitation de ces dits programmes, nous donnons les caractéristiques du système étudié; caractéristiques servant comme arguments pour le traitement de calcul.

V-2 CARACTERISTIQUES du SYSTEME ETUDIE

Les principales caractéristiques de la machine sont:

3 phases

2 paires de pôles

$$U_n = 220 \text{ V}$$

$$I_n = 26,3 \text{ A}$$

$$S_n = 10 \text{ kVA}$$

$$f_n = 50 \text{ Hz}$$

$$J_n = 2,7 \text{ A}$$

Les paramètres de la machine sont:

$$X_d = 5,4 \Omega$$

$$X_q = 3,5 \Omega$$

$$X_d' = 1,0 \Omega$$

$$X_q'' = 0,96 \Omega$$

$$X_d'' = 0,74 \Omega$$

} valeurs
correspondant
à la fréquence
de 50 Hz

*: les programmes mis en œuvre ont été réalisés sur micro-ordinateur du type Hewlett - Packard 9836.

$$R_a = 0,115 \Omega$$

$$R_f = 41 \Omega$$

$$L_f = 49 \text{ H}$$

$$J = 1,14 \text{ Nm s}^2/\text{rad}$$

$$f_c = 0,61 \text{ Nm /rad /sec}$$

Les constantes de temps de la machine sont:

$$T'_{d0} = 1,2 \text{ s}$$

$$T''_{d0} = 16 \text{ ms}$$

$$T''_{q0} = 96 \text{ ms}$$

$$T_{Kd0} = 0,22 \text{ s}$$

$$T_{Kd\sigma} = 9,4 \text{ ms}$$

Les coefficients utilisés dans les systèmes d'équations, après changement de variables au niveau des courants dans les amortisseurs, calculés à partir des grandeurs ci-dessus, sont:

$$\frac{L_Q}{R_Q} = 96 \text{ ms}$$

$$\frac{L_D}{R_D} = 0,22 \text{ s}$$

$$\frac{M_{dQ}^2}{L_Q} = 8,1 \text{ mH}$$

$$\frac{M_{dD}^2}{L_D} = 17 \text{ mH}$$

$$\frac{M_{dD} M_{fD}}{L_D} = 795 \text{ mH}$$

$$M_{df} = 0,83 \text{ H}$$

V-3 ETUDE de l'ANGLE de COMMUTATION (en fonction de la vitesse)

En utilisant la méthode de simulation élaborée au chapitre III et en ne considérant que le mode de commutation (MODE 3), faisons une étude de l'angle de commutation en fonction de la vitesse de la machine.

Afin de pouvoir établir une comparaison, nous faisons cette étude dans les deux cas:

- machine avec amortisseurs (fig. V.1a, V.2a et V.3a)
- machine sans amortisseurs (fig. V.1b, V.2b et V.3b)

Dans les deux cas de fonctionnement de la machine, nous pouvons constater ce qui suit:

- pour un même point de fonctionnement défini par:

- un courant I_c
- un courant d'excitation I_f
- un angle d'amorçage

l'angle de commutation augmente quand la vitesse décroît. Ce phénomène limite le fonctionnement en commutation naturelle.

- pour chaque point de fonctionnement, il existe une vitesse minimale en deçà de laquelle la commutation ne peut aboutir. Cette limitation est liée au fait que le courant, que peut commuter la machine, décroît avec la diminution de la vitesse.

- cette vitesse minimale (correspondant à la fréquence limite inférieure du fonctionnement en commutation naturelle) est fonction :

- du courant I_c
- du courant d'excitation I_f
- et de l'angle d'amorçage de l'onduleur .

- pour un même point de fonctionnement, l'angle de commutation est plus grand dans le cas où la machine est sans amortisseurs que dans celui où elle est avec.

Cette augmentation de l'angle de commutation est due essentiellement à une augmentation de la réactance subtransitoire (réactance, par ailleurs, déterminante pour la commutation de la machine). En effet, ...

...L'inductance de commutation de la machine est donnée par [12] :

$$L_c = L_d'' \cos^2(\alpha_p) + L_q'' \sin^2(\alpha_p)$$

avec:

- a) dans le cas de machine avec amortisseurs

$$L_q'' = L_q - \frac{M_{qQ}^2}{L_Q} \quad L_d'' = L_d + K_f M_{df} + K_D M_{dD}$$

où:

$$K_f = (M_{dD} M_{fD} - L_D M_{fD}) / (L_f L_D - M_{fD}^2)$$

et

$$K_D = (M_{fd} M_{fD} - L_f M_{fD}) / (L_f L_D - M_{fD}^2)$$

b) dans le cas de machine sans amortisseurs

$$L''_q = L_q$$

$$L''_d = M_{df}^2 / L_f$$

Les résultats montrent que les amortisseurs présentent un avantage significatif: ils diminuent la réactance de commutation, et ce faisant l'angle de commutation.

De cela, il apparait qu'un bon dimensionnement de ces amortisseurs est nécessaire pour réduire, au mieux possible, l'angle de commutation, et partant, atteindre une meilleure utilisation des thyristors.

V-4 ETUDE de l'ANGLE de COMMANDE ϕ (en fonction de I_c)

L'angle de commande du capteur de position est l'un des paramètres dont dépend le couple électromagnétique (*).

Le tracé de la courbe $\phi = \mathcal{F}(I_c)$ (obtenu par exécution du programme mis en œuvre au paragraphe 2 du chapitre III), fait pour une vitesse et un courant d'excitation constants, est donné par la figure V.4.

L'exécution du même programme donne les tracés

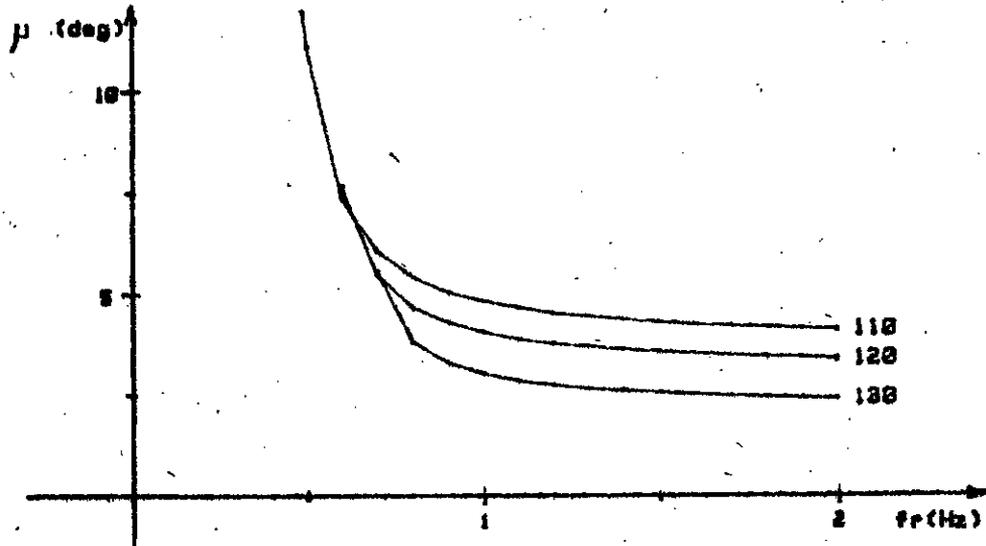
- de l'angle de retard d'allumage par rapport à la roue polaire (figure V.5)
- de l'angle interne de la machine (figure V.6)
- de l'angle de déphasage entre la tension et le courant de la machine (figure V.7)

De l'examen de nos résultats il ressort qu'à l'augmentation de l'angle de commande correspond l'augmentation du courant I_c .

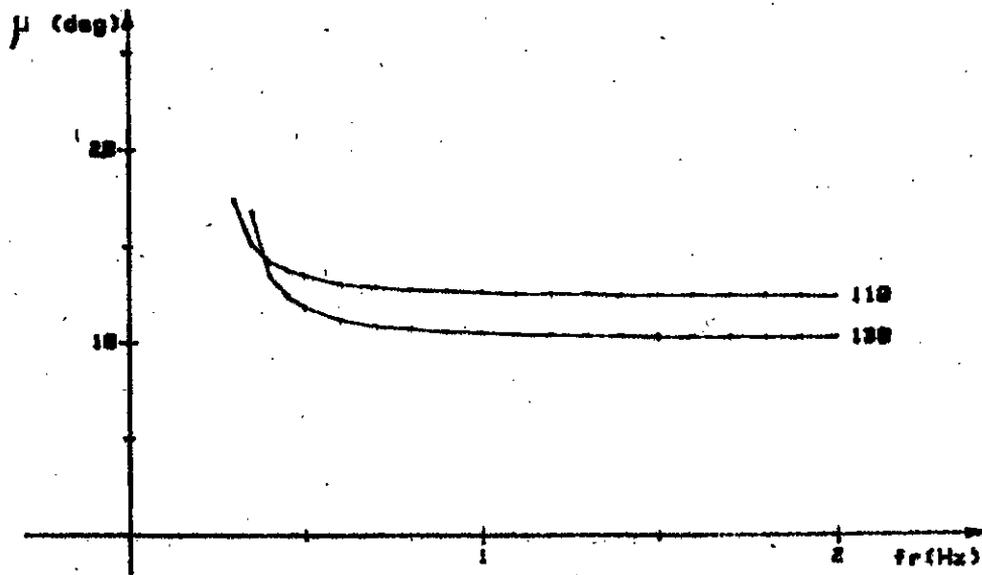
Le réglage de cet angle peut, soit s'obtenir par programmation, dans le cas de contrôle par microprocesseur, soit être réalisé analogiquement.

Il doit, de plus, se faire de sorte à rendre le fonctionnement optimal (ϕ en fonction de la charge).

* : la relation entre les deux est donnée dans l'annexe n° III.

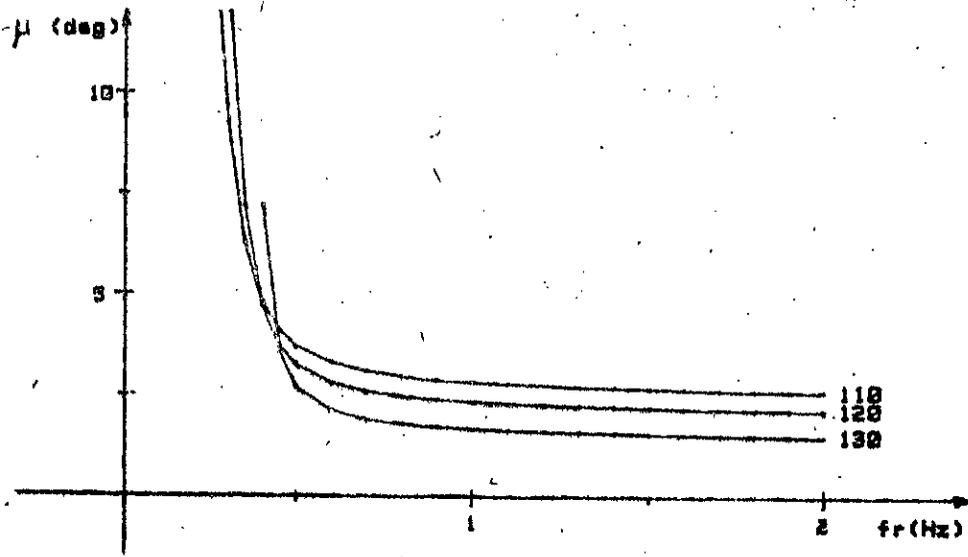


a) : avec amortisseurs

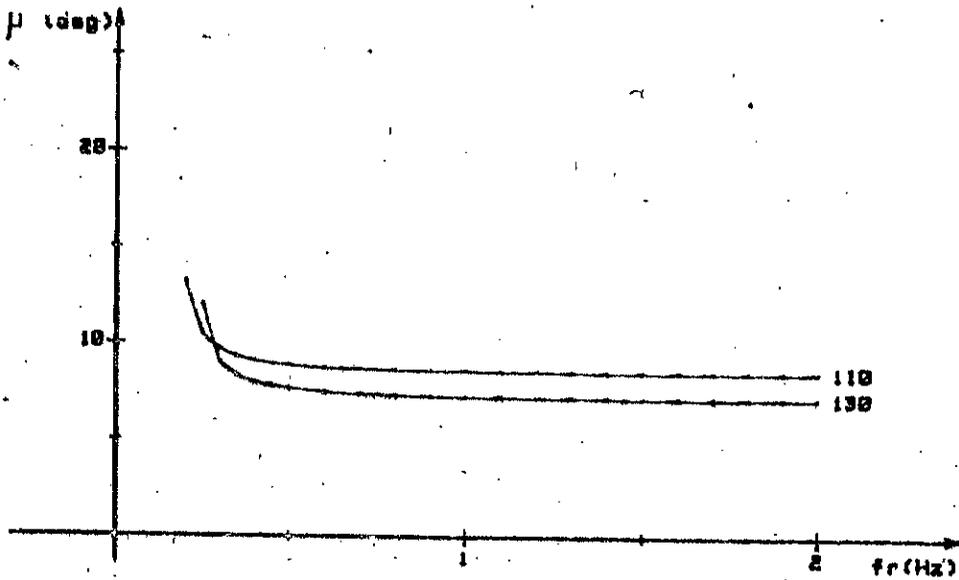


b) : sans amortisseurs

Figure V.1 : variation de l'angle de commutation en fonction de la fréquence (avec $I_f = 1,7 A$ et $I_c = 20 A$).

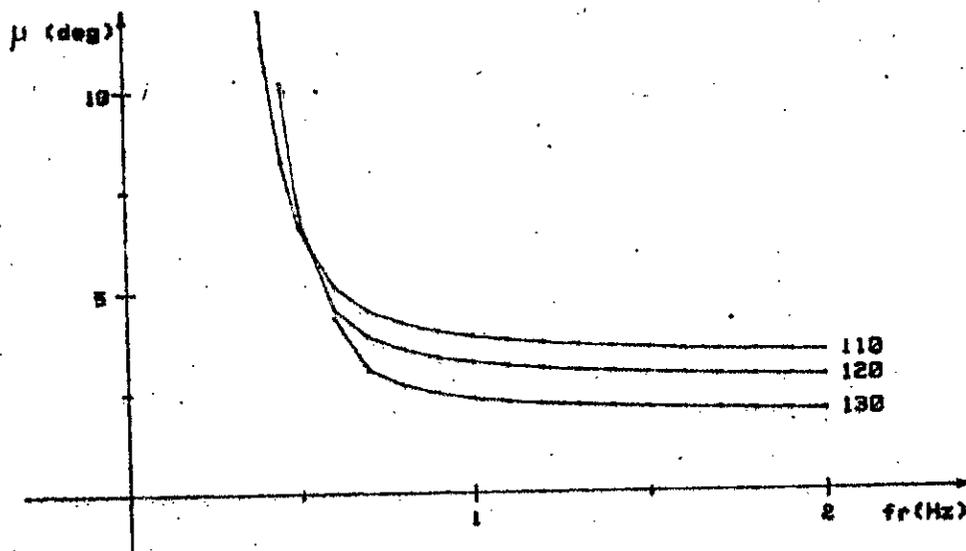


a) : avec amortisseurs

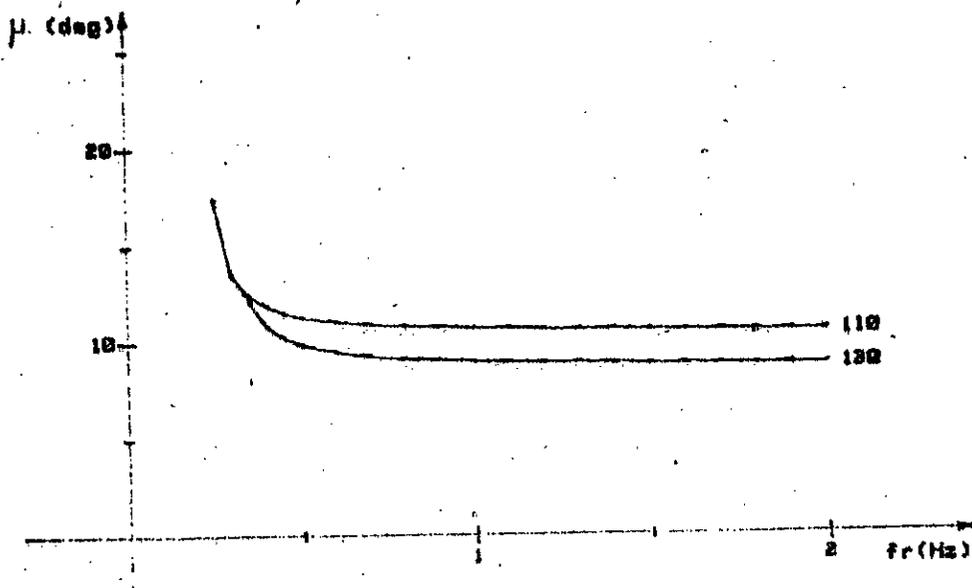


b) : sans amortisseurs

Figure V.2 : variation de l'angle de commutation en fonction de la fréquence (avec $I_f = 2,5 A$ et $I_c = 20 A$).



a) : avec amortisseurs



b) : sans amortisseurs

Figure V.3 : variation de l'angle de commutation en fonction de la fréquence (avec $I_f = 2,5$ A et $I_G = 25$ A).

