

M001893

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT LE GENIE - ELECTRIQUE

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة الفتيات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Presentes par : Linda BARAZANE

Pour l'obtention du diplome de MAGISTER
en ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

SUJET

Commande Vectorielle
d'un Moteur Asynchrone
Alimente en Courant

Soutenu publiquement le 03/10/93 devant le Jury

Messieurs : M.E. ZAIM President
B. HEMICI Rapporteur
M.O. MAHMOUDI Examineur
R. IBTIOUENE Examineur
F. BOUDJEMA Examineur
H. REZINE Invite

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE - ELECTRIQUE

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Presentes par : Linda BARAZANE

Pour l'obtention du diplome de MAGISTER
en ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

SUJET

**Commande Vectorielle
d'un Moteur Asynchrone
Alimente en Courant**

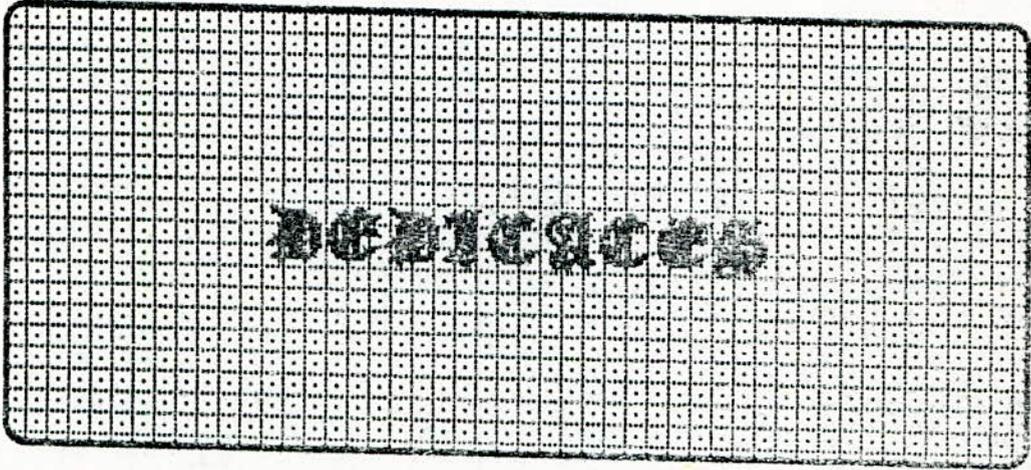
Soutenu publiquement le 03/10/93 devant le jury

Messieurs : M.E. ZAIM President
B. HEMICI Rapporteur
M.O. MAHMOUDI Examineur
R. IBTIOUENE Examineur
F. BOUDJEMA Examineur
H. REZINE Invite

بسم الله الرحمن الرحيم

المرسة الوطنية المتعددة الفنون
المكتبة — BIBLIOTHEQUE —
Ecole Nationale Polytechnique

المدونة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique



A mes chers parents
Auxquels je dois tout le respect et toute
la reconnaissance pour leurs sacrifices
et compréhension qui m'ont permis de
surmonter tous les obstacles que j'ai
pu rencontrer tout au long de ma vie
estudiantine.

A mon frère , ma soeur et ma belle-soeur
A ma nièce NESRINE
A toute ma famille
A toutes mes amies
A tous ceux qui me sont chers

L' aboutissement de ce
travail leurs est dû.

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire d'électronique de puissance (E.N.P.A) , sous la direction de Monsieur B. HEMICI chargé de cours à l'école Nationale polytechnique d'Alger, qu'il trouve ici le témoignage de ma gratitude pour la confiance qu'il m'a accordé et les conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer .

Je ne saurais jamais comment remercier Messieurs D. S. ZINGER assistant professor à l'université d'AKRON (U. S. A), K. JELASSI docteur 3^{ème} cycle (Toulouse) , Y. Y. FU pour toute leur aide et conseils afin que je puisse mener à bien le travail que j'ai élaboré et tout particulièrement M^r F. BOUDJEMA maître assistant (E. N. P. A) pour qui j'exprime ma profonde gratitude pour toute les discussions fructueuses qui m'ont permis de démarrer mon travail de recherche ainsi que pour sa participation au jury de soutenance .

Monsieur M. E. ZAIM, maître de conférences à l'E. N. P. A, me fait l'honneur de présider le jury de soutenance . Qu'il en soit vivement remercié et qu'il croit en ma reconnaissance pour sa collaboration .

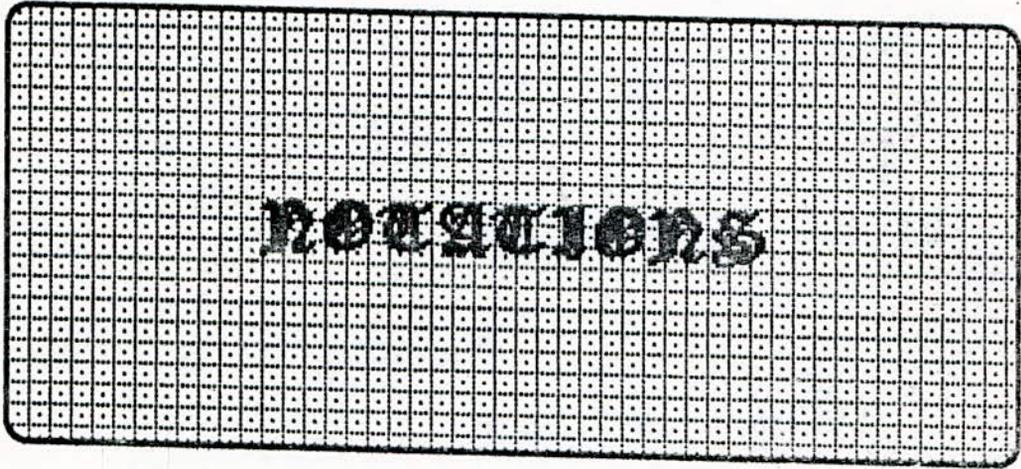
Je tiens à remercier Messieurs M. O. MAHMOUDI chargé de cours , R. IBTIOUENE docteur d'état (E. N. P. A) pour l'honneur qu'ils me font en participant au jury.

Je remercie Monsieur H. REZINE (E. N. I. T. A) , pour sa participation au jury de soutenance .

Mes très sincères remerciements vont également à A. BOUKHELIFA , R. TAHMI , A. REKKAB , A. HELLAL , R. GUERAICHI , D. CHERIFI, N. CHOUAI , S. BOUKHELFA , H. HATRI , D. SEBAIBI , K. BOUCHERIT , H. MAAZI , H. CHEKIREB, L. NEZLI, H. TEFFAHI , qu'ils trouvent ici

le témoignage de ma gratitude pour le soutien et les conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer .

A toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer ici) qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail ,trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance et je les remercie vivement pour leur aide efficace et leur soutien moral.



a , b , c : Indices correspondants aux trois phases " a " , " b " , " c "

s , r : Indices correspondant au stator et au rotor .

d-q : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant .

α - β : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator .

x-y : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor .

s : operateur de LAPLACE .

L_s , L_r : Inductances cycliques statorique et rotorique par phase .

L_m : Inductance mutuelle propre .

R_s , R_r : Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase .

T_s , T_r : Constantes de temps statorique et rotorique

$$(T_s = \frac{L_s}{R_s} , T_r = \frac{L_r}{R_r})$$

σ : Coefficient de fuite total ($1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} = 1 - \frac{1}{[(1+\sigma_s)(1+\sigma_r)]}$)

p : Nombre de paire de pôles .

T_e : Couple électromagnétique .

T_l : Couple résistant .

f : Coefficient de frottement visqueux .

J : Moment d'inertie de la partie tournante .

θ_s , θ_r : Angles électriques statorique et rotorique .

θ_{sl} : Angle de glissement .

ω_s , ω_r : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique .

