

# THESE

17/88  
à l'origine

PRESENTEE A :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :

**Mohand Oulhadj MAHMOUDI**

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES

## SUJET

**VARIATEURS DE VITESSE A MOTEURS ASYNCHRONES  
LEURS SIMULATIONS ET SYNTHESE SUR  
LEURS PERFORMANCES**

Soutenue publiquement le 13 Octobre 1986 devant la Commission d'Examen

Membres du JURY :

Président

M. A. NAIT-SAADA

Directeur de Thèse

M. K. MOUMEN

Examineurs

M. Z. BARSKI

Mme S. DJEMA

M. M.E. ZAIM

# THESE

PRESENTEE A :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :

**Mohand Oulhadj MAHMOUDI**

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : **MACHINES**

## SUJET

**VARIATEURS DE VITESSE A MOTEURS ASYNCHRONES  
LEURS SIMULATIONS ET SYNTHESE SUR  
LEURS PERFORMANCES**

Soutenue publiquement le 13 Octobre 1986 devant la Commission d'Examen

Membres du JURY :

Président

M. A. NAIT-SAADA

Directeur de Thèse

M. K. MOUMEN

Examineurs

M. Z. BARSKI

Mme S. DJEMA

M. M.E. ZAIM

*A toute ma famille.*

## 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 j'exprime ma profonde gratitude pour le suivi constant et les encouragements soutenus qu'il n'a cessé de me prodiguer jusqu'à achèvement de ce Mémoire.*

*Je remercie vivement Monsieur A. NAIT-SAADA, Docteur Es-Sciences, qui me fait l'honneur d'assumer la présidence du Jury d'examen.*

*Mes sincères remerciements vont également à :*

- Monsieur Z. BARSKI Professeur à l'E.N.P.*
- Madame S. DJEMA Chargée de Cours à l'E.N.P.*
- Monsieur M.E. ZAIM. Chargé de Cours à l'E.N.P.*

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

*Que Monsieur R. PERRET, Professeur à l'U.N.P. Grenoble, trouve ici l'expression de mes profonds remerciements pour m'avoir réservé un bon accueil dans le laboratoire d'Electrotechnique qu'il dirige et pour ses encouragements et les conseils qu'il m'a prodigués.*

*Mes chaleureux remerciements vont également à tous les Collègues et Amis du Département du Génie Electrique et particulièrement à Messieurs B. HEMICI, H. MAAZI et L. NEZLI pour l'ambiance amicale qu'ils ont su créer et les idées fructueuses que nous avons échangées.*

# SOMMAIRE

NOTATIONS .....	1
INTRODUCTION GENERALE .....	4
Chapitre I: <b>PRESENTATION et ETUDE PRELIMINAIRE</b>	
des <b>VARIATEURS de VITESSE par MOTEURS ASYNCHRONES</b>	
INTRODUCTION.....	p. 9
1/    COMMANDE des ENTRAINEMENTS à VITESSE VARIABLE	10
par MOTEURS ASYNCHRONES .....	10
1.1 Par variation de la fréquence d'alimentation .....	10
1.2 Par variation du glissement .....	12
1.2.1 par dissipation de l'énergie rotorique .....	12
1.2.2 par récupération de l'énergie rotorique .....	13
2/    ETUDÉ du DEMARRAGE d'un MOTEUR ASYNCHRONE	
ALIMENTÉ par un ONDULEUR de TENSION .....	14
2.1 Equations de fonctionnement du moteur biphasé équivalent	15
2.2 Grandeurs relatives .....	17
2.3 Caractéristiques d'un montage onduleur-moteur asynchrone	19
2.3.1 association Onduleur - M.A. ....	19
2.3.2 effets des harmoniques .....	20
2.4 Simulation numérique .....	22
2.4.1 intégration des équations de fonctionnement .....	22
2.4.2 identification de la machine .....	23
2.5 Résultats obtenus et commentaires .....	29
Chapitre II: <b>COMMANDE de la VITESSE</b>	
par <b>CONTROLE de l'AMPLITUDE du FLUX STATORIQUE</b>	
INTRODUCTION.....	32
1/    MODELE d'ETUDE .....	33
2/    STRATEGIE de COMMANDE à FLUX CONSTANT .....	36
2.1 En régime établi .....	36
2.2 En régime transitoire .....	39
2.3 Conclusion sur l'étude de la commande $V_S = \mathcal{F}(f_s, f_r)$ .....	39
3/    RÉGULATION du FLUX .....	41

4/	REGULATION de VITESSE .....	p. 48
5/	VERIFICATION EXPERIMENTALE .....	51
	5.1 Présentation succincte du dispositif expérimental .....	51
	5.2 Caractéristiques de la machine commandée par $V_s = \mathcal{F}(f_s, f_r)$ .....	54
6/	CONCLUSION .....	58

Chapitre III :                    **COMMANDE de la VITESSE**  
par les **VARIABLES ROTORIQUES**

	INTRODUCTION .....	61
1/	COMMANDE en VITESSE par INSERTION de RESISTANCES "PULSÉES" au MOYEN d'un HACHEUR .....	62
	1.1 Etude de la stratégie .....	62
	1.1.1 <i>établissement du modèle d'étude</i> .....	63
	1.1.2 <i>mise en équation et simulation numérique</i> .....	67
	1.2 Régulation .....	72
	1.2.1 <i>fonctionnement en boucle ouverte</i> .....	72
	1.2.2 <i>régulation de vitesse</i> .....	81
2/	CASCADE HYPOSYNCHRONNE .....	85
	2.1 Description .....	85
	2.2 Schéma équivalent et couple électromagnétique .....	87
	2.3 Rendement et facteur de puissance .....	89
	2.4 La régulation .....	93
	2.5 Conclusion sur la cascade hyposynchrone .....	98

Chapitre IV :                    **SYNTHESE GLOBALE**

	INTRODUCTION .....	
1/	SPECIFICITES des VARIANTES en FONCTION de l'UTILISATION	
	1.1 Nature de la machine et exigences fonctionnelles ..	101
	1.2 Eléments redresseurs .....	101
2/	SYNTHESE .....	105
	CONCLUSION .....	109

ANNEXES

A. I .....	114
A. II .....	116

BIBLIOGRAPHIE .....	119
---------------------	-----



# NOTATIONS

$\sigma$	: coefficient de dispersion .
$\Phi_s$ ( $\Phi_r$ )	: valeur efficace du flux statorique (rotorique) .
$v_s$	: valeur efficace de la tension statorique .
$i_s$ ( $i_r$ )	: valeur efficace du courant statorique (rotorique) .
$E_1'$ ( $E_2'$ )	: force électromotrice induite simple (composée) .
$E_c$ ( $E_c'$ )	: valeur moyenne de la tension redressée à la sortie du pont à diodes (à thyristors) .
$I_c$	: courant moyen redressé .
$I_2$	: valeur efficace du courant rotorique .
$P_t$	: puissance transmise .
$\alpha$	: rapport cyclique (hacheur) .
$\phi$	: angle d'allumage de l'onduleur .
$L_f$	: self de lissage .
$m$	: rapport de transformation, à l'arrêt, du moteur .
$k_t$	: rapport de transformation du transformateur .
$R_t$ et $R_s$	: résistances externes .
$R_s'$	: résistance statorique "ramenée" au rotor .
$X_s'$	: réactance de fuites statorique ramenée au rotor .
$X_r$	: réactance de fuites rotorique .

# INTRODUCTION

Dès l'apparition de l'électronique de puissance, le souci de stabilité, de régulation de vitesse, voire même de positionnement a vite trouvé une réponse satisfaisante avec le moteur à courant continu.

Toutefois, l'utilisation de ce moteur se restreint à des domaines de vitesse et de puissance bien limités. En effet, à cause de son collecteur mécanique, le processus de commutation par contact glissant ne peut se faire, sans important dommage, que pour des valeurs de vitesse et de courant limitées.

La maîtrise de la commutation forcée, l'approche, de plus en plus précise, par différents modèles des machines à courants alternatifs et le grand essor donné aux microprocesseurs dans leurs utilisations pour la commande (en temps réel) des processus, font de ces moteurs des suppléants potentiels de la machine à courant continu, intéressants à plusieurs points de vue.

En ce qui concerne la machine faisant l'objet de notre étude, les aspects robustesse, coût à l'acquisition et coût de son entretien, amènent à la préférer au moteur à courant continu.

Notre travail consiste à examiner les différentes variantes (stratégies) de commande des moteurs asynchrones associant des convertisseurs statiques, en analysant

- le rôle joué par chacun des dispositifs entrant dans la constitution du montage,
- et les performances obtenues à l'aide de ces processus.

Aussi, notre rapport comporte quatre chapitres se présentant de

de la manière suivante:

1<sup>o</sup> Chapitre ... Dans un premier temps, il énumère et analyse d'une manière succincte les différentes variantes de commande.

Dans un deuxième temps, il examine les caractéristiques, en régime libre, de l'ensemble convertisseur statique — moteur asynchrone.

2<sup>o</sup> Chapitre ... Il traite de la commande par variation de la fréquence statorique.

La recherche des conditions à imposer aux grandeurs électriques, pour assurer un fonctionnement à couple électromagnétique constant, est faite.

Dans ce sens, à partir du modèle de connaissance en régime libre, que nous établissons, nous déterminons une commande.

L'examen des réponses, obtenues avec cette commande, nous conduit à apporter une amélioration entraînant un fonctionnement à meilleures performances : cette amélioration consiste en la régulation du flux statorique.

3<sup>o</sup> Chapitre ... Il comporte deux parties traitant de la commande par action sur les grandeurs rotoriques (celles statoriques étant maintenues constantes).

La première partie présente l'étude de la commande par dissipation de l'énergie rotorique. Cette dissipation se fait dans une résistance dont la valeur moyenne est commandée à l'aide d'un hacheur.

La deuxième partie concerne la cascade hyposynchrone à convertisseur statique .

Les performances statiques et dynamiques réalisées par ces deux variantes sont analysées et des conclusions significatives tirées.

4<sup>o</sup> Chapitre ... Il donne une synthèse globale par l'étude relative que nous faisons sur les performances de chacun des montages présentés et analysés dans les chapitres précédents.

Nous situons les différents cas de puissances et faisons allusion aux coûts relatifs à l'acquisition et à la maintenance .

De cette synthèse, le choix de la ( ou des ) solution(s) à retenir se dégage après étude du cahier des charges .

# CHAPITRE 1

PRESENTATION ET ETUDE PRELIMINAIRE  
DES VARIATEURS DE VITESSE  
PAR MOTEURS ASYNCHRONES

## INTRODUCTION

La commande des machines asynchrones par l'intermédiaire des convertisseurs à semi-conducteurs a fait l'objet, ces dernières années, de nombreuses publications.

Ces réalisations, en majorité, utilisent des thyristors comme éléments commandés.

Les modes et les principes de commande de ces machines diffèrent suivant les performances dynamiques et statiques demandées par l'utilisateur.

Ces divers principes de commande, ou encore diverses possibilités de réglage de la vitesse, par l'intermédiaire des montages de puissance, sont présentés dans le présent CHAPITRE.

Nous y étudions, également, les caractéristiques, en régime libre, de l'ensemble Convertisseur Statique - Moteur Asynchrone.



## COMMANDE des ENTRAINEMENTS à VITESSE VARIABLE

I-1/

par MOTEURS ASYNCHRONES

Le contrôle de la vitesse  $[\Omega = (1-g) 2\pi f_s / p]$  d'un moteur asynchrone peut se faire par variation de la fréquence  $f_s$  de l'alimentation ou par la variation du glissement  $g$ .

Nous décrivons brièvement, dans cette partie (I-1), les diverses possibilités utilisées, et ce, en nous limitant à des moyens relevant de l'électronique de puissance.

### I-1.1 Par VARIATION de la FREQUENCE d'ALIMENTATION

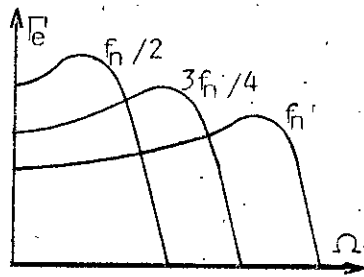
De l'étude des caractéristiques couple-vitesse à fréquence variable (figure I.1a), nous voyons que, lorsque la fréquence de l'alimentation diminue, le couple de "décrochage" augmente.

De même, vu que le flux est quasiment proportionnel à  $U_s / f_s$ , la diminution de la fréquence entraîne l'augmentation de ce premier.

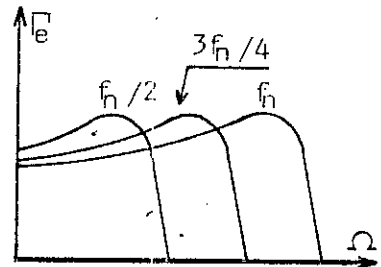
Cette augmentation du flux est en réalité atténuée par effet de saturation. Cette dernière équivaut à une augmentation des pertes dans le fer de la machine.

La variation de la valeur du couple de décrochage, résultant de la commande par  $f_s$  seule, peut aussi occasionner une augmentation de la valeur du glissement, et, par conséquent, altérer le rendement.

Pour que les performances dynamiques et statiques de la machine soient améliorées, il faut que le couple reste constant, et, par conséquent, le flux maintenu à sa valeur nominale. Le moteur fonctionnera dans la zone stable de sa caractéristique mécanique, tout en ayant un flux égal à sa valeur nominale et un glissement faible (figure I.1b).



a) : la fréquence est seule variable



b) : à flux constant

Fig. I.1: caractéristiques à fréq. variable

L'association convertisseur statique - moteur asynchrone, utilisée pour ce fonctionnement, est celle schématisée par la figure I.2 . Ce montage comprend essentiellement un convertisseur statique composé d'un redresseur à thyristors (\*) et d'un onduleur de tension, à commutation forcée, alimentant le stator d'un moteur asynchrone (à cage, à bagues, ou autres...).

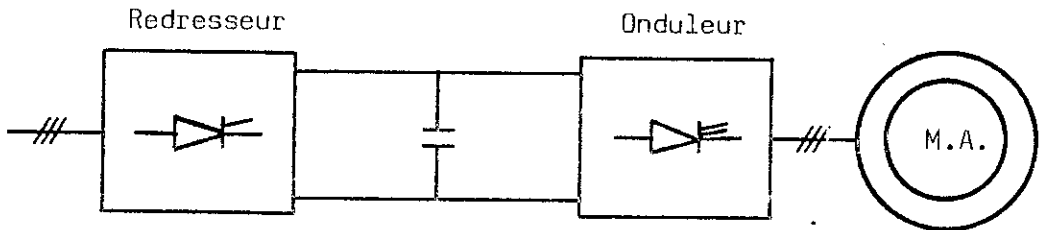


Figure I.2 : schéma de principe pour alimentation statorique à fréquence variable.

\* : l'alimentation de l'onduleur de tension peut être soit du type redresseur soit du type hacheur.

### I-1.2 Par VARIATION du GLISSEMENT

Deux méthodes sont possibles :

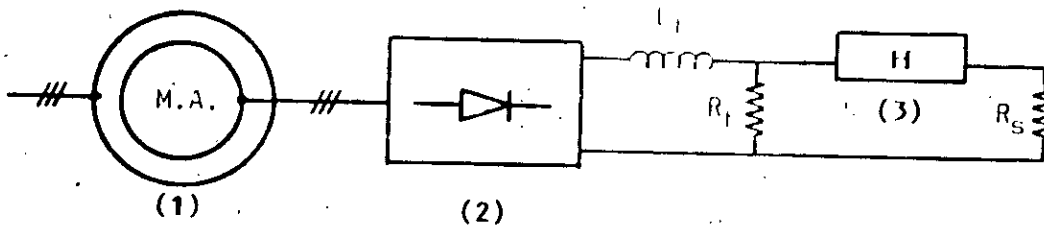
- par dissipation de l'énergie rotorique,
- par récupération de l'énergie rotorique.

Les deux méthodes nécessitent un rotor à bagues.

#### I-1.2.1 Par DISSIPATION de l'ENERGIE ROTORIQUE

On intervient sur le glissement au moyen de résistances placées en série avec le rotor ( $R_s$  et  $R_t$ , figure 1.3).

La caractéristique couple - vitesse du moteur varie selon la résistance insérée (\*) dans le rotor.



- (1) : moteur asynchrone
- (2) : redresseur à diodes en pont de Graetz
- (3) : hacheur série

Figure 1.3 : montage pour la commande par dissipation de l'énergie rotorique.

\* : la résistance apparente vue par le pont varie de  $R_t$  à  $R_s R_t / (R_s + R_t)$

### I-1.2.2 Par RECUPERATION de l'ENERGIE ROTORIQUE

Ce procédé consiste à injecter, après traitement de l'onde, la puissance rotorique, dont la fréquence est égale à  $g.f_s$ , à l'alimentation du stator dont la fréquence est  $f_s$ .

Le convertisseur de fréquence utilisé (figure I.4) comporte deux organes fondamentaux:

- un redresseur à diodes destiné à transformer la puissance rotorique, de fréquence  $f_r (= g.f_s)$ , en puissance continue ;
- un onduleur non-autonome destiné à transformer cette puissance continue en puissance de fréquence  $f_s$ .

On ajoute à ces deux organes, pour adaptation, filtrage et découplage, un transformateur triphasé, connecté entre l'onduleur et l'alimentation statorique.

La variation de la vitesse s'obtient, alors, en agissant sur l'angle d'amorçage de l'onduleur ( $90^\circ < \varphi < 150^\circ$ ).

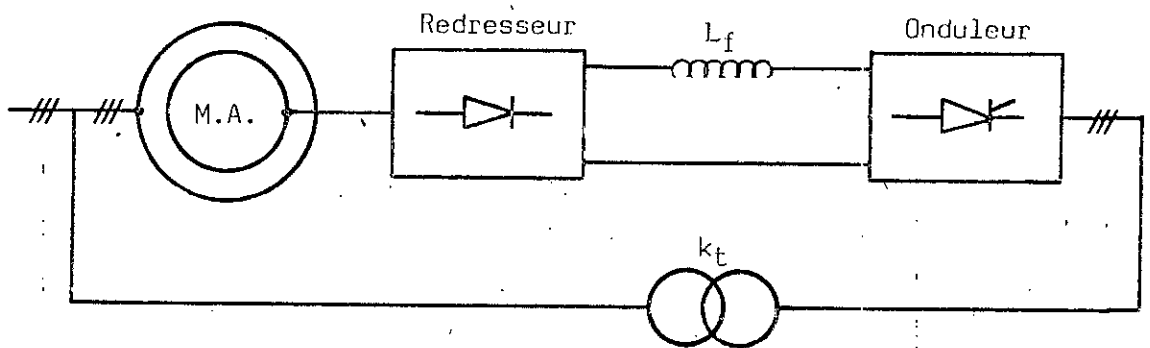


Figure I.4 : schéma de principe de la cascade hystosynchrone (commande par récupération de l'énergie rotorique).

I-2/  
ETUDE DU DEMARRAGE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE  
ALIMENTE PAR UN ONDULEUR DE TENSION

L'étude des performances des moteurs asynchrones alimentés par convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherches ont conduit en particulier à l'élaboration de modèles de connaissance permettant la simulation numérique de la commande de ces moteurs.

Cette partie (I.2) traite de ce thème en faisant suite, en particulier, à des études relatives à la machine asynchrone alimentée par onduleurs | 1 | , | 2 | , | 3 | et | 4 | .

Nous présentons l'étude du démarrage d'un moteur asynchrone alimenté par un commutateur de tension.

Les tensions délivrées par l'onduleur sont considérées en paliers, afin d'évaluer les harmoniques et d'analyser les effets de ces derniers sur le fonctionnement du moteur, et, notamment, sur les grandeurs de sortie de ce dernier.

Les caractéristiques électriques et mécaniques sont présentées pour deux régimes de fonctionnement du moteur:

- démarrage à vide avec conditions initiales nulles,
- démarrage en charge (\*)

\* : la charge est une génératrice à courant continu, opposant, au moteur, un couple proportionnel à la vitesse de rotation.

## I-2.1 EQUATIONS de FONCTIONNEMENT du MOTEUR BIPHASE EQUIVALENT

Pour faciliter la mise en œuvre de la simulation numérique, il est plus facile de considérer le moteur biphasé équivalent et, en suite, en déduire les grandeurs électriques triphasées.

Cette réduction peut s'obtenir par application de la transformation normée de Concordia aux grandeurs électriques triphasées.

Pour le modèle (ou système) triphasé, représentons par:

$V_i$  : la tension aux bornes de l'enroulement  $i$

$I_i$  : le courant circulant dans l'enroulement  $i$

$\Phi_i$  : le flux embrassé par l'enroulement  $i$

$R_i$  : la résistance de l'enroulement  $i$

...il vient alors le système d'équations de fonctionnement (au nombre de sept) suivant:

$$\begin{cases} V_i = R_i I_i + \frac{d}{dt} \Phi_i \\ \Gamma_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + \Gamma_r \end{cases} \quad \text{avec } i \text{ allant de } 1 \text{ à } 6 \quad (I.1)$$

avec  $\Gamma_r = k\Omega$

Ce modèle, peu utilisable pour l'analyse des systèmes complexes (avec démarrage, commande, autopilotage, ...), est rendu exploitable après des simplifications.

Ces simplifications résultent des hypothèses suivantes:

- la machine est supposée symétrique, non saturée et à entrefer constant,

- les harmoniques de denture sont négligeables.

La réduction de 7 (modèle triphasé) à 5 (modèle biphasé) équations de fonctionnement est le résultat de la condition d'absence de composante homopolaire (condition qui est généralement satisfaite à partir de toutes les hypothèses de symétrie que nous pouvons faire et certaines autres hypothèses sur le couplage des enroulements).

En choisissant le système d'axes " $\alpha\beta$ " lié au stator (figure I.5), le modèle réduit (5 équations) s'exprime par:

$$(I.2) \quad \begin{cases} V_{\alpha\beta}^s = R_1 I_{\alpha\beta}^s + \frac{d}{dt} (L_1 I_{\alpha\beta}^s + M I_{\alpha\beta}^r) \\ 0 = R_2 I_{\alpha\beta}^r + \frac{d}{dt} (L_2 I_{\alpha\beta}^r + M I_{\alpha\beta}^s) - p\Omega P(\pi/2) (M I_{\alpha\beta}^s + L_2 I_{\alpha\beta}^r) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - (f + k) \Omega \end{cases}$$

où  $P(\pi/2)$  est la matrice de Park pour  $\delta = \pi/2$  :

$$P(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

et  $V_{\alpha\beta}^s$ ,  $I_{\alpha\beta}^s$  et  $I_{\alpha\beta}^r$  désignent, respectivement, la tension biphasée statorique, le courant biphasé statorique et le courant biphasé rotorique:

$$V_{\alpha\beta}^s = \sqrt{3} V_s \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad I_{\alpha\beta}^s = \sqrt{3} I_s \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \Phi_s) \\ \sin(\omega t - \Phi_s) \end{bmatrix} \quad I_{\alpha\beta}^r = \sqrt{3} I_r \begin{bmatrix} \cos(g\omega t - \Phi_r) \\ \sin(g\omega t - \Phi_r) \end{bmatrix}$$

où  $V_s$ ,  $I_s$  et  $I_r$  représentent respectivement les valeurs efficaces des tensions statoriques, des courants statoriques et des courants rotoriques.

Enfin, l'expression de  $\Gamma_e$ , couple électromagnétique de la machine, est:

$$\Gamma_e = pM (I_\beta^S I_\alpha^R - I_\alpha^S I_\beta^R) \quad (I.4)$$

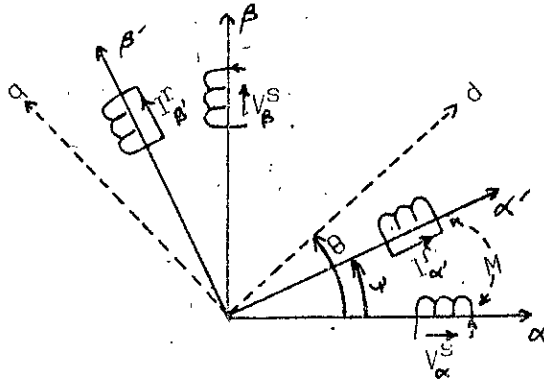


Figure I.5 : moteur biphasé équivalent.

## I-2.2 GRANDEURS RELATIVES

Dans notre étude, nous nous référons au point de fonctionnement (indice  $n$ ) à travers des grandeurs relatives. Ce changement de variables, permet une analyse plus facile des résultats et, au niveau du calcul numérique, une réduction des effets d'erreurs systématiques du calculateur.