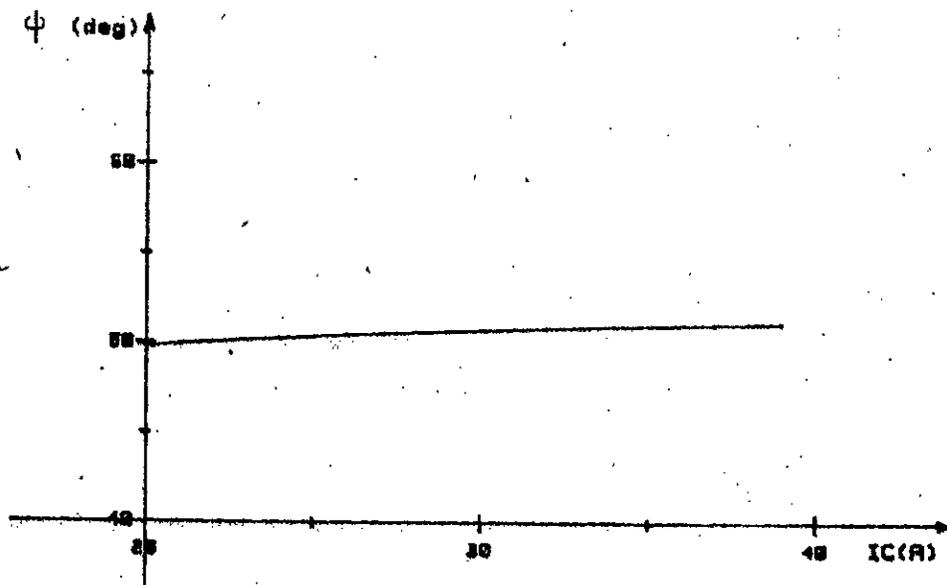


Figure V.4 : angle de commande imposé par le capteur de position ;
(variation en fonction du courant I_C).

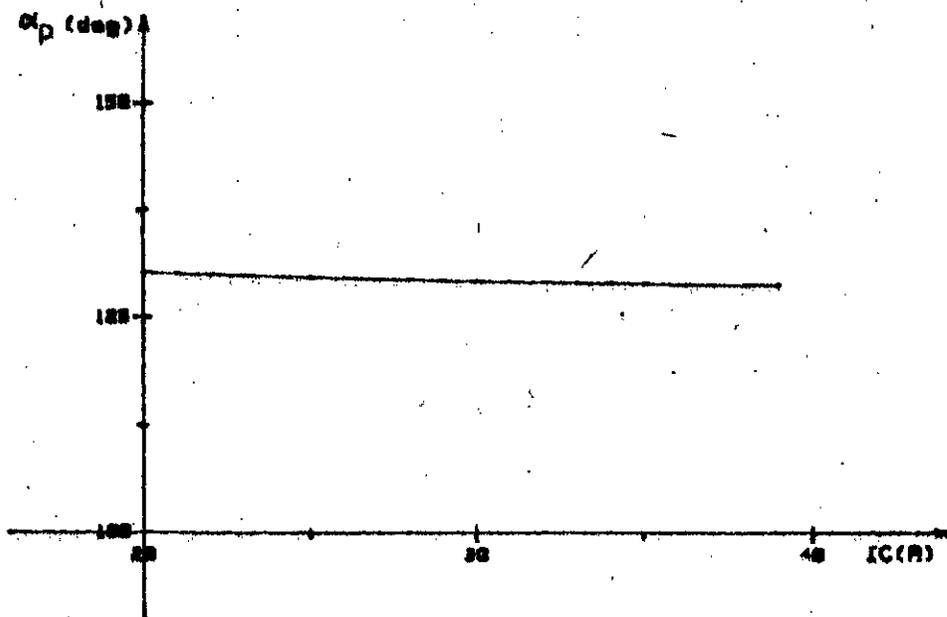


Figure V.5 : retard à l'amorçage, par rapport à la force contre-électromotrice,
(variation en fonction du courant I_C).

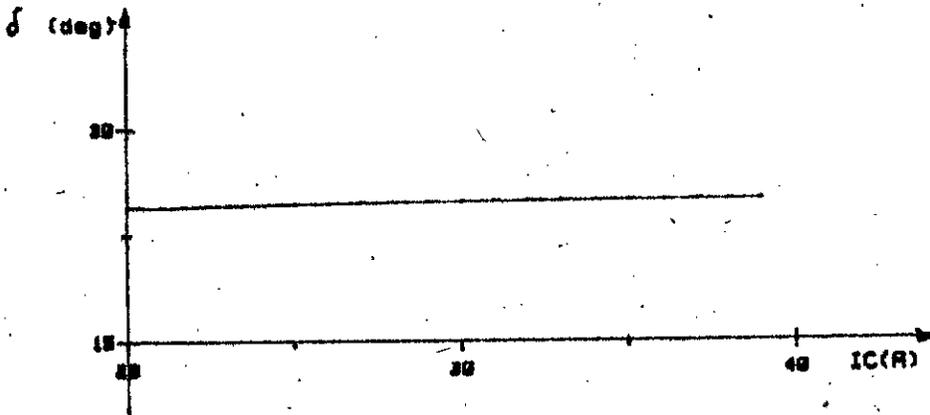


Figure V.6 : variation de l'angle interne de la machine en fonction du courant I_C .

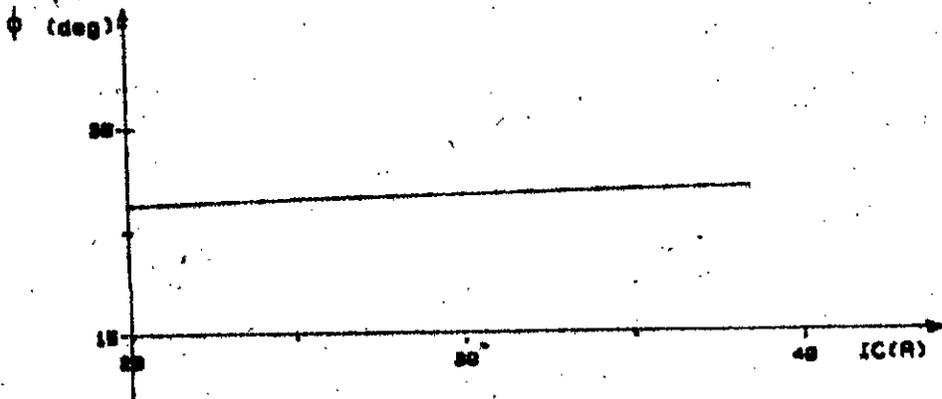


Figure V.7 : variation du déphasage entre tension et courant de phase statoriques en fonction du courant I_C .

V-5 ETUDE du FONCTIONNEMENT en REGIME PERMANENT

L'étude du régime permanent de la machine a été faite par la méthode présentée dans le chapitre III.

Cette méthode suppose le système pont onduleur - machine alimenté par un courant constant.

Nous considérons deux types de fonctionnement de la machine:

- avec amortisseurs (figures V.8 à V.12)
- sans amortisseurs (figures V.13 et V.14)

V-5.1 CAS de la MACHINE AVEC AMORTISSEURS

Dans les figures V.8 à V.10, nous donnons les variations temporelles des variables de la machine pour le point de fonctionnement suivant:

- . courant dans l'inductance de lissage $I_c = 25 \text{ A}$
- . vitesse de rotation $N = 1500 \text{ tr/mn}$
- . angle de commande $\phi = 75^\circ$

S'ajoutant à la courbe (figure V.8b) pour 50 Hz, deux autres graphes (figure V.11) donnent la forme de la tension de la machine pour deux autres fréquences (30 et 15 Hz).

Nous constatons que:

- l'amplitude augmente avec la fréquence;
- la forme est, à chaque fois, quasiment sinusoïdale (si nous faisons abstraction des instants de commutation):

L'influence de la commutation se traduit par des pointes de tension qui se retranchent ou s'ajoutent à la sinusoïde.

Les pointes de tension, les plus élevées, doivent être prises en considération lors de l'étude et de la réalisation de l'isolation de la machine.

V-5 ETUDE du FONCTIONNEMENT en REGIME PERMANENT

L'étude du régime permanent de la machine a été faite par la méthode présentée dans le chapitre III.

Cette méthode suppose le système pont onduleur - machine alimenté par un courant constant.

Nous considérons deux types de fonctionnement de la machine:

- avec amortisseurs (figures V.8 à V.12)
- sans amortisseurs (figures V.13 et V.14)

V-5.1 CAS de la MACHINE AVEC AMORTISSEURS

Dans les figures V.8 à V.10, nous donnons les variations temporelles des variables de la machine pour le point de fonctionnement suivant:

- . courant dans l'inductance de lissage $I_c = 25 \text{ A}$
- . vitesse de rotation $N = 1500 \text{ tr/mn}$
- . angle de commande $\phi = 75^\circ$

S'ajoutant à la courbe (figure V.8b) pour 50 Hz, deux autres graphes (figure V.11) donnent la forme de la tension de la machine pour deux autres fréquences (30 et 15 Hz).

Nous constatons que:

- l'amplitude augmente avec la fréquence;
- la forme est, à chaque fois, quasiment sinusoïdale (si nous faisons abstraction des instants de commutation).

L'influence de la commutation se traduit par des pointes de tension qui se retranchent ou s'ajoutent à la sinusoïde.

Les pointes de tension, les plus élevées, doivent être prises en considération lors de l'étude et de la réalisation de l'isolation de la machine.

La figure V.12 illustre la forme du couple électromagnétique pour deux angles de commande différents: $\psi = 35^\circ$ et $\psi = 50^\circ$.

Nous constatons que

- le couple est oscillatoire,
- sa valeur moyenne diminue quand l'angle de commande (ψ) augmente,
- l'amplitude des oscillations augmente quand ψ augmente.

Les deux dernières constatations prêtent à conclure qu'il est avantageux de faire fonctionner la machine à angle de commande faible.

Une conséquence, à tirer immédiatement de cette dernière conclusion, intéresse particulièrement le démarrage:

aux faibles vitesses, nous travaillons en commutation forcée et donc, le décalage entre courant et tension n'est pas nécessaire. La commande à ψ faible, voire même nul, est possible et, partant, le démarrage peut donc s'effectuer, et de manière simple, à couple fort.

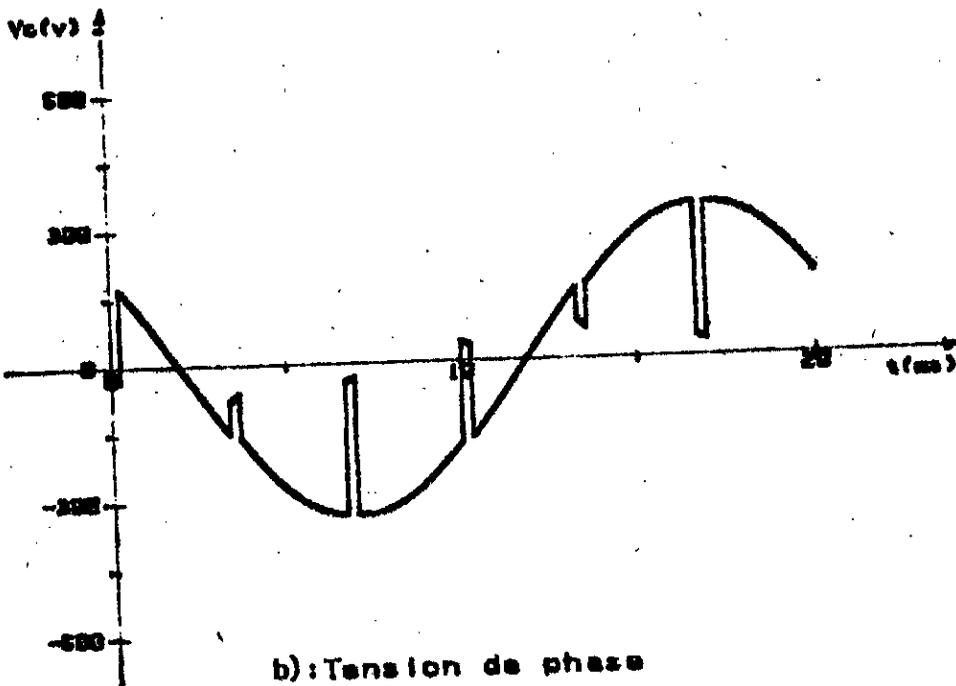
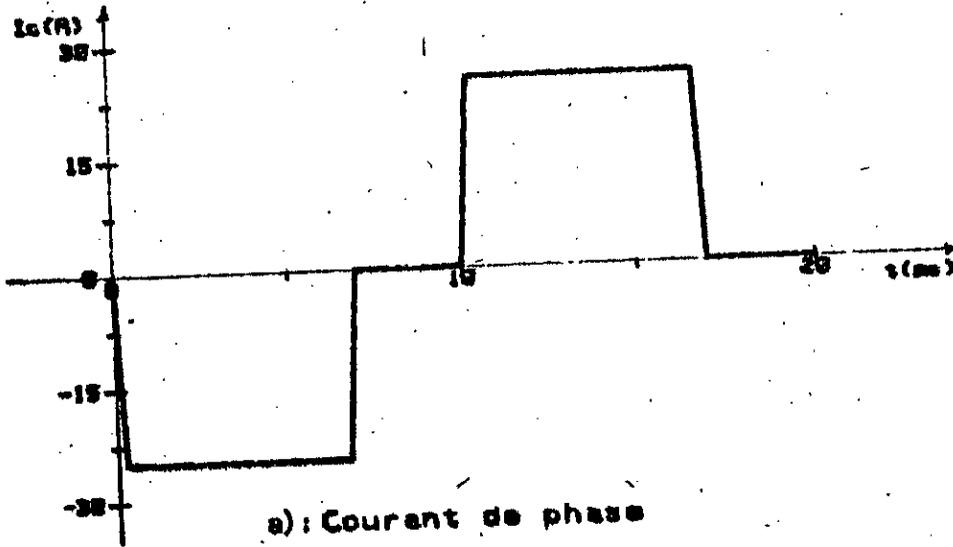


Figure V.8 : formes du courant et de la tension en régime permanent (pour une fréquence de 50 Hz).