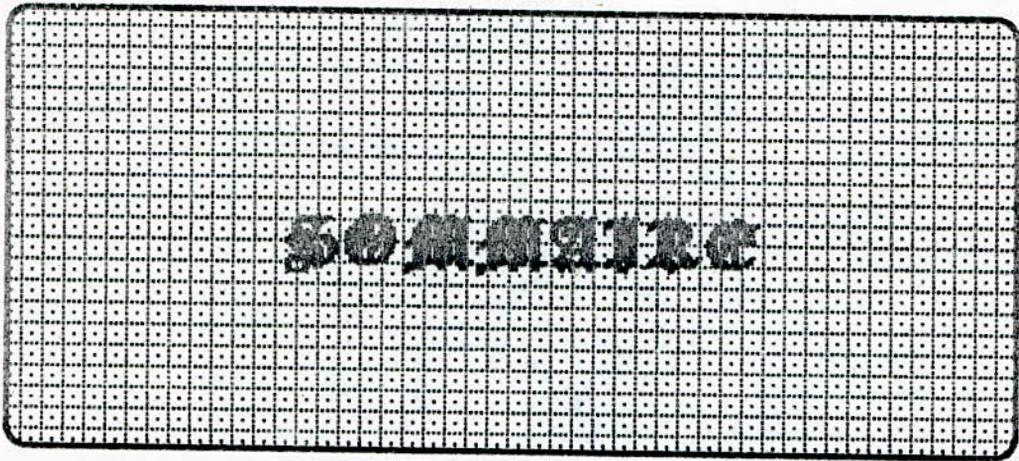
ω_{sl} : Glissement de vitesse .

Ω_r : Vitesse mécanique .

ϕ : Flux .

V : Tension .

I : Courant .



NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE1

CHAPITRE I : MODELISATION EN VUE DE LA COMMANDE D'UNE M. A. S ALIMENTEE EN COURANT.

I-1 INTRODUCTION	3
I-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN COURANT.....	4
I-2-1 Hypothèses simplificatrices.....	4
I-2-2 Description et mise en équation.....	5
I-2-2-1 Modèle I.....	6
I-2-2-2 Modèle II.....	7
I-3 MODELISATION DU COMMUTATEUR DE COURANT.....	9
I-3-1 Simulation numérique.....	10
I-4 MODELISATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-COMMUTATEUR DE COURANT-M. A. S.....	12
I-5 CONCLUSION.....	15

CHAPITRE II: INTRODUCTION DE LA METHODE DE CONTROLE DE VITESSE PAR FLUX ORIENTE D'UNE M. A. S ALIMENTEE EN COURANT.

II-1 INTRODUCTION.....	16
II-2 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE DES MACHINES ALTERNATIVES.....	17
II-3 THEORIE DU CONTROLE PAR FLUX ORIENTE	18
II-3-1 Description.....	18
II-3-2 Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux.....	19
II-3-2-1 Modèle en courant par orientation du flux rotorique.....	19
II-3-2-2 Modèle en courant par orientation du flux statorique.....	21
II-3-2-3 Modèle en courant par orientation du flux d'entrefer.....	22
II-4 ORIENTATION DU FLUX (COMMANDE INDIRECTE).....	24

II-4-1 Cas du flux rotorique.....	27
II-4-2 Cas du flux statorique.....	28
II-4-3 Cas du flux d'entrefer.....	31
II-4-4 Présentation d'une structure de commande modifiée par orientation du flux.....	34
II-4-4-1 Cas du flux rotorique.....	34
II-4-4-2 Cas du flux statorique.....	36
II-5 ANALYSE DYNAMIQUE DE LA METHODE DU FLUX ORIENTE.....	38
II-6 METHODES DE CONTROLE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	41
II-6-1 Principe des méthodes directes et indirectes de la commande par flux orienté d'une machine asynchrone.....	42
II-6-2 Méthode directe du flux orienté.....	42
II-6-3 Méthode indirecte du flux orienté.....	48
II-7 CONCLUSION.....	51

CHAPITRE III : IMPLANTATION DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE.

III-1 INTRODUCTION.....	52
III-2 MODELISATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-ONDULEUR DE COURANT -M. A. S. COMMANDEE PAR FLUX ORIENTE ROTORIQUE.....	52
III-2-1 Commande vectorielle sans réglage du flux rotorique.....	53
III-2-1-1 Calcul du régulateur de vitesse.....	56
III-2-2 Simulation et interprétation des résultats.....	60
III-3-1 Commande vectorielle avec réglage du flux rotorique.....	63
III-3-2 Simulation numérique.....	66
III-4-1 Commande vectorielle sans réglage du flux statorique.....	70
III-4-2 Commande vectorielle avec réglage du flux statorique.....	75
III-5 METHODE D'IMPLANTATION	79
III-5-1 Commande numérique par flux orienté.....	79
III-5-2 Algorithmes.....	80
III-6 INFLUENCE DE LA VARIATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE SUR LA PERFORMANCE DE LA COMMANDE.....	84
III-6-1 Influence de la variation de la résistance r_r	84

III-6-2 Effet de la variation de r_p sur la position angulaire du flux rotorique.....	86
III-6-3 Etude détaillée sur l'influence d'une erreur sur le modèle de la machine.....	87
III-7 CONCLUSION	98

CHAPITRE IV : ETUDE D'UNE COMMANDE DECOUPLEE.

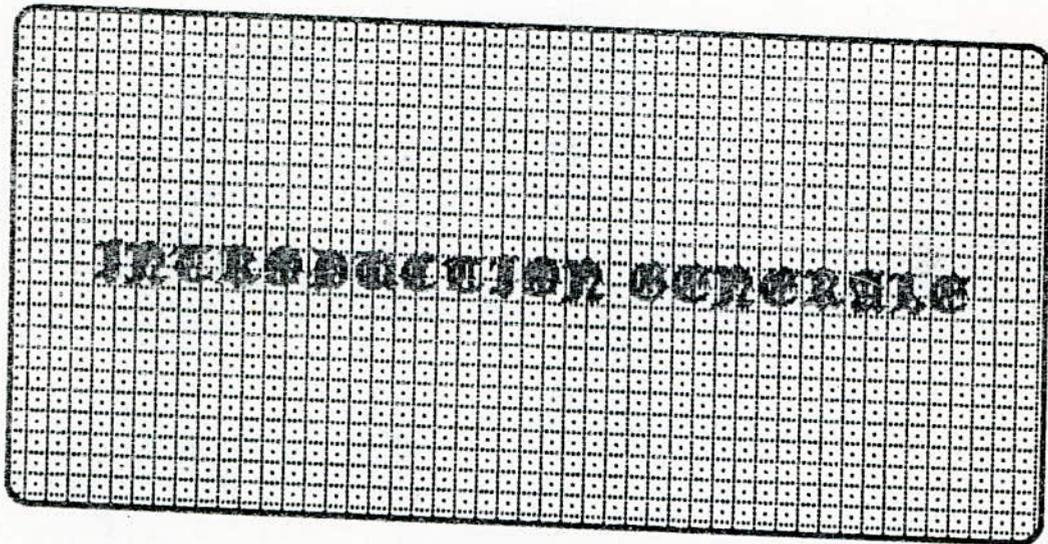
IV-1 INTRODUCTION.....	99
IV-2 LE DECOUPLAGE PAR COMPENSATION POUR L'ALIMENTATION EN COURANT.....	99
IV-2-1 Découplage pour le flux rotorique.....	100
IV-3 APPLICATION DE LA COMMANDE DECOUPLEE PAR COMPENSATION DE COURANT A LA COMMANDE VECTORIELLE.....	103
IV-3-1 Simulation numérique.....	104
IV-4 CONCLUSION.....	105

CHAPITRE V : ETUDE EXPERIMENTALE.

V-1 INTRODUCTION.....	106
V-2 ARCHITECTURE DE LA CARTE D'INTERFACE E/S.....	107
V-2-1 Présentation générale.....	107
V-2-2 Acquisition du signal.....	110
V-2-2-1 Acquisition des courants.....	110
V-2-2-2 Un groupe de circuits de décodage.....	111
V-2-2-3 Un multiplexeur de 8 voies (CD 4051).....	111
V-2-2-4 Echantillonneur bloqueur (LF 398).....	111
V-2-2-5 Convertisseur Numérique/Analogique (ADC804).....	111
V-2-2-6 Interface parallèle programmable PPI8255A(I).....	111
V-2-3 Restitution du signal.....	112
V-2-3-1 Interface parallèle programmable PPI 8255A(II)	112
V-3 ADRESSAGE DE LA CARTE ET LOGIQUE DE DECODAGE.....	113
V-4 PROGRAMMATION DE LA CARTE.....	117
V-4-1 ORGANIGRAMME GENERAL.....	117

CONCLUSION GENERALE	125
---------------------------	-----

ANNEXES	
BIBLIOGRAPHIE	



Introduction generale

Les applications industrielles telles que : la robotique , les servomoteurs et autres necessitent des performances dynamiques et statiques très elevees , c'est à dire une réponse du couple rapide dans les quatres quadrants du plan couple-vitesse.