Comme grandeurs de base, nous introduisons les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} S_n &= 3 V_{sn} I_{sn} & I_{\alpha n}^S &= I_{\beta n}^S = \sqrt{3} I_{sn} \\ \Gamma_n &= S_n p / \omega_n & I_{\alpha n}^R &= I_{\beta n}^R = \sqrt{3} I_{rn} \\ T &= \omega_n t & V_{\alpha n}^S &= V_{\beta n}^S = \sqrt{3} V_{sn} \end{aligned}$$

Les grandeurs relatives sont alors:

$$r_1 = R_1 I_{sn} / V_{sn} \quad r_2 = R_2 I_{rn} / V_{rn}$$



$$x_1 = L_1 \omega_n I_{Sn} / V_{Sn} \quad ; \quad x_2 = L_2 \omega_n I_{Rn} / V_{Rn} \quad ;$$

$$x_m = M \omega_n I_{Sn} / V_{Rn} \quad ;$$

$$n = p \Omega / \omega_n \quad ; \quad \delta_e = \frac{\Gamma_e}{\Gamma_n}$$

$$i_{\alpha}^S = I_{\alpha}^S / I_{Sn} \quad ; \quad i_{\beta}^S = I_{\beta}^S / I_{Sn} \quad ; \quad i_{\alpha}^R = I_{\alpha}^R / I_{Rn} \quad ; \quad i_{\beta}^R = I_{\beta}^R / I_{Rn} \quad ; \quad v_{\alpha}^S = V_{\alpha}^S / V_{Sn} \quad ; \quad v_{\beta}^S = V_{\beta}^S / V_{Sn}$$

En posant:

$$[I] = {}^t [i_{\alpha}^S \quad i_{\beta}^S \quad i_{\alpha}^R \quad i_{\beta}^R] \quad \text{et} \quad [U] = {}^t [v_{\alpha}^S \quad v_{\beta}^S \quad 0 \quad 0]$$

et en isolant les dérivées de courant, le système d'équations (I.2) devient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} [I] = ([A] + [B] n) [I] + [C] [U] \\ \frac{dn}{dt} = a_1 (i_{\beta}^S i_{\alpha}^R - i_{\alpha}^S i_{\beta}^R) - a_2 n \end{array} \right. \quad (I.5)$$

avec

$$a_1 = \frac{\Gamma_n}{n} x_m p / (J \omega_n^2) \quad ; \quad a_2 = \frac{f+k}{J \omega_n} \quad ; \quad \sigma = 1 - x_m^2 / (x_1 x_2)$$

$$[A] = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} -\frac{\Gamma_1}{x_1} & 0 & \frac{x_m \cdot \Gamma_2}{x_1 x_2} & 0 \\ 0 & -\frac{\Gamma_1}{x_1} & 0 & \frac{x_m \cdot \Gamma_2}{x_1 x_2} \\ \frac{x_m \cdot \Gamma_1}{x_2 x_1} & 0 & -\frac{\Gamma_2}{x_2} & 0 \\ 0 & \frac{x_m \cdot \Gamma_1}{x_2 x_1} & 0 & -\frac{\Gamma_2}{x_2} \end{bmatrix} \quad ; \quad [B] = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} 0 & \frac{x_m^2}{x_1 x_2} & 0 & \frac{x_m}{x_1} \\ -\frac{x_m^2}{x_1 x_2} & 0 & -\frac{x_m}{x_1} & 0 \\ 0 & -\frac{x_m}{x_2} & 0 & -1 \\ \frac{x_m}{x_2} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[C] = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} \frac{1}{x_1} & 0 & -\frac{x_m}{x_1 x_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{x_1} & 0 & -\frac{x_m}{x_1 x_2} \\ -\frac{x_m}{x_1 x_2} & 0 & \frac{1}{x_2} & 0 \\ 0 & -\frac{x_m}{x_1 x_2} & 0 & \frac{1}{x_2} \end{bmatrix}$$

Quant à l'expression du couple électromagnétique, elle devient:

$$\delta_e = x_m (i_\beta^s i_\alpha^r - i_\alpha^s i_\beta^r) \quad (I.6)$$

### I-2.3 CARACTERISTIQUES d'un MONTAGE ONDULEUR - M.A.

Rappelons, d'abord, d'une façon succincte, le fonctionnement d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée et examinons, ensuite, les effets des harmoniques de tensions, délivrés par cet onduleur, sur les grandeurs de sortie du moteur.

#### I-2.3.1 ASSOCIATION ONDULEUR - MOTEUR ASYNCHRONE

L'onduleur de tension, alimentant le stator du moteur asynchrone, est constitué d'une paire de thyristors par phase (figure I.6). Limitons nous à donner la séquence d'amorçage des thyristors et à indiquer les formes des tensions alimentant les trois phases statoriques et les courants parcourant les bobines.

Les ondes de tensions (figures I.7a et I.8) sont obtenues en appliquant, entre deux thyristors, les potentiels  $+U_c$  et  $0$ , à l'aide d'une

commande alternée, les alternances étant d'angle égal à  $180^\circ$ .

Des diodes, montées en antiparallèle sur les thyristors, permettent le retour du courant vers la source.

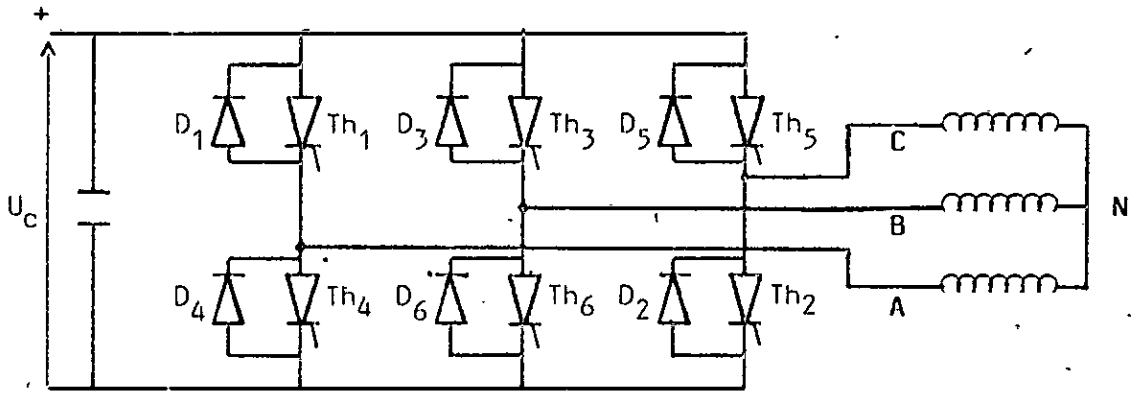
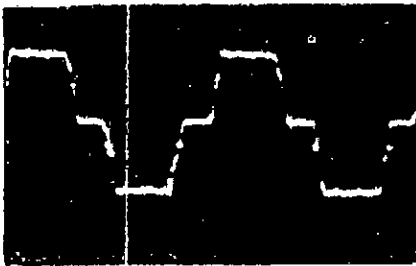
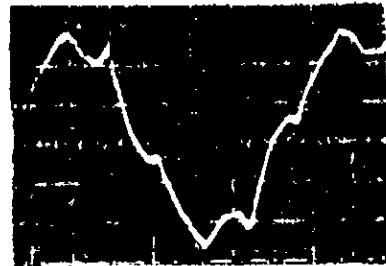


Figure I.6 : commutateur de tension - moteur asynchrone



a) : tension composée



b) : courant dans une phase

Figure I.7 : signaux visualisés

### I-2.3.2 EFFETS des HARMONIQUES

L'alimentation de la machine asynchrone par une tension non sinusoïdale engendre diverses dispersions par rapport aux performances classiques [1], [4], [5] et [6].



Nous utilisons l'algorithme de Runge-Kutta du quatrième ordre pour intégrer le système d'équations (I.5) avec de conditions initiales nulles.

Le choix du référentiel lié au stator est très judicieux, car la pulsation rotorique et le glissement n'apparaissent pas. Ceci permet d'utiliser les équations pour n'importe quelle onde de tension, et, en particulier, celle délivrée par l'onduleur considéré.

L'organigramme du programme de simulation est donné dans la page suivante. \

Les résultats donnés par l'exécution de ce programme sont donnés par les figures I.10 , I.11 et I.12 .

#### I-2.4.2 IDENTIFICATION de la MACHINE

La signalétique du moteur considéré indique les caractéristiques suivantes:

$$S_n = 6 \text{ kVA}$$

$$V_{sn} = 220 \text{ V}$$

$$I_{sn}^* = 8,1 \text{ A}$$

$$\Omega_n = 875 \text{ tr/mn}$$

$$\Gamma_n = 33 \text{ N.m}$$

$$p = 3$$

Les paramètres de ce moteur donnés ci-dessous ont été mesurés antérieurement et utilisés dans le cadre d'une autre étude [3].

Nous rappelons ci-après les méthodes employées et les valeurs obtenues:

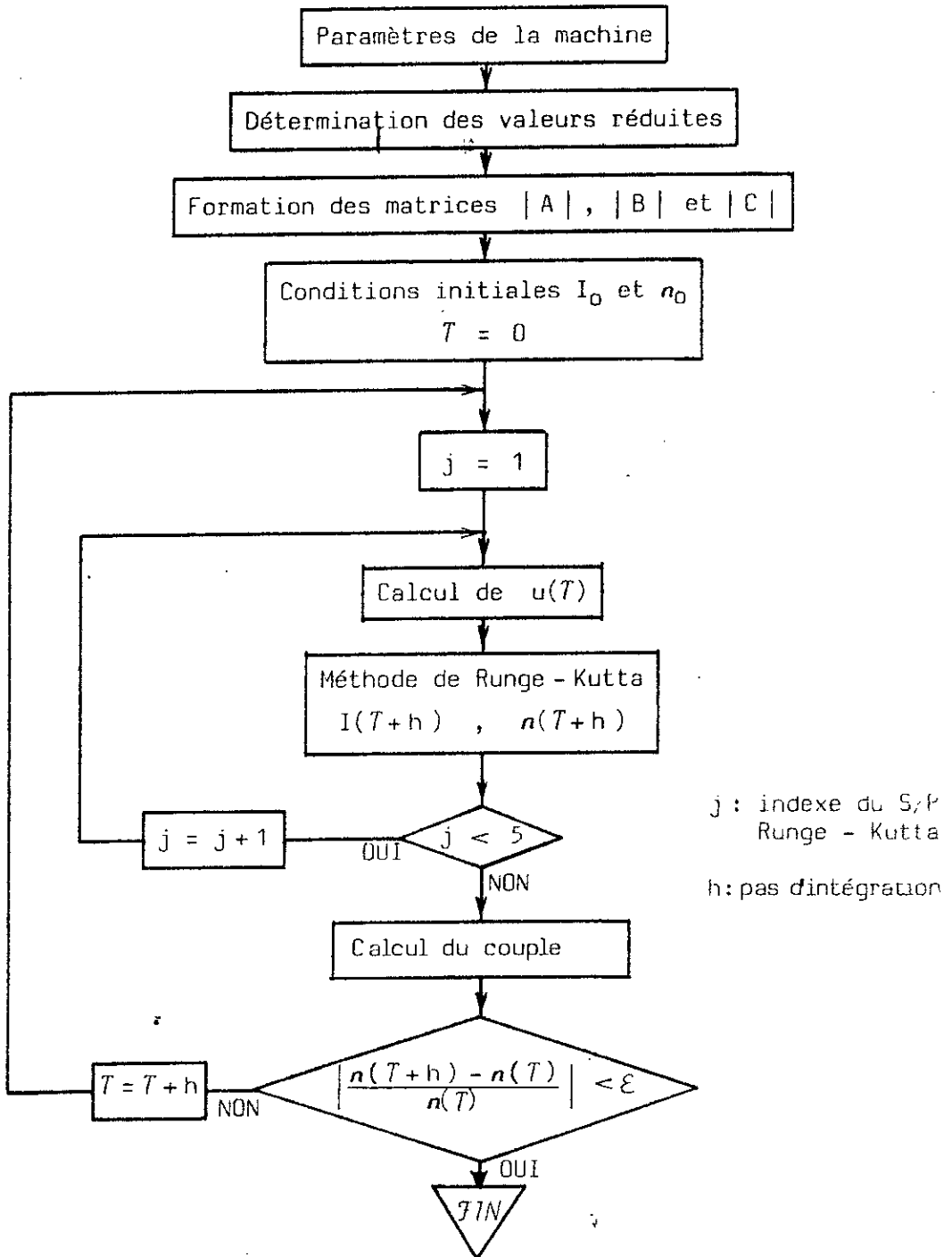


Figure I.9 : organigramme de simulation du régime libre.

a) Paramètres électriques

$$\begin{aligned}R_1 &= 1,78 \, \Omega & R_2 &= 0,130 \, \Omega \\L_1 &= 0,245 \, \text{H} & L_2 &= 0,0109 \, \text{H} \\M &= 0,0468 \, \text{H}\end{aligned}$$

b) Paramètres mécaniques

Le moment d'inertie des masses tournantes  $J$  a été mesuré par la méthode de ralentissement:

$$J = 0,156 \, \text{N.m.s}^2.\text{rd}^{-1}$$

Le coefficient de frottement  $f$  a été déterminé en considérant l'équation:

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

et pour  $\Omega$  constant, nous obtenons:

$$f = \frac{\Gamma_e - \Gamma_r}{\Omega}$$

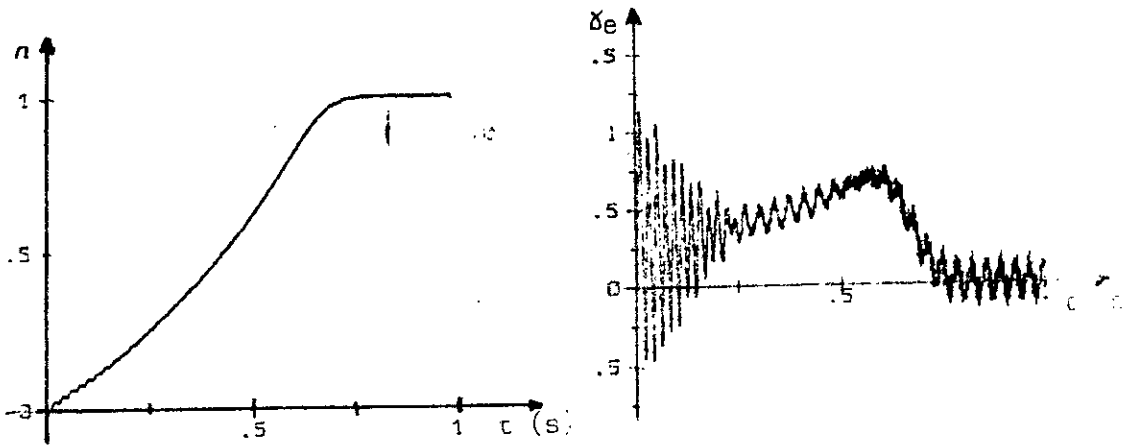
le calcul donne:

$$f = 8,20 \cdot 10^{-3} \, \text{N.m.s.rd}^{-1}$$

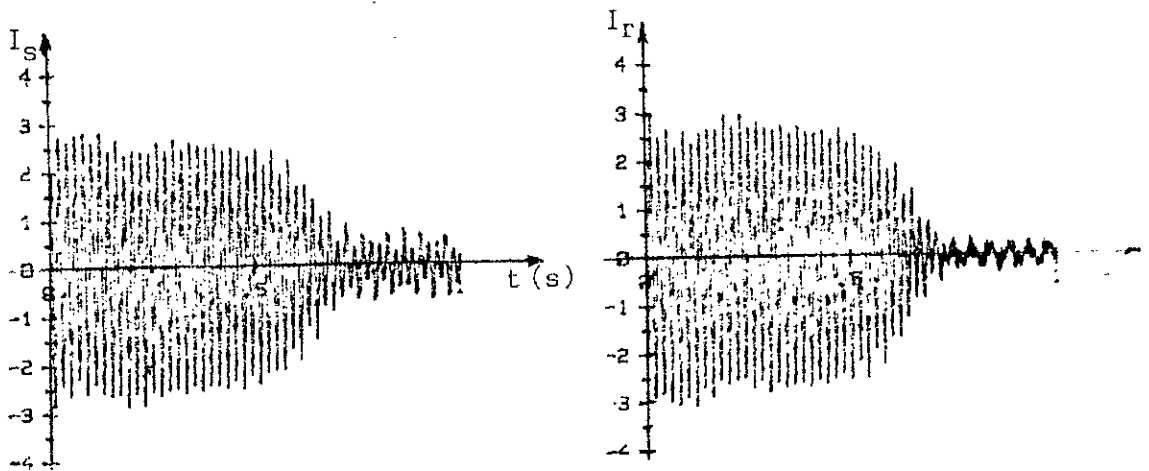
La charge est constituée par une génératrice à courant continu de 6 kW, à excitation séparée constante, exerçant un couple résistant proportionnel à la vitesse du moteur.

Le coefficient de proportionnalité  $k$  est déterminé par des essais en charge. Sa valeur est:

$$k = 0,35 \, \text{N.m.s.rd}^{-1}$$



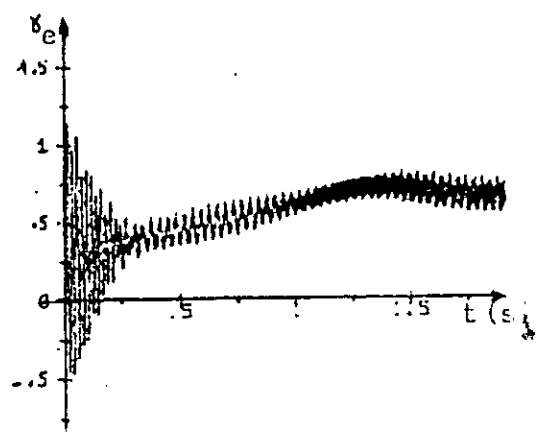
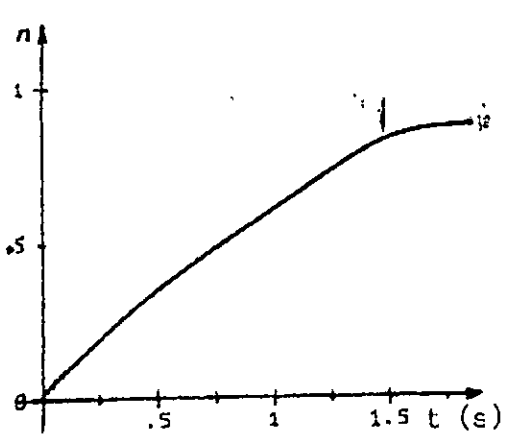
a): vitesse ( $n$ ) et couple électromagnétique ( $\delta e$ )



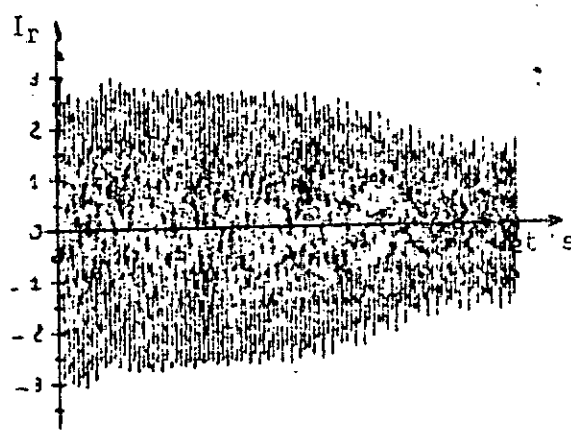
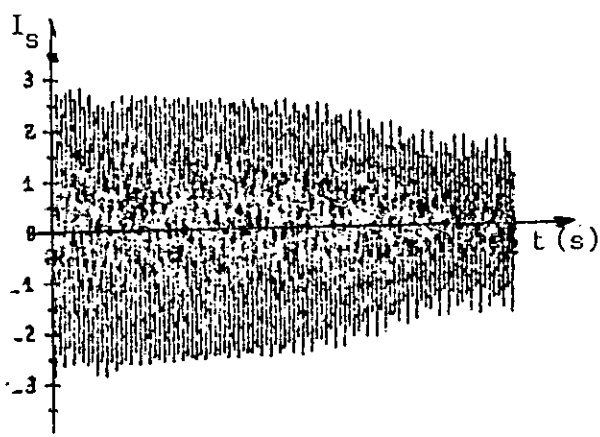
b): courant statorique ( $I_s$ ) et courant rotorique ( $I_r$ )

Figure I.10 : démarrage, à vide, du moteur asynchrone alimenté par un commutateur de tension.



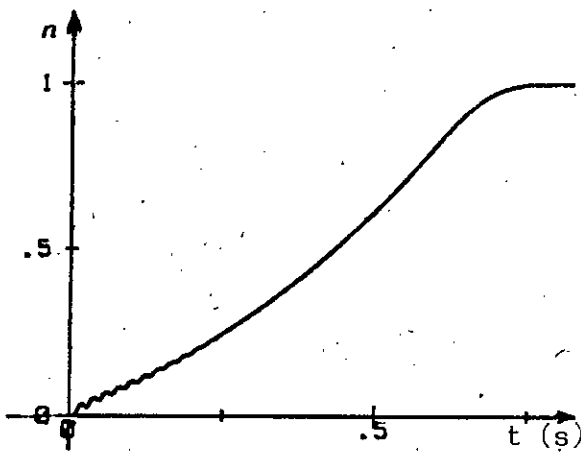


a): vitesse ( $n$ ) et couple électromagnétique ( $\delta_e$ )

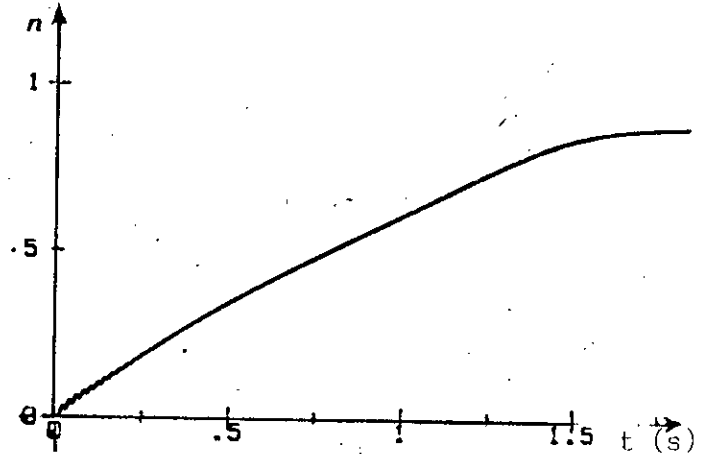


b): courant statorique ( $I_s$ ) et courant rotorique ( $I_r$ )

Figure I.11 : démarrage, en charge, du moteur asynchrone alimenté par un commutateur de tension .

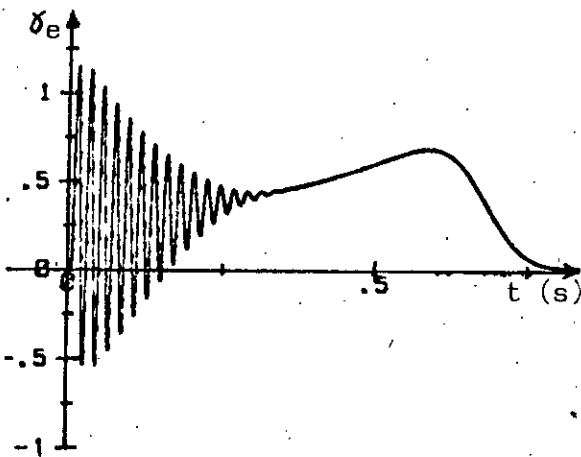


à vide

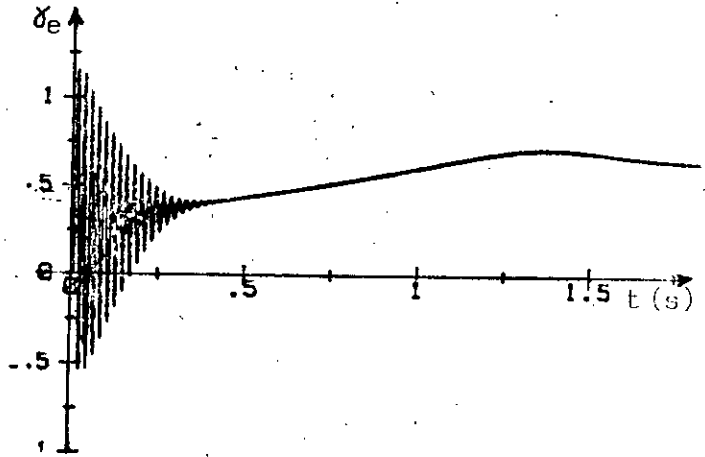


en charge

a) : vitesse



à vide



en charge

b) : couple électromagnétique

Figure I.12 : démarrage du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale.

### I-2.5 RESULTATS OBTENUS et COMMENTAIRES

La figure I.10a présente la variation de la vitesse et celle du couple électromagnétique, à vide, du moteur asynchrone alimenté par l'intermédiaire d'un commutateur de tension.