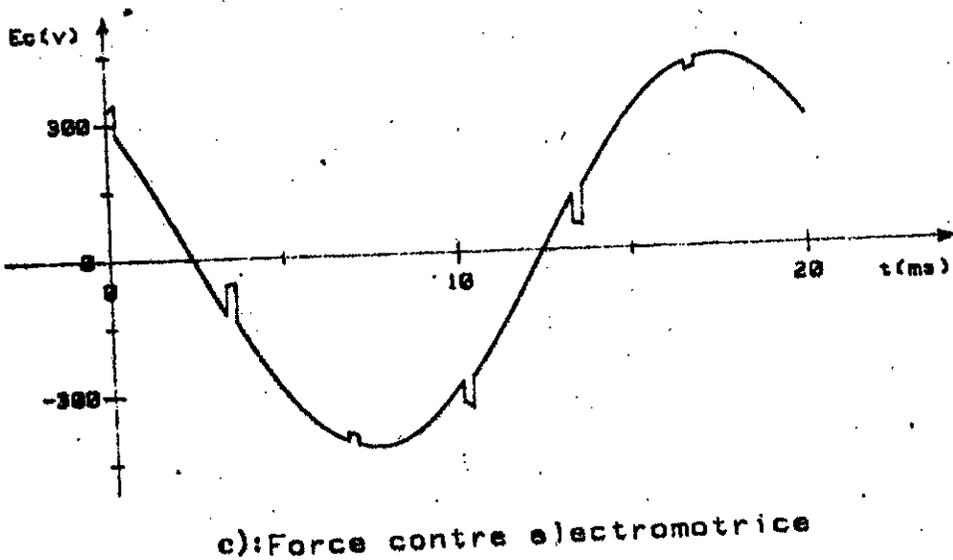
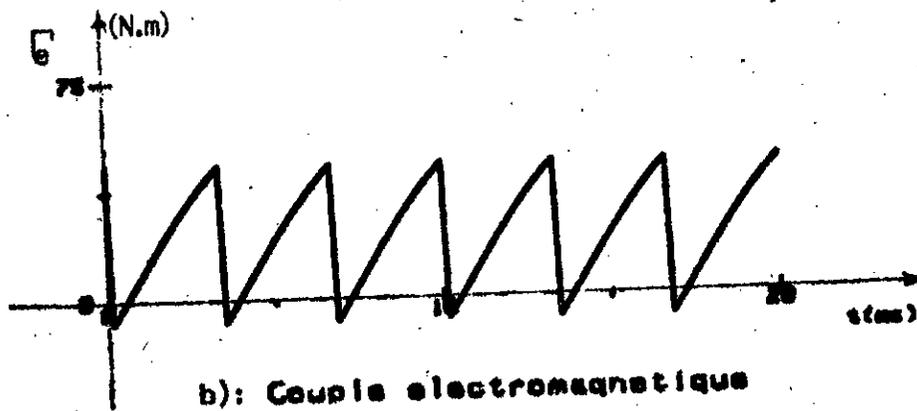
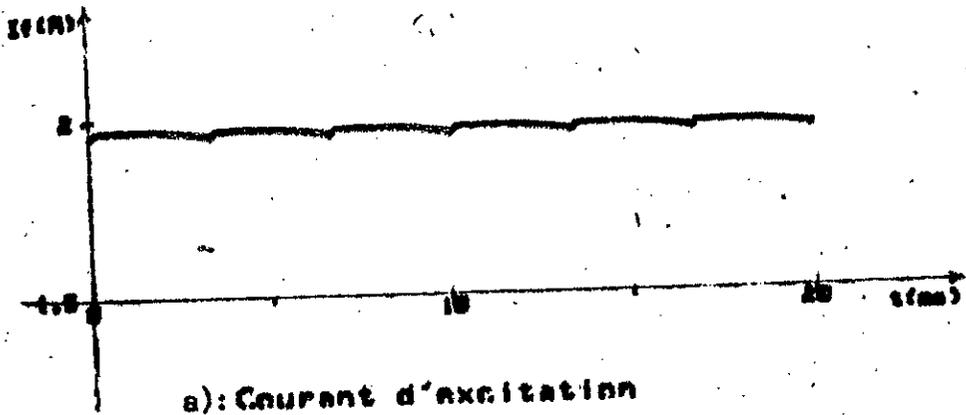
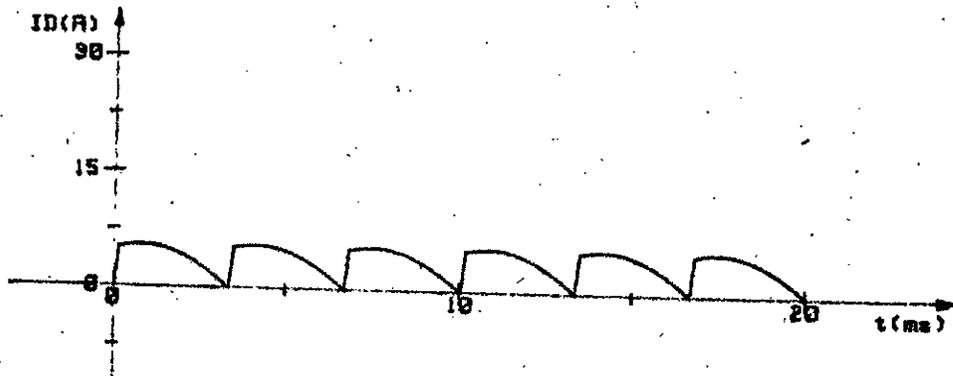
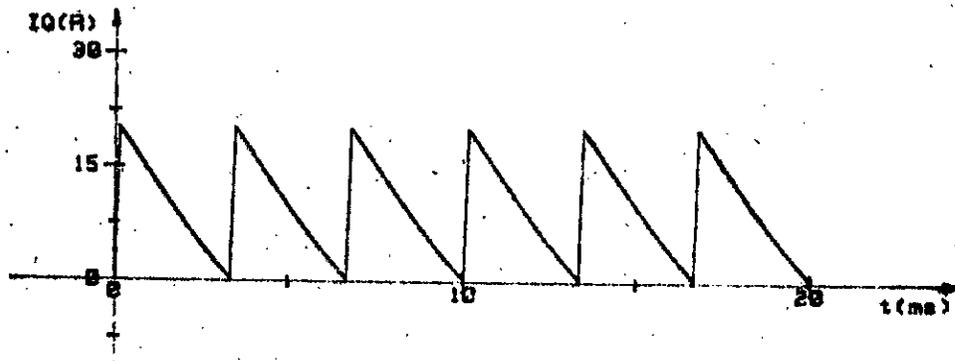


Figure V.9 : variations temporelles du courant d'excitation, du couple électromagnétique et de la f.c.e.m., en régime permanent (pour une fréquence de 50 Hz).

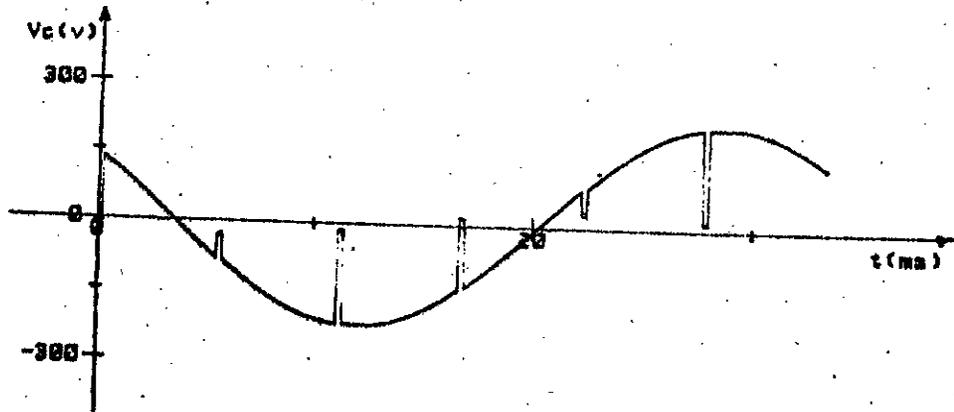


a) : courant dans l'amortisseur d'axe d.

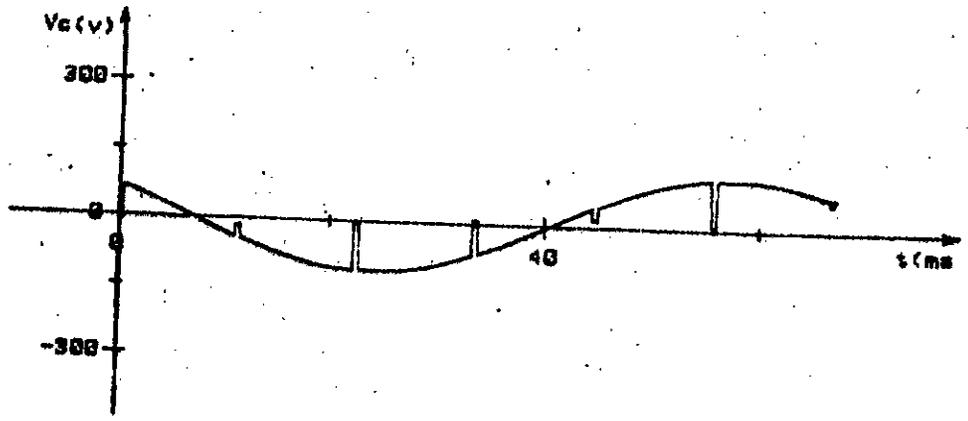


b) : courant dans l'amortisseur d'axe q.

Figure V.10 : formes des courants dans les amortisseurs pour un fonctionnement en régime permanent (pour une fréquence de 50 Hz).

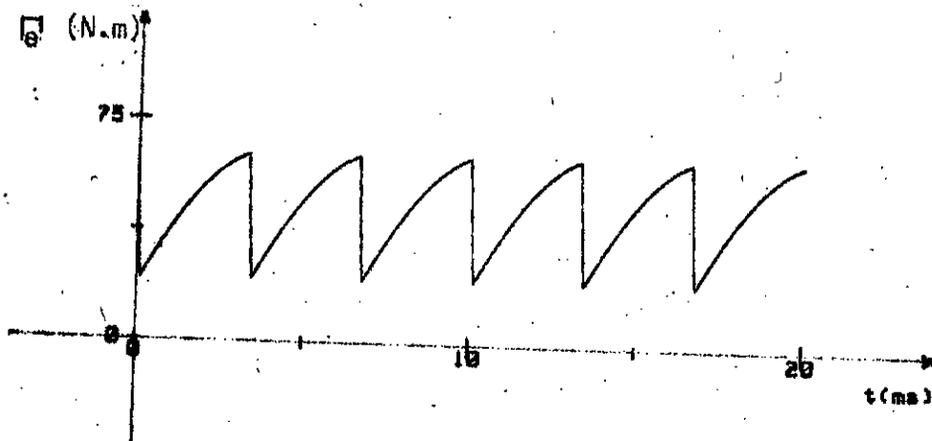


a) : avec fréquence = 30 Hz .

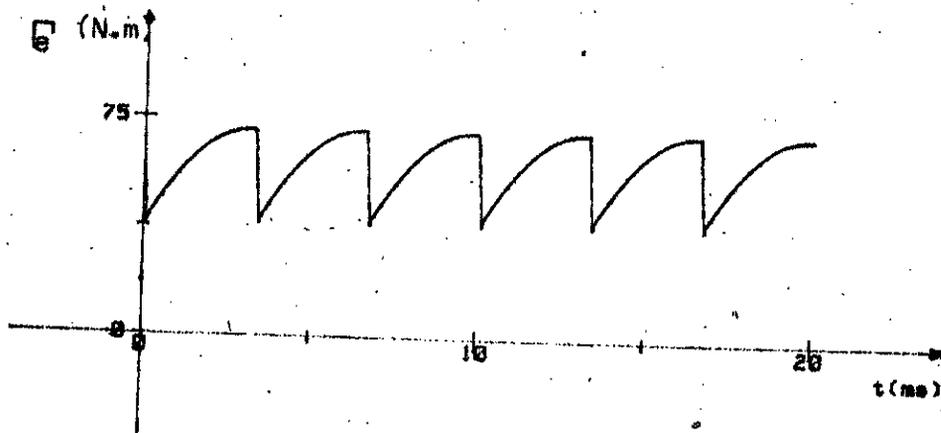


b) : avec fréquence = 15 Hz .

Figure 7.11 : formes de la tension abaisseur en régime permanent correspondants aux fréquences indiquées (30 et 15 Hz).



a) : avec $\phi = 50^\circ$.



b) : avec $\phi = 35^\circ$.

Figure V.12 : formes du couple électromagnétique en régime permanent (correspondant à 50 Hz) pour deux valeurs de l'angle de commande fourni par le circuit de position (50 et 35°).

V-5.2 CAS de la MACHINE SANS AMORTISSEURS

Pour le même point de fonctionnement, considéré lors de l'étude des réponses de la machine avec amortisseurs, nous présentons et examinons les variations temporelles des variables de la machine (sans amortisseurs).

Les figures V.13 et V.14 représentent, respectivement, les variations du courant i_c et de la tension v_c (*).

De l'examen des deux premières courbes (pentes pour la première et largeur des impulsions de tension pour la seconde), nous constatons que l'angle de commutation est plus élevé que dans le cas de machine avec amortisseurs.

La grande distortion de la tension de la machine (constatée dans le présent cas) trouve son explication dans le fait que les forces magnéto motrices, dues aux harmoniques de courant et créant le flux, ne sont plus atténuées comme elles l'étaient dans le cas de la machine avec amortisseurs.

*: L'index c (i_c et v_c) indique qu'il s'agit de la phase c.

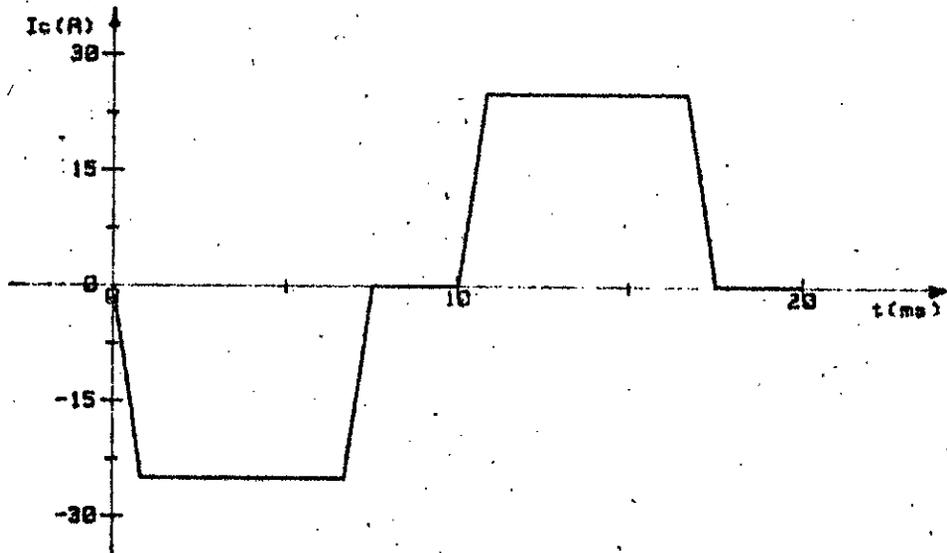


Figure V.13 : forme du courant de phase en régime permanent (machine sans amortisseurs).