C' est pourquoi ; la machine à courant continu reste jusqu'à nos jours très utilisée pour la simplicité de commande qu'elle possède .

Les actionneurs à courant alternatif constituent à eux seuls des parts considerables du marché des variateurs de vitesse et de l'évolution de leurs performances qui reste un sujet d'actualité pour de nombreux chercheurs [2], [3] , [5] , [6] , [9] , [10] , [11] , [13] , [14] , [15] etc....

Aujourd'hui ; les aspects de commande numerique appliquees au controle des M.A.S à cage qui a fait son apparition dans l'industrie ces dernieres années pour les divers avantages dont elle est connue:

faible coût , robustesse , vitesses elevees ainsi que la facilité d'entretien qui est reduite au minimum sont essentiels pour le transfert de ces recherches vers le monde industriel et dont beaucoup de laboratoires de recherches y sont impliquees de façon importante sur ces themes [5] , [8] , [9] , [10] , [16] , [20] , [21] , [45] , [46] , [47] etc...

En effet , même si la commande vectorielle des machines asynchrones , exposee pour la première fois en Allemagne par BLASCHKE [1] , [2] et HASSE en 1972 , est aujourd'hui considerée comme un acquis scientifique et technique , l'évolution des variateurs de vitesse de la nouvelle génération nous a conduit à approfondir les méthodes de conception des schemas de commande.

Dans ce présent mémoire , nous exposons la méthode de contrôle des moteurs à induction , connue sous le nom de " flux orienté " dont le mode de réglage est basé sur le principe de maintenir le flux orienté suivant une direction bien précise d'où son appellation.

Dans le premier chapitre , nous abordons la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en présentant le modèle classique , le traduisant sous forme de schéma-blocs intégrables dans un système de commande .

Le second chapitre est consacré à la commande par "flux orienté" qui constitue sans doute l'aspect le mieux connu de la commande vectorielle des M.A.S . Nous présentons aussi les deux principales méthodes , directe et indirecte de la commande par flux orienté , qui sont largement discutées , et leurs limites sont soulignées.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation numérique des schémas de commande proposés ainsi que l'étude détaillée de l'influence de la constante de temps rotorique sur le processus de commande .

Le quatrième chapitre donne lieu à l'extension des méthodes vectorielles au découplage pour la commande des M.A.S . Il s'agit d'une approche particulièrement originale conduisant à une génération de la commande par flux orienté . Cette démarche nous a permis de définir de nouveaux algorithmes de commande du flux et du couple d'une M.A.S .

Enfin , le dernier chapitre est consacré à la réalisation expérimentale , constituée d'une carte d'interface

CHAPITRE I

Modélisation du moteur
asynchrone alimenté en courant en
vue de sa commande

Chapitre 1

Modélisation du moteur asynchrone alimenté en courant en vue de sa commande

1-1 INTRODUCTION

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse ou à position variable (machines-outils, robots, ...). Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble :

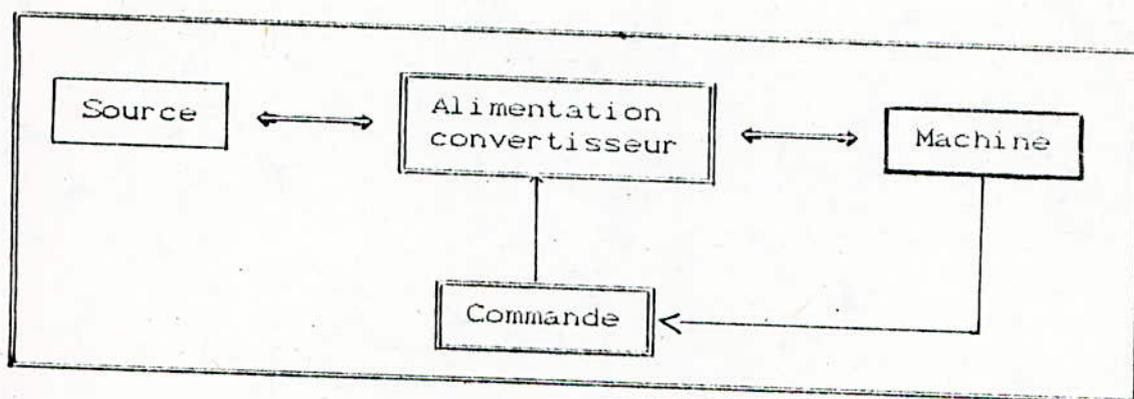


Fig I-1 : Ensemble Actionneur

es caractéristiques sont :

- * Un couple avec le minimum d'ondulation possibles, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent et disponible à l'arrêt.
- * Une large plage de variation de la vitesse.

- * Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles.
- * Une constante de temps thermique globale élevée.

Le choix du modèle est prépondérant pour la commande.

A cet effet, nous présentons une modélisation (Modèle de PARK) adaptée à la commande en courant, qui est transcrite sous forme de schéma-blocs.

Pour la simulation, nous introduisons les équations mathématiques des différents organes électriques constituant notre système :

- Redresseur à thyristors avec self de lissage.
- Onduleur de courant autocommuté.
- Moteur asynchrone à cage d'écureuil.

I-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN COURANT

I-2-1 Hypothèses simplificatrices

Nous développons un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine, lequel est alors employé dans les étapes de conception et de mise en oeuvre de la stratégie de contrôle en temps réel de la machine asynchrone à cage d'écureuil; dans la mesure où l'on admet comme première approximation les hypothèses simplificatrices suivantes [29], [30]:

- a) La répartition de l'induction magnétique dans l'entrefer est supposée sinusoïdale;
- b) Les matériaux magnétiques utilisés dans la construction du stator et du rotor ont une caractéristique B-H linéaire (saturation négligée)
- c) Les pertes fer négligées;
- d) L'entrefer est supposé constant sur toute la périphérie de la machine;

e) Le bobinage triphase du stator est symétrique et équilibré .

f) Enroulement à répartition sinusoïdale de conducteurs donc les mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor sont des fonctions cosinusoidales de la position mécanique :

$$M = m \cos(p \theta_m)$$

où

p : nombre de paires de poles.

θ_m : position du rotor.

Ajoutons à tout ceux-ci que l'effet pelliculaire et les effets thermiques sont eux aussi négligeables.

I-2-2 Description et mise en équation

D'une manière générale le modèle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de courant est représenté par le schéma-bloc donné à la figure (I-2) où les variables de commande sont les courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et la vitesse de glissement ω_{sl} , le couple résistant T_l est une perturbation externe et les deux composantes des flux sont considérées comme les variables du modèle :

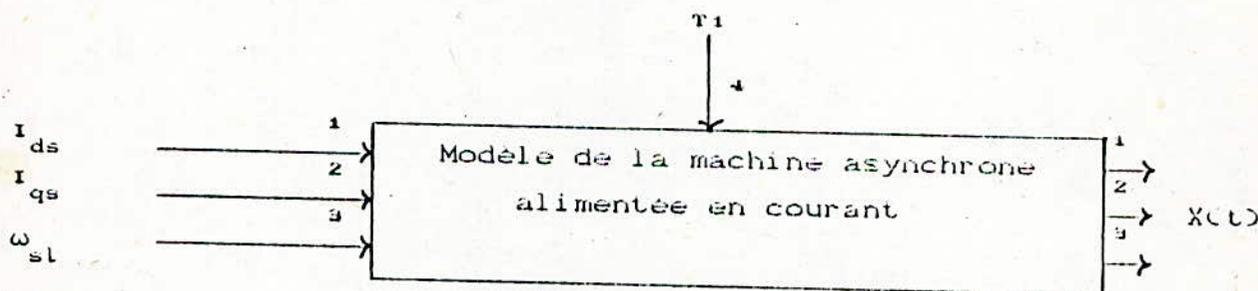


FIG I-2: Schéma-bloc de la M.A.S alimentée en courant .

avec $X(t) = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \Omega_r \end{bmatrix}$ ou $\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \Omega_r \end{bmatrix}$

I-2-2-1 Modèle I

si l'on considère les flux rotoriques (ϕ_{dr} , ϕ_{qr}) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état, la modélisation de la M.A.S dans l'hypothèse biphasée nous ramène à :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-1)$$

$$T_{\omega} = \frac{2 p L_m}{2 L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I-2)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_{\omega} - T_L = J \cdot \dot{\Omega}_r$$

Le schéma-bloc correspondant à ce modèle est représenté à la figure (I-3):