Comme prévu au paragraphe I-3, les oscillations de vitesse dues aux harmoniques sont inobservables, sinon très atténuées, et ce, par effet d'inertie des masses tournantes.

La courbe donnant la variation du couple électromagnétique permet d'observer les oscillations, de ce dernier, en régimes dynamiques et permanent, et qui sont dues aux harmoniques.

La figure I.10b présente les variations des courants statoriques et rotoriques.

Dans la figure I.11a, nous retrouvons les variations de la vitesse et du couple électromagnétique, mais cette fois, dans un fonctionnement en charge.

De même pour les courants, dont les courbes de variations sont données par la figure I.11b.

Dans ce dernier régime (permanent), le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur moyenne (valeur qui correspond au couple électromagnétique développé par le moteur lorsque ce dernier est alimenté par une tension sinusoïdale). En amplitude, les oscillations autour de la valeur moyenne ne sont que de 6%.

Pour ce même régime, les oscillations de vitesse, si elles ne sont pas tout à fait nulles, elles ne représentent cependant que 1% et,

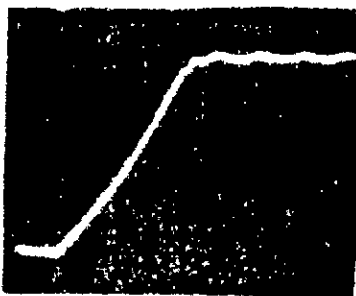
par conséquent, elles sont parfaitement tolérables.

Les harmoniques de courants dont la contribution au régime permanent est négligeable, augmentent légèrement les pertes joules, et par conséquent, affectent quelque peu le rendement.

Pour comparaison, nous présentons (figure I.12) les variations du couples et de la vitesse, au démarrage, lorsque le moteur est alimenté par une tension sinusoïdale.

Les photos, de la figure I.13, représentent les variations de la vitesse et du courant statorique, en régime libre. Les essais ont été effectués sur une machine de 3,7 kW, au laboratoire du département de Génie Electrique de l'E.N.P. .

L'application du programme de simulation à cette machine montre que les résultats obtenus à partir de la modélisation ne diffèrent que de 5%, et, à ce titre, les hypothèses conduisant au modèle représentatif (modèle de "connaissance") sont largement justifiées.



a) : vitesse



b) : courant statorique

Figure I.13 : essais effectués au laboratoire.

# CHAPITRE 2

COMMANDE DE LA VITESSE  
PAR CONTROLE DE L'AMPLITUDE DU FLUX STATORIQUE

## INTRODUCTION

Comme signalé au paragraphe 1 du chapitre I, la commande du moteur asynchrone par la seule fréquence statorique présente l'inconvénient de la saturation magnétique et, par voie de conséquence, celui du mauvais rendement [7], [8] et [9].

Dans ce chapitre nous cherchons les conditions à imposer aux grandeurs électriques pour assurer un fonctionnement à couple constant.

Deux solutions sont étudiées:

- commande par une loi déduite du régime permanent:  $V_S = \mathcal{F}(f_S, f_r)$
- commande avec régulation du flux statorique, ce dernier étant obtenu par estimation.

Une comparaison est faite afin de situer les performances de chacune d'entre elles.

Résultats expérimentaux et résultats de simulation sont donnés.

II-1/

SCHEMA d' ETUDE

Pour l'étude de la commande, nous utilisons le système de coordonnées lié au champ tournant.

Dans ce système d'axes "dq", nous avons:

$$\begin{aligned} X_{dq}^s &= P(\theta) \cdot X_{\alpha\beta}^s \\ X_{dq}^r &= P(\delta) \cdot X_{\alpha'\beta'}^r \end{aligned} \quad (II.1)$$

avec:

$X_{dq}^s$  : grandeurs statoriques liées au champ tournant

$X_{dq}^r$  : " rotoriques " " " " "

$X_{\alpha\beta}^s$  : " statoriques " " stator

$X_{\alpha'\beta'}^r$  : " rotoriques " " rotor

$P(\cdot)$  : matrice de Park (pour l'angle  $\cdot$ )

Nous avons:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s = f_s \omega_n ; \quad \frac{d\delta}{dt} = p\Omega = n\omega_n$$

d'où

$$\frac{d}{dt}(\theta - \delta) = f_r \omega_n$$

Nous obtenons les nouvelles équations (avec les grandeurs relati-

ves du § I-2.2 ):

a) Flux couplés:

$$\phi_{dq}^s = x_1 i_{dq}^s + x_m i_{dq}^r \quad (II.2)$$

$$\phi_{dq}^r = x_2 i_{dq}^r + x_m i_{dq}^s$$

b) Equations électriques:

$$[u] = [r] [i] + \frac{d}{dt} [\phi] + [f] [\phi] \quad (II.3)$$

avec:

$$[u] = \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad [\phi] = \begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \\ \phi_d^r \\ \phi_q^r \end{bmatrix}; \quad [i] = \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix}$$

$$[r] = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_2 \end{bmatrix}; \quad [f] = \begin{bmatrix} 0 & -f_s & 0 & 0 \\ f_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -f_r \\ 0 & 0 & f_r & 0 \end{bmatrix}$$

c) Equation mécanique:

$$\gamma_e = J \frac{dn}{dt} + K n \quad (II.4)$$

avec:



$$\gamma = \frac{J\omega_n^2}{p \Gamma_n} \quad ; \quad \kappa = \frac{k + f}{\Gamma_n}$$

$$\gamma_e = x_m (i_q^s i_d^r - i_d^s i_q^r) \quad (\text{II.5})$$

## II-2/ STRATEGIE de COMMANDE à FLUX CONSTANT

### II-2.1 En REGIME ETABLI

A partir des équations II.2 , II.3 , II.4 et II.5, considérées en régime permanent, nous obtenons: (\*)

$$\gamma_e = \phi_s^2 (x_m / x_1)^2 \frac{f_r / r_2}{1 + (\sigma x_2 f_r / r_2)^2} \quad (\text{II.6})$$

(avec:  $\phi_s = \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}$  , valeur réduite efficace)

$$i_s = \frac{\phi_s}{x_1} \sqrt{\frac{[1 + (f_r x_2 / r_2)^2]}{[1 + (\sigma x_2 f_r / r_2)^2]}} \quad (\text{II.7})$$

(avec  $i_s$  valeur réduite efficace:  $i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$  )

et

$$v_s = \frac{r_1}{x_1} \phi_s \sqrt{\frac{\left[1 - f_s f_r \sigma \frac{x_1 x_2}{r_1 r_2}\right]^2 + \left[f_s \frac{x_1}{r_1} + f_r \frac{x_2}{r_2}\right]^2}{1 + (\sigma x_2 f_r / r_2)^2}} \quad (\text{II.8})$$

(avec:  $v_s$  valeur réduite efficace de la tension statorique)

De l'expression (II.6), il ressort que le couple électromagnétique peut être maintenu constant en fixant les valeurs de  $\phi_s$  et de  $f_r$ .

Remarquons, d'autre part, que la quantité  $(\sigma x_2 f_r / r_2)$  est négligeable devant l'unité, dans la plage de fonctionnement nominal. Avec

(\*): Les indications sont données dans l'annexe 1.

cette remarque, et en considérant l'expression II.6, nous voyons que si le flux statorique est maintenu constant, alors le couple électromagnétique devient quasiment proportionnel à  $f_r$ .

Toujours avec la condition qui nous intéresse (flux constant), l'expression II.7 montre que la valeur efficace du courant statorique ne dépend que de  $f_r$ . Il en résulte un intérêt pour l'alimentation du moteur. En effet, le courant ne fait apparaître aucun dépassement lorsque la fréquence statorique varie.

Nous pouvons, à partir de cette dernière remarque, souligner tout l'intérêt que présente le fonctionnement à flux constant pour le moteur asynchrone.

Pour la tension statorique, des études [8], [10] ont montré que son expression complexe II.8 peut être approchée, de façon satisfaisante, par la relation:

$$v_s = \phi_s (f_s + k_r f_r) \quad (\text{II.9})$$

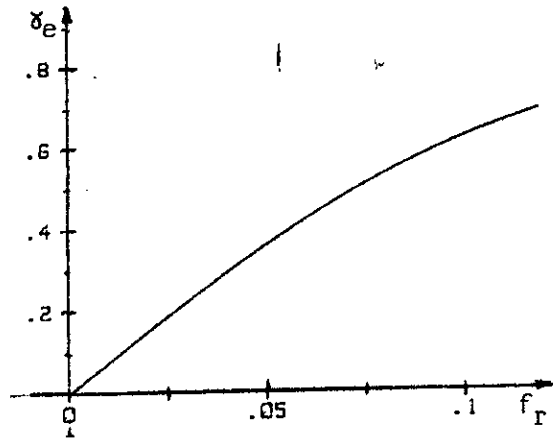
De cette dernière expression, il apparaît que  $v_s$  dépend essentiellement de  $f_s$  ( $k_r$  étant très petit devant l'unité et  $f_r$  faible pour les régimes permanents) (\*).

Nous retrouvons ainsi le fonctionnement à  $v_s / f_s = c^{ste}$  avec correction aux basses vitesses ( $f_r$  élevé).

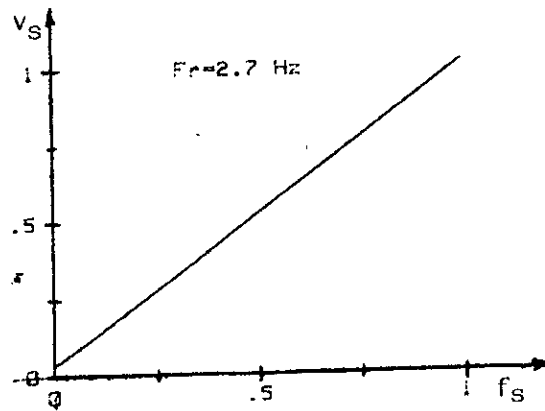
Nous représentons la variation, à  $\phi_s = 1$  (flux nominal), de  $v_e$  en fonction de  $f_r$  (dans la zone stable de fonctionnement  $0 \leq f_r \leq 0.1$ ).

\* :-  $k_r = r_1 x_2 / (r_2 x_1)$  ;

- nous représentons sur la figure II.1b la variation, à  $\phi_s = 1$ , de  $v_s$  en fonction de  $f_s$  (avec  $F_r = F_{rn} = 2,7 \text{ Hz}$ ).



a) : couple électromagnétique



b) : tension statorique

Figure II.1 : stratégie de commande à flux constant  
(obtenue à partir du régime permanent)

## II-2.2 En REGIME TRANSITOIRE

Commandée selon la loi II.9, la machine donne lieu à des transitoires de démarrage de vitesse, de couple électromagnétique et de courant statorique, tels que représentés par la figure II.2.

La substitution de la loi simplifiée (II.9) par celle complète (II.8) ne modifie que très peu les résultats (environ 1,5% sur l'amplitude du couple).

Les détails de la simulation de ce régime sont donnés dans l'Annexe 2.

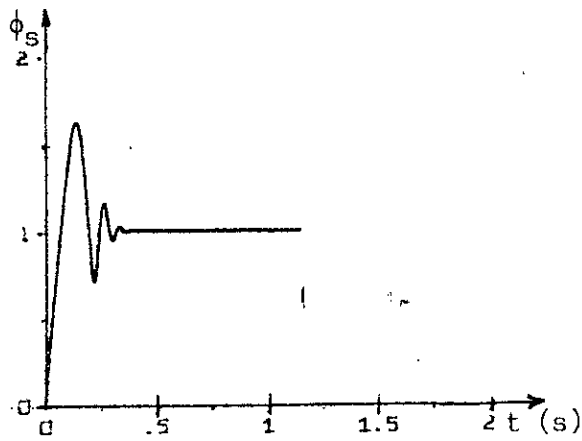
## II-2.3 CONCLUSION sur l'ETUDE de la COMMANDE $v_s = \mathcal{F}(f_s)$

Il ressort de l'étude faite plus haut que:

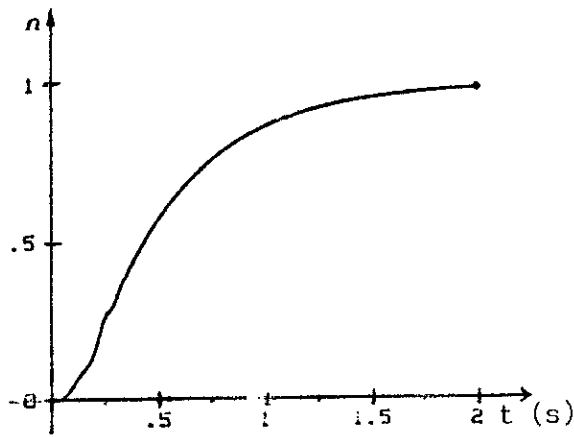
- le flux statorique n'est pas maintenu constant. Il présente, au démarrage, des oscillations d'amplitude excessive,
- ces oscillations se répercutent sur le couple électromagnétique et sur le courant statorique,
- la vitesse, aussi, présente des oscillations au démarrage (malgré l'inertie des masses tournantes).

Par conséquent, pour des régimes transitoires (tel que le démarrage, par exemple), le flux statorique n'est pas maintenu constant par la loi tension - fréquence déduite du régime permanent.

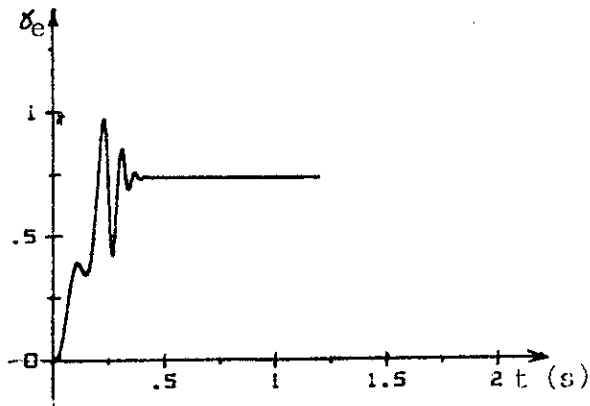
Cette loi reste valable pour des fonctionnements autour d'un point donné.



a) : flux



b) : vitesse



c) : couple

Figure II.2 : commande par la loi  $v_s = \phi_s (f_s + k_r f_r)$  ;  
 fréquence de consigne :  $f_r = 2,7$  Hz .

Pour maintenir le flux constant (en amplitude), une régulation de ce dernier, par l'intermédiaire de  $\phi_d^s$ , est nécessaire.

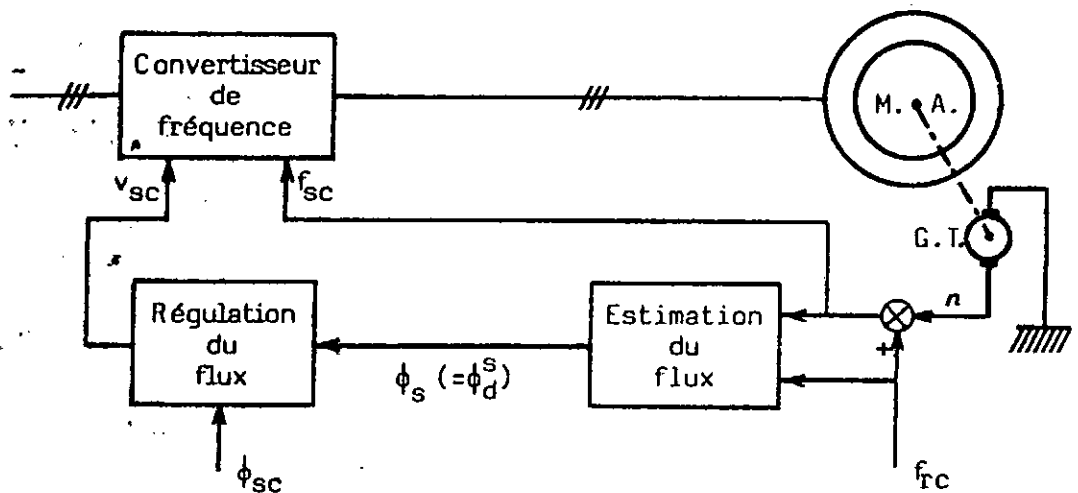
## II-3 REGULATION du FLUX

Nous représentons un dispositif de régulation du flux d'une machine asynchrone fonctionnant à flux statorique constant dont nous avons étudié les performances au paragraphe précédent.

a) Les performances de ce système sont:

- le flux, restitué par un estimateur, est gardé constant, égal à une valeur de consigne;
- le couple électromagnétique est commandé par la fréquence rotorique  $f_r$ .

b) Le dispositif



- $\phi_{sc} (f_{rc})$  : valeur consigne du flux statorique (de la fréquence des courants rotoriques)
- $v_{sc} (f_{sc})$  : tension de commande de l'amplitude (de la fréquence) de l'alimentation statorique.

Figure II.3 : schéma synoptique de la régulation du flux.

Ce dispositif comporte essentiellement:

- une alimentation de puissance constituée d'un onduleur alimenté par l'intermédiaire d'un hacheur. L'ensemble fournit un système de tensions triphasées ( $V_s, f_s$ ) d'amplitude et de fréquence variables.
- une chaîne de vitesse destinée à reconstituer la fréquence statorique à partir de la vitesse et de la fréquence rotorique consigne ( $f_s = f_{rc} + n$ ).
- une chaîne de régulation destinée à établir la tension de commande du hacheur (rapport cyclique  $\alpha$ ) permettant le maintien du flux statorique constant, égal à une valeur consigne.

L'image (tension) du flux est restituée à partir des grandeurs électriques de la machine. En effet, si nous considérons le repère lié au champ tournant tel que:

$$\phi_d^s = \phi_s$$

$$\phi_q^s = 0$$

alors l'estimation du flux peut s'obtenir à partir des équations II.2, II.3, II.4 et II.5 .

L'estimateur (modèle mathématique) est donné par l'expression suivante:

$$\phi_d^s = \frac{v_q^s - r_1 i_q^s}{f_s} \quad (\text{II.10})$$

où la grandeur  $i_q^s$  est déterminée à partir de:





En outre, cette simulation a permis la détermination de la dynamique adéquate de l'association estimateur-régulateur. Cette association doit avoir une constante de temps suffisamment faible par rapport à la plus petite constante de temps du système. D'une façon générale, et pour ne pas altérer les performances du système, les estimateurs (ou encore les observateurs) doivent avoir des constantes de temps 5 à 20 fois plus faibles que la plus petite des constantes de temps du système.

Nous avons pris:

$$T_{\text{rég}} = \left( \frac{K_p}{K_I} \right) = \frac{1}{15} \frac{x_s}{r_s}$$

Avec cette valeur, les résultats sont satisfaisants.

La tension  $v_q^s$  délivrée par le régulateur vérifie:

$$v_q^s(I+1) = K_p \left[ \mathcal{E}(I) + \frac{h}{T_{\text{rég}}} \sum_{k=0}^I \mathcal{E}(k) \right] \quad (\text{II.13})$$

où l'écart  $\mathcal{E}$  est tel que:

$$\mathcal{E}(I) = \phi_{sc} - \phi_d^s(I)$$

avec:

$K_p$  : constante de proportionnalité (du régulateur)

$h$  : pas d'intégration

$\phi_{sc}$  : valeur de consigne du flux

$\phi_d^s$  : image du flux (restituée)

L'organigramme de cette simulation figure dans la page suivante.

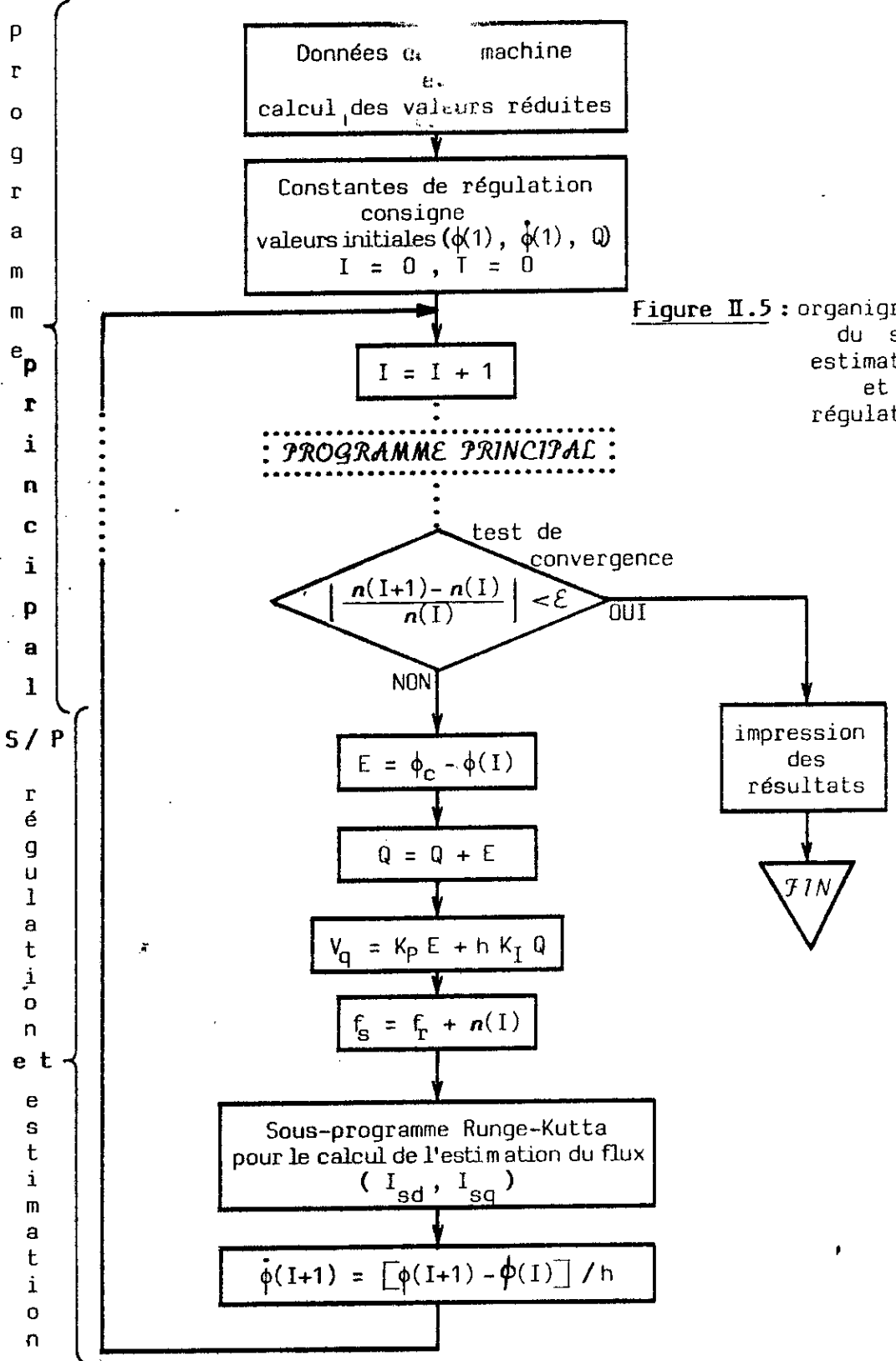


Figure II.5 : organigramme du s/p estimation et régulation

P  
r  
o  
g  
r  
a  
m  
m  
e  
p  
r  
i  
n  
c  
i  
p  
a  
l  
S/P  
r  
é  
g  
u  
l  
a  
t  
i  
o  
n  
e  
t  
e  
s  
t  
i  
m  
a  
t  
i  
o  
n

Cette simulation traite des grands transitoires, dont le démarrage.

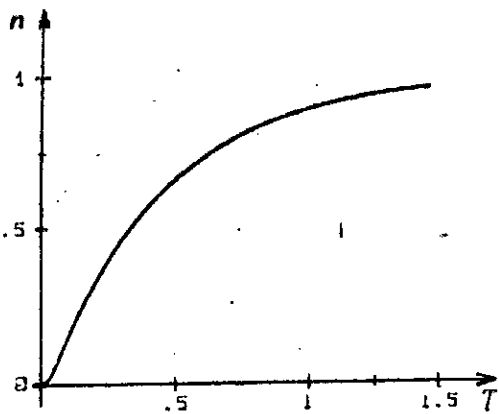
Le flux est régulé à sa valeur nominale ( $\phi_{sc} = 1$ ).