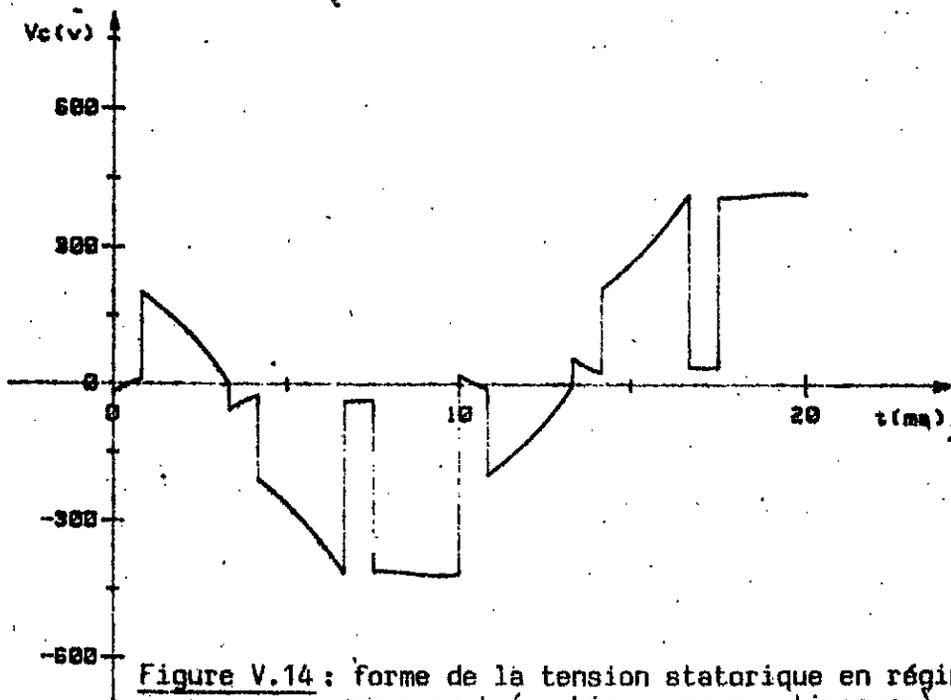


Figure V.14 : forme de la tension statorique en régime permanent (machine sans amortisseurs).

V-6 ETUDE par SIMULATION NUMERIQUE du SYSTEME GLOBAL

Dans cette étude,

- nous considérons le fonctionnement du système en tenant compte de la forme réelle du courant i_c (que nous désignerons, par la suite, par i_c) circulant dans la boucle intermédiaire ;
- deux types de régulation sont utilisés ;
- nous introduisons, pour le démarrage, différentes stratégies de commande, compte tenu de la remarque faite précédemment et concernant l'avantage qu'il y'a à travailler avec un angle de commutation faible.

V-6.1 DIFFERENTES STRATEGIES de DEMARRAGE

A) maintien de $\phi = 0$ durant le régime de commutation forcée

L'avantage de maintenir l'angle $\phi = 0$ pendant toute la durée du régime à commutation forcée est de pouvoir garder un couple maximal durant cette partie du démarrage.

Avec une régulation de courant, et pour une consigne égale à 15 A, nous obtenons, pour ce régime de commutation (forcée), les résultats représentés par les figures V.15 à V.18.

La figure V.15a montre que :

- pour chaque créneau (: entre deux extinctions successives; largeur électrique : $\pi/3$) du courant i_c , ce dernier oscille autour de sa valeur moyenne,
- l'extinction de i_c se fait pratiquement, à chaque fois, sur une seule arche de la tension U_{red} délivrée par le redresseur, et donc, peut être considérée comme rapide (3,3ms),
- le rétablissement de i_c à sa valeur moyenne nécessite un peu plus d'arches.

La figure V.15b montre que le couple électromagnétique accuse des oscillations et des "trous" correspondant, respectivement, aux oscillations et aux annulations du courant I_c circulant dans la boucle intermédiaire,

La figure V.15c, donnant l'évolution de la vitesse, montre, qu'au niveau de cette dernière, les oscillations précédentes sont imperceptibles. Les trous de couple causent, par contre, des ralentissements brefs.

Un compromis, pour atténuer les effets de cette commutation forcée peut être établi : il consiste, jouant sur la valeur de la self de lissage, à augmenter légèrement l'amplitude des oscillations de I_c et diminuer relativement la durée de son rétablissement (après chaque extinction forcée).

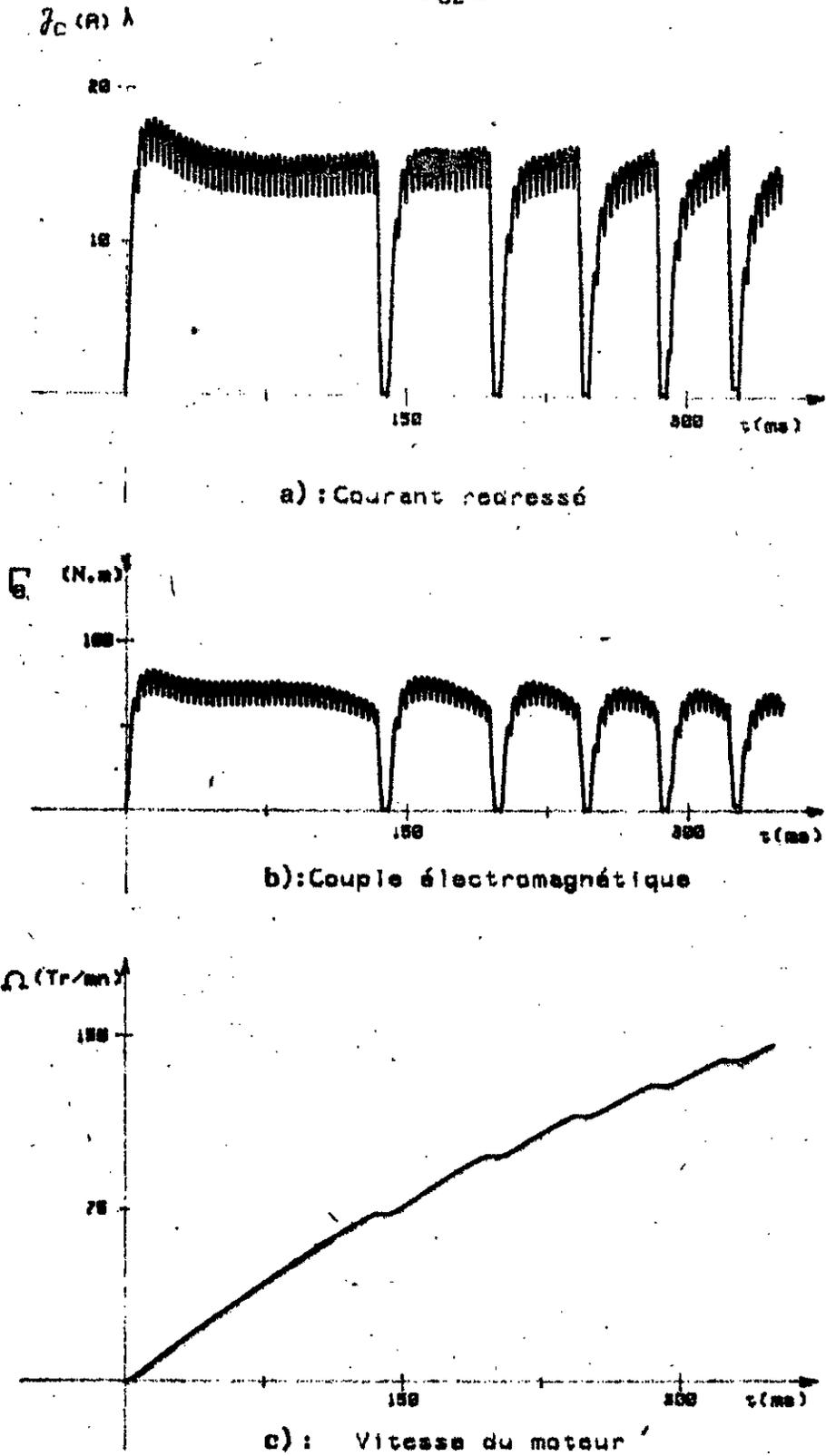


Figure V.15 : variations du courant i_c , du couple électromagnétique et de la vitesse lors du régime de commutation forcée.

La figure V.16 représente :

- a) le courant de la phase "a". On remarque que :
- les oscillations du courant de la boucle intermédiaire se retrouvent dans le courant de phase,
 - les trous de courants sont relativement (par rapport à l'alternance) plus importants (en largeur) au fur et à mesure que la vitesse augmente.

Cette particularité, entre autres, explique que nous ne pouvons pas utiliser le régime de commutation forcée quand la vitesse dépasse une certaine valeur (ce mode devient alors incompatible avec les exigences et électriques et d'accélération de la machine.

- b) la tension de phase
son enveloppe est quasiment sinusoïdale avec, cependant, des pointes dues aux commutations.
- c) la force contre électromotrice
contrairement à la tension, elle ne présente pratiquement pas d'oscillations autour de sa valeur fondamentale.

L'explication en est tout simplement le caractère pratiquement lisse du courant d'excitation (figure V.17a, page 85).

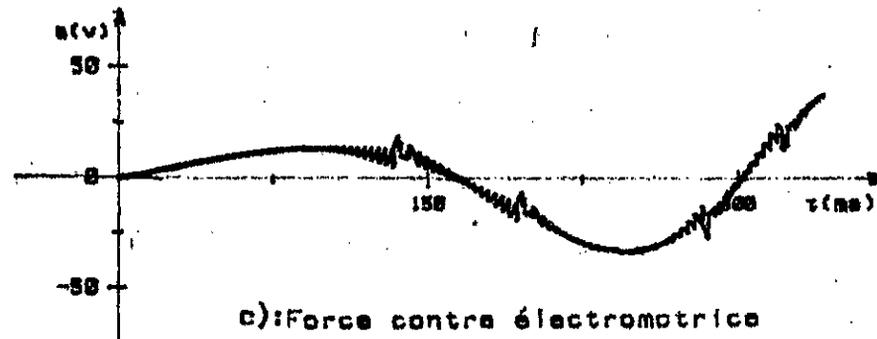
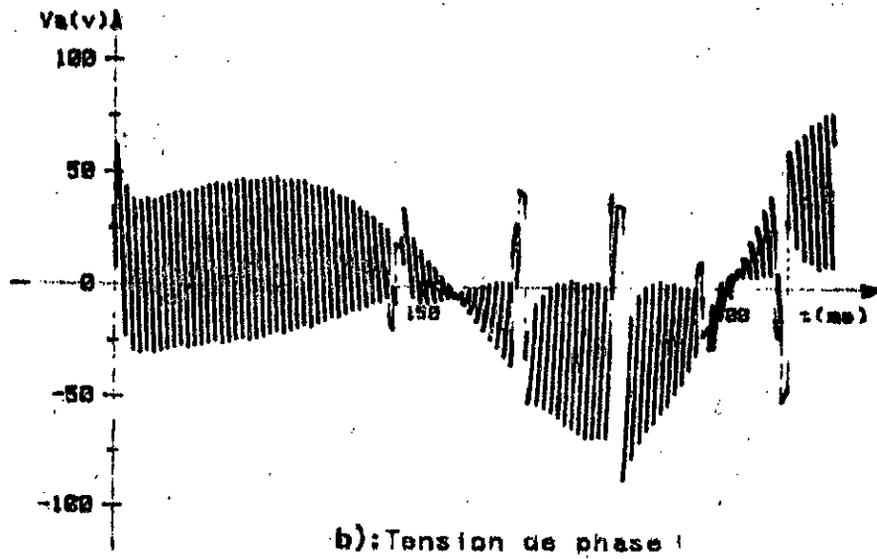
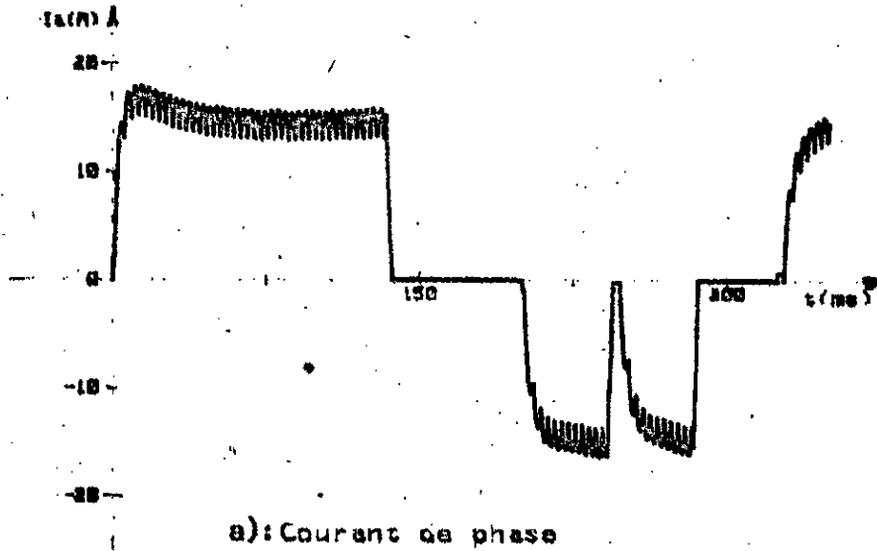
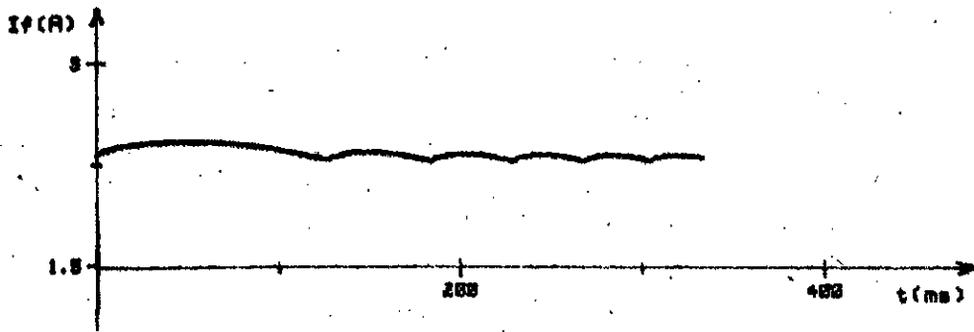
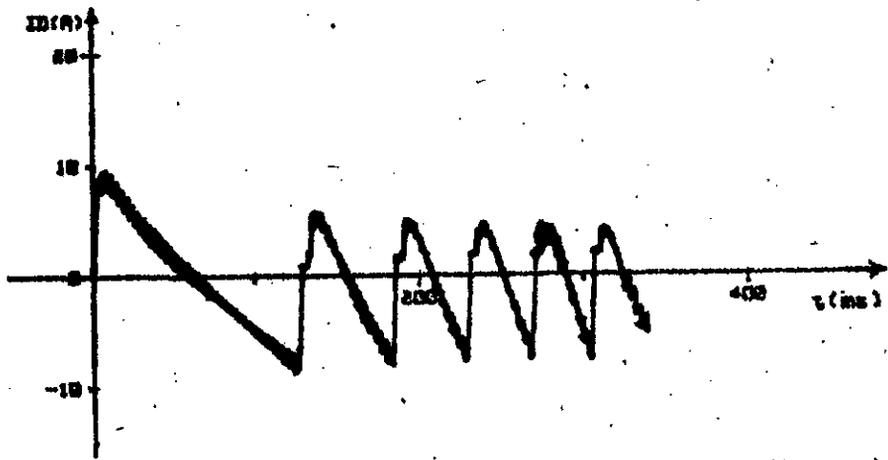


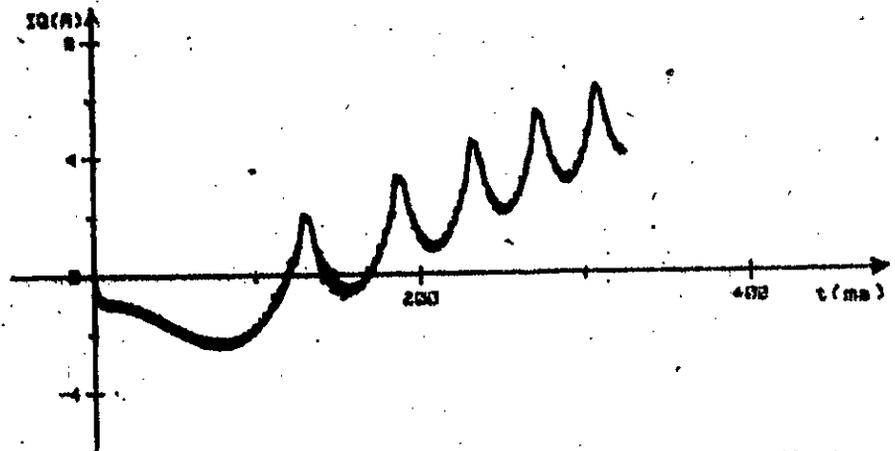
Figure V.16 : variations du courant et de la tension de phase et de la f.c.e.m. lors du régime de commutation forcée.



a): Courant d'excitation

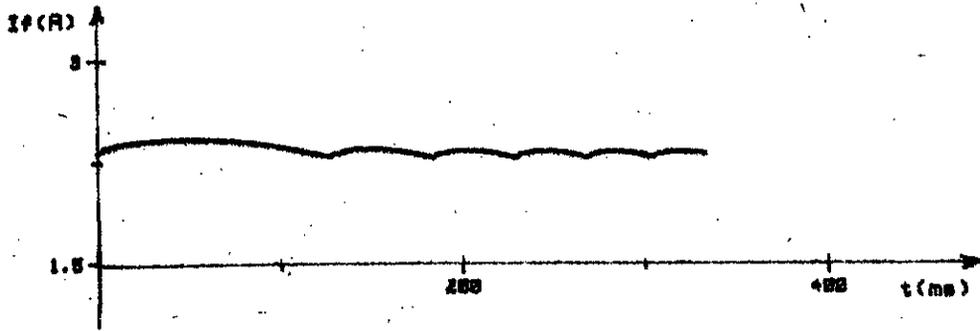


b): courant dans l'amortisseur d'axe d.