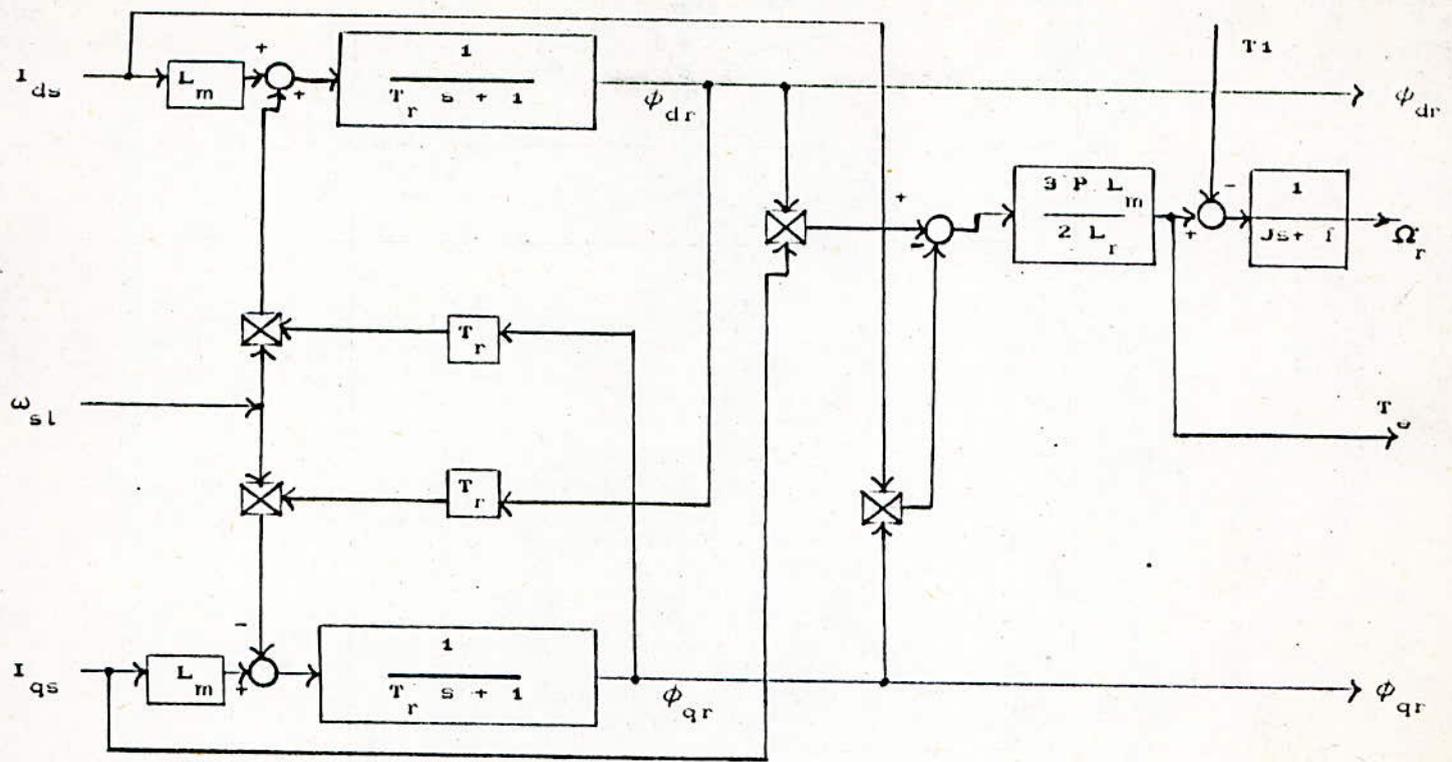


FIG I-3 : Schéma-bloc du modèle I de la M.A.S alimentée en courant.

I-2-2-2 Modele II

Dans le cas où l'on choisit les flux statoriques (ϕ_{ds} , ϕ_{qs}) et la vitesse (Ω_r) comme variables internes du modèle, en procédant de la même manière que pour le modèle précédent, les équations régissant ce système sont :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_s}{T_r} & -\sigma L_s \omega_{sl} \\ \sigma L_s \omega_{sl} & \frac{L_s}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (1-4)$$

Le schéma-bloc correspondant à ce deuxième modèle est représenté à la figure (I-4) :

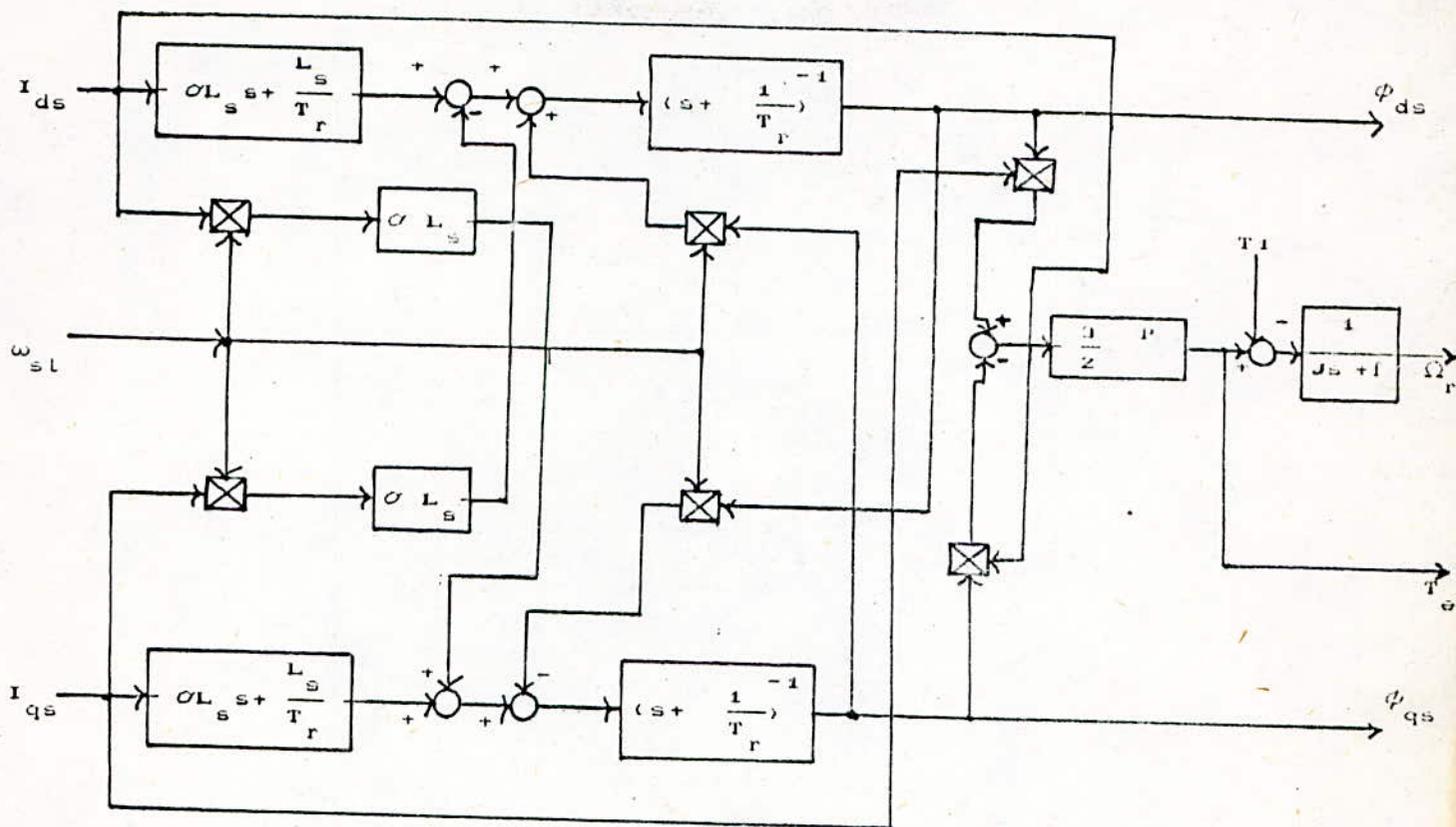


FIG I-4: Schéma-bloc du modèle II de la M.A.S alimentée en courant.