Les résultats obtenus, par l'exploitation de ce programme, sont représentés dans la figure II.6 :

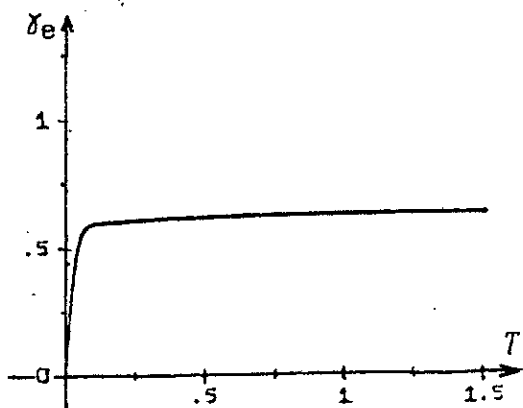
- II.6 a : variation de la vitesse de rotation
- " " b : variation du couple électromagnétique
- " " c : variation du flux

En conclusion, nous retenons les points suivants:

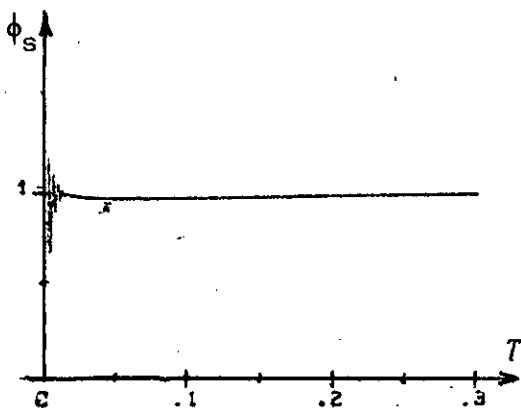
- la régulation du flux permet, pour une fréquence rotorique donnée, le maintien du couple électromagnétique constant. Les oscillations du flux sont atténuées et ont un grand taux d'amortissement (ces oscillations disparaissent en moins de 0,01s, alors que le temps de réponse de la vitesse - voir réponse en vitesse fig. II.6a - est voisin de 0,5s). Ces faibles oscillations laissent la machine fonctionner avec une grande stabilité mécanique (figure II.6a).
- la commande à flux régulé assure une protection contre les surcouples et, partant, une sécurité pour l'alimentation de puissance de la machine.



a) vitesse



b) couple électro-agnétique



c) flux

Figure II.6 : réponses indicielles du système (flux; couple; vitesse), pour un fonctionnement avec régulation du flux (c e dernier étant évalué par estimateur).

II-4/

### REGULATION de VITESSE

Pour cette régulation, la fréquence rotorique est déterminée à partir de l'erreur de la vitesse.

Cette dernière est corrigée par un régulateur de type P.I. . La différence entre la valeur de consigne  $n_c$  et la valeur mesurée par un capteur de vitesse est appliquée à l'entrée du correcteur dont la constante de temps "compense" l'effet dynamique du système (figure II.7) .

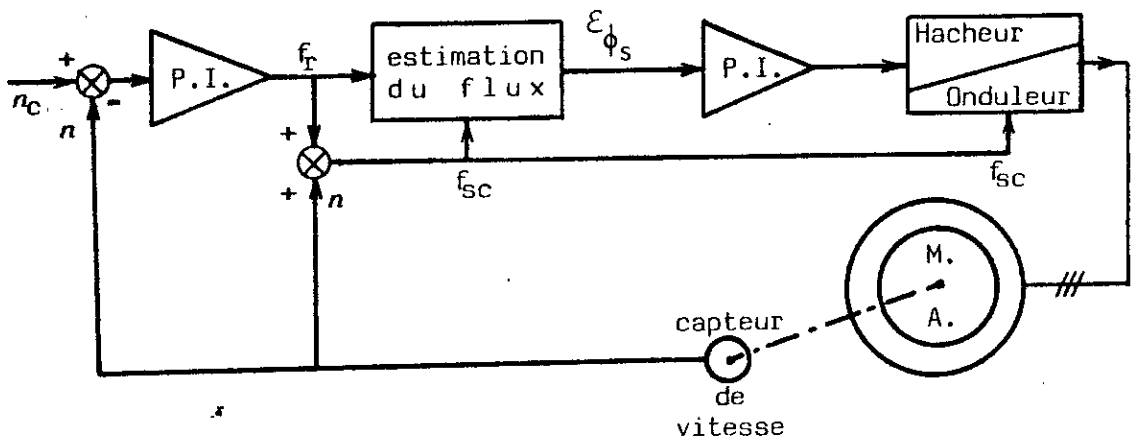


Figure II.7 : schéma synoptique de la régulation en cascade

Les réponses indicielles de cette régulation sont obtenues par simulation numérique.

Le programme de simulation comporte:

- un sous-programme pour la régulation de vitesse

- un sous-programme pour l'estimation du flux (avec détermination de  $i_d^s$  et  $i_q^s$ )
- un sous-programme pour la régulation du flux .

Les résultats obtenus par simulation du processus considéré sont donnés dans la figure II.8 .

Le moteur démarre pour atteindre la consigne affichée ( $0,3\Omega_n$ ) puis il passe de cette vitesse à une deuxième consigne ( $0,6\Omega_n$ ) .

Les réponses données sont:

- II.8 a : la vitesse
- " " b : le flux statorique
- " " c : le couple électromagnétique

L'examen de ces résultats permet de conclure

- que la fiabilité de l'estimateur est établie
- que les performances du système ainsi commandé sont intéressantes: transitoires de courant et de couple sans dépassement; temps de réponse suffisamment écourtés.

La fiabilité de cette commande étant examinée, son implantation ne peut être que plus intéressante. Le coût, acceptable, de sa mise en œuvre tient essentiellement à un microprocesseur, un redresseur et un onduleur.

- un sous-programme pour l'estimation du flux (avec détermination de  $i_d^s$  et  $i_q^s$ )
- un sous-programme pour la régulation du flux .

Les résultats obtenus par simulation du processus considéré sont donnés dans la figure II.8 .

Le moteur démarre pour atteindre la consigne affichée ( $0,3\Omega_n$ ) puis il passe de cette vitesse à une deuxième consigne ( $0,6\Omega_n$ ) .

Les réponses données sont:

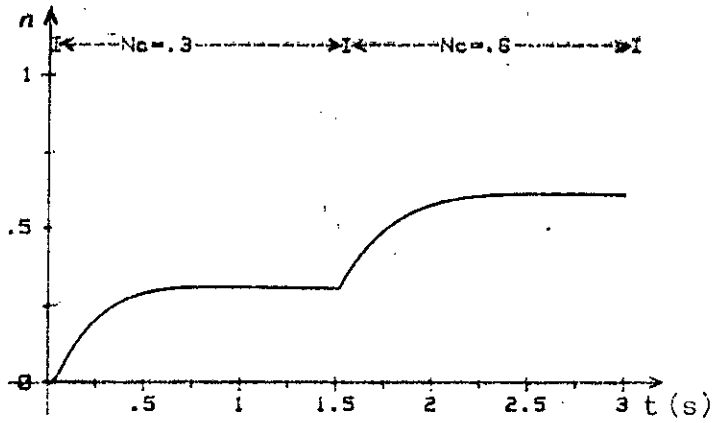
- II.8 a : la vitesse
- " " b : le flux statorique
- " " c : le couple électromagnétique

L'examen de ces résultats permet de conclure

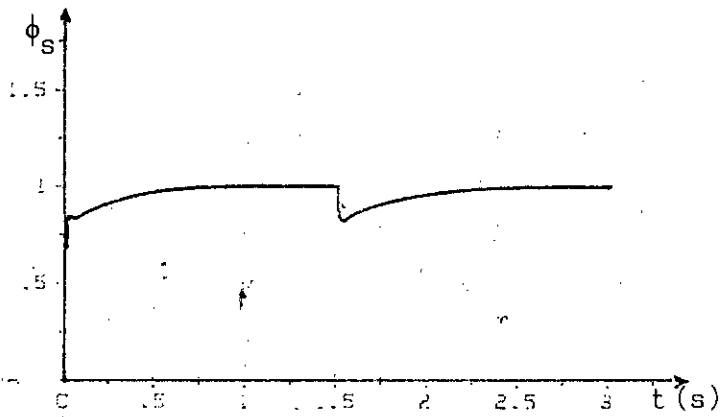
- que la fiabilité de l'estimateur est établie
- que les performances du système ainsi commandé sont intéressantes: transitoires de courant et de couple sans dépassement; temps de réponse suffisamment écourtés.

La fiabilité de cette commande étant examinée, son implantation ne peut être que plus intéressante. Le coût, acceptable, de sa mise en œuvre tient essentiellement à un microprocesseur, un redresseur et un onduleur.

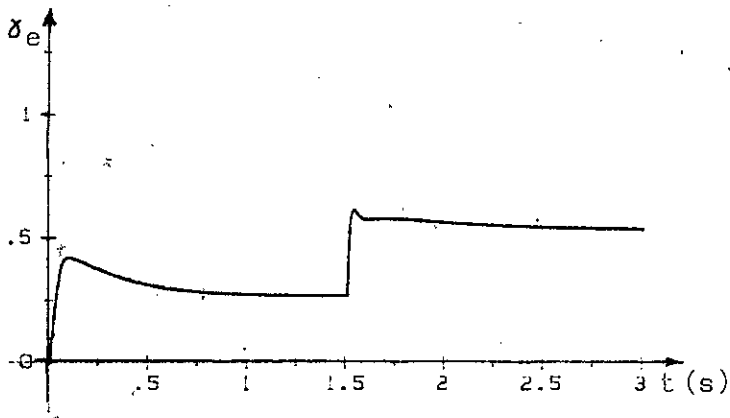




a) : vitesse



b) : flux statorique



c) : couple

Figure II.8 : contrôle de la vitesse avec flux statorique régulé  
change ment de consigne de vitesse ( $0,3\Omega_n \rightarrow 0,6\Omega_n$ )

II-5/

VERIFICATION EXPERIMENTALE

Nous décrivons un montage expérimental d'une machine asynchrone commandée par la loi  $V_s = \phi_s (f_s + k_r f_r)$  et en donnons les résultats des essais.

II-5.1 PRESENTATION SUCCINCTE du DISPOSITIF EXPERIMENTAL

Ce montage possède les performances suivantes:

- le flux est maintenu constant par le maintien du rapport  $V_s / f_s$  constant,
- le couple électromagnétique est commandé par la fréquence rotorique.

Sous forme de "schéma - blocs " (blocs où apparaissent les différentes fonctions à réaliser), le dispositif se présente c o m m e ci-dessous:

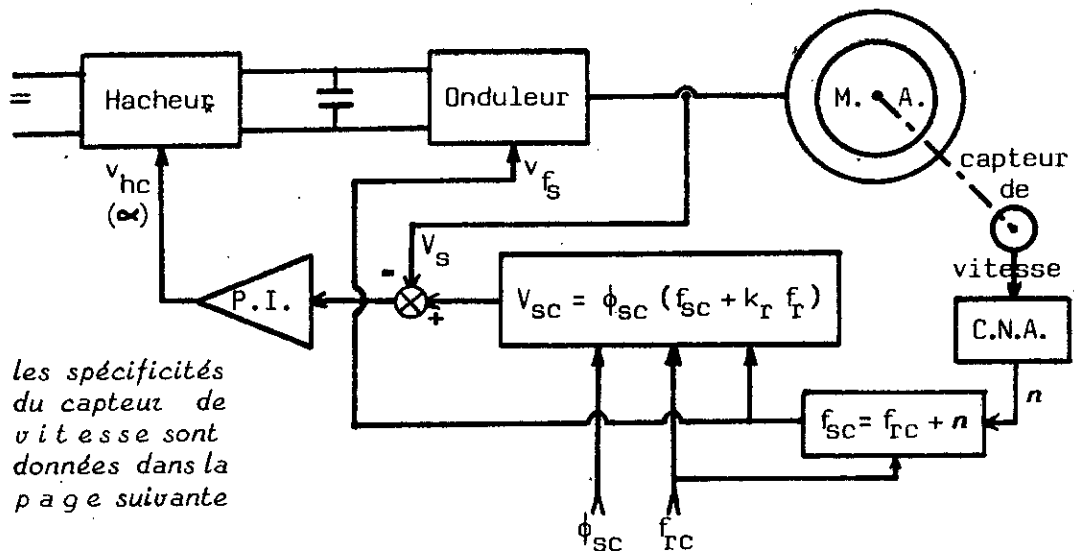


Figure II.9 : schéma-blocs de régulation à flux constant (selon loi de commande:  $V_s = \phi_s (f_s + k_r f_r)$ )

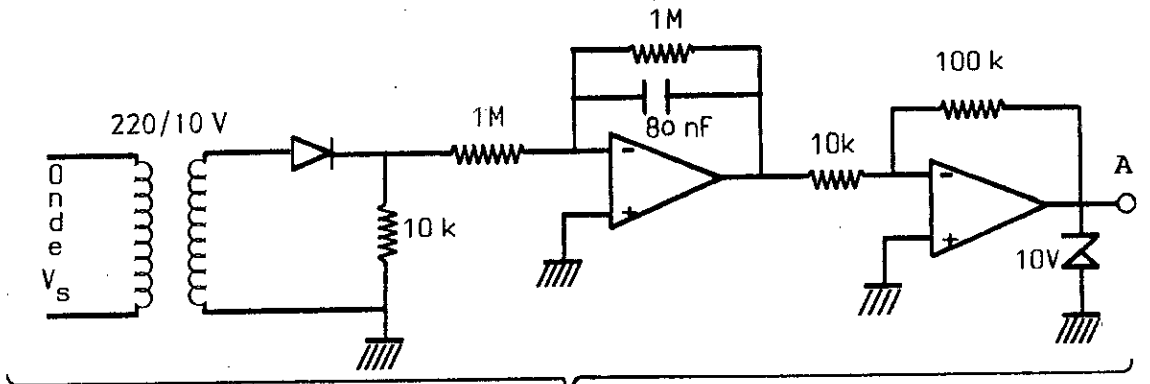
- l'alimentation de puissance comporte
  - un hacheur à transistor et fréquence de hachage constante
  - un onduleur de tension à transistors
- l'image de la tension statorique est évaluée par l'intermédiaire d'un transformateur 220/10 V non saturable
- la vitesse est mesurée par un capteur optique avec et un comptage et une réinitialisation périodiques.

La réalisation de notre carte de commande (schéma donné par la figure II.10) a permis, d'une part, l'autopilotage de la machine selon la loi  $V_s = \phi_s (f_s + k_r f_r)$  d'autre part, la régulation de cette tension statorique.

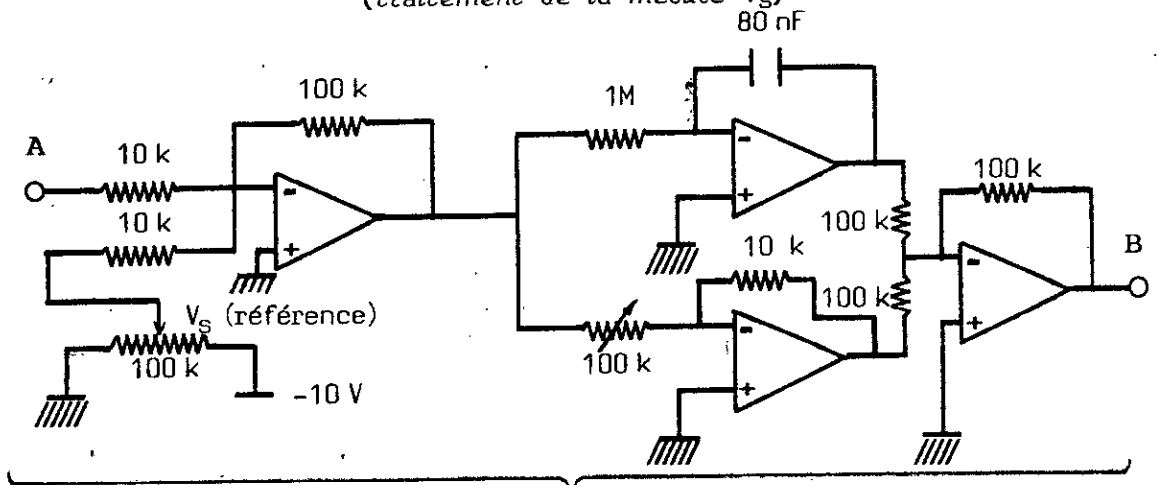
- Dans cette carte de commande que nous avons réalisée,
- l'image de la tension  $V_s$  est obtenue par redressement suivi d'un filtrage (actif);
  - cette tension image est ensuite retranchée à la tension consigne  $V_s$  (référence);
  - enfin, la différence  $\mathcal{E}$ , qui en résulte, est traitée par un correcteur P.I. qui délivre la tension (amplitude) régulée  $V_q$ .

A partir de cette tension ( $V_q$ ),

- d'une part, un circuit intégré (VCO 4046) ayant la fonction de générateur de fréquences, délivre un signal créneau de fréquence  $6 f_s = c^{ste} \times V_q = \left( 6 \frac{V_q}{\phi_s} \right)$ ;
- d'autre part, un sommateur donne 
$$v_{nc} = V_q + \phi_s k_r f_r$$
$$= \phi_s ( f_s + k_r f_r )$$



(traitement de la mesure  $V_S$ )



(correcteur proportionnel intégral pour  $V_S$ )

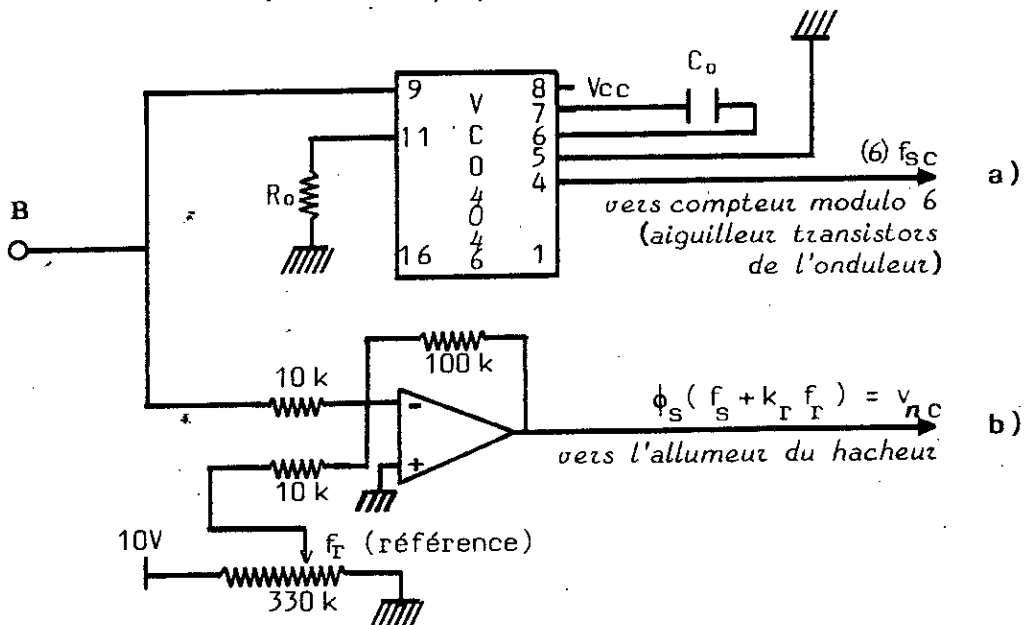


Figure II.10 : carte de commande électronique.

La sortie a) de cette carte attaque un compteur modulo 6, définissant les séquences de commande de l'onduleur.

La sortie b), délivre la tension de commande du hacheur.

## II-5.2 CARACTERISTIQUES de la MACHINE COMMANDEE par $V_s = \mathcal{F}(f_s, f_r)$

Le dispositif du paragraphe précédent a été essayé sur une machine asynchrone à cage de 0,75 kW. Nous avons relevé les caractéristiques (figure II.11) suivantes:

$$V_s(f_s)_{f_r} = \text{Cste} \quad ; \quad \delta_e(f_s)_{f_r} = \text{Cste}$$

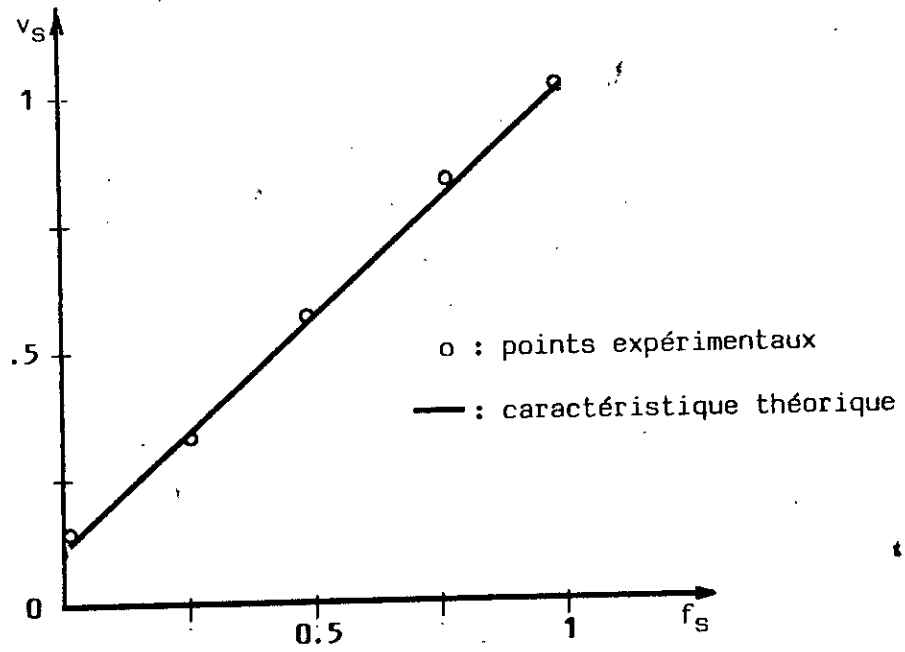
Dans cette figure sont représentées:

- les courbes données par la simulation,
- les caractéristiques expérimentales correspondantes.

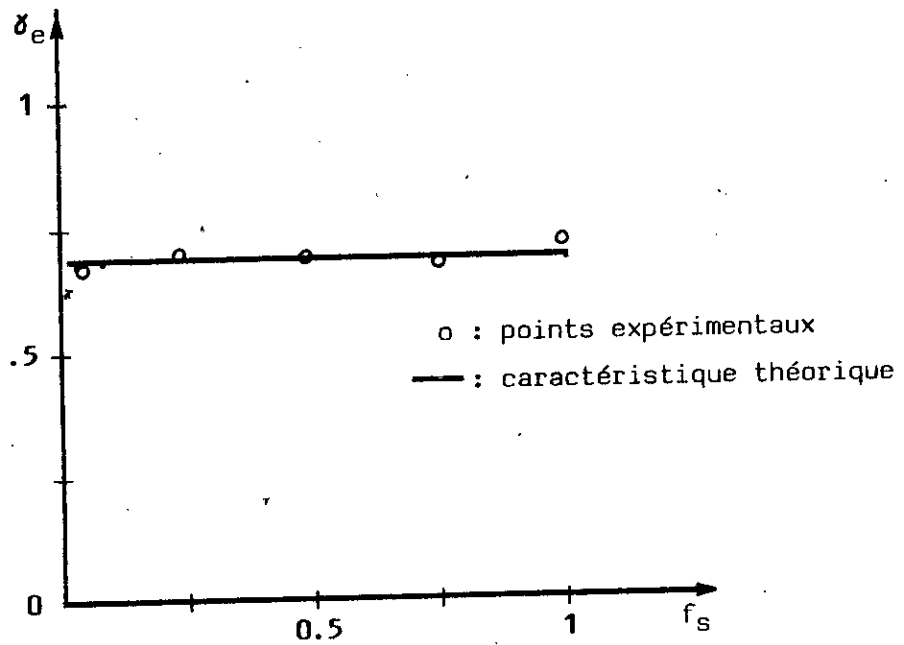
Nous constatons que les résultats de la simulation et ceux expérimentaux (essais sur dispositif réel) concordent de manière très satisfaisante.

De plus, nous pouvons remarquer que le couple électromagnétique est effectivement indépendant de la vitesse (comme prévu au § II-2.1). D'où, si on ne s'intéresse pas aux régimes transitoires, ou si on ne considère que les petites variations, alors, pour sa simplicité, le montage réalisant la loi  $V_s = \mathcal{F}(f_s, f_r)$  est préférable.