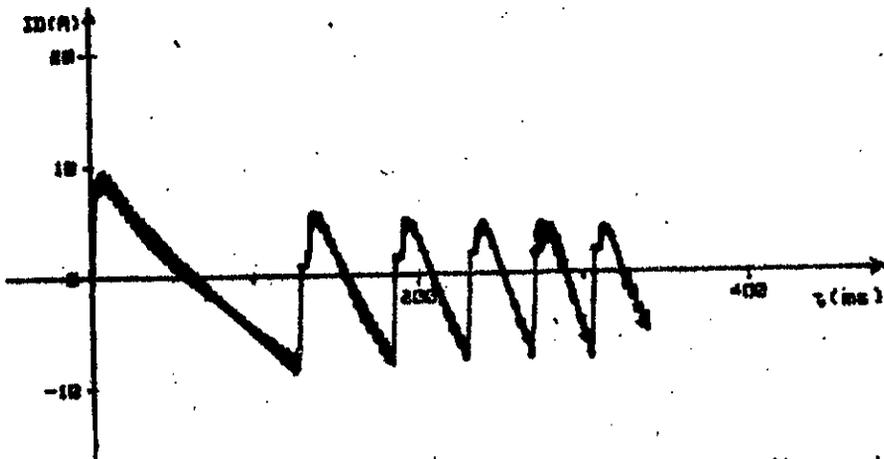


c): courant dans l'amortisseur d'axe q.

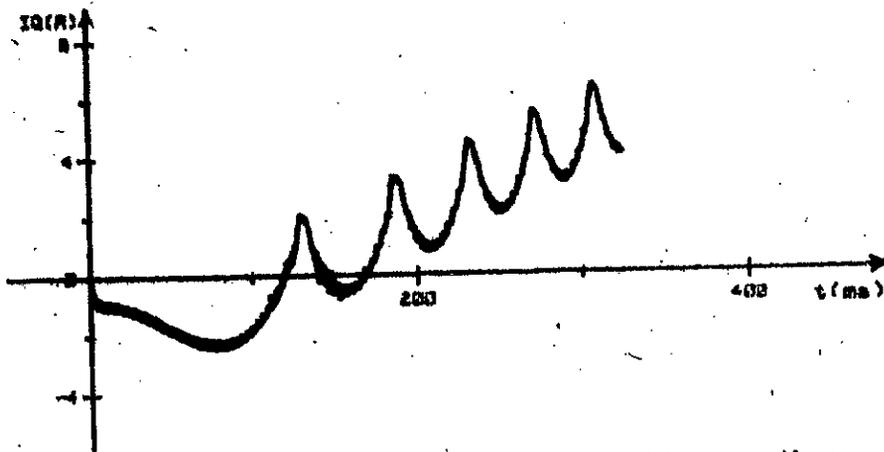
Figure V. 17: variations des courants d'excitation et dans les amortisseurs (axes d et q) lors du régime de commutation forcée.



a): Courant d'excitation



b): courant dans l'amortisseur d'axe d.



c): courant dans l'amortisseur d'axe q.

Figure V.17: variations des courants d'excitation et dans les amortisseurs (axes d et q) lors du régime de commutation forcée.

La figure V.18 donne l'allure de la tension U_{red} délivrée par le redresseur avec la tension de commande V_c du générateur d'impulsions lequel générateur fonctionne sur le principe de coïncidence entre V_c et les fonctions linéaires d'allumage (dents de scie).

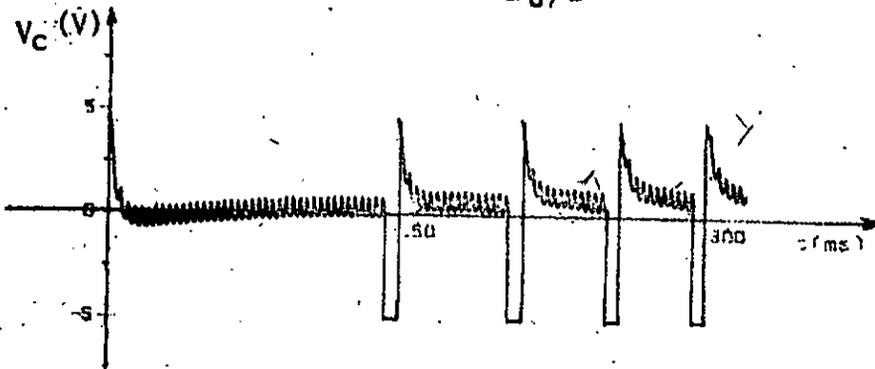
Nous remarquons les fonctionnements en onduleur (proche de la butée) avec des tops négatifs de V_c .

- Cette commande étant non linéaire, nous n'avons pas de rapport systématique (constant) U_{red}/V_c , mais aux pointes de V_c correspondent les pointes les plus élevées de U_{red} .

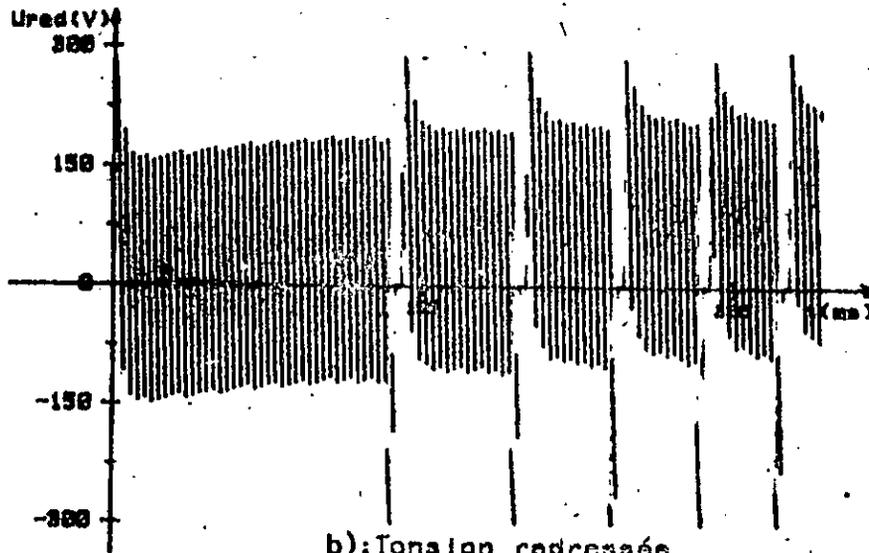
- La valeur moyenne redressée augmente avec la vitesse.

- L'allure de la tension redressée est représentée une deuxième fois (figure V.18c)..

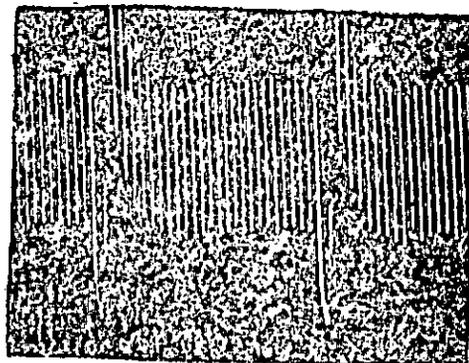
Cette dernière courbe correspond à un relevé expérimental effectué pour un point de fonctionnement situé dans le régime à commutation forcée, avec une vitesse de 83 tr/mn ($\approx 5,5\% \Omega_n$)



a): Tension de commande



b): Tension redressée



c): relevé expérimental de la tension redressée.

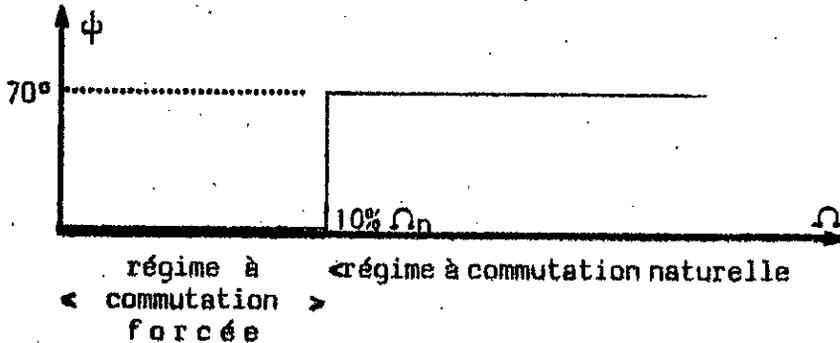
échelle: abscisses 20ms/cm
ordonnées 80V/cm

Figure V.18 : tension redressée et sa commande lors du régime commutation forcée.

B) changement de régime de commutation avec basculement de valeur de ϕ

Le fonctionnement en commutation naturelle ne peut se faire que pour un angle ϕ différent de 0.

Lors du passage de la commutation forcée à la commutation naturelle l'angle ϕ doit donc changer brusquement de la valeur nulle à une autre valeur suffisamment grande (pour notre exemple, cette deuxième valeur est prise égale à 70°).



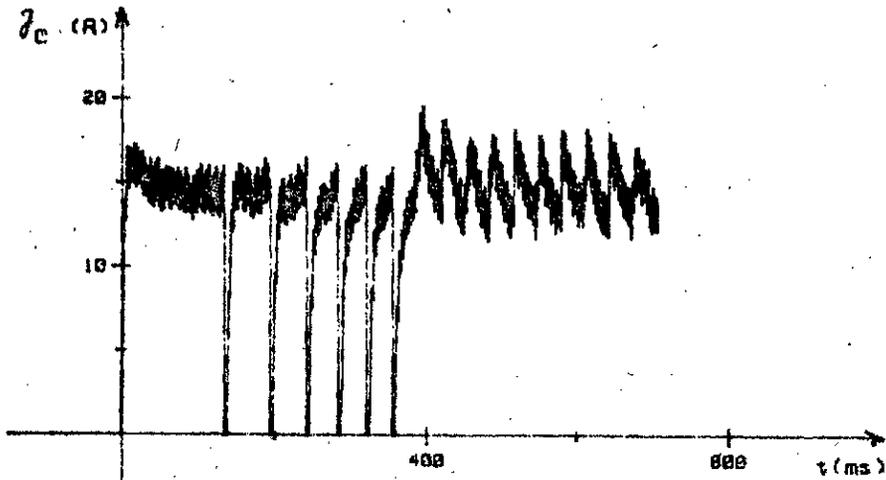
Les résultats que nous donnons pour cette commande sont le courant (I_c) dans la boucle intermédiaire, le couple électromagnétique et la vitesse.

Nous constatons que le basculement du régime de commutation forcée à celui de commutation naturelle s'accompagne d'une diminution brusque du couple. Cette dernière diminution se répercute sur la vitesse par une phase transitoire de ralentissement (figures V.19b et V.19c).

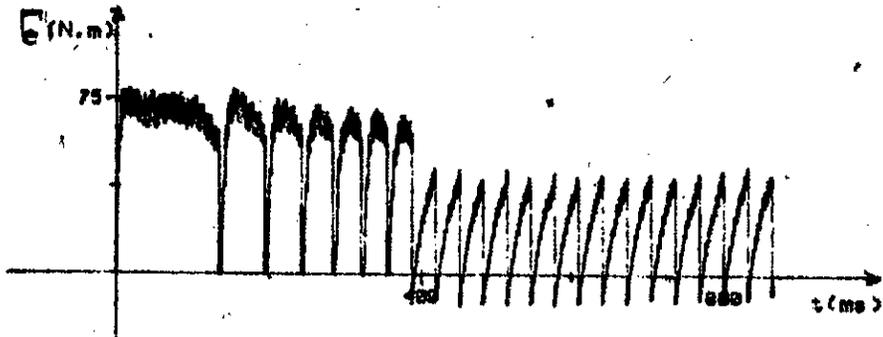
Quant au courant I_c , sa valeur moyenne augmente légèrement à partir de ce basculement, en vue de redonner une résultante de couple ($T_e - T_r$) permettant la croissance de la vitesse (figure V.19a).

Une amélioration de cette commande, consiste à éviter le basculement, en valeur, de l'angle de commande ϕ .

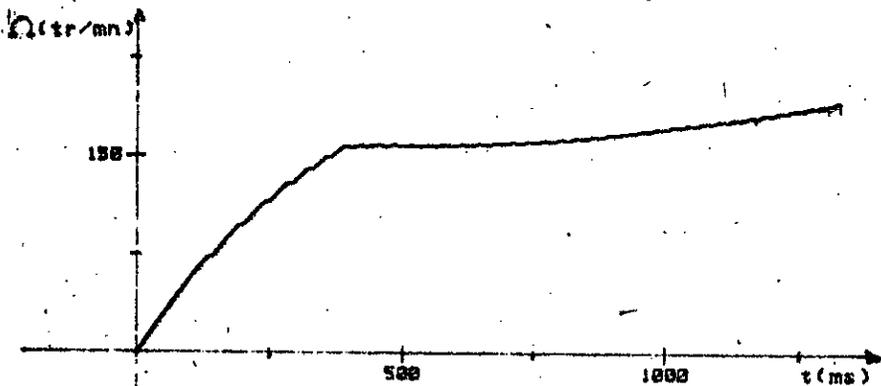
La stratégie proposée est donnée au paragraphe suivant C).



a): Courant redressé



b): Couple électromagnétique

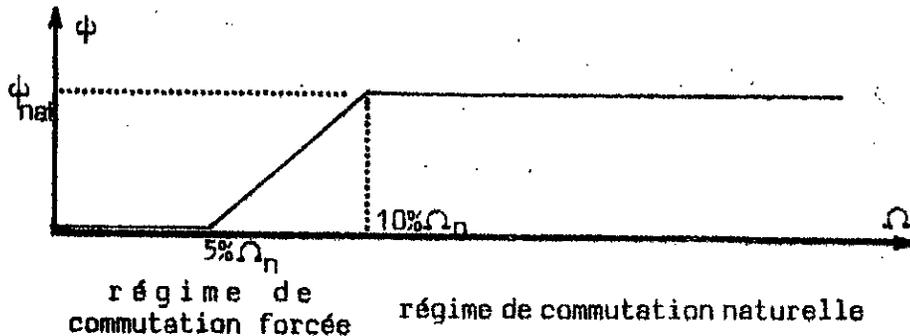


c): Vitesse du moteur

Figure V.19 : transitoire global (régime de commutation forcée + régime de commutation naturelle) avec basculement brusque de la valeur de ϕ lors du changement de régime (le contrôle inclut une régulation de courant).