I-3 MODELISATION DU COMMUTATEUR DE COURANT:

L'onduleur de courant fournit au moteur des courants périodiques. En choisissant la position de l'axe des ordonnées telles que les courants soient des fonctions paires, le développement en série de FOURIER dans l'hypothèse bipolaire et en négligeant les amplitudes des harmoniques d'ordre supérieur, ces courants s'écrivent [4]:

$$I_{ds} = 0 \quad (I-7)$$

$$I_{qs} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (I-8)$$

La tension à l'entrée de l'onduleur est :

$$V_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left[R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} - \sigma \omega_s I_{qs} \right] \quad (I-9)$$

I-3-1 Simulation numérique

Nous simulons le modèle I de la M.A.S alimentée par un commutateur de courant, les résultats de simulations sont donnés à la figure (I-5):

Les autres grandeurs physiques tels que les courants rotoriques qui dans le cas de la M.A.S à cage d'écureuil sont inaccessibles ainsi que les composantes du flux statorique suivant les axes (d, q) sont obtenues par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} -L_m & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & 1 \\ \sigma L_s & L_r & 0 & L_m \\ 0 & \sigma L_s & L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

Le vecteur flux rotorique est donnée par :

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}$$

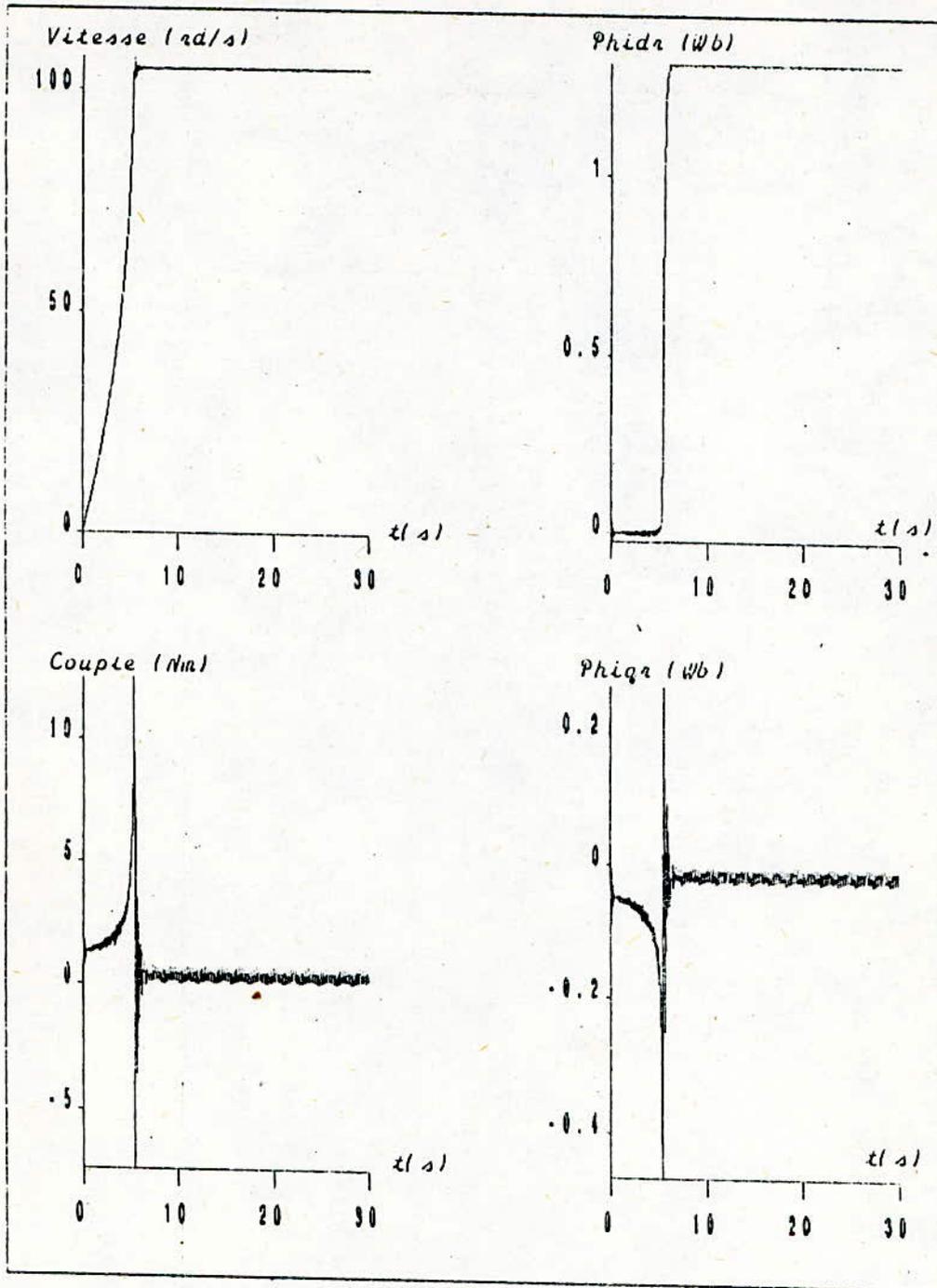


FIG I-5 : Démarrage avec un couple résistant T_l d'une M.A.S alimentée en courant (Modèle Iparamètres de la machine (voir Annexe)).

I-4 MODELISATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-M. A. S-COMMUTATEUR DE COURANT:

L'étude du comportement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de courant dont a fait l'objet le paragraphe précédent , a été réalisée en imposant à la machine une forme d'ondes de courant , sans tenir compte du redresseur . En réalité , l'alimentation à fréquence variable d'une M.A.S est fourni par une bobine de lissage et dépend essentiellement de l'angle d'amorçage des thyristors .

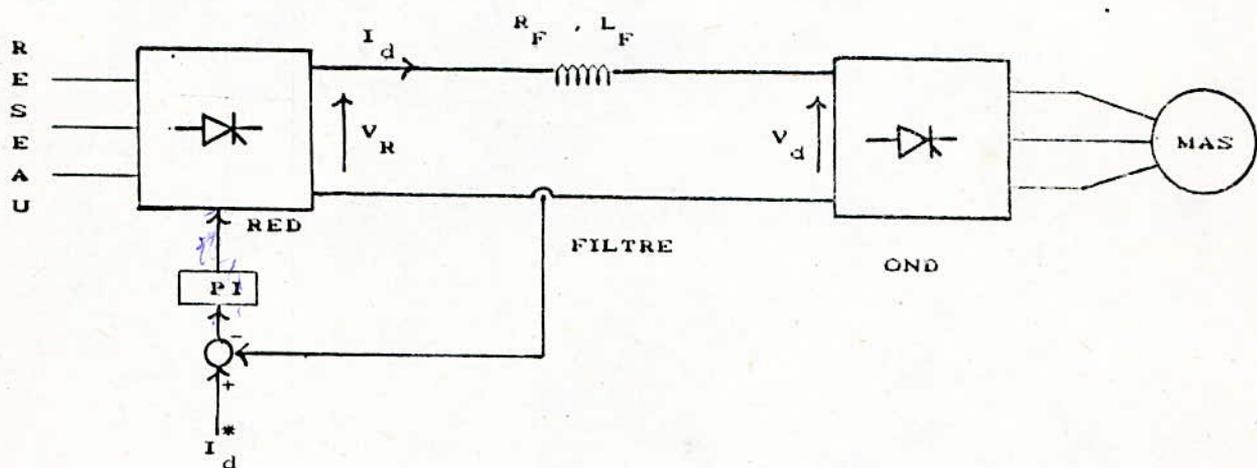


FIG I-6: Schéma de l'association Onduleur-Redresseur-M. A. S.

Le modèle mathématique est obtenu en combinant les équations décrivant le comportement dynamique du redresseur , du commutateur et de la machine .

Les équations du modèle REDRESSEUR-ONDULEUR-M. A. S sont:

$$\frac{d}{dt} I_{qr} = - \frac{R_s + R_d + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} I_{qr} + \frac{\frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} \phi_{qr} - \frac{\frac{L_m}{L_r}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} \phi_{dr} + \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U}{V} \frac{P}{V}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} V_c$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{dr} = (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr}$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{qr} = -(\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m R_r}{L_r} I_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{3}{2} P^2 \frac{L_m}{J} \phi_{dr} I_{qr} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} T_L$$

Les résultats de simulation numérique de l'association REDRESSEUR-ONDULEUR-M.A.S dont les paramètres sont donnés en Annexe sont donnés à la figure (I-7) représentant le démarrage sous un couple résistant de 1Nm.