La conclusion faite au paragraphe précédent et concernant l'absence de pointes de courant, lorsque le moteur est commandé pour une fréquence rotorique donnée, trouve sa vérification dans la figure II.12a qui représente la réponse de ce courant à un échelon de cette

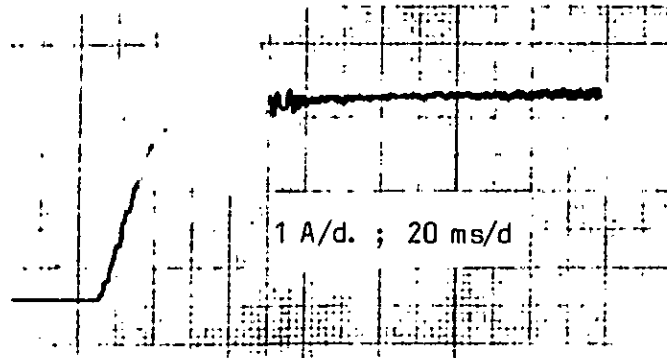


a) : tension statorique

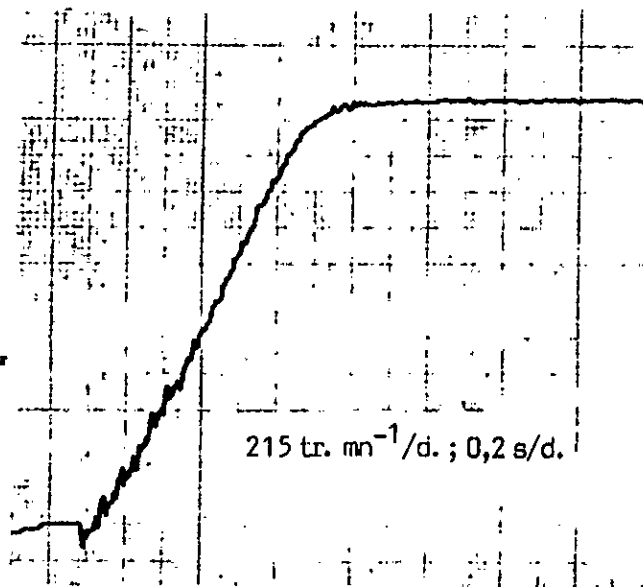


b) : couple électromagnétique

Figure II.11 : caractéristiques statiques pour  $F_T = 2,7 \text{ Hz}$



a) : réponse du courant statorique à un échelon de fréquence rotorique



b) : réponse de la vitesse à un échelon de la fréquence statorique

Figure II.12 : régimes transitoires de la machine commandée par la loi  $v_s = \mathcal{F}(f_s, f_r)$

fréquence.

Ce résultat est très intéressant pour l'alimentation de puissance du moteur. En effet, puisque le courant ne fait apparaître aucune pointe lorsque la fréquence varie, alors le surdimensionnement de l'inducteur, alimentant le moteur, n'est pas nécessaire.

La variation de la vitesse par la fréquence statorique (échelon) est également représentée (figure II.12 b).

Cette réponse est de type apériodique (et sans dépassement); ce qui concorde avec les résultats homologues donnés par la simulation (paragraphe précédents).



Dans ce chapitre, nous avons décrit les différentes solutions pouvant améliorer les performances dynamiques et statiques d'un variateur de vitesse (à moteur asynchrone) fonctionnant à flux constant.

Nous avons d'abord, dans une première étude, cherché les contraintes à imposer à la machine pour que le couple électromagnétique reste, pour  $f_r$  donné, indépendant de la charge.

L'étude a montré qu'il est possible de commander le couple par variation de la fréquence  $f_{rc}$ , sans aucune variation du flux.

Ce résultat nous a amené à déduire, en suite, une relation  $V_s = \mathcal{F}(f_s, f_r)$  qui permet, en régime permanent, le maintien du flux statorique constant. Cette commande est cependant inefficace dans les cas de grands régimes transitoires.

Pour pallier à cette inefficacité, nous avons introduit une régulation de flux.

Le flux n'étant pas accessible à la mesure, nous avons établi un estimateur à partir du modèle mathématique de la machine. La fiabilité de cet estimateur a été vérifiée par simulation numérique.

Les performances obtenues par cette régulation (flux) sont très intéressantes: pas de dépassement de courant ni celui du couple et, partant, sécurité pour l'alimentation de puissance (point important, car il ne sera pas nécessaire de beaucoup surdimensionner les composants redresseurs).

L'adjonction d'une boucle de régulation de vitesse a permis d'accélérer la dynamique de cette dernière.

La simulation numérique nous a permis d'obtenir des informations sur les aspects de souplesse, de rapidité et de précision de cette commande. L'implantation de cette dernière, dans une version numérique, peut être élaborée par microprocesseur.

Pour ce qui est de la commande  $V_S = \mathcal{F}(f_S, f_T)$ , résultats expérimentaux (\*) et résultats de simulations, comparés, font apparaître une très bonne concordance.

\* : banc d'essais avec machine de 0,75 kW .

## INTRODUCTION

La variation de la vitesse d'un moteur asynchrone peut se faire, non seulement à partir de la fréquence statorique, mais aussi, en intervenant sur le glissement à partir des grandeurs rotoriques. Cette dernière méthode nécessite, donc, un moteur à bagues.

Dans ce chapitre,

- nous présentons deux variantes d'un tel contrôle:
  - 1) par dissipation de l'énergie rotorique au moyen d'une résistance placée au rotor,
  - 2) par récupération de l'énergie rotorique au moyen d'une cascade à convertisseur de fréquence.
  
- nous étudions les limites de tels contrôles de la vitesse; limites qui peuvent découler du principe même de ces contrôles:
  - jouer sur le glissement revient à jouer sur le rendement pour la première variante,
  
  - agir sur le retard d'allumage de l'onduleur revient à agir sur la puissance réactive ... pour la deuxième variante.

**COMMANDE en VITESSE d'un MOTEUR ASYNCHRONE**  
**III-1/ par INSERTION de RESISTANCES**  
**"PULSEES" au MOYEN d'un HACHEUR**

La stratégie de commande consiste à faire varier électroniquement (en valeur moyenne) la résistance équivalente vue par le circuit rotorique. Cette opération entraîne la variation du glissement  $g$ .

Une telle opération qui se faisait manuellement s'effectue électroniquement par l'intermédiaire de convertisseurs statiques. Ainsi, l'apport de cette dernière technique autorise une automatisation du contrôle et, partant, permet l'obtention de performances bien meilleures (rapidité, stabilité, synchronisation avec d'autres processus,...).

**III-1.1 ETUDE de la STRATEGIE**

La figure III.1a représente le schéma de principe d'un montage permettant la variation de la vitesse au moyen d'une résistance " pulsée " par un contacteur statique à commutation forcée.

Par enclenchements et déclenchements périodiques de ce dernier, la résistance vue par le pont redresseur à diodes prend une valeur moyenne comprise entre  $\left[ R_s R_t / (R_s + R_t) \right]$  et  $R_t$ .

Il résulte, de cela, que le couple électromagnétique, développé

par le moteur, à sa valeur moyenne (\*) comprises entre deux caractéristiques extrêmes: celles que nous représentons dans la figure III.1b .

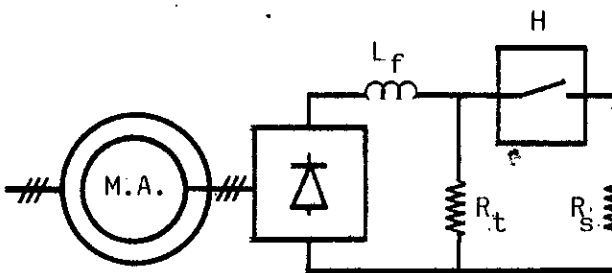


Fig. III.1a : montage pour la commande par dissipation de l'énergie rotorique

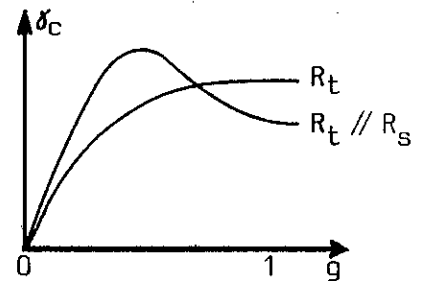


Fig. III.1b : variation du couple

### III-1.1.1 ETABLISSEMENT du MODELE d'ETUDE

Pour analyser notre système, nous établissons un modèle qui ramène tous les paramètres du côté du dispositif de contrôle (Hacheur)

Pour cela, nous considérons deux étapes:

- rappeler le schéma du circuit de la machine ramené au rotor et les relations (dont la puissance dissipée par effet Joule) qui lui sont liées,
- ramener, ce circuit même, en aval du pont redresseur et établir les relations qui lui sont propres.

Mais d'abord, examinons succinctement le convertisseur et le rôle que nous lui faisons jouer.

Le pont à diodes redresse les tensions rotoriques. La tension

\* : cette valeur moyenne dépend du rapport cyclique (défini dans la page suivante) .

$e_c$  obtenue fait circuler, une résistance  $R_t // R_s$  une résistance  $R_s$ .

une self de lissage  $L_f$ , un courant  $i_c$ , dans "e" par un hacheur mis en série avec

Ce hacheur (figure III.2) fonctionnant à fréquence constante ( $1/T$ ), est essentiellement constitué d'un thyristor principal  $Th_p$  et d'un circuit dimensionné pour l'extinction et comprenant: une diode de charge, un circuit oscillant et un thyristor ( $Th_e$ ).

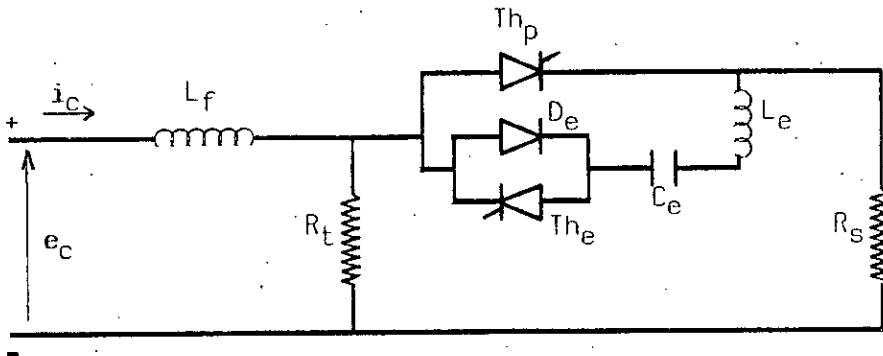


Figure III.2 : schéma détaillé du circuit vu par le pont de Graëtz.

L'amorçage de  $Th_e$  entraîne l'extinction de  $Th_p$ .

En décalant les instants de désamorçage de  $\alpha T$  ( $t_e = (k + \alpha)T$ ), nous faisons varier la valeur moyenne  $I_c$  du courant  $i_c$ .

$\alpha$ , théoriquement compris entre 0 et 1, est dit rapport cyclique et se définit par :

$$\alpha = \frac{T_p}{T} = \left( \frac{\text{durée de l'intervalle de conduction de } Th_p}{\text{période de hachage } T} \right)$$

La valeur de la résistance fictive (valeur moyenne dépendant de  $\alpha$ ) est:

$$R_f(\alpha) = R_t \cdot \left[ 1 - \alpha \cdot R_t / (R_t + R_s) \right] \quad (III.1)$$

Le courant  $i_c$  est quasiment constant égal à  $I_c$  (figure III.3a). Cette condition se réalise en prenant  $L_f$ , self de lissage, suffisamment grande.

Le courant  $i_2$ , dans une phase rotorique, a alors une forme rectangulaire, de largeur  $2\pi/3$  (figure III.3b). Sa valeur efficace,  $I_2$ , est telle que :

$$I_2 = I_c \sqrt{2/3} \quad (\text{III.2})$$

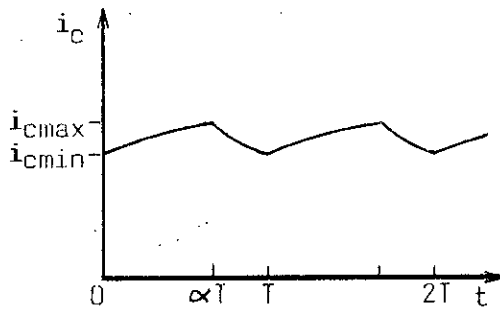


Fig. III.3a : forme du courant  $i_c$  :

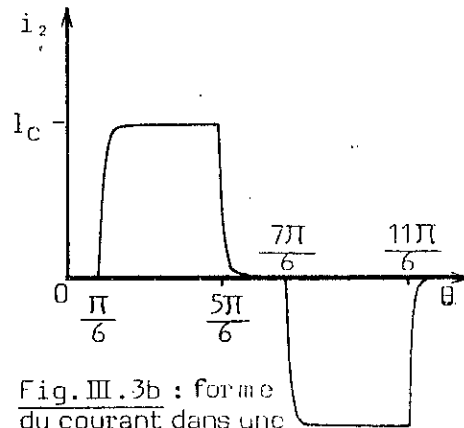


Fig. III.3b : forme du courant dans une phase rotorique

Considérons le schéma équivalent du moteur ramené au rotor, (figure III.4) :

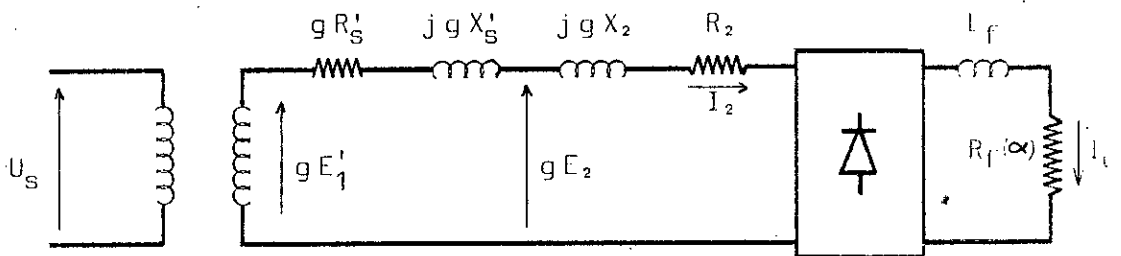


Figure III.4 : schéma équivalent du moteur ramené au rotor et convertisseur.

En utilisant les paramètres de ce schéma (figure III.4), l'expression de la puissance dissipée par effet Joule dans le stator et dans le rotor est :

$$P_j = 3(gR_S' + R_2) I_2^2 = 2(gR_S' + R_2) I_C^2 \quad (III.3)$$

Le schéma (figure III.5), équivalent de l'ensemble moteur - pont redresseur, ramené en aval de ce dernier, se définit par les trois grandeurs suivantes :

$E_C$  : force électromotrice

$\frac{3}{\pi} X_T$  : impédance correspondant à la chute de tension due à la commutation ( $\Delta U_C = \frac{3}{\pi} X_T I_C$  [11] et [12])

$R_T$  : une résistance ramenée

avec

$$\begin{cases} E_C = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} g E_1' \\ X_T = g(X_S' + X_2) \\ R_T = 2(gR_S' + R_2) \end{cases} \quad (III.4)$$

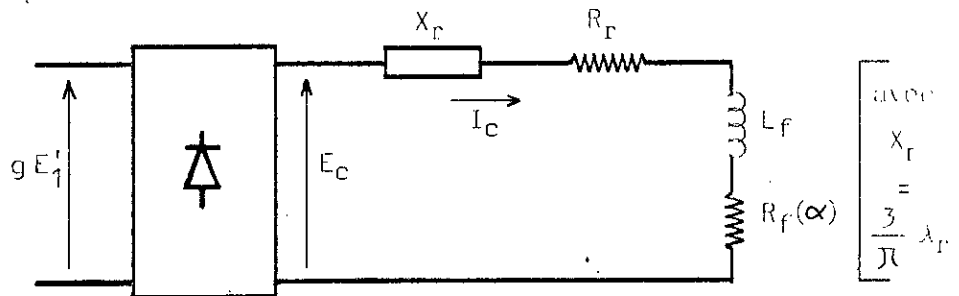


Figure III.5 : schéma électrique équivalent (du modèle)



### III-1.1.2 MISE en EQUATION et SIMULATION NUMERIQUE

Pendant la conduction du hacheur (  $t$  tel que  $kT \leq t \leq [k+\alpha]T$ ,  $k$  entier positif ou nul ), il faut résoudre:

$$\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{i_{c1}}{T_1} = E_c / L_f \quad (\text{III.5})$$

et .....  $\frac{di_{c2}}{dt} + \frac{i_{c2}}{T_2} = E_c / L_f \quad (\text{III.6})$

..... pendant son blocage:

$t$  tel que  $[k+\alpha]T \leq t \leq [k+1]T$  .

avec

$$\begin{cases} T_1 = L_f / (R_r + X_r + R_f(1)) \\ T_2 = L_f / (R_r + X_r + R_f(0)) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

et où :

$i_{c1}$  est la valeur de  $i_c$  pendant la conduction

$i_{c2}$  " " " " " le blocage

Les solutions de III.5 et III.6 doivent satisfaire les conditions aux limites suivantes:

$$\begin{cases} i_{c1}(kT) = i_{c2}(kT) \\ i_{c2}(kT+\alpha T) = i_{c1}(kT+\alpha T) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

L'intégration de  $i_c$  (telle que III.9) donne la valeur moyenne  $I_c$  .

$$I_c = \frac{1}{T} \left[ \int_{kT}^{(k+1)T} i_{c1} dt + \int_{(k+1)T}^{(k+2)T} i_{c2} dt \right] \quad (\text{III.9})$$

La puissance développée pour un glissement  $g$  est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = \frac{E_c I_c}{g} - \left( 2R'_s + \frac{X_r}{g} \right) I_c^2 \quad (\text{III.10})$$

quant à l'expression du rendement elle est comme suit:

$$\eta = \frac{(1-g) P_e}{P_e + \sum P_{\text{pertes}}} \quad (\text{III.11})$$

avec  $\sum P_{\text{pertes}} = P_{\text{pertes fer}} + 2gR'_s I_c^2$

La figure III.6 correspond à un relevé expérimental photographique des variations de  $I_c$  pour un régime en charge.

Quant à la simulation numérique utilisant le modèle caractérisé par les équations III.5 et III.6 et les relations III.8 et dont l'obtention (◊) est expliquée dans la page suivante, elle donne les résultats que nous énumérons:

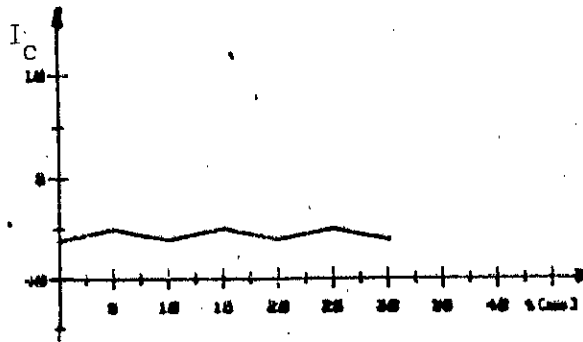
les variations de  $I_c$  en fonction du temps illustrées par la figure III.7 pour deux régimes différents: en charge et à vide;

les réponses en vitesse pour plusieurs valeurs de consigne et pour les deux régimes (en charge et à vide), illustrées par la figure III.8;

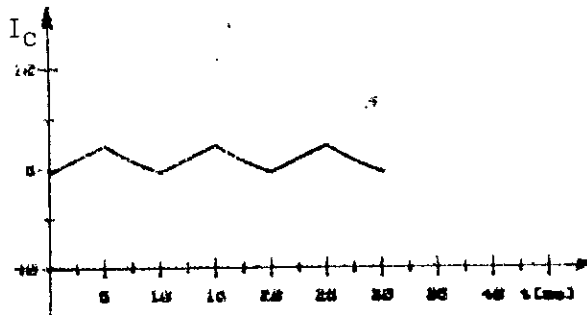
la variation du rendement en fonction du glissement représentée par la figure III.9.



Figure III.6 : relevé expérimental du courant  $I_C$ , en charge, obtenu pour  $f = 100 \text{ Hz}$  et  $\alpha = 0,5$ .

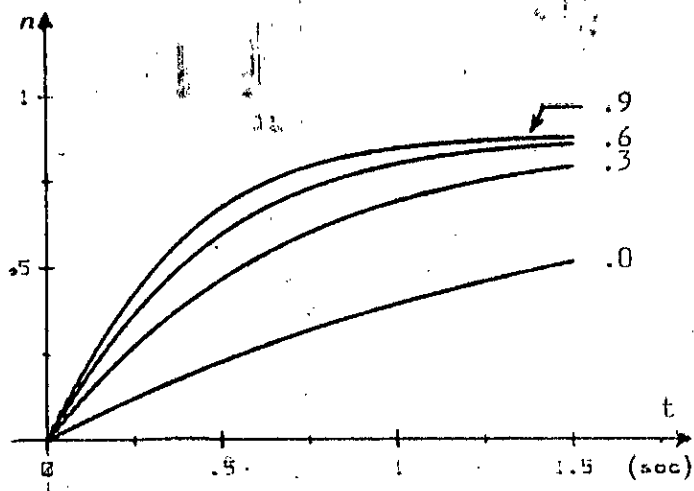


a) : à vide

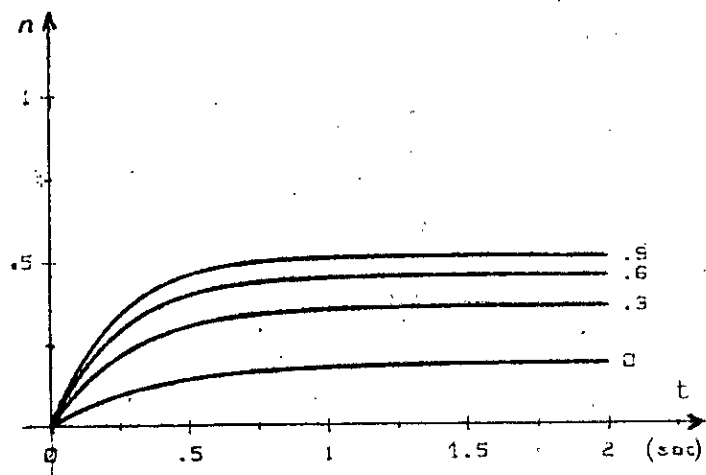


b) : en charge

Figure III.7 : formes [a) et b)] du courant  $I_C$  données par la simulation (avec les valeurs:  $R_S = 5\Omega$  ;  $R_t = 20\Omega$  ;  $f = 100 \text{ Hz}$  ;  $\alpha = 0,5$  ,



a) : à vide



b) : en charge

Figure III.8 : démarrage (en régime libre) du moteur pour différentes valeurs du rapport cyclique .

avec  $R_t = 12 \Omega$  et  $R_s = 2 \Omega$  .

◇ (renvoi de la page précédente) : le programme de simulation, employé pour ce modèle, est celui du paragraphe 2 du chapitre I avec cependant, les modifications suivantes :

$$u_{\alpha}^S = \cos(T) \quad ; \quad u_{\beta}^S = \sin(T)$$

$$r_T = r_2 + \frac{1}{2} r_f(\alpha)$$

( $r_T$  joue donc, ici, le rôle de la résistance rotorique;  $r_f$  : valeur réduite correspondant à  $R_f$  .)

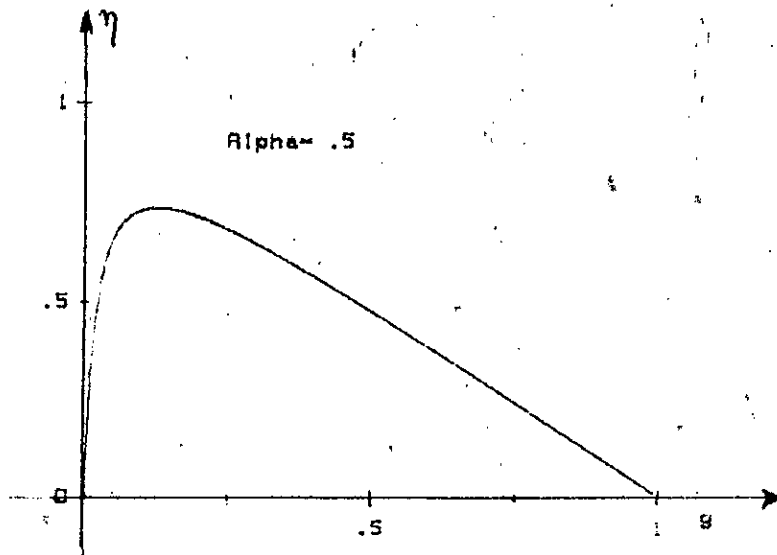


Figure III.9 : rendement en fonction du glissement pour  $\alpha = 0,5$  .

Nous constatons que, naturellement, le fait d'insérer des résistances, au niveau du circuit rotorique, augmente les pertes joules et, partant, affecte le rendement.

Pour un même  $\alpha$ , les figures III.8a et III.8b montrent qu'il y a de grandes différences au niveau des régimes permanents atteints.

Pour rendre la vitesse peu dépendante de la charge, une régulation, comme dans le cas d'autres montages, est nécessaire.

### III-1.2 REGULATION

Dans ce paragraphe, nous présentons l'étude

- du fonctionnement en boucle ouverte de la commande en déterminant les fonctions de transfert du courant et de la vitesse,
- du fonctionnement avec régulation (se servant des résultats de la boucle ouverte).