C) démarrage à ϕ croissant

L'angle de commande évolue telle que l'indique la figure ci-après :



Dans la phase de "préparation" ($\Omega < 10\% \Omega_n$) du régime de commutation naturelle, le maintien de ϕ égal à zéro jusqu'à, par exemple, la vitesse de $5\% \Omega_n$ permet d'avoir, en deçà de cette dernière valeur, un couple maximal.

Nous remarquons

- qu'effectivement cette stratégie de commande assure la continuité pour le couple,
- que si la vitesse est moins rapide, elle ne présente cependant pas de ralentissement évident (abstraction faite des intervalles de commutation).

Ces observations peuvent se faire sur la figure V.20a, donnant la variation du couple, obtenue par simulation et les figures V.20b et V.20c donnant la vitesse, obtenue par respectivement la simulation et un essai expérimental.

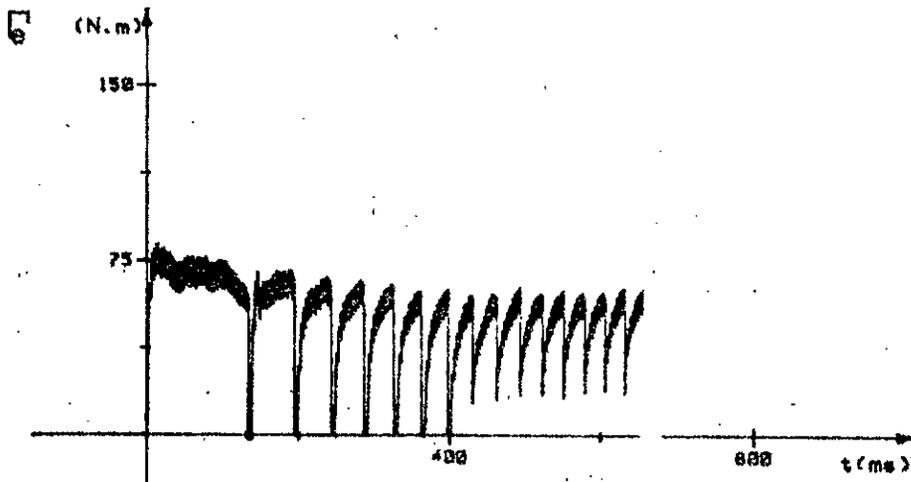
ϕ_{nat} a été fixé pour cette étude à 45° . I_c (consigne) a été fixé à 15 A.

Pour cette même stratégie de commande, nous donnons, dans la figure V.21 les réponses en courant, dans la phase et dans la boucle intermédiaire :

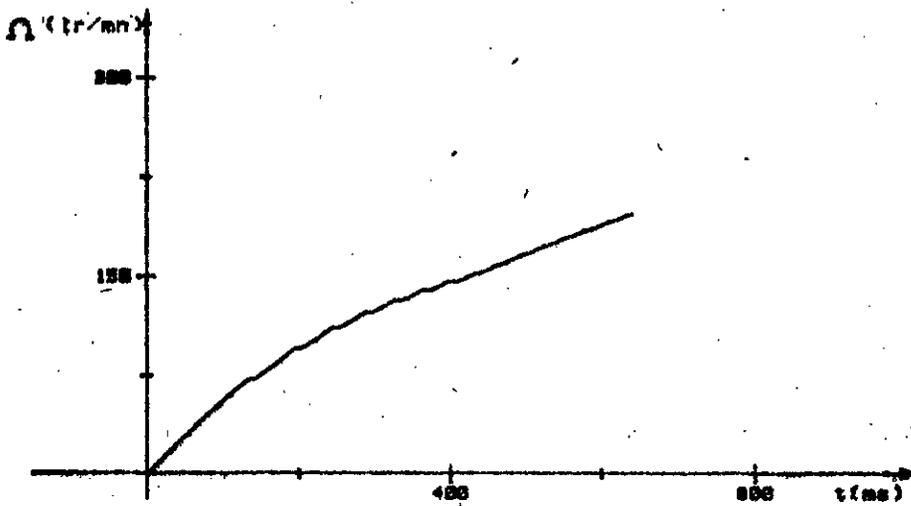
courbe V.21a ... courant dans la phase c (par simulation)

courbe V.21b (V.21c) ... courant I_c , par simulation (par essai expérimental).

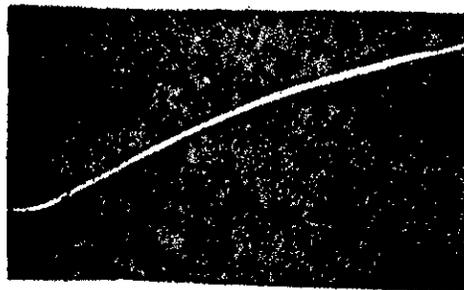
Nous remarquons que le passage du régime de commutation forcée à celui de commutation naturelle s'accompagne par la disparition des extinctions du courant I_c , cependant à chaque instant de commutation de la machine, ce courant connaît une petite augmentation (en valeur moyenne), pour revenir ensuite à sa valeur d'avant commutation.



a): Couple électromagnétique



b): Vitesse du moteur



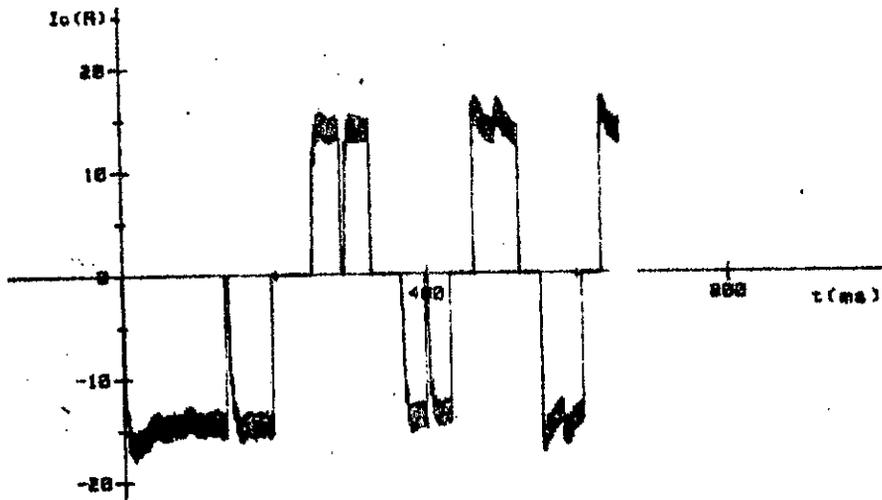
échelle:

vitesse: 100 tr/mn / cm

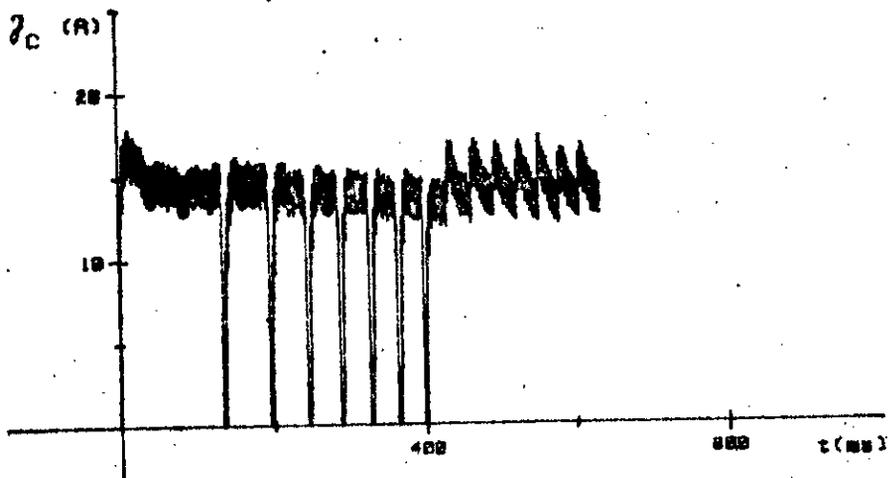
temps : 1,4 s / cm

c): relevé expérimental de la vitesse.

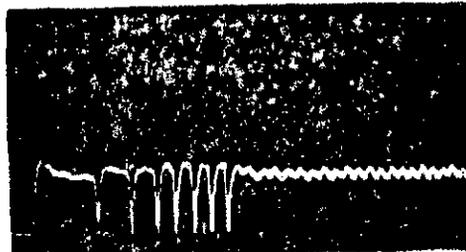
Figure V.20 : transitoire global avec variation progressive de ϕ (le contrôle inclut une régulation de courant).



a): Courant de phase



b): Courant redressé



échelle:

courant: 21 A / cm

temps : 1,4 s / cm

c): relevé expérimental du courant I_c

Figure V.21 : transitoires du courant de phase I_c et du courant redressé I_c avec variation progressive de l'angle de commande ϕ (le contrôle inclut une régulation de courant).

V-6.2 ETUDE avec INTRODUCTION de la REGULATION de VITESSE

Les critères de régulations se définissent par les performances exigées par l'utilisation (cahier des charges). Accélération du processus de dépassement, amortissement, précision statique, ... autant d'éléments de fonctionnement susceptibles d'intervenir dans la détermination des paramètres des régulateurs.

Habituellement ce sont la stabilité, la précision statique et le dépassement qui constituent, dans le domaine des entraînements par machines électriques, les performances demandées par l'utilisation. Le régulateur proportionnel intégral, dans le cas de notre montage, permet d'assurer le fonctionnement avec de telles performances.

La régulation porte sur la vitesse et le courant. Elle est de type cascade, avec, bien entendu, la chaîne de régulation du courant interne à la chaîne homologue de la vitesse.

Pour la protection électrique de la machine (voire même celle des convertisseurs statiques), nous ajoutons à la boucle courant un limiteur, dont nous positionnons le paramètre de réglage à 27 A.

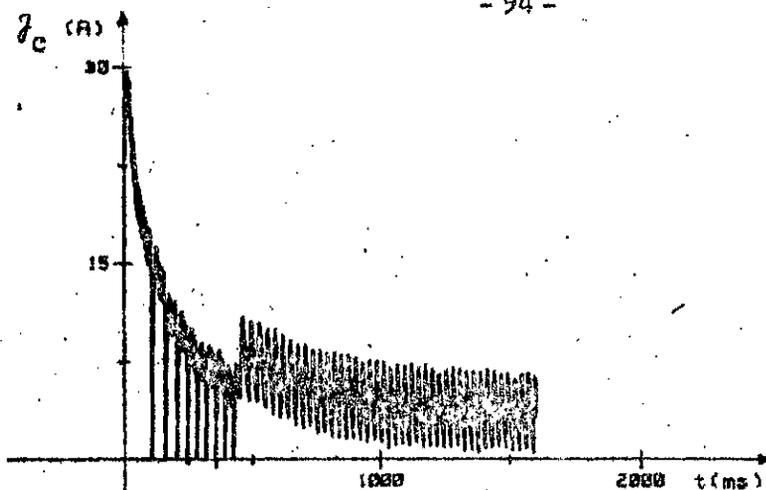
Les résultats de la simulation sont représentés en trois courbes données par la figure V.22.

Fig. V.22a : forme de variation du courant I_c . Nous remarquons que ce dernier augmente lors du passage du régime de commutation forcée à celui de commutation naturelle. Une explication de ce phénomène réside dans le fait de la mise en parallèle de deux enroulements lors de la commutation, réduit l'impédance globale parcourue par ce courant.

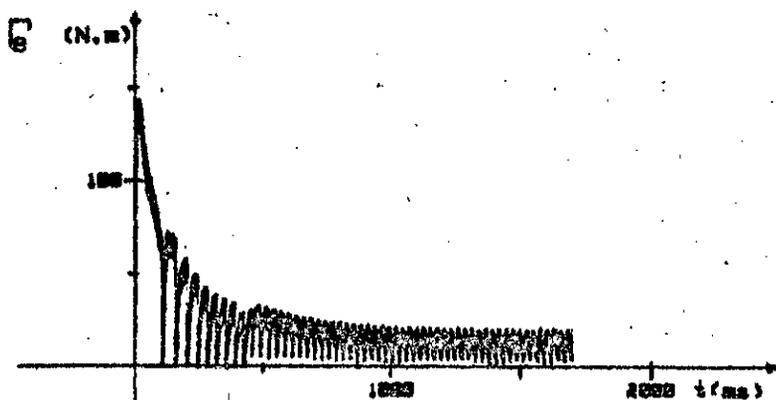
Fig. V.22b : forme de variation du couple T_c . Remarque identique à celle faite sur le courant I_c . L'explication tient ici au concours et de l'augmentation de I_c et à la disparition des extinctions de ce courant (avec la fin du régime de commutation forcée).

Fig. V.22c : forme de la vitesse Ω . Une accélération relative se remarque à l'instant de changement de régime. Elle est, bien entendu due à l'augmentation constatée sur le couple électromagnétique. La consigne de travail est de 200 tr/mn. Nous remarquons que cette valeur est atteinte avec une précision appréciable.

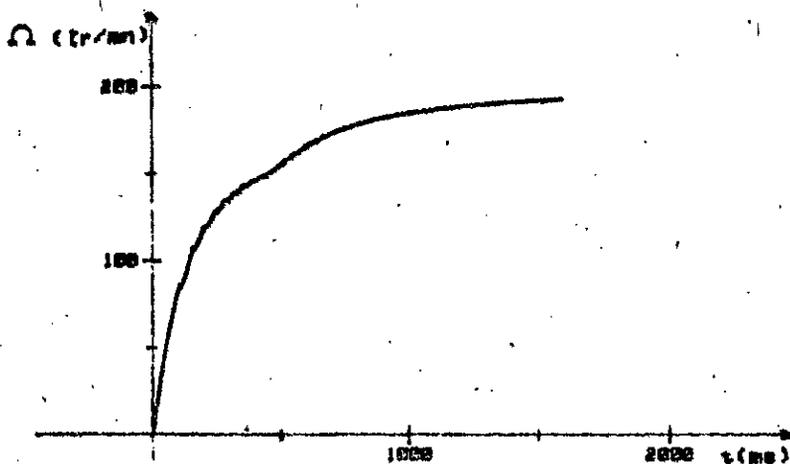
La figure V.23 représente les relevés expérimentaux de la vitesse et du courant de la boucle intermédiaire obtenus pour un changement de consigne, en échelon, 400 tr/mn \rightarrow 600 tr/mn.



a): Courant redressé



b): Couple électromagnétique



c): Vitesse du moteur

Figure V.22 : transitoires (I_c , T_e et Ω), contrôle incluant une régulation cascade courant - vitesse.