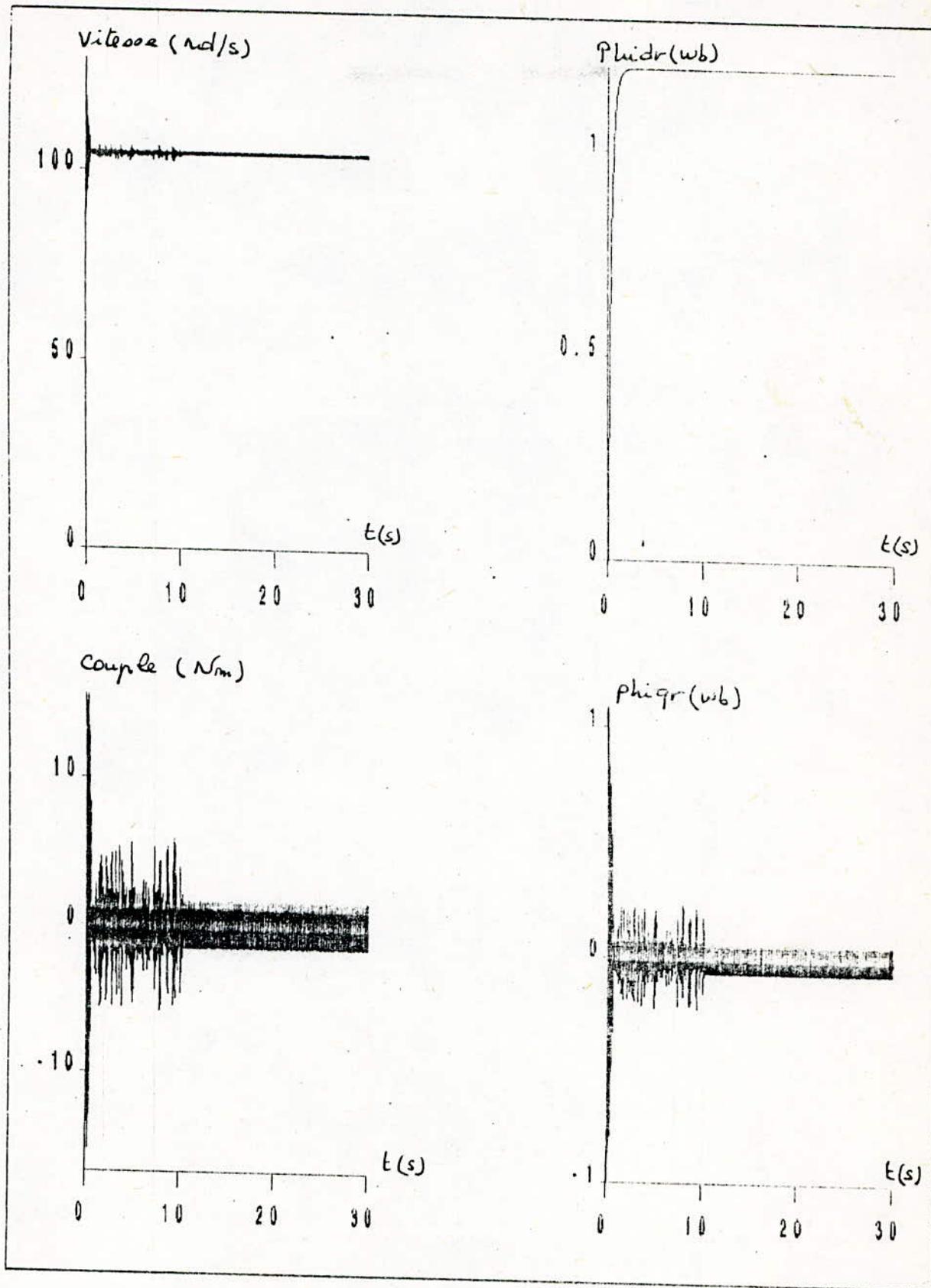


FIG I.7 : Les résultats de simulation numérique de l'association REDRESSEUR- ONDULEUR-M. A. S

I-5 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de présenter les modèles de la M.A.S. associée à un commutateur de courant .

La modélisation électrique nous a montré que les variables FLUX-COUPLE sont couplées entre elles . Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer leurs performances en régime dynamique, ceci est obtenu par l'orientation de la composante du courant statorique suivant l'axe " d " collinéairement avec le flux à orienter , le référentiel (d , q) tournant à la vitesse de synchronisme .

Le chapitre suivant nous permettra de présenter les principales méthodes de commande basées sur ce principe et utilisées dans les applications industrielles .

CHAPITRE II

INTRODUCTION DE LA NOTION DE
CONSOLE DE DIRECTEUR SUR LA
PRIÈRE D'UNE RECHERCHE SUPPLÉMENTAIRE
D'ÉLÉMENTS EN COURS

Chapitre II

Introduction 7 : la méthode de contrôle de vitesse par flux orienté d'un MMS alimenté en courant

II-1 INTRODUCTION

La " vitesse variable " est une technique qui a bénéficié des progrès continus dans les domaines de l'électronique et de la micro-électronique qui ont modifié complètement la manière de concevoir les diverses fonctions de commande en ramenant un certain nombre d'avantages ,entre autre :

- L'amélioration des performances des machines .
- La précision des mesures.

Toutefois , les solutions apportées par les techniques numériques et surtout le prix de revient toujours décroissant des microprocesseurs qui paraissent avantageux devant les dispositifs de régulation analogiques qui manquant parfois de souplesse , n'ont pas toujours permis d'atteindre pleinement les performances ou les buts recherchés [4] , [5] , [6] , [10] , [12] etc...

Les variateurs électriques à courant alternatifs sont devenus actuellement très compétitifs et concurrencent leurs homologues à courant continu .

Cependant , les recherches se poursuivent pour la commande des moteurs alternatifs dans le but d'optimiser leurs performances dynamiques et d'élargir leur domaines d'utilisation.

Dans ce chapitre ; nous introduisons le principe de la commande

vectorielle ou par flux orienté qui est acceptée à l'heure actuelle universellement pour le contrôle des machines alternatives .

Nous introduisons le principe de la commande vectorielle qui est suivie par les différents modèles permettant l'étude des diverses orientations , ainsi que les deux principales méthodes de commande : directe et indirecte.

II-2 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE DES MACHINES ALTERNATIVES

La commande par flux orienté ou par orientation du champ ou vectorielle a été introduite pour la 1^{ère} fois en Allemagne en 1971 par BLASCHKE qui a développé la méthode directe [1], [2] et HASSE celle indirecte .

L'éthymologie nous ramène à une notion élémentaire, mais très importante de l'électromagnétisme.

A savoir : la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ données quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ.

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le couple et le mode de fonctionnement recherchés en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

Si le principe est naturellement appliqué pour les machines à courant continu , ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatifs, par conséquent ; le contrôle par flux orienté des machines alternatives est une commande par orientation de ces deux grandeurs , possible grâce à l'isotropie et à la symétrie de la M.A.S à cage d'écureuil .

Le flux ϕ représenté à la figure (II - 1) est le flux rotorique ϕ_r , il peut être également le flux statorique ϕ_s ou le flux d'entrefer ϕ_g .

La commande par orientation du flux peut se faire par l'un de ces trois flux:

* par le flux rotorique avec les conditions :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad , \quad \phi_{qr} = 0 \quad \text{(II-1)}$$

* par le flux statorique avec les conditions:

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad , \quad \phi_{qs} = 0 \quad \text{(II-2)}$$

* par le flux d'entrefer avec les conditions:

$$\phi_{dg} = \phi_g \quad , \quad \phi_{qg} = 0 \quad \text{(II-3)}$$

II-3-2 LES DIFFERENTS MODELES MATHEMATIQUES D'ORIENTATION DU FLUX

Il existe trois différents modèles d'orientation du flux (rotorique , statorique ou d'entrefer) [15] , [22].

II-3-2-1 Modèle en courant par orientation du flux rotorique

Considérons les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) comme variables de commande et le flux rotorique avec la vitesse mécanique comme variables d'état .

En imposant la condition (II-1) aux équations du modèle I de la M.A.S alimentée en courant on aboutit au système suivant:

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m I_{ds}$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \phi_r} = \omega_s - \omega_r$$

$$T_e = \frac{3 P L_m}{2 L_r} \phi_r \cdot I_{qs} \quad (\text{II-4})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \Omega_r$$

Des équations (II - 4) nous remarquons que seule la composante directe du courant statorique (I_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (ϕ_r), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (I_{qs}) dans le cas où le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

Le schéma -bloc définissant ce modèle est donné à la figure (II-2).