#### III-1.2.1 FONCTIONNEMENT en BOUCLE OUVERTE

Déterminons les expressions donnant  $I_c$  et  $\Omega$  et qui serviront à établir les fonctions de transfert courant/rapport cyclique et vitesse/rapport cyclique.

Au préalable, introduisons quelques approximations nécessaires à un tel type de réglage (système contenant un convertisseur statique et, par voie de conséquence, impliquant la présence d'harmoniques) :

- courant  $i_c$ , rigoureusement lissé,
- effet de la commutation, négligeable.

Dans ces conditions, le couple électromagnétique peut être donné par ( |12| et |13| ) :

$$\Gamma_e = \frac{E_c I_c}{g \Omega_s} \quad (\text{III.12})$$

avec,  $E_c$  déjà donné par les expressions III.4 ,

$$E_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} g E_1' = g E_{c1} \quad (*)$$

et,  $I_c$  s'obtenant en considérant le schéma de la figure III.5 :

$$I_c = \frac{g E_{c1}}{R_g} f(\alpha) \quad (\text{III.13})$$

où (  $f(\alpha)/R_g$  ) est tel que :

$$\frac{f(\alpha)}{R_g} = \frac{1}{R_{T'} + X_{T'} + R_f(\alpha)}$$

$f(\alpha)$  est donc une fonction non linéaire de  $\alpha$ .

**a) linéarisation de la relation  $I_c = \mathcal{G}(\alpha, g)$**

la détermination analytique des paramètres du correcteur (P.I.), nécessite la linéarisation de l'expression III.13 (donnant le courant  $I_c$ ) autour d'un point de fonctionnement  $M(I_{c0}, g_0, \alpha_0)$ .

Pour ce faire, introduisons les variables  $\Delta I_c$ ,  $\Delta g$  et  $\Delta \alpha$ ; avec:

\*:  $E_{c1}$  tension redressée pour  $g = 1$  ; (=  $3\sqrt{6} E_1' / \pi$ ).

$$\begin{cases} \Delta I_c = I_c - I_{c0} \\ \Delta \alpha = \alpha - \alpha_0 \\ \Delta g = g - g_0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

En remarquant que  $\Delta g = -(\Delta \Omega_r / \Omega_s)$ , il vient (à partir de III.13):

$$\Delta I_c = \frac{E_{c1}}{R_g} g_0 \left( \frac{df}{d\alpha} \right)_0 \Delta \alpha - \frac{I_{c0}}{g_0} \frac{\Delta \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{III.15})$$

Eliminons  $\Delta \Omega_r$  de l'expression III.15. Pour cela,

- désignons par  $f$ , le coefficient de frottement. Il vient:

$$\Delta \Omega_r = \Delta \Pi_e / f = \frac{E_{c1} \Delta I_c}{f \Omega_s^2} \quad (\text{III.16})$$

- (et) posons:

$$k_0 = \left( \frac{df}{d\alpha} \right)_0 \quad k_1 = g_0 k_0 \frac{E_{c1}}{R_g}$$

$$\text{et } k_f = \frac{I_{c0}}{g_0} \frac{E_{c1}}{f \Omega_s^2}$$

il vient alors (à partir de III.15 et III.16):

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta \alpha} = \frac{k_1}{1 + k_f} \quad (\text{III.17})$$

et pour  $(\Delta \Omega_r / \Delta \alpha)$ :

$$\frac{\Delta \Omega_r}{\Delta \alpha} = \frac{E_{c1}}{f \Omega_s^2} \frac{k_1}{1 + k_f} \quad (\text{III.18})$$



b) fonctions de transfert et diagrammes fonctionnels

nous introduisons dans la chaîne de transfert le bloc hacheur approché par une fonction linéaire du premier ordre [12] et [13] :

$$F_h(s) = \frac{k_1}{1 + T_h s} \quad (\text{III.19})$$

Nous prenons pour valeur de  $T_h$ , la moitié de la période de hachage (.moyenne) .

$$T_h = T/2$$

L'introduction du couple résistant se répercute sur la vitesse de la manière suivante :

$$\Omega_r(s) = \frac{E(s) - F(s)}{f.(1 + s T_m)} \quad (\text{III.20})$$

où :

$E$  : valeur correspondant aux perturbations sur le couple résistant;

$T_m$  : ( $= J/f$ ) constante de temps mécanique.

Etablissons les fonctions de transfert (  $I_c/$  et / ) et le schéma du diagramme fonctionnel . En considérant les expressions III.15 à III.20, il vient :

$$\frac{E_{ci} I_c}{s f.(1+sT_m)}$$
$$\frac{I_{co}}{1 + s T_h} = \frac{I_{co}}{9_0}$$

Par séparation de et  $I_c$ , le système précédent donne :

Le diagramme fonctionnel correspondant est donné par la figure ci-dessous :

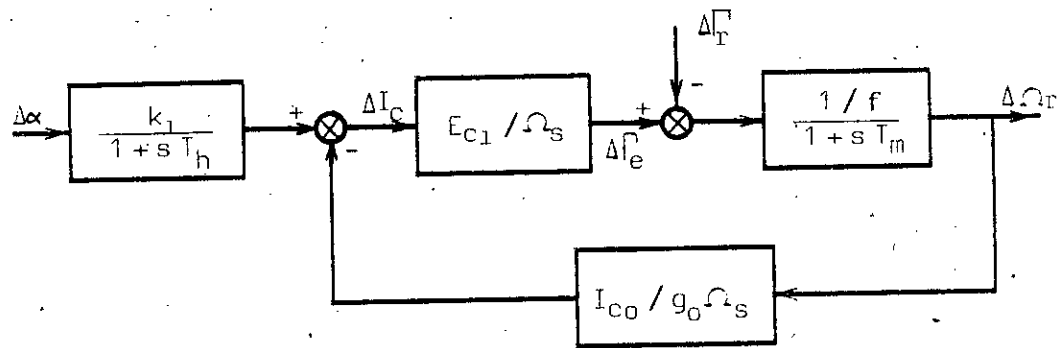


Figure III.10 : diagramme fonctionnel du modèle linéarisé.

### c) simulation numérique

nous faisons la simulation numérique en considérant le système linéaire.

Pour la vérification de la validité de ce modèle, des relevés expérimentaux, faits sur banc d'essai (\*) réalisé dans notre laboratoire, sont présentés par la suite.

La simulation utilise les fonctions de transfert déterminées (dans ce paragraphe à la partie b) ) pour un point M optimal (rendement maximum).

Le sous-programme (\*\*) utilisé pour la résolution de ces fonctions de transfert procède, pour chaque pas, par évaluation de l'intégration du mode le plus rapide, suivi de l'évaluation de l'intégration du mode lent. L'organigramme de cette simulation est donné dans la page suivante.

\* : avec une machine de 3,7 kW

\*\* : dans notre organigramme (page suivante), il est désigné par: S/P variables d'état.

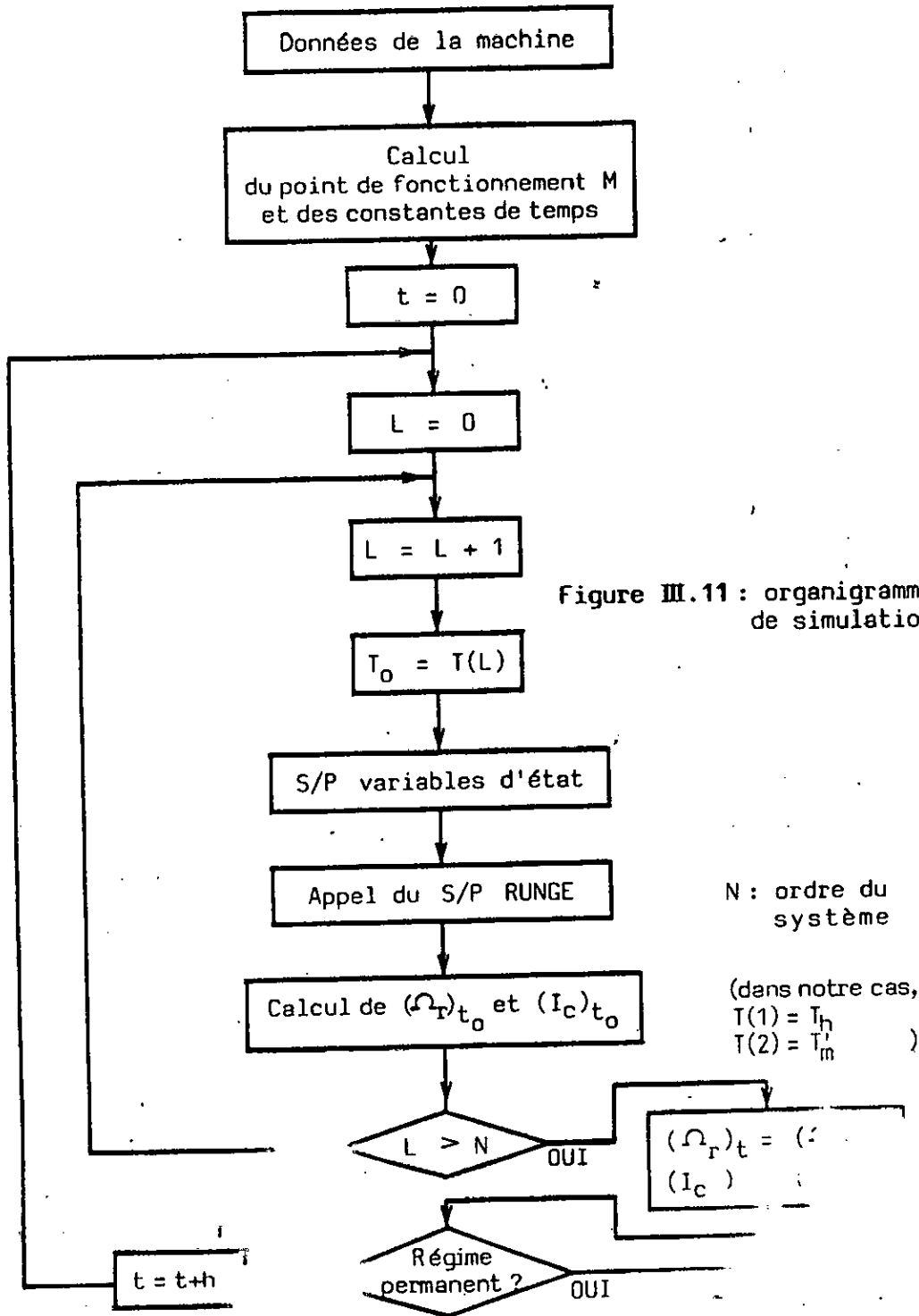


Figure III.11 : organigramme de simulation

N : ordre du système

(dans notre cas,  
 $T(1) = T_h$   
 $T(2) = T'_m$ )

**d) résultats de la simulation et vérification expérimentale**

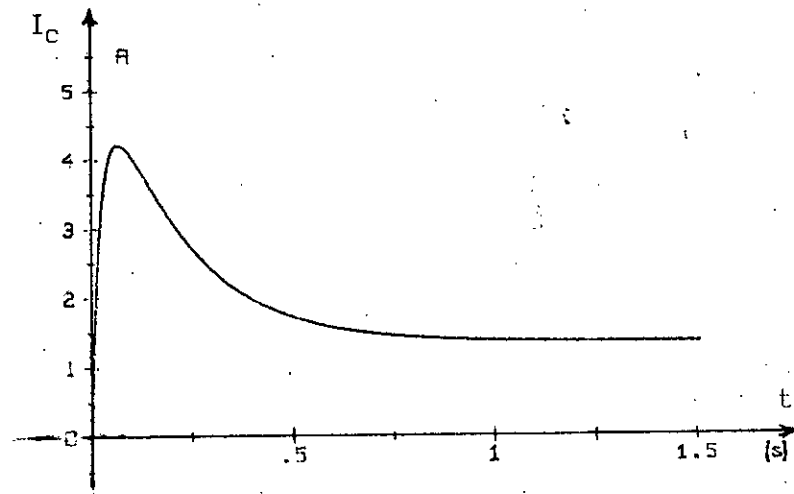
nous présentons aux figures III.12a et III.12b les réponses indicielles de la vitesse et du courant, à vide et pour  $\alpha = 0,5$ .

Nous constatons que :

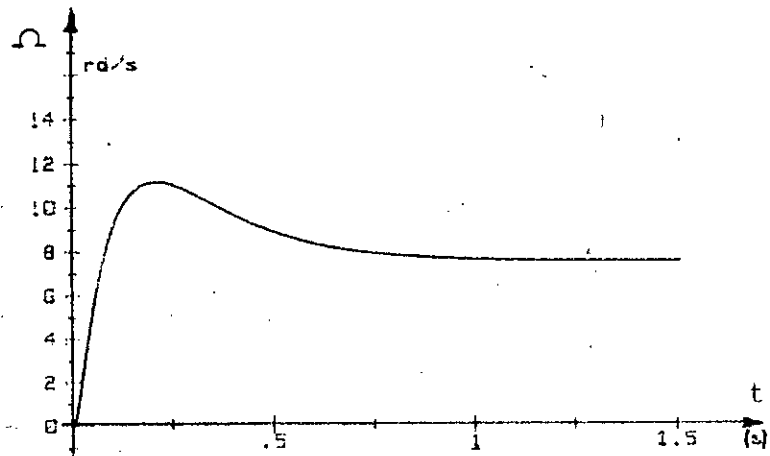
- la réponse en vitesse est de type apériodique, avec un très faible dépassement;
- la réponse en courant, par contre, présente un important dépassement : 65%.

Ce dernier point justifie la nécessité d'une boucle de régulation en courant (dans le but d'en limiter les pointes excessives).

Pour la vérification expérimentale, nous avons essayé le montage cité précédemment et relevé la variation de la vitesse pour  $\alpha = 0,5$ . La figure III.13 montre que l'écart entre le modèle expérimental et le modèle théorique est très faible (1,5%). Cet écart s'agrandit, cependant, lorsque le point de fonctionnement s'éloigne d'avantage du point optimal.

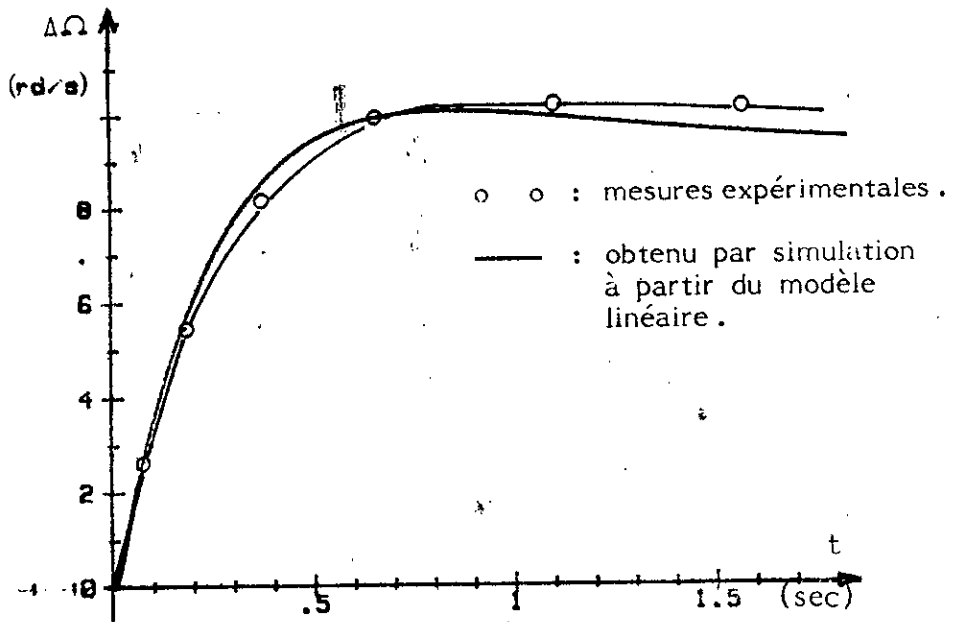


a) : courant

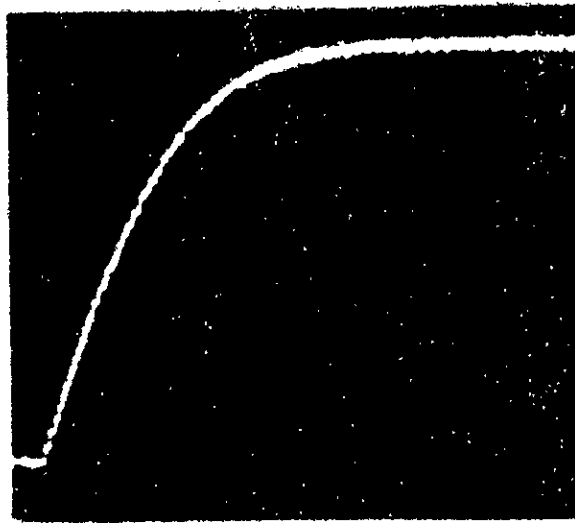


b) : vitesse

Figure III.12 : étude en boucle ouverte , pour  $\alpha = 0,5$  .



vérification du modèle  
d'étude



relevé expérimental

Figure III.13 : variation de la vitesse pour  $\alpha = 0.5$ .

### III.1.2.2 REGULATION de VITESSE

Nous avons vu précédemment qu'en boucle ouverte le moteur est soumis à des contraintes prohibitives (dont les pointes excessives de courant).

Dans ce qui suit, afin d'amener ces contraintes à leurs limites admissibles, nous introduisons une régulation de courant et de vitesse.

#### a) synoptique du montage

le schéma synoptique du montage est celui représenté par la figure ci-dessous :

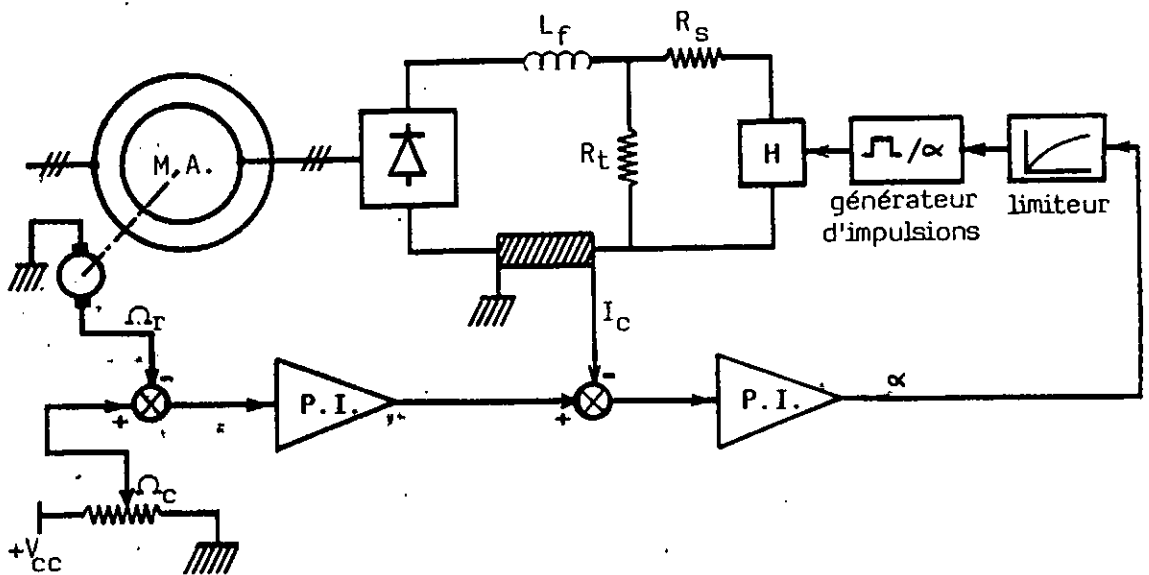


Figure III.14 : schéma synoptique du montage

Ce montage comprend essentiellement :

- une chaîne de régulation de vitesse (le régulateur utilisé est de

type proportionnel - intégral, dont les paramètres sont déterminés en considérant le point de fonctionnement et en utilisant la méthode de compensation des constantes de temps dominantes),

- une chaîne de régulation de courant (interne à la première pour la raison de rapidité relative),
- un limiteur pour assurer une sécurité au système de puissance et à la machine.

Le contrôle étudié précédemment est donc généralisé au système réel et pour les grandes variations de régime.

La simulation numérique utilise le modèle de connaissance de la machine ramené en aval du pont à diodes.

L'équation mécanique, quant-à-elle, utilise le couple donné par l'expression III.12 qui peut encore se mettre sous la forme :

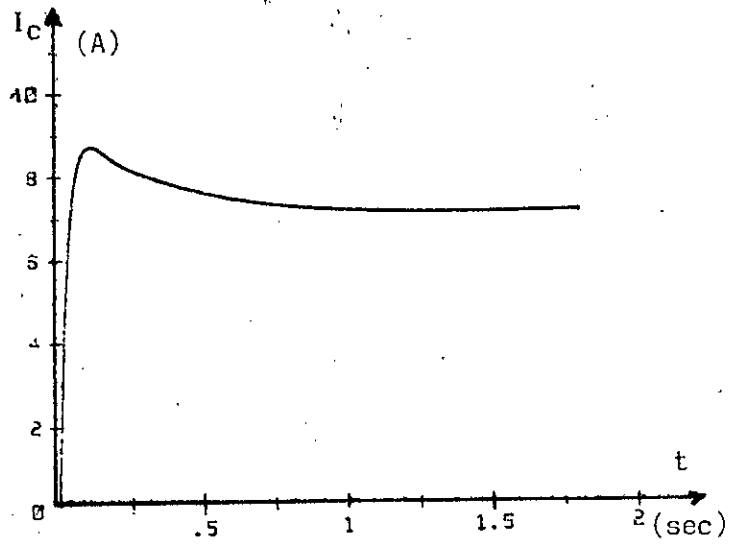
$$\Gamma_e = \frac{E_c}{\Omega_s} \frac{I_c}{g} = I_c^{ste} \frac{I_c}{g} = \mathcal{F}_1(I_c, g) = \mathcal{F}_2(I_c, \Omega_r)$$

Nous représentons la réponse en vitesse (figure III.15a) et la variation du courant  $I_c$  (figure III.15b) obtenues pour une référence de vitesse égale à : 30 rad/s ( $\approx$  287 tr/mn).

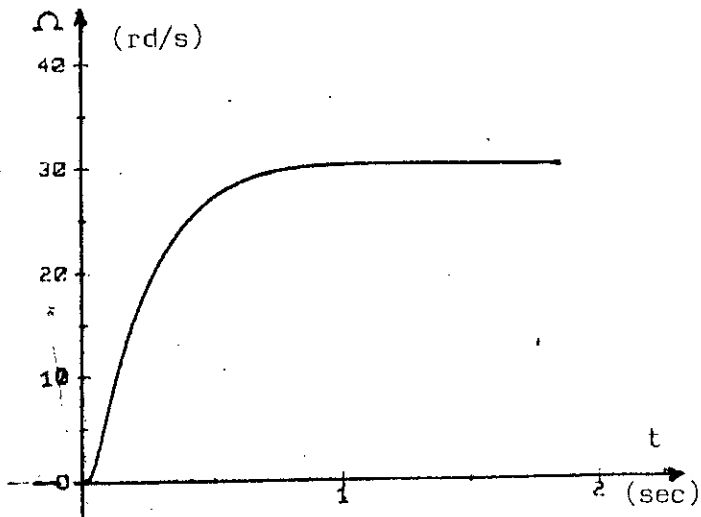
Nous constatons un léger dépassement dans la réponse en courant. Il est aussi à remarquer que la limitation de courant, fixée à 10 A, n'est pas mise à contribution dans ce cas, et que donc les régulateurs jouent pleinement les rôles qui leurs sont assignés.

Cette limitation, destinée à la protection électrique de la machine (voire même, à celle des convertisseurs statiques), intervient dans





a) : courant



b) : vitesse

Figure III.15 : régulation de vitesse . Réponses à un échelon de vitesse de 30 rd/s .

le cas de surcharges (intempestives ou permanentes) ou d'éventuels défauts de fonctionnement.

La réponse en vitesse n'accuse aucun dépassement. Sa valeur finale correspond, avec une précision appréciable, à la valeur de consigne.

III-2/

CASCADE HYPOSYNCHRONNE

Dans ce montage, le principe de réglage de la vitesse consiste à renvoyer la puissance du glissement dans le réseau d'alimentation du moteur au moyen d'un changeur de fréquence.

De telles cascades, utilisant ce procédé de réglage, étaient réalisées dans le passé. La récupération et l'injection d'une partie de l'énergie rotorique au réseau se faisaient alors à l'aide de machines d'acquisition et d'entretien onéreux (cas de la cascade de Kramer).

Avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs dynamiques sont remplacés, très avantageusement (coûts et performances), par des convertisseurs statiques.

III-2.1 DESCRIPTION

La récupération de la puissance s'effectue d'une manière statique grâce au montage appelé "cascade hyposynchrone" présenté par la figure III.16.