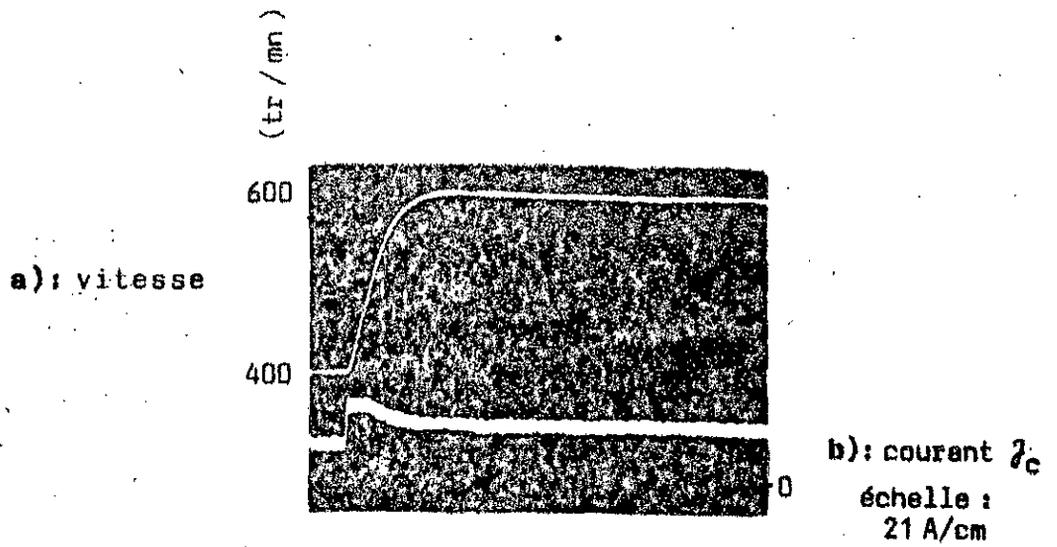


Figure V.23 : Réponses à un échelon de vitesse de 200 tr / mn.

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine du banc d'essais sont ceux donnés en début de ce chapitre (§ V-2).

Les paramètres des régulateurs sont tels que :

pour le courant

$$K_{p_i} = 0,5$$

$$K_{I_i} = (1/T_{I_i}) = 4,5 \text{ s}^{-1}$$

pour la vitesse

$$K_{p_\Omega} = 8$$

$$K_{I_\Omega} = (1/T_{I_\Omega}) = 0,7 \text{ s}^{-1}$$

CONCLUSION

SIMULATION :

Au fur et à mesure que nous avons présenté notre travail, nous avons pu constater le nombre et la complexité des problèmes que présente, pour l'analyse, le système machine synchrone alimentée par une source non sinusoïdale ou plus précisément par un courant discontinu.

L'approche par modélisation révèle des difficultés dues à l'existence simultanée de grandeurs continues (vitesse; force contre électromotrice; ...).

Cette modélisation donne lieu à trois modèles mathématiques pouvant se juxtaposer dans le temps (Mode 0 - Mode 2, en régime de commutation forcée et Mode 2 - Mode 3, en régime de commutation naturelle). Chaque modèle correspond à un mode de conduction du commutateur de courant (0 ou 2 ou 3 thyristors conducteurs).

Tous les aspects particuliers du système sont considérés afin d'établir un algorithme optimal:

- passage d'un sixième de période au sixième de période suivant par simple changement de variable (évitant ainsi une multiplicité de modèles);
- formes "blocs" analytiques de matrices inverses pour chaque mode de conduction (évitant de cette façon l'inversion de ces matrices quatre fois par pas de résolution).

Cette résolution est par ailleurs affinée par l'introduction dans le programme, d'un sous-programme dit "module de recallage". Ce module teste les éventuels dépassements ou l'écart restant à combler dans un mode de conduction et le cas échéant, il considère de nouveaux pas de calcul (ce calcul reprend à partir du pas précédent). Le module "autorise" le changement de mode, une fois le résultat suffisamment affiné.

Pour simplifier l'organisation du calcul, un sous-programme de calcul logique, représentant ce que nous désignons par "automate", est inséré dans le programme principal. Les "entrées" de cet "automate" sont des variables logiques décrivant l'état de certaines variables continues: courant nul ou pas; temporisation terminée ou pas; ... Les sorties indiquent le modèle mathématique à prendre en considération par le calcul.

(Une telle organisation permet d'étendre - ou d'adapter - une grande partie du programme à d'autres systèmes utilisant de telles associations de convertisseurs) .

Enfin, pour l'aspect "modélisation", des relevés expérimentaux, comparés à des résultats homologues de la simulation, permettent d'apprécier, du point de vue "réponses", la très bonne représentativité du système réel par les modèles utilisés .

EXPLOITATION et RESULTATS:

Deux programmes principaux ont été mis en œuvre et exploités .

- Le premier ne traite que de régime permanent, considérant l'intensité du courant alimentant le commutateur (côté machine) constant .

Ce programme nous a permis d'étudier :

- l'effet des amortisseurs sur le fonctionnement ;
- l'angle (durée relative) de commutation en fonction de la fréquence .

Pour le premier point, nous constatons que les amortisseurs ont pour principaux effets sur le fonctionnement (de l'association) ceux de :

- diminuer notablement l'angle de commutation et
- d'atténuer très sensiblement les harmoniques de courants .

D'où, afin de diminuer convenablement ces angles de commutation (liés à des réactances) et, partant, parvenir à atteindre une bonne utilisation des thyristors, un bon dimensionnement de ces amortisseurs en fonction des autres paramètres du système, s'il n'est pas indispensable, il est tout au moins très souhaitable .

Pour le deuxième point (angle de commutation en fonction de la fréquence), le résultat essentiel est que la commutation naturelle ne peut aboutir pour une vitesse en deçà d'une certaine valeur .

- Le deuxième programme, beaucoup plus volumineux que le premier,

tient ce courant de la variation du courant circulant dans la boucle intermédiaire).

Un mode complémentaire (équations régissant le fonctionnement lors de la commutation de courant nul) est introduit.

L'ordre de complexité de chacun des modèles correspondant aux deux autres modes est augmenté d'une unité.

Ce programme considère par ailleurs deux types de régulation :

- une régulation de courant seule (cette régulation constitue, dans une certaine mesure, une protection électrique pour le système) ;
- une régulation "cascade" vitesse - courant, répondant au souci supplémentaire ajouté de celui de la stabilité et de certaines autres exigences relatives à la vitesse (la boucle de courant inclut, en plus, une limitation de cette dernière grandeur variable).

L'exploitation du programme a permis :

- de réaliser les tracés des variations temporelles de nombreuses grandeurs (variables) et
- d'observer et d'analyser les effets, sur plusieurs grandeurs variables, tel ou tel type de stratégie de commande du commutateur de courant.

Cette dernière analyse (effets des différentes stratégies de commande du commutateur de courant) a pour point de départ les conditions de fonctionnement en commutation naturelle et le raccordement entre ce régime et celui de commutation forcée.

Plusieurs possibilités de ces stratégies peuvent être considérées. Les principales sont :

- variation discontinue (au point de changement de régime) de 0 à I_{nat} , d'amorçage ;
- variation continue et linéaire depuis 0 à I_{nat} .

Par l'étude des réponses, et notamment celles du couple et de la vitesse, nous avons indiqué (dans le chapitre V) les bonnes performances de la deuxième solution.

Pour ce qui concerne le premier point (les tracés des variations temporelles de nombreux résultats figurent dans le chapitre V. Ils

sont quasiment tous accompagnés de commentaires. Ils nous ont permis de tirer de nombreuses conclusions significatives

- donnant une plus large compréhension de ce qui est lié au fonctionnement du processus global et
- permettant de prévoir les éventuelles améliorations à "inclure" dans la conception du processus.

ANNEXES

ANNEXE I

Etablissement des équations électriques dans le cas de la simulation du fonctionnement en régime permanent de la M.S.A. alimentée par un courant constant.

A partir de la transformée de Park, nous tirons les équations suivantes:

$$v_d = R_a i_d + \frac{d}{dt} [L_d i_d + M_{df} i_f + M_{dD} i_D] - \omega_2 L_q i_q - \omega_2 M_{qQ} i_Q$$

$$v_q = R_a i_q + \frac{d}{dt} [L_q i_q + M_{qQ} i_Q] + \omega_2 L_d i_d + \omega_2 M_{df} i_f + \omega_2 M_{dD} i_D$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} [L_f i_f + M_{fD} i_D + M_{df} i_d]$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d}{dt} [L_D i_D + M_{fD} i_f + M_{dD} i_d]$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d}{dt} [L_Q i_Q + M_{qQ} i_q]$$

Dans ce cas (le courant alimentant le commutateur est constant), il y'a deux modes de conduction à considérer: les modes 2 et 3.

Equations du mode 3

Considérons un cas (sur les six) de commutation (les autres sont décrits par des équations similaires): phase a conduit et la phase c entre en commutation avec la phase b.

Les courants dans les phases sont:

$$\begin{aligned} i_a &= I_c \\ i_b &= -I_c + i \\ i_c &= -i \end{aligned}$$

$$i_d = \sqrt{2} [i \sin \theta - I_c \sin(\theta - \pi/3)]$$

$$i_q = \sqrt{2} [i \cos \theta - I_c \cos(\theta - \pi/3)]$$

Les équations au niveau du rotór précédentes, deviennent:

$$v_f = R_f i_f + M_{df} \omega_2 i_q + \frac{d}{dt} [L_f i_f + M_{fD} i_D] + \sqrt{2} M_{df} \sin \theta \frac{d}{dt} i$$

$$0 = R_D i_D + M_{dD} \omega_2 i_q + \frac{d}{dt} [L_D i_D + M_{fD} i_f] + \sqrt{2} M_{dD} \sin \theta \frac{d}{dt} i$$

$$0 = R_Q i_Q - M_{qQ} \omega_2 i_d + L_Q \frac{d}{dt} i_Q + \sqrt{2} M_{qQ} \cos \theta \frac{d}{dt} i$$

L'introduction d'une nouvelle variable: i , entraîne l'écriture d'une équation (la quatrième) complémentaire. L'obtention de cette dernière se fait à partir de la condition d'égalité des tensions des phases en commutation (dans notre cas: v_b et v_c). Cette égalité est traduite par l'expression:

$$v_d \sin \theta + v_q \cos \theta = 0$$

En introduisant les courants, l'expression précédente devient:

$$\begin{aligned} & 2i [R_a + (L_d - L_q) \omega_2 \sin 2\theta] + \sqrt{2} \omega_2 [M_{df} i_f \cos \theta + M_{dD} i_D \cos \theta - M_{qQ} i_Q \sin \theta] + \\ & + [L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos \theta] \frac{d}{dt} i + \sqrt{2} M_{df} \sin \theta \frac{d}{dt} i_f + \sqrt{2} M_{dD} \sin \theta \frac{d}{dt} i_D + \\ & + \sqrt{2} M_{qQ} \cos \theta \frac{d}{dt} i_Q = [R_a + 2(L_d - L_q) \omega_2 \sin(2\theta - \pi/3)] I_c \end{aligned}$$

Nous aurons ainsi un système différentiel du type:

$$\begin{bmatrix} L_3 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d + L_q - (L_d - L_q) \cos(2\theta) & & & \\ \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta) & L_f & & \\ \sqrt{2} M_{dD} \sin(\theta) & M_{fD} & L_D & \\ \sqrt{2} M_{qQ} \cos(\theta) & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (*)$$

*: le triangle supérieur de cette matrice s'obtient par symétrie.

$$[R_3] = \begin{bmatrix} -2R_a - 2(L_d - L_q) \omega_2 \sin(2\theta) & & & \\ -\sqrt{2} M_{df} \omega_2 \cos(\theta) & -R_f & & \\ -\sqrt{2} M_{dD} \omega_2 \cos(\theta) & 0 & -R_D & \\ \sqrt{2} M_{qQ} \omega_2 \sin(\theta) & 0 & 0 & -R_Q \end{bmatrix} \quad (*)$$

Les vecteurs tension et courant sont donnés par:

$$[U_3] = \begin{bmatrix} I_c [R_a + 2(L_d - L_q) \omega_2 \sin(2\theta - \pi/3)] \\ V_f + \sqrt{2} M_{df} \omega_2 I_c \cos(\theta - \pi/3) \\ \sqrt{2} M_{dD} \omega_2 I_c \cos(\theta - \pi/3) \\ -\sqrt{2} M_{qQ} \omega_2 I_c \sin(\theta - \pi/3) \end{bmatrix}; \quad [I_3] = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

Equation du mode 2

. Dans ce mode, les phases a et c conduisent simultanément.

Nous avons:

$$\begin{aligned} i_a &= I_c & i_d &= \sqrt{2} I_c \sin(\theta + \pi/3) \\ i_b &= 0 & i_q &= \sqrt{2} I_c \cos(\theta + \pi/3) \\ i_c &= -I_c \end{aligned}$$

Les seules inconnues dans ce mode sont les courants i_f , i_D et i_Q . Ils sont déterminés à partir des équations du rotor.

$$\begin{aligned} V_f &= R_f i_f + \frac{d}{dt} [L_f i_f + M_{fD} i_D] + \sqrt{2} M_{df} \omega_2 I_c \cos(\theta + \pi/3) \\ 0 &= R_D i_D + \frac{d}{dt} [L_D i_D + M_{fD} i_f] + \sqrt{2} M_{dD} \omega_2 I_c \cos(\theta + \pi/3) \end{aligned}$$

*: le triangle supérieur de cette matrice s'obtient par symétrie.

$$0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - \sqrt{2} M_{qQ} \omega_c I_c \sin(\theta + \pi/3)$$

Nous obtenons un système différentiel d'ordre 3, du type:

$$[L_2] \frac{d}{dt} [I_2] = [R_2] [I_2] + [U_2]$$

avec :

avec

$$[L_2] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} ; \quad [R_2] = \begin{bmatrix} -R_f & 0 & 0 \\ 0 & -R_D & 0 \\ 0 & 0 & -R_Q \end{bmatrix}$$

et

$$[U_2] = \begin{bmatrix} V_f - \sqrt{2} M_{df} \omega_c I_c \cos(\theta + \pi/3) \\ -\sqrt{2} M_{dD} \omega_c I_c \cos(\theta + \pi/3) \\ \sqrt{2} M_{qQ} \omega_c I_c \sin(\theta + \pi/3) \end{bmatrix} ; \quad [I_2] = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

ANNEXE II

Etablissement des équations électriques des différents modes pour la simulation du fonctionnement global de la M.S.A.

Equations du mode 0

Dans ce mode, les courants statorique sont nuls. Les seuls courants à considérer sont les courants rotoriques i_f, i_D et i_Q .

$$v_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} [L_f i_f + M_{fD} i_D]$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d}{dt} [L_D i_D + M_{fD} i_f]$$

$$0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt}$$

Nous obtenons un système différentiel du type:

$$[L_o] \frac{d}{dt} [I_o] = [R_o] [I_o] + [U_o]$$

avec:

$$[L_o] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} ; \quad [R_o] = \begin{bmatrix} -R_f & 0 & 0 \\ 0 & -R_D & 0 \\ 0 & 0 & -R_Q \end{bmatrix}$$

$$[U_o] = {}^t [v_f \quad 0 \quad 0]$$

$$[I_o] = {}^t [i_f \quad i_D \quad i_Q]$$

Equations du mode 3

Considérons toujours pour ce mode, le cas où la phase a conduit normalement et les phases b et c sont en commutation.

Nous avons:

$$i_a = j_c$$

$$i_b = -j_c + i$$

$$i_c = -i$$

Le nombre d'inconnus est cinq. Ce sont j_c, i, i_f, i_D, i_Q .