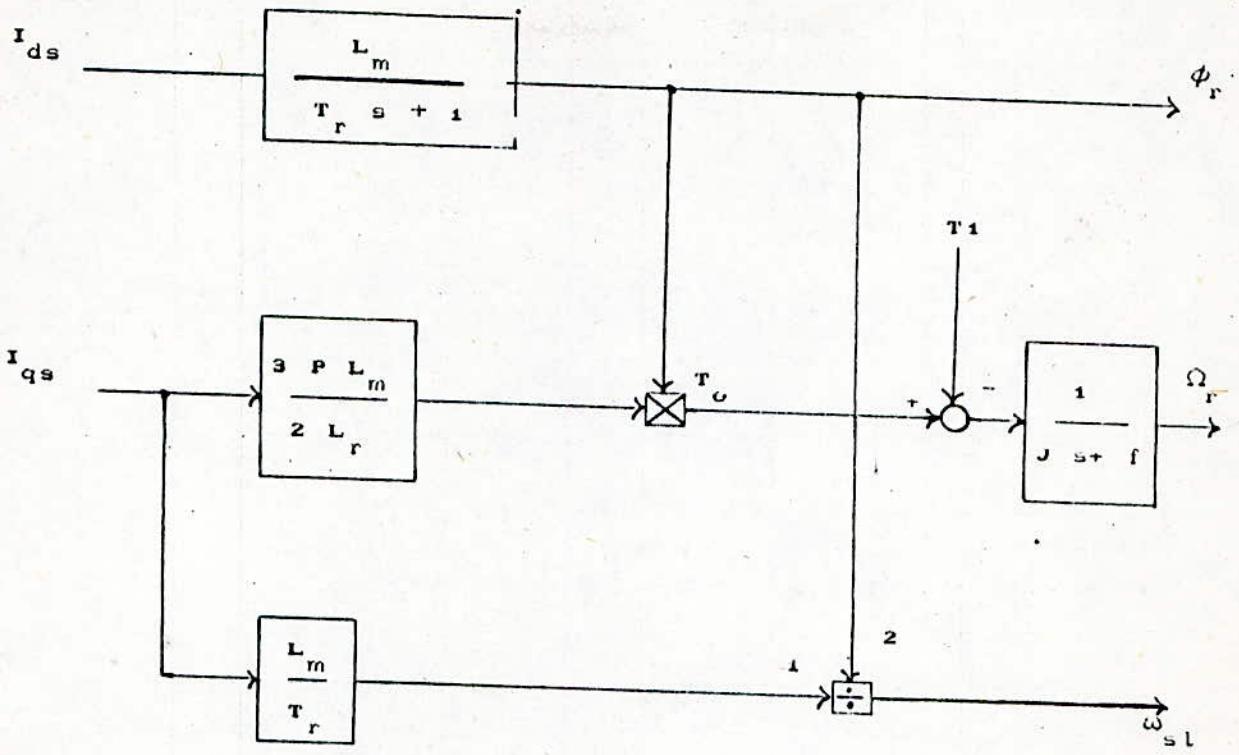


FIG II-2: Modèle en courant par orientation
du flux rotorique.

II-3-2-2 Modèle en courant par orientation
du flux statorique.

De la même manière, la condition (II-2) de l'orientation du flux appliquée au modèle II de la M.A.S alimentée en courant dans l'hypothèse biphasée nous ramène au système décrit par les équations suivantes:

$$T_r \frac{d\phi_s}{dt} + \phi_s = L_s (\sigma T_r \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds}) - \sigma L_s T_r \omega_{sl} I_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{\left[\frac{L_s}{T_r} (\sigma T_r \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs}) \right]}{(\phi_s - \sigma L_s I_{ds})}$$

(II-5)

$$T_e = \frac{3}{2} P \phi_s I_{qs}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \Omega_r$$

Le schéma-bloc correspondant est représenté à la figure (II-3) :

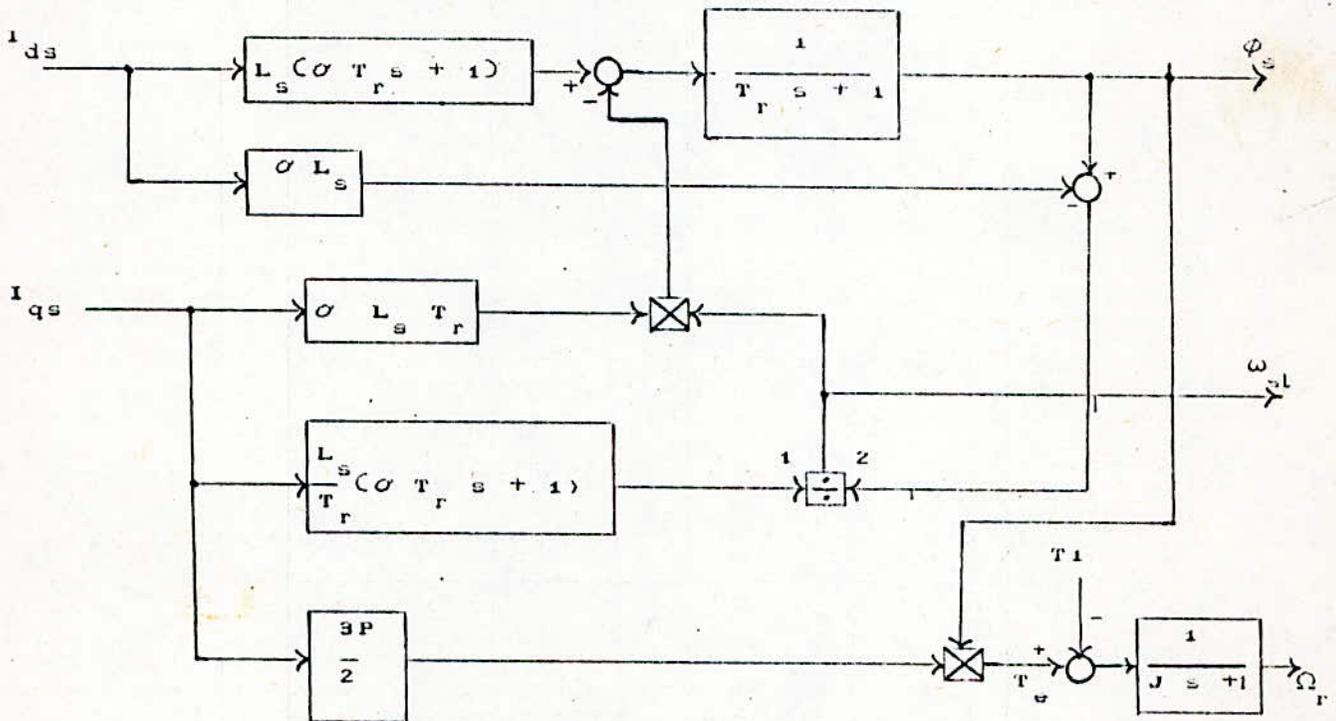


FIG II-3 : Schéma - bloc du modèle en courant par orientation du flux statorique.

II-3-2-3 Modèle en courant par orientation du flux d'entrefer

Dans ce dernier modèle on utilise le système d'équations suivant:

$$\phi_{dg} = L_m (I_{ds} + I_{dr})$$

(II-6)

$$\phi_{qg} = L_m (I_{qs} + I_{qr})$$

En tenant compte de la condition (II-3) on aboutit à :

$$T_r \frac{d\phi_g}{dt} + \phi_g = L_m \left[\left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} \right] - L_m \left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \omega_{sl} I_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{\left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs}}{\frac{T_r}{L_m} \phi_g - \left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) I_{ds}}$$

(II-7)

$$T_e = \frac{3}{2} P \phi_g I_{qs}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \Omega_r$$

Le schéma-bloc de ce modèle est donné par la figure (II-4):