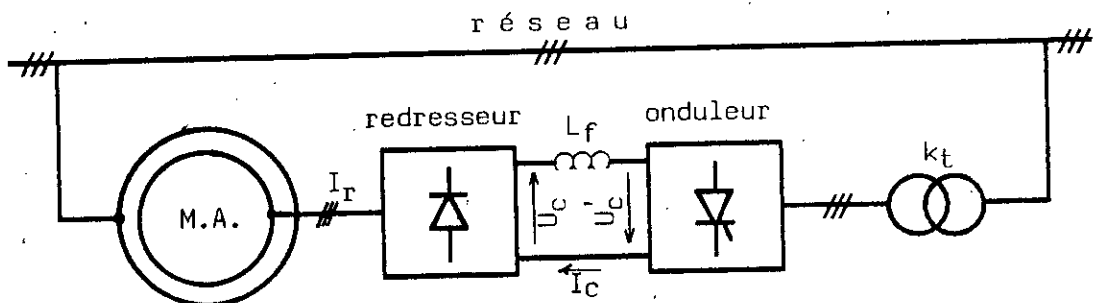


Figure III.16 : schéma de principe de la cascade .

Les tensions qui apparaissent au rotor du moteur, de rapport de transformation à l'arrêt:  $m$ , ont pour valeur efficace :

$$E_2 = gmU_S \quad (\text{III.21})$$

Ces tensions, redressées par le pont de Graëtz à diodes, donnent une tension continue de valeur moyenne :

$$E_C = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \quad (\text{III.22})$$

La forme du courant dans une phase rotorique est représentée par la figure III.17.

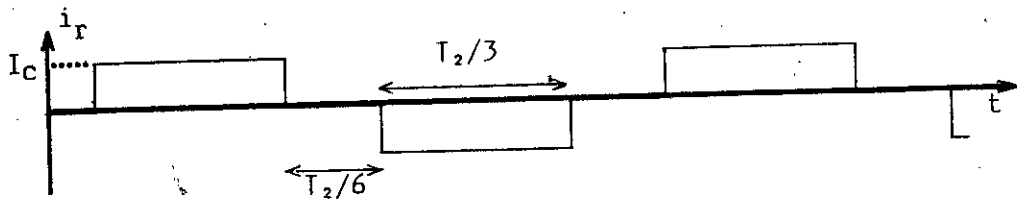


Figure III.17 : forme du courant dans une phase rotorique.

L'onduleur non autonome, assisté par le secteur à travers un transformateur de rapport  $k_t$ , a, à son entrée (continue), une tension de valeur moyenne :

$$E'_C = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k_t U_S \cos(\varphi) \quad (\text{III.23})$$

à l'équilibre :

$$E_C = E'_C$$

Cette dernière égalité permet de tirer à partir des expressions III.22 et III.23, de respectivement  $E_C$  et  $E'_C$ , la relation donnant le glissement :

$$g_0 = - \frac{k_t}{m} \cos(\varphi) \quad (\text{III.24})$$

A partir de cette dernière expression, nous voyons que la valeur du glissement peut être réglée en agissant sur l'angle de commande  $\varphi$  (retard à l'allumage du redresseur, côté transformateur).

### III-2.2 SCHEMA EQUIVALENT et COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Désignons par :

$$R_T = 2 (g R_S' + R_2)$$

$$X_T = \frac{3}{\pi} g (X_S' + X_2)$$

respectivement,

- la résistance globale ramenée en aval du pont redresseur et
- la réactance globale due à l'empiètement des intervalles commutés des diodes .

• La valeur moyenne  $U_C$ , de la tension continue vue à la sortie du pont à diodes, a alors pour expression :

$$U_C = E_C - (R_T + X_T) I_C \quad (\text{III.25})$$

• La valeur efficace du courant rotorique  $i_r$  (dont la forme est donnée par la figure précédente) a pour expression :

$$I_2 = \sqrt{2/3} I_C$$

• La puissance transmise au rotor est égale à la puissance dissipée par effet joule dans les enroulements rotoriques ajoutée de la puissance disponible au niveau du pont à diodes .

$$P_t = \frac{U_c I_c + 2 R_2 I_c^2}{g} \quad (\text{III.26})$$

• En charge, l'onduleur produit (à l'entrée) une tension  $U_c'$  telle que :

$$U_c' = E_c' - (2R_{tr} + 3X_{tr}/\pi) I_c \quad (\text{III.27})$$

avec,  $R_{tr}$  et  $X_{tr}$ , respectivement, résistance et réactance ramenées au secondaire du transformateur.

Ce dernier restitue au réseau la puissance délivrée par le pont lorsque :  $U_c$  est égal à  $-U_c'$ . Le courant  $I_c$  est alors donné par :

$$I_c = \frac{E_c + E_c'}{R_e + X_e} \quad (\text{III.28})$$

avec :

$$R_e = R_r + 2R_{tr}$$

et

$$X_e = X_r + 3X_{tr}/\pi \quad (\text{III.29})$$

A partir des relations III.28 et III.29, nous pouvons établir le schéma électrique équivalent à la cascade. Ce schéma est donné par la figure ci-dessous :

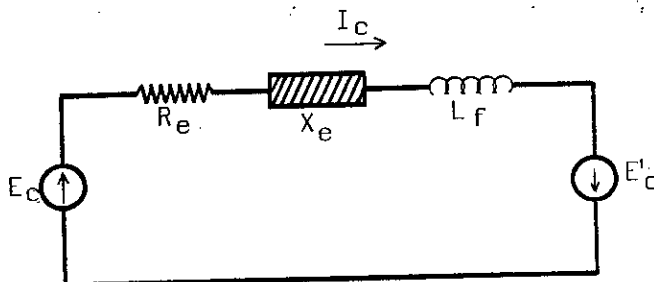


Figure III.18 : schéma électrique équivalent ramené en aval des deux ponts redresseurs.

A vide, la chute de tension est négligeable et le glissement diffère peu de :

$$g_0 = -\frac{k_t}{m} \cos(\psi)$$

Pour éviter les défauts de commutation au voisinage de  $\pi$ , nous définissons un angle de garde  $\beta = \pi/6$  et le fonctionnement en onduleur est obtenu pour des valeurs comprises dans l'intervalle  $\pi/2 < \psi \leq 5\pi/6$ .

Dans ces conditions, le glissement peut varier entre 0 et  $\sqrt{3} k_t/2m$ . Le dimensionnement du rapport de transformation  $k_t$  dépend de la plage de variation de la vitesse (fixée par le cahier des charges).

• couple électromagnétique

$$\Gamma_e = P_t / \Omega_s = \frac{U_c I_c + 2 r_2 I_c^2}{g \Omega_s} \quad (\text{II.30})$$

La figure III.19 donne l'allure des caractéristiques couple-glissement pour plusieurs valeurs de  $\psi$  comprises entre  $\pi/2$  et  $5\pi/6$ . A couple résistant donné, le paramètre glissement  $g_0$  (d'où  $\Omega_{r0}$ ) du fonctionnement permanent dépend de l'angle  $\psi$  (paramètre d'entrée traduisant la référence de vitesse).

### III-2.3 RENDEMENT et FACTEUR de PUISSANCE

L'expression du rendement est :

$$\eta = \frac{P_t (1 - g)}{P_t + P_{js} + P_{fer}} \quad (\text{III.31})$$

Des courbes, pour diverses valeurs du glissement, du rendement en fonction du couple moteur, sont données dans la figure III.20.

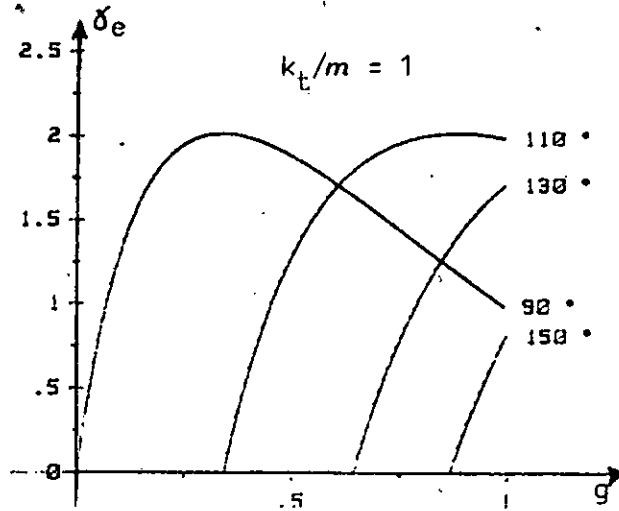


Figure III.19 : caractéristiques couple - glissement pour différentes valeurs de  $\psi$

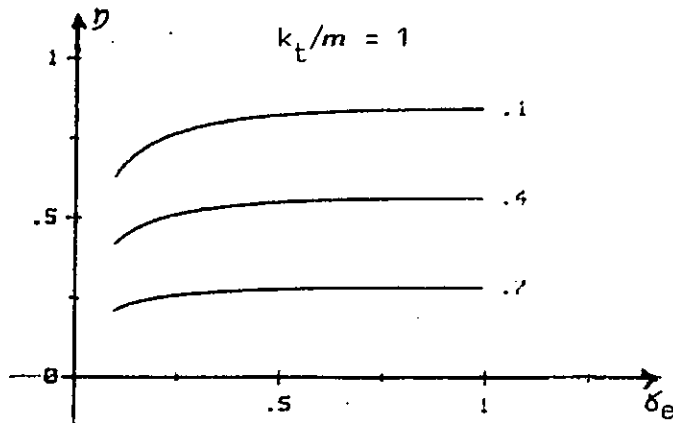


Figure III.20 : rendement en fonction du couple pour plusieurs valeurs du glissement.



Nous remarquons que, pour des vitesses voisines de celle nominale, le rendement est quelque peu diminué (0,75, celui du moteur seul étant de 0,78). La cascade, compte tenu des chiffres qui viennent d'être donnés, assure donc un rendement voisin de celui du moteur seul.

Pour déterminer le facteur de puissance ( $F_p$ ), nous devons établir les expressions des puissances active et réactive mises en jeu.

La détermination de ces dernières passe par la connaissance des vecteurs tensions et courants définissant ces puissances.

Pour ce qui est des courants, l'intensité globale, appelée sur le réseau d'alimentation, s'exprime par la somme des intensités appelées par le moteur asynchrone et par le transformateur.

La valeur efficace de l'intensité appelée par le transformateur et ne considérant que le fondamental est liée à la valeur moyenne  $I_c$ , du courant obtenu par redressement, par l'expression suivante :

$$(I_T)_{\text{eff}} = k_t \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c \quad (\text{III.32})$$

Le déphasage du courant  $I_T$  par rapport à la tension simple du réseau est tout simplement égal à l'angle de retard à l'morçage ( $\phi$ ) des thyristors du commutateur.

D'où, la puissance réactive échangée entre le réseau et le transformateur est donnée par l'expression :

$$Q_t = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} k_t V_s I_c \sin(\phi) \quad (\text{III.33})$$

et à la puissance réactive  $Q_m$  échangée entre le réseau et le

moteur et due au déphasage  $\phi_m$  entre le courant statorique  $I_s$  et la tension statorique  $V_s$ , elle est, donnée par l'expression :

$$Q_m = 3 V_s I_s \sin(\phi_m)$$

Enfin, la puissance active absorbée par le moteur est telle que :

$$P_a = \frac{U_c I_c + 2 r_2 I_c^2}{g} + P_{js} + P_{fer}$$

De  $P_a$ ,  $Q_m$  et  $Q_t$ , nous déduisant le facteur de puissance par l'expression suivante :

$$F_p = \frac{P_a}{\sqrt{P_a^2 + (Q_m + Q_t)^2}} \quad (\text{III.34})$$

La figure III.21 représente la variation du facteur de puissance  $F_p$  en fonction du couple, et ce, pour quelques valeurs du glissement.

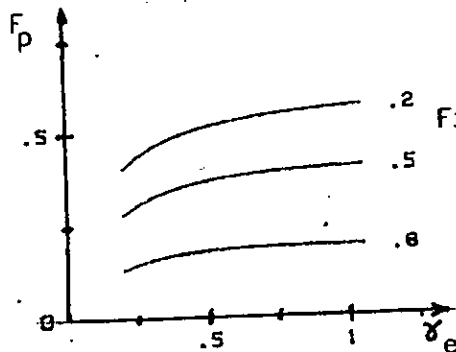


Fig. III.21 : facteur de puissance en fonction du couple pour plusieurs valeurs de  $g$ .

De l'examen des courbes données ci-dessus, nous remarquons que le facteur de puissance  $F_p$  est plus faible que celui habituellement observé avec le moteur seul. Ceci est essentiellement dû à la puissance active échangée entre le commutateur et le réseau.

De même, nous remarquons que ce facteur est plus fort pour les faibles glissements. Il convient alors de limiter la plage de fonctionnement de la machine.

Cette dernière remarque nous amène à conclure que lorsque le réglage de la vitesse (demandé) est situé entre  $0,7\Omega_s$  et  $\Omega_s$  ( $\rightarrow \lambda_p > 0,5$ ) la cascade hyposynchrone constitue une solution qui peut s'avérer satisfaisante. Cette dernière conclusion considère les cas des moyennes et fortes puissances (le facteur  $F_p$  étant trop affecté dans le cas des faibles puissances).

### III-2.4 La REGULATION

Après avoir établi un modèle caractérisant le fonctionnement de la cascade, nous étudions dans ce paragraphe la régulation de vitesse.

Nous avons vu que le couple du moteur est proportionnel au courant continu  $I_c$ , qui est, lui même, proportionnel à la différence entre la tension du redresseur à diodes et celle opposée par l'onduleur.

De l'existence de ces dernières relations, il ressort que le réglage du couple (donc de la vitesse) peut se faire en agissant sur cette différence. Pour cela, il suffit tout simplement de jouer sur le retard à l'allumage de l'onduleur.

La régulation de vitesse que nous retenons, associe, comme précédemment, une chaîne de régulation de courant avec limitation (protection de la machine). La structure simple et "optimale" de cette régulation est celle en cascade (contrôle simultané des deux grandeurs)

a) schéma synoptique du montage

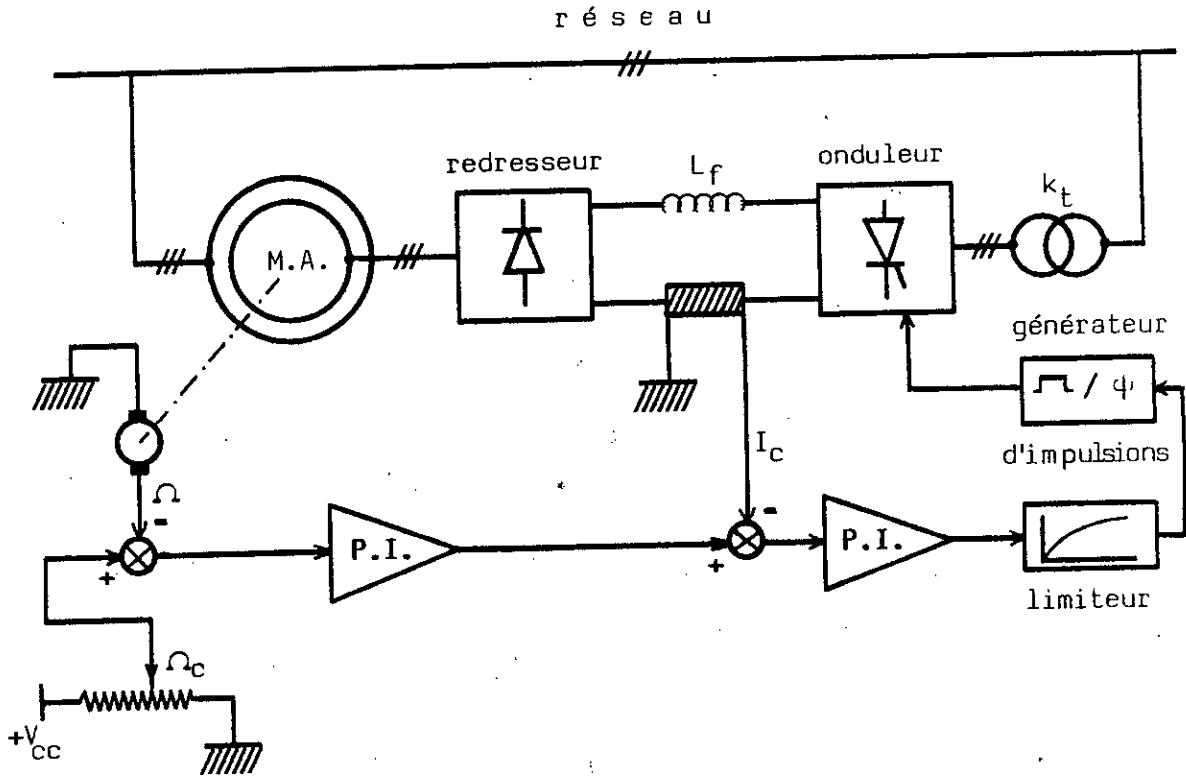


Figure III.22 : schéma synoptique du montage.

b) équations de fonctionnement

A partir du schéma de la figure III.18, nous pouvons écrire :

$$E_c + E_c' = (R_e + X_e) I_c + L_f \frac{dI_c}{dt} \quad (III.36)$$

avec  $E_c$  et  $E_c'$  donnés par (respectivement) les expressions III.22 et III.23.

Quant à la deuxième équation (:mécanique), elle s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r \quad (III.37)$$

L'organigramme du programme incluant les régulateurs est donné dans la page suivante.

Ce programme est essentiellement constitué par :

- un sous-programme de régulation de vitesse
- " " " " " courant avec limitation
- " " " donnant la tension redressée par le commutateur, côté transformateur
- " " " pour l'intégration (méthode Runge - Kutta) des équations des expressions III.36 et III.37.

Nous donnons les réponses obtenues

- sans les régulations, figure III.24 (réponses en vitesse pour plusieurs valeurs de l'angle  $\phi$ )
- avec les régulations, figure III.25a : réponse en vitesse  
" " " b : " " courant

• En régime libre (figure III.24), nous constatons que :

- pour  $\phi = 90^\circ$  (aucune récupération), le système répond comme dans le cas d'alimentation "pleine tension" classique (de moteur asynchrone);
- la vitesse minimale, en régime établi, obtenue avec la cascade (butée onduleur  $\phi = 150^\circ$ ) est d'environ  $0,1 \Omega_{\text{nominale}}$ .

• En régime forcé (figures III.25a et III.25b) nous constatons que :

- la réponse en vitesse est apériodique et présente un léger dépassement,
- le régime permanent atteint correspond à la valeur de la consigne ( $\Omega_c = 0,5\Omega_n$ )
- le transitoire de vitesse est plus rapide que celui homologue ob-

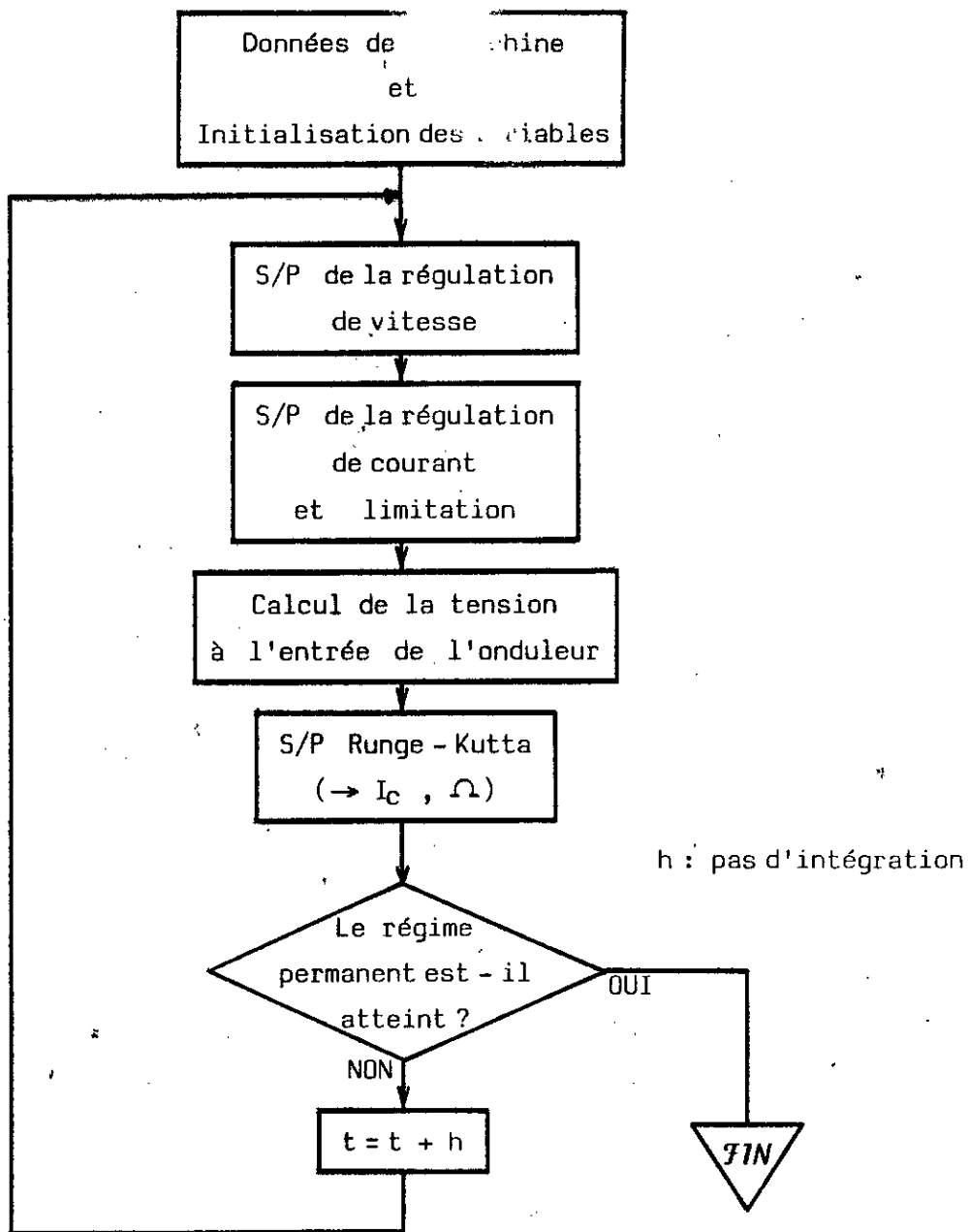


Figure III.23 : organigramme de simulation de la cascade hyposynchrone avec les régulations .

tenu dans le cas de régime libre, avec la même charge ( $\phi = 103^\circ$ ).

- l'allure du courant  $I_c$  est apériodique (et dans notre cas, la limitation en courant n'est pas entrée en jeu).

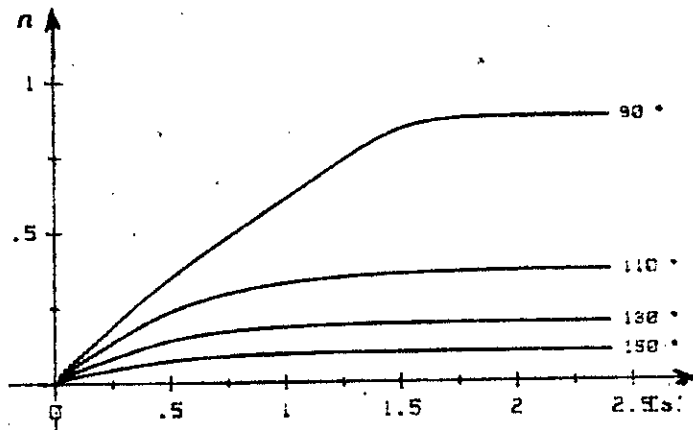


Figure III.24 : démarrage en régime libre (sans régulation) du moteur pour plusieurs valeurs de  $\phi$ .

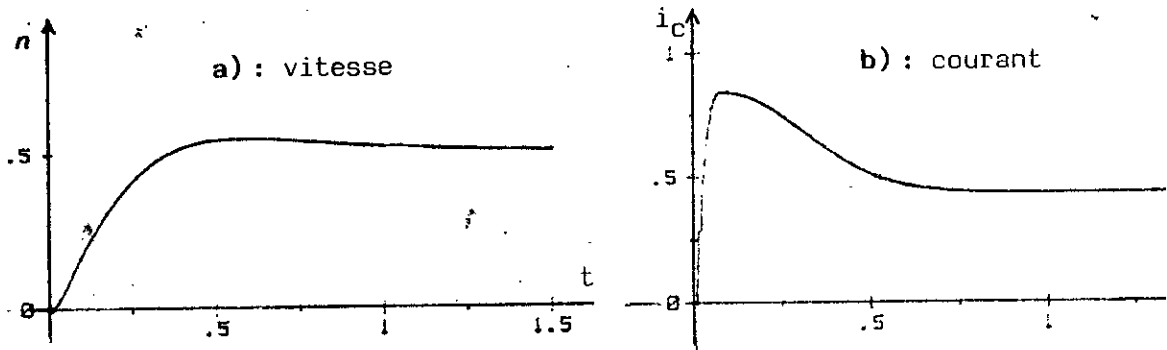


Figure III.25 : régulation de vitesse. Réponses à une consigne de vitesse égale à  $0,5 \Omega_n$ .