Trois équations concernent le rotor:

$$v_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} [L_f i_f + M_{fD} i_D] - \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta - \pi/3) \frac{d}{dt} j_c + \sqrt{2} M_{df} \sin \theta \frac{d}{dt} i - \sqrt{2} M_{df} \omega_2 j_c \cos(\theta - \pi/3) + \sqrt{2} M_{df} \omega_2 i \cos \theta$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d}{dt} [L_D i_D + M_{fD} i_f] - \sqrt{2} M_{dD} \sin(\theta - \pi/3) \frac{d}{dt} j_c + \sqrt{2} M_{dD} \sin \theta \frac{d}{dt} i - \sqrt{2} M_{dD} \omega_2 j_c \cos(\theta - \pi/3) + \sqrt{2} M_{dD} \omega_2 i \cos \theta$$

$$0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{d}{dt} i_Q - \sqrt{2} M_{qQ} \cos(\theta - \pi/3) \frac{d}{dt} j_c + M_{qQ} \cos \theta \frac{d}{dt} i - \sqrt{2} M_{qQ} \omega_2 i \sin \theta + \sqrt{2} M_{qQ} \omega_2 j_c \sin(\theta - \pi/3)$$

Les deux autres équations sont obtenues en donnant d'abord les expressions des tensions des phases v_a, v_b et v_c , et en faisant ensuite

$$v_c = v_b \quad \text{et} \quad v_a - v_b = U_{red} - R_i j_c - L_i \frac{d}{dt} j_c$$

Nous avons:

$$v_a = R_a j_c + \frac{d}{dt} \phi_a$$

$$v_a = R_a j_c + \frac{d}{dt} [(L_{a0} + L_{a2} \cos 2\theta) j_c - (M_{abo} + L_{a2} \cos(2\theta - 2\pi/3))(j_c - i) - (M_{abo} + L_{a2} \cos(2\theta + 2\pi/3))i + M_{af} \cos \theta i_f + M_{ad} \cos \theta i_D - M_{aq} i_Q \sin \theta]$$

$$v_a = R_a \dot{\gamma}_c + (L_{a0} - M_{abo}) \frac{d}{dt} \dot{\gamma}_c - \sqrt{3} L_{a_2} \sin(2\theta - \pi/3) \frac{d}{dt} \dot{\gamma}_c + \sqrt{3} L_{a_2} \sin 2\theta \frac{d}{dt} i_f + M_{af} \cos \theta \frac{d}{dt} i_f + M_{aD} \cos \theta \frac{d}{dt} i_D - M_{aQ} \sin \theta \frac{d}{dt} i_Q - 2\sqrt{3} L_{a_2} \omega_2 \dot{\gamma}_c \cos(2\theta - \pi/3) + 2\sqrt{3} L_{a_2} \omega_2 i_f \cos 2\theta - M_{af} \omega_2 i_f \sin \theta - M_{aD} \omega_2 i_D \sin \theta - M_{aQ} \omega_2 i_Q \cos \theta$$

$$v_b = -R_a (\dot{\gamma}_c - i) - [(L_{a0} - M_{abo}) - \sqrt{3} L_{a_2} \sin 2\theta] \frac{d}{dt} \dot{\gamma}_c + [(L_{a0} - M_{abo}) - \sqrt{3} L_{a_2} \sin(2\theta + \pi/3)] \frac{d}{dt} i_f + M_{af} \cos(\theta - 2\pi/3) \frac{d}{dt} i_f + M_{aD} \cos(\theta - 2\pi/3) \frac{d}{dt} i_D - M_{aQ} \sin(\theta - 2\pi/3) \frac{d}{dt} i_Q + 2\sqrt{3} L_{a_2} \omega_2 \dot{\gamma}_c \cos 2\theta - 2\sqrt{3} L_{a_2} \omega_2 i_f \cos(2\theta + 2\pi/3) - M_{af} \omega_2 i_f \sin(\theta - 2\pi/3) - M_{aD} \omega_2 i_D \sin(\theta - 2\pi/3) - M_{aQ} \omega_2 i_Q \cos(\theta - 2\pi/3)$$

$$v_c = -R_a i - [(L_{a0} - M_{abo}) + \sqrt{3} L_{a_2} \sin(2\theta - \pi/3)] \frac{d}{dt} i_f - \sqrt{3} L_{a_2} \sin(2\theta + \pi/3) \frac{d}{dt} \dot{\gamma}_c + M_{af} \cos(\theta + 2\pi/3) \frac{d}{dt} i_f + \sqrt{3} M_{aD} \sin \theta \frac{d}{dt} i_D + \sqrt{3} M_{aQ} \cos \theta \frac{d}{dt} i_Q + 6L_{a_2} \omega_2 \dot{\gamma}_c \cos(2\theta + \pi/6) + 6L_{a_2} \omega_2 i_f \sin 2\theta + \sqrt{3} M_{af} i_f \cos \theta + \sqrt{3} M_{aD} \omega_2 i_D \cos \theta - \sqrt{3} M_{aQ} \omega_2 i_Q \sin \theta$$

La première équation peut être obtenue par l'égalité $v_b = v_c$
d'où:

$$[2R_a + 2(L_d - L_q) \omega_2 \sin 2\theta] i - [R_a - 2(L_d - L_q) \omega_2 \cos(2\theta + \pi/6)] \dot{\gamma}_c + [(L_d + L_q) - (L_d - L_q) \cos 2\theta] \frac{d}{dt} i_f - [(L_d - L_q)/2 - (L_d - L_q) \sin(2\theta + \pi/6)] \frac{d}{dt} \dot{\gamma}_c + \sqrt{2} M_{df} \sin \theta \frac{d}{dt} i_f + \sqrt{2} M_{dD} \sin \theta \frac{d}{dt} i_D + \sqrt{2} M_{qQ} \cos \theta \frac{d}{dt} i_Q + \sqrt{2} M_{df} \omega_2 \cos \theta i_f + \sqrt{2} M_{dD} \omega_2 i_D \cos \theta - \sqrt{2} M_{qQ} \omega_2 i_Q \sin \theta = 0$$

D'autre part : $U_{red} = R_i \dot{\gamma}_c + L \frac{d}{dt} \dot{\gamma}_c + v_a - v_b$

et

$$[U_3] = [U_{red} \quad v_f \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad ; \quad [I_3] = [i \quad i_c \quad i_f \quad i_D \quad i_Q]$$

Equations du mode 2

Selon la supposition donnée aux courants des phases au mode 3, ce sont les phases a et c qui vont conduire après commutation. Nous avons dans ce cas :

$$i_a = i_c$$

$$i_b = 0$$

$$i_c = -i_c$$

Le nombre d'inconnues est quatre. Ce sont i_c, i_f, i_D et i_Q . Trois équations concernent le rotor :

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{d}{dt} i_f + M_{fD} \frac{d}{dt} i_D + \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta + \pi/3) \frac{d}{dt} i_c + \sqrt{2} M_{df} \omega_s i_c \cos(\theta + \pi/3)$$

La quatrième équation peut être obtenue à partir de l'expression de la tension aux bornes du redresseur.

$$U_{red} = R_i i_c + L_i \frac{d}{dt} i_c + v_a - v_c$$

Nous avons :

$$v_a = R_a i_c + \frac{d\phi}{dt}$$

d'où :

d'où :

$$v_a = [R_a + 2\sqrt{3}L_{a_2} \omega_2 \cos(2\theta + 2\pi/3)] \frac{d}{dt} \gamma_c + [(L_{a0} - M_{abo}) + \sqrt{3}L_{a_2} \sin(2\theta + \pi/3)] \frac{d}{dt} \gamma_c + M_{af} \cos\theta \frac{d}{dt} i_f + M_{aD} \cos\theta \frac{d}{dt} i_D - M_{aQ} \sin\theta \frac{d}{dt} i_Q - M_{af} \omega_2 i_f \sin\theta - M_{aD} \omega_2 i_D \sin\theta - M_{aQ} \omega_2 i_Q \cos\theta$$

et

$$v_c = -R_a \gamma_c + \frac{d}{dt} \phi_c$$

$$v_c = [-R_a - 2\sqrt{3}L_{a_2} \omega_2 \cos 2\theta] \gamma_c - [(L_{a0} - M_{abo}) + \sqrt{3}L_{a_2} \sin 2\theta] \frac{d}{dt} \gamma_c + M_{af} \cos(\theta + 2\pi/3) \frac{d}{dt} i_f + M_{aD} \cos(\theta + 2\pi/3) \frac{d}{dt} i_D - M_{aQ} \sin(\theta + 2\pi/3) \frac{d}{dt} i_Q - M_{af} \omega_2 i_f \sin(\theta + 2\pi/3) - M_{aD} \omega_2 i_D \sin(\theta + 2\pi/3) - M_{aQ} \omega_2 i_Q \cos(\theta + 2\pi/3)$$

alors :

$$U_{red} = [(2R_a + R_i) + 2(L_d - L_q) \omega_2 \cos(2\theta + \pi/6)] \gamma_c + \sqrt{2}M_{df} \omega_2 i_f \cos(\theta + \pi/3) + \sqrt{2}M_{dD} \omega_2 i_D \cos(\theta + \pi/3) - \sqrt{2}M_{qQ} \sin(\theta + \pi/3) \omega_2 i_Q + [L_i + L_d + L_q + (L_d - L_q) \sin(2\theta + \pi/6)] \frac{d}{dt} \gamma_c + \sqrt{2}M_{df} \sin(\theta + \pi/3) \frac{d}{dt} i_f + \sqrt{2}M_{dD} \sin(\theta + \pi/6) \frac{d}{dt} i_D + \sqrt{2}M_{qQ} \cos(\theta + \pi/3) \frac{d}{dt} i_Q$$

Nous obtenons un système différentiel d'ordre 4 du type

$$[L_2] \frac{d}{dt} [I_2] = [R_2] [I_2] + [U_2]$$

avec :

$$[L_2] = \begin{bmatrix} L_i + L_d + L_q + (L_d - L_q) \sin(2\theta + 2\pi/3) & & & \\ \sqrt{2} M_{df} \sin(\theta + \pi/3) & L_f & & \\ \sqrt{2} M_{dD} \sin(\theta + \pi/3) & M_{fD} & L_D & \\ \sqrt{2} M_{qQ} \cos(\theta + \pi/3) & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (*)$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} R_i + 2R_u + 2(L_d - L_q) \omega_2 \cos(2\theta + \pi/6) & & & \\ \sqrt{2} M_{df} \omega_2 \cos(\theta + \pi/3) & R_f & & \\ \sqrt{2} M_{dD} \omega_2 \cos(\theta + \pi/3) & 0 & R_D & \\ -\sqrt{2} M_{qQ} \omega_2 \sin(\theta + \pi/3) & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad (*)$$

$$[D_2] = {}^L [\gamma_c \quad i_f \quad i_D \quad i_Q] \quad \text{et} \quad [U_2] = {}^L [U_{red} \quad v_f \quad 0 \quad 0]$$

se les triangles supérieurs de ces matrices s'obtiennent par symétrie.

ANNEXE III

Expression du couple électromagnétique en fonction de l'angle d'amorçage

En supposant
 - négligeable le phénomène de commutation et
 - constant le courant d'excitation
 et en faisant abstraction des grandeurs liées aux amortisseurs,
 le couple électromagnétique s'écrit :

$$\Gamma_e = -pM_{af}i_f [i_a \sin\theta + i_b \sin(\theta - 2\pi/3) + i_c \sin(\theta + 2\pi/3)]$$

pour $i_a = -i_c = I_c$

$$\Gamma_e = pM_{af}i_f I_c \sqrt{3} \cos(\theta + \pi/3)$$

le couple moyen développé par la machine est :

$$\Gamma_{\text{moy}} = (3/\pi) \int_{b_0}^{b_1} \Gamma_e d\theta \quad \text{avec: } \begin{aligned} b_0 &= (-\pi/2) - \psi \\ b_1 &= (-\pi/2) - \psi + (\pi/3) \end{aligned}$$

$$\Gamma_{\text{moy}} = (3\sqrt{3}/\pi) pM_{af}i_f I_c \cos\psi$$

De cette dernière expression il ressort que Γ_{moy} est maximal pour $\psi = 0$.

BIBLIOGRAPHIE

- | 1 | R. CHAUPRADE ... "Procédé moderne d'entraînement à vitesse variable par moteurs électriques autopilotés de grande puissance"; R.G.E., Tome 87, N° 10, Octobre 1978.
- | 2 | A. ABDEL-RAZEK, J.P. CHASSANDE, M. POLOUJADOFF et A. WIART ... "Fréquence limite de fonctionnement en commutation naturelle d'un moteur synchrone autopiloté"; R.G.E. Tome 86, N° 9, Septembre 1979.
- | 3 | A. ABDEL-RAZEK et M. POLOUJADOFF ... "Analytical approach to the operation of a synchronous machine associated with a thyristor bridge"; Electric Machines and Electro-mechanics, pp 167 - 184, 1978.
- | 4 | A. ABDEL-RAZEK ... "Contribution à l'étude des régimes transitoires déséquilibrés des machines synchrones", Thèse d'état I.N.P.G., Grenoble, Décembre 1976.
- | 5 | J. DAVOINE ... "Technique de démarrage d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant et commandée par microprocesseur"; Thèse d'Ingénieur, I.N.P.G., Grenoble, Juin 1981.
- | 6 | R. LE DUEFF ... "A mathematical model for static converters allowing digital simulation of associate machine transients"; TIECI Vol. 24, N° 1, Février 1977.
- | 7 | H. LE HUY ... "Etude de la commande numérique par microprocesseur d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant"; Thèse de Docteur-Ingénieur, I.N.P.G., Grenoble, Juin 1980.
- | 8 | R. CHAUPRADE ... "Procédé moderne d'entraînements de grande puissance à vitesse variable par moteurs électriques autopilotés"; Revue Jeumont Schneider, N°22, 1976.
- | 9 | S. ABDEL-LATIF MAHMOUD ... "Contribution à la simulation numérique de l'association machine synchrone-ponts à thyristors"; Thèse de Docteur Ingénieur, I.N.P.L., NANCY; Juin 1979.
- | 10 | J. OSTER ... "Contribution à l'étude et à la modélisation des machines synchrones alimentées en courant par convertisseurs statiques"; Thèse de Docteur-Ingénieur, I.N.P.G., Grenoble, Juin 1978.

- [11] H. BUHLER ... "Electronique de réglage et de commande"; Edition DUNOD, 1979 .
- [12] C. IUNG, R. LE DOEUFF et J.P. LOUIS ... "Une modélisation des convertisseurs à thyristors adaptée à la simulation numérique" et "Une approche unifiée de la modélisation et de la simulation des ensembles convertisseurs-machines-commandes-régulation"; Rapport d'activité du groupe LEEA de l'ENSEM, Octobre 1980, NANCY, France.
- [13] G. CATELIN ... "Machines électriques"; Tome 2, Edition DUNOD .
- [14] H. STEMLER et P. DE BRUYNE ... "Entraînements triphasés de moyenne et haute puissance commandés par convertisseurs"; Revue Brown Boveri, pp. 55-63, Janvier 1980 .
- [15] A. JAKUBOWICZ, M. NOUGARET ET R. PERRET ... "Simplified model and closed-loop of a commutatorless DC motor"; IEEE Vol. IA-16, N°2, Mars/Avril 80 .
- [16] B. FORNEL, M.L MAZENC et G. ROJAT ... "Sur la détermination d'un modèle d'une machine à commutation électronique"; C.R. Acad. Sc. Paris. t. 279, 21 Octobre 1974 .
- [17] H. LEHUY, R. PERRET et R. PACANT ... "Torque characteristics of self-controlled synchronous motor"; Electric Machines and Electromechanics, pp. 473-481, 1982 .
- [18] R. LE DOEUFF, E. GUDEFIN et J.P. LOUIS ... "Modélisation en vue de leur simulation numérique des machines synchrones associées à des convertisseurs statiques". C.R. Acad. Sc Paris, t. 290, pp. 253-256, 24 Mars 1980 .
- [19] R. KLEIN ... "L'association onduleurs-machines synchrones"; R.G.E. Tome 85, Janvier .
- [20] A. MEYER, H. SCHWEICKARD et P. STROZZI ... "Le moteur synchrone à convertisseur de courant utilisé comme système d'entraînement à vitesse variable"; Revue Brown Boveri, 4/5, Tome 69, 1982 .