### III-2.5 CONCLUSION sur la CASCADE HYPOSYNCHRONNE

Vu l'échange d'énergie réactive entre le réseau et le convertisseur permettant la commande, le facteur de puissance du système global est plus faible que celui du moteur seul.

Le dimensionnement des montages redresseurs dépend de la plage de variation de la vitesse (à partir de celle de synchronisme) dans laquelle le système est appelé à fonctionner et bien entendu de la puissance de la partie moteur-charge. Ce dimensionnement est d'autant plus élevé que cette plage est plus grande.



# CHAPITRE 4

SYNTHESE GLOBALE

## INTRODUCTION

Après avoir étudié les principaux entraînements par moteurs asynchrones et souligné l'existence d'une très grande diversité de solutions en la matière, nous dégageons, dans ce chapitre, une synthèse générale permettant de situer techniquement et économiquement les variantes que nous avons étudiées.

Le grand nombre de variantes (résultant des nombreuses combinaisons possibles entre différents types de machines et sources d'alimentation d'une part, et de l'utilisation d'autre part) entraîne que les frontières, entre domaines d'utilisation, qu'il est possible de présenter, ne sont qu'indicatives.

#### IV-1/ SPECIFICITES de VARIANTES en FONCTION de l'UTILISATION

L'existence d'un grand nombre de variantes permet de faire un choix plus affiné en fonction de critères définis par l'utilisateur.

Ce choix présente une importance d'autant plus accrue que les puissances demandées sont plus grandes. Une localisation des différentes solutions doit, dans ce dernier cas, être nécessairement effectuée.

Pour les faibles puissances ( $< 20$  kW), c'est essentiellement la rapidité et la précision qui peuvent entrer en ligne de compte, autrement toutes les solutions évoquées peuvent être utilisées et seul l'aspect économique peut orienter le choix parmi ces dernières.

##### IV-1.1 NATURE de la MACHINE et EXIGENCES FONCTIONNELLES

Les principales justifications du choix des moteurs asynchrones à cage d'écureuil, pour des entraînements à fréquence variable, résident dans leur robustesse, leur fiabilité, l'absence de contact glissant et leurs faibles coûts.

Cet aspect global a (relativement aux variateurs de vitesse utilisant d'autres types de machines) largement contribué au développement rapide de solutions dont l'intérêt est étendu (et renforcé) aux moyennes et grandes puissances.

Si les moteurs asynchrones à bagues ne présentent pas les qualités citées des moteurs précédents (d'où, entre autres, vu le contact glissant, l'incompatibilité avec des environnements corrosifs), ils recèlent, par contre, une diversité de contrôle plus importante. Nous les retrouvons, le plus souvent, dans les domaines des faibles puissances et des faibles et moyennes vitesses (bobinage rotorique; contact glissant mécanique).

Le montage le plus économique (du point de vue coût et rendement) pour ce type de moteur est la cascade hyposynchrone (onduleur non autonome) [4], [5], [16] et [19].

Le montage pouvant être le plus performant, est celui permettant la commande à l'aide du plus grand nombre possible de variables d'entrée (dans notre cas,  $U_S$  et  $f_S$ , et voire même, ce que nous n'avons pas étudié, vue la complexité de l'analyse et l'encombrement qu'aurait un tel montage, une commande par  $U_S$ ,  $f_S$  et  $P_r$  (\*)).

A cet avantage de "degré" de commande (automatique), s'ajoute celui du fonctionnement à flux constant (absence de fortes saturation: électrotechnique) que permet la commande par  $U_S$  et  $f_S$ .

#### IV-1.2 ELEMENTS REDESSEURS

Les éléments essentiels dont peut être constituée la partie puissance sont les transistors et les thyristors.

##### les thyristors

- leurs commandes (amorçage) ne nécessite qu'une très faible puissance (impulsions de gachette);

\* :  $P_r$  ... énergie électrique rotorique (le contrôle se faisant par l'intermédiaire de  $I_c$ )

- pour un même courant et un prix comparable, la tension inverse du thyristor est généralement bien plus élevée que celle du transistor. L'insertion du thyristor, dans les convertisseurs qui nous intéressent est donc plus aisée (protection plus simple).
- la fréquence de commande pour un thyristor est limitée par les temps de réponse à l'amorçage et au désamorçage. Ces derniers (temps) sont généralement augmentés par les caractéristiques réactives des circuits électriques soit en amont soit en aval des éléments redresseurs. Cette fréquence va, par voie de conséquence, limiter la rapidité du fonctionnement. Les temps propres des thyristors sont plus grands que ceux des transistors.
- si le convertisseur doit être autonome (cas de la commande par  $U_s$  et  $f_s$ ) alors la commande électronique est plus complexe et le coût du convertisseur est plus élevé que lorsque l'élément redresseur est le transistor.

### les transistors

Tout en présentant les principales propriétés qui nous intéressent du thyristor, nous avons situé ces dernières par rapport à celles du transistor. Nous pouvons donc rappeler brièvement les aspects importants décrits précédemment :

- le transistor, devant fonctionner en tout ou rien,
- est plus rapide (nous pouvons donc aller plus haut en fréquence qu'avec le thyristor);
- ses blocages et déblocages sont commandables (électroniquement, à partir d'un même signal : tension à la base). Donc la commande électronique du convertisseur reste simplifiée, même dans le cas d'onduleur autonome, et le fonctionnement très fiable;

- les tensions inverses supportées par les transistors sont, pour un même courant, beaucoup plus faibles que celles admises par les thyristors. Ceci limite l'utilisation du transistor à des puissances bien en deçà à celles où le thyristor peut encore intervenir ;
- le contrôle continu du transistor et les faibles gains en courant (quand la puissance augmente) impliquent une puissance pour la commande électronique supérieure que celle nécessaire dans le cas de convertisseurs à thyristors .

Les propriétés des éléments redresseurs que nous venons d'énumérer influent naturellement sur le choix des uns ou des autres, selon les caractéristiques, exigées, du fonctionnement du variateur de vitesse (puissance; vitesse; plages de variations de certaines grandeurs; ... ) .

Globalement et à titre indicatif, nous pouvons retenir les deux points suivants :

- pour des puissances supérieures à 20 kW , c'est des convertisseurs à thyristors qu'il faut utiliser,
- sachant que pour une onde triphasée de 50 Hz , soit donc une vitesse de 1000 ou 1500 ou 3000 tr/mn (ce qui, respectivement, correspond au cas de trois ou de deux ou d'une paire de pôles) nous avons une commande électronique de 300 Hz ,  
pour des vitesses de synchronisme plus élevées, il faut une fréquence de commande électronique plus grande . Dans un tel cas, seuls les convertisseurs à transistors sont compatibles à ce fonctionnement .

IV-2/

## SYNTHESE GLOBALE

Dans le tableau de la page suivante, nous indiquons, pour chaque variante de contrôle, le type de moteur, le type de convertisseur et le domaine d'utilisation.

De ce tableau, il se dégage les indications suivantes :

### **pour une commande par les grandeurs statoriques**

- le moteur à cage couvre un très large domaine d'utilisation (faibles et moyennes puissances).
- cette commande nécessite un onduleur de tension autonome.
- pour les fortes puissances, le convertisseur ne peut être qu'à thyristors.
- pour les grandes vitesses seuls les convertisseurs à transistors sont compatibles.
- la commande avec régulation de flux présente l'avantage d'un fonctionnement "optimal" du point de vue électromagnétique. Son rendement et ses performances sont très satisfaisants.
- pour les mêmes variantes de commande, le moteur à bagues peut intervenir de manière similaire pour un domaine d'utilisation plus réduit : les faibles puissances (quelques kW).

### **pour les commandes par les grandeurs rotoriques**

- le moteur concerné est celui à bagues.

# SYNTHESE

variante de commandes		type de moteur	convertisseur statique		rendement	facteur de puissance	performances	observations	
fréquences variables et tensions	à $U/f = C^{te}$ avec compensation	à bagues ou à cage	onduleur de tension	Tr	***	***	∅∅	faibles puissances	
		à cage		Thy				faibles et moyennes puissances	
	à flux régulé	à bagues ou à cage	onduleur de tension	Tr	***	***	∅∅∅	faibles puissances	
		à cage		Thy				faibles et moyennes puissances	
	à partir des convertisseurs rotatifs	à dissipation de l'énergie rotorique	à bagues	pont à diodes + hacheur (au rotor)	hacheur à Tr ou à Thy	**	***	∅∅	faibles puissances et démarrages pas trop fréquents
		à récupération de l'énergie rotorique	à bagues	convertisseur de fréquence non autonome	Di et Thy	***	***	∅∅	moyennes puissances et plus

\*\* : légèrement affecté .

\*\*\* : très satisfaisant .

∅∅ : performances de type classique (temps de réponse; dépassement; précision;...) facilement réalisables .

∅∅∅ : mêmes performances que ∅∅ , avec une "contrainte" introduite et satisfaite (permet en sorte une certaine optimisation du point de vue électromagnétique) .



- De telles commandes sont plus faciles à implanter car elles ne nécessitent pas d'onduleur autonome.
- par dissipation de l'énergie électrique rotorique, le système comprend simplement un pont redresseur à diodes et un hacheur (à transistors ou à thyristors), donc de réalisation très simple et de très bonne fiabilité.
- Cette dernière variante est intéressante dans le cas des faibles puissances et des démarrages pas trop fréquents.
- La commande correspondante est de conception classique, si l'on adopte le schéma régulation vitesse - courant qui permet aisément l'obtention des performances statiques et dynamiques habituellement demandées.
- la cascade hyposynchrone qui constitue une solution économique pour des puissances élevées allant jusqu'à 20 MW [19] et [20].
- Par rapport aux autres entraînements, ce dernier système présente l'avantage que seule la puissance du glissement traverse le convertisseur statique.
- Cette dernière remarque permet d'orienter le dimensionnement (du convertisseur statique) relatif à la puissance, en ne tenant compte que de la puissance maximale qu'on peut avoir à transiter dans la plage de fonctionnement qui se situe, pour ce système, entre 60% et 100% de la vitesse nominale.

## CONCLUSION

Nous avons successivement considéré:

- le modèle de connaissance (de la machine) et donné des réponses obtenues à partir de ce modèle et d'autres à partir d'essais réels afin de permettre l'appréciation sur leurs similitudes ;
- une alimentation par l'intermédiaire d'un commutateur de tension et constaté, à partir du modèle, les effets de cette alimentation sur certaines variables du fonctionnement:
  - en régime permanent, le couple présente des oscillations d'environ 6% d'amplitude, autour de sa valeur moyenne. Cependant l'effet de ces oscillations sur la vitesse est pratiquement imperceptible. La raison de ceci est, naturellement, le "filtrage" dû à l'inertie des parties tournantes .
  - Toujours pour avoir la possibilité d'apprécier la similitude entre résultats homologues de simulation et de fonctionnement réel, nous avons donné la forme d'onde de tension utilisée par la simulation et la courbe représentant le courant de phase qu'elle engendre ainsi que les variations de ces mêmes grandeurs relevées expérimentalement. Il est à noter que les harmoniques de courants donnent lieu à des pertes joules supplémentaires de très faible valeur relative, affectant ainsi légèrement le rendement.

Nous avons présenté et analysé les différentes structures de commande qui découlent du principe même de fonctionnement de la machine, à savoir :

- 1) La solution qui consiste à commander le moteur selon une loi déduite du régime permanent,  $V_s = \mathcal{F}(f_s, f_r)$  . L'implantation de la commande correspondante est simple et fiable.

\* Cette commande permet un fonctionnement très intéressant, du point de vue couple électromagnétique, au voisinage du régime permanent.

\*\* Pour les grands transitoires, cette commande donne lieu à des oscillations non négligeables du flux, donc du couple.

Une réalisation de cette commande a permis de faire des essais expérimentaux, qui, autant que les résultats de la simulation numérique, nous a amené à faire les constatations (\*) et (\*\*) données plus haut.

2) Cette commande améliorée utilise une régulation supplémentaire celle de l'amplitude du flux. Cette dernière grandeur est obtenue par estimation à partir d'autres variables du fonctionnement.

Les résultats donnés avec cette stratégie de commande révèlent une très sensible amélioration du comportement du flux statorique dans les grands transitoires. Ces améliorations se situent au niveau des oscillations (du flux) devenues très faibles en amplitude et bien plus brèves (en début de ces transitoires).

La mise en œuvre de ce contrôle est largement compatible avec une conduite numérique (microprocesseur).

3) La commande qui consiste à contrôler la vitesse à partir de la dissipation d'une partie de la puissance électrique rotorique. Cette commande correspond à ce qu'habituellement nous désignons par "démarrage rhéostatique" dans, cependant, une version électronique permettant l'introduction des régulations souhaitées.

Version (simple à réaliser) et régulations classiques de vitesse et de courant (en cascade) ont permis l'obtention de performances dynamiques et statiques habituellement demandées (rapidité; dépassement; précision; ...) .

Cette commande convient particulièrement aux cas de domaines de faibles puissances et de démarrages pas trop fréquents .

Un banc d'essais a été réalisé dans notre laboratoire. Il a permis de constater et la simplicité du processus et la similitude appréciable entre résultats expérimentaux et de simulation correspondants .

4) La "cascade hyposynchrone" qui consiste en la récupération de l'énergie électrique rotorique qui, dans le cas de la commande précédente, était simplement dissipée.

Sa réalisation est presque aussi simple que la précédente. L'onduleur concerné est non autonome d'où faible encombrement, bonne fiabilité de fonctionnement et coût réduit du système .

Les performances classiques sont réalisables. Nous avons pu cependant, constater que le facteur de puissance de ce montage s'affecte dans le cas des forts glissements (ou faibles puissances)

Si nous ajoutons à cette constatation la limite butée onduleur ( $150^\circ$ ), il en résulte qu'il est convenable de limiter l'utilisation de ce variateur de vitesse au cas de plage de variations de 50% à 60% depuis la vitesse de synchronisme .

Nous avons, enfin, fait une synthèse globale afin de situer les

différentes commandes en fonction de l'utilisation .

Le choix de telle ou telle commande, donnée avec la technologie appropriée, reste lié, de manière suffisamment éclaircie, à tout ensemble de caractéristiques que peut contenir un cahier des charges .

# ANNEXES

ANNEXE 1

Indications permettant l'obtention des relations (II.6), (II.7) et (II.8).

Soient:

$$\bar{v}_s = v_d^s + j v_q^s$$

$$\bar{i}_{sr} = i_{sr}^d + j i_{sr}^q$$

$$\bar{\phi}_{sr} = \phi_{sr}^d + j \phi_{sr}^q$$

En régime établi, les systèmes d'équations (II.2) et (II.3) deviennent: (\*)

$$\begin{aligned} \bar{v}_s &= r_1 \bar{i}_s + j f_s \bar{\phi}_s \\ 0 &= r_2 \bar{i}_r + j f_r \bar{\phi}_r \end{aligned} \quad (A)$$

$$\bar{i}_s = \frac{1}{x_1} \bar{\phi}_s - \frac{x_m}{x_1 x_2} \bar{\phi}_r \quad (B)$$

$$\bar{i}_r = \frac{1}{x_2} \bar{\phi}_r - \frac{x_m}{x_1 x_2} \bar{\phi}_s$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$\gamma_e = x_m \operatorname{Im}(\bar{i}_s \bar{i}_r^*) \quad (C)$$

(\*): En régime établi, les dérivées de courant, de flux et de vitesse sont nulles.



avec :  $\bar{I}_R^*$  vecteur conjugué de  $\bar{I}_R$

en considérant les relations (A) et (B), nous obtenons:

$$\bar{\phi}_R = \frac{x_m}{x_1} \bar{\phi}_S \frac{1}{1 + j(\sigma x_2^2 f_R / r_2)} \quad (D)$$

D'où l'expression du courant  $\bar{I}_S$ :

$$\bar{I}_S = \frac{\bar{\phi}_S}{x_1} \frac{1 + j(x_2 f_R / r_2)}{1 + j(\sigma x_2^2 f_R / r_2)} \quad (E)$$

Expressions (D) et (E), nous obtenons:

$$\bar{I}_R \bar{I}_R^* = \frac{x_m^2 f_R}{r_2} \Im m(j \bar{I}_S \bar{\phi}_R^*)$$

$$= \frac{f_R / r_2}{1 + (\sigma x_2^2 f_R / r_2)^2}$$

l'expression de la tension d'alimentation, elle s'obtient en considérant la première relation du système (A) et en remplaçant  $\bar{I}_R$  par son expression (E), d'où:

$$\bar{v}_S = \frac{r_1}{x_1} \bar{\phi}_S \frac{[1 - (f_S \sigma_{x_1/r_1})(f_R x_2/r_2)] + j [f_R x_2/r_2 + f_S x_1/r_1]}{1 + j \sigma_{x_2} f_R / r_2}$$

## ANNEXE 2

Simulation numérique d'une machine asynchrone commandée selon la loi  $v_S = \mathcal{F}(f_S, f_R)$ .

en équations:

Choisissons un système d'axes lié au champ tournant et tel

$$v_d^S = v_S$$

$$v_q^S = 0$$

(v\_S : tension d'alimentation de la machine.)

Le système d'équations sera:

$$\dot{[q]} = [V] + [A][q]$$

$$\dot{n} = \frac{\gamma_e}{\gamma} - kn$$

$$\text{avec: } [V] = {}^t [v_s \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

$$[\phi] = {}^t [\phi_d^s \quad \phi_q^s \quad \phi_d^r \quad \phi_q^r]$$

$$\text{et, } \gamma_e = \frac{x_m}{\sigma x_1 x_2} (\phi_q^s \phi_d^r - \phi_d^s \phi_q^r)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -a_1 & f_s & a_2 & 0 \\ -f_s & -a_1 & 0 & a_2 \\ b_2 & 0 & -b_1 & f_r \\ 0 & b_2 & -f_r & -b_1 \end{bmatrix}$$

$$a_1 = r_1 / (\sigma x_1) ; \quad a_2 = \frac{1 - \sigma}{\sigma} r_1 / x_m ; \quad v_s = \phi_s (f_s + k_r f_r)$$

$$b_1 = r_2 / (\sigma x_2) ; \quad b_2 = \frac{1 - \sigma}{\sigma} r_2 / x_m$$

La simulation numérique a été étudiée à partir des équations définies plus haut.

Les variables de simulation étant le vecteur  $[\phi]$ . L'algorithme utilisé est celui de Runge-Kutta du 4<sup>o</sup> ordre.

L'intérêt de cette simulation est la possibilité d'étudier le flux statorique et le couple électromagnétique en régime transitoire; grandeurs qui ne sont pas directement observables sur le montage expérimental.

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. R. FUDEH ... "Modelling and Analysis of Induction Machines Containing Harmonics"; Part I, II and III; IEEE Trans., Vol. PAS 102 ; pp 2616 - 2628; Aout 1983 .
- [2] E. P. CORNELL et T. ... "Modelling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems"; IEEE Trans. on I. A. , Vol. IA -13 ; pp 321 - 330 ; Juillet/Aout 1977 .
- [3] K. MOUMEN ... "Détermination par Simulation Numérique de Lois de Commande Optimales d'un Moteur Asynchrone"; Thèse de Doctorat d' Ingénieur; I.N.P.L. ; Nancy, Juillet 1980 .
- [4] M. N. BENASR ... "Contribution à l'Etude de l'Echauffement des machines Asynchrones Alimentées par Commutateur de Courant"; Thèse de Doctorat de 3<sup>ème</sup> Cycle; I.N.P.G. Grenoble, Novembre 1984 .
- [5] S. BAHBOUTH ... "Etude en Régime Permanent d'une Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur à Transistors" ; Thèse de Doctorat d'Ingénieur; I.N.P.G. ; Grenoble, Octobre 1981 .
- [6] A. WIART ... "Associations d'Onduleurs et de Machines Asynchrones"; R.G.E. ; Tome 84, n° 11, pp 809 - 820 ; Novembre 75 .
- [7] H. BÜHLER ... "Electronique de Réglage et de Commande" ; Dunod, 1979 .
- [8] A. R. MILES et D. W. NVOTNY ... "The Effect of Volts/Hertz Control on Induction Machine Dynamic Machine" ; IEEE I.A.S. , Annual Meeting Conference Record 1979 , pp 802 - 809 .
- [9] B. DE FORNEL ... "Régulation Numérique de Vitesse d'une Machine Asynchrone Sans Capteur de Vitesse - Simulation" ; R.G.E. 4/85 ; pp 286 - 292 ; Avril 1985 .
- [10] F. BORDRY ... "Régulation Numérique de Vitesse d'une Machine Asynchrone Autopilotée à Commutation Electronique, Alimentée en Tension par Contrôle Indirect du Flux Statorique Instantané" ; Thèse de Doctorat d' Ingénieur ; I.N.P.T. ; Toulouse, Novembre 1978 .

- [11] N. S. WANI et M. RAMAMOORTY ... "Chopper Controlled Slipring Induction Motor"; IEEE Trans. on I.E.C.I. , Vol. IE-CI - 24 ; pp 153 - 169 ; Mai 1977 .
- [12] P. C. SEN et K. H. J. MA ... "Constant Torque Operation of Induction Motors Using Chopper in Rotor Circuit" ; IEEE Trans. on I. A. , Vol. IA - 14 ; pp 408 - 414 ; Septembre / Octobre 1978 .
- [13] P. C. SEN et K. H. J. MA ... "Chopper Control for Induction Motor Drive : TRC Strategy" ; IEEE Trans. on I. A. , Vol IA - 11 ; pp 43 - 49 ; Janvier/Février 1975 .
- [14] G. OLIVIER et V. R. STEFANOVIC "Evaluation of Phase - Commutated Converters for Slip Power Control in Induction Drives" ; IEEE Trans. on I. A. , Vol. IA - 19 , n° 1 ; pp 105 - 112 ., Janvier/Février 1983 .
- [15] A. MEYER ... "La Cascade de Convertisseur Statique Hyposynchrone , compte - tenu des Réactions sur le Réseau et des Couples Oscillatoires" ; Revue Brown Boveri ; 4/5 , 1982 .
- [16] R. CHAUPRADE et F. MILSANT . "Commande Electronique des Moteurs à Courant Alternatif" ; Eyrolles 1980 .
- [17] A. LAVI et R. J. POLGE ... "Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor" ; IEEE Trans. P. A. S. Vol. PAS 85 , pp 76 - 84 , Janvier 66 .
- [18] L. PIERRAT ... "Les Entraînements à Vitesse Variable par Variateurs Statiques de Fréquence" ; R. G. E. , Tome 87, n° 9 , pp 678 - 685 , Septembre 1978 .
- [19] A. KUSKO et C. B. SOMUAH ... "Speed Control of a Single - Frame Cascade Induction Motor with Slip - Power Pump Back" ; IEEE Trans. on I. A. , Vol. IA - 14 , n° 2 , pp 97 - 105 , Mars/Avril 1978 .
- [20] B. L. JONES et J. E. BROWN ... "Electrical Variable - Speed Drives" ; IEE Proceedings , Vol. 131 , n° 7 , pp 516 - 556 , Septembre 1984 .

**BIBLIOGRAPHIE COMPLEMENTAIRE NON CITEE EN REFERENCE**

- G. SEGUIER ... "Electronique de Puissance"; Dunod ; 1976 .
- R. LEDOEUFF et L. IUNG ... "Problèmes de Simulation Numérique d'Ensembles Convertisseurs - Machines - Commande"; R.G.E. ; n° 10 , pp 698 - 703 ; Octobre 1982 .
- D. P. CONNORS ... "Consideration in Applying Induction Motors with Solid - State Adjustable Frequency Controllers"; IEEE Trans. on I.A. , Vol. IA - 20 ; Janv./Fev. 1984 .
- A. CONSOLI et A. ABELA ... "Digital Simulation of Current Source Inverter Feeding on Induction Motor"; EMPS, Vol. 9 , pp 251 - 268; Septembre 1984 .
- G. H. KIM et S. K. SUL ... "Optimal Efficiency Drive of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control"; IEEE Trans. on I.A. , Vol. IA 20 , pp 1453 - 1459 ; Nov./Dec. 1984 .
- I. TERVO ... "Analysis of Field Orientation Control of Current Source Inverter Drive Induction Motor Systems"; IEEE Trans. on I.A. , Vol. IA 19, pp 206 - 210 ; Mars/Av. 1983 .