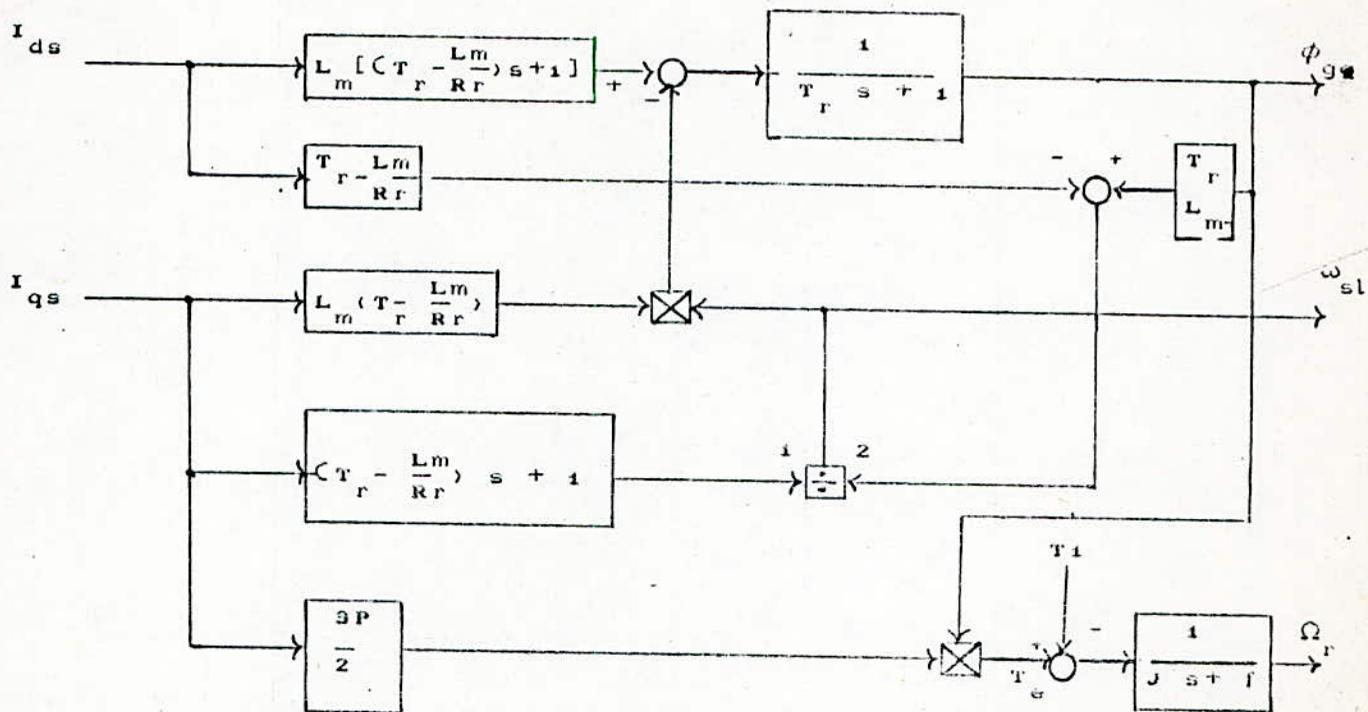


FIG II-4 : Schéma - bloc du modèle en courant par orientation du flux d'entrefer .

Des systèmes (II - 5) et (II - 7) nous remarquons que le flux statorique ϕ_s et le flux d'entrefer ϕ_g dépendent des deux courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) .

Cet effet de couplage pour le flux statorique est dû aux fuites statoriques et rotoriques, aux fuites rotoriques pour le flux d'entrefer.

Si le flux (statorique ou d'entrefer) est maintenu constant, le couple électromagnétique T_e ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (I_{qs}) .

II-4 ORIENTATION DU FLUX (COMMANDE INDIRECTE)

Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la machine asynchrone alimentée en courant (le couple

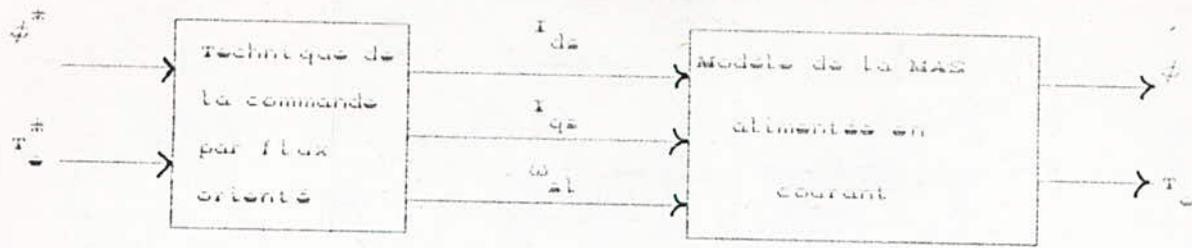


FIG II-5 : Schéma de la commande indirecte par orientation du flux .

II-4-1 Cas du flux rotorique

$$i_{ds} = \frac{1}{L_m} \left(T_u \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right)$$

$$i_{qs} = \frac{2 L_r T_u^*}{3p L_m \phi_r^*}$$

(II-8)

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{T_u \phi_r^*}$$

Le schéma-bloc de cette structure de commande est illustré à la figure (II-6) :

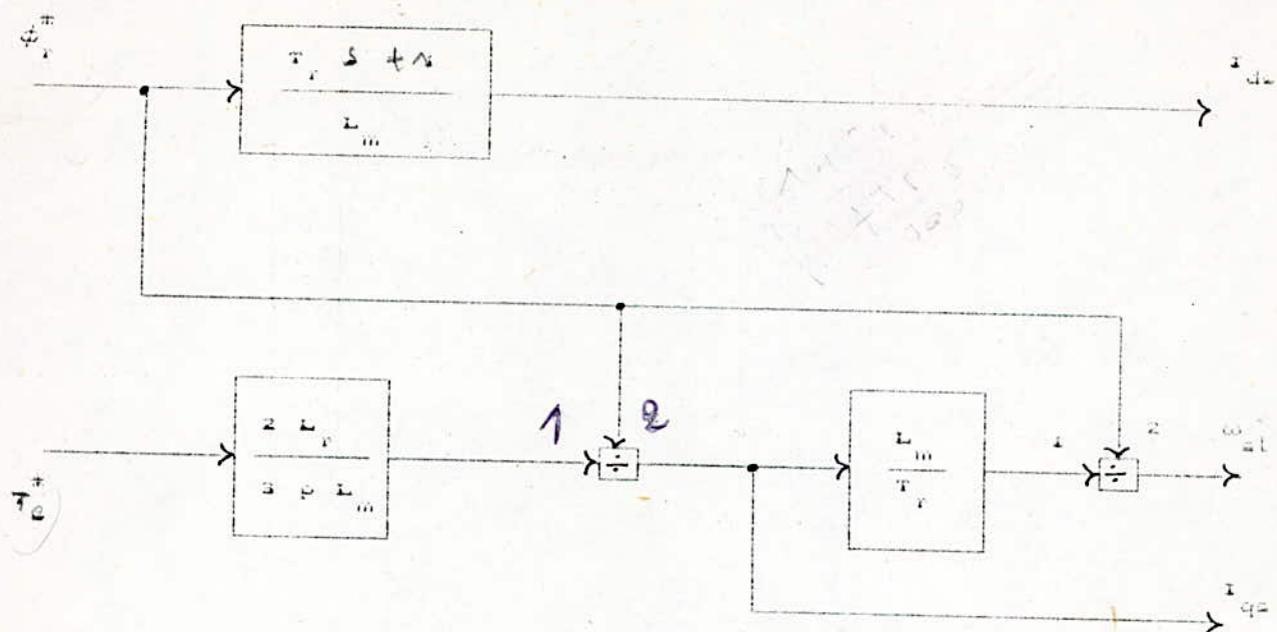


FIG II - 6 : Schéma - bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux rotorique.

La simulation numérique de cette structure de commande a été faite en imposant :

$$\phi_r^* = 1\text{Wb}$$

Le couple de commande suit la référence donnée par la figure (II-7).

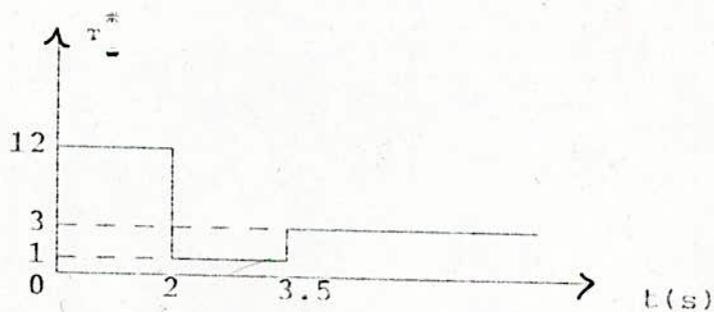


FIG II-7: référence du couple de commande.

Les résultats de simulation obtenus sont donnés à la figure (II-8).

Les résultats de simulation obtenus sont donnés à la figure (II-8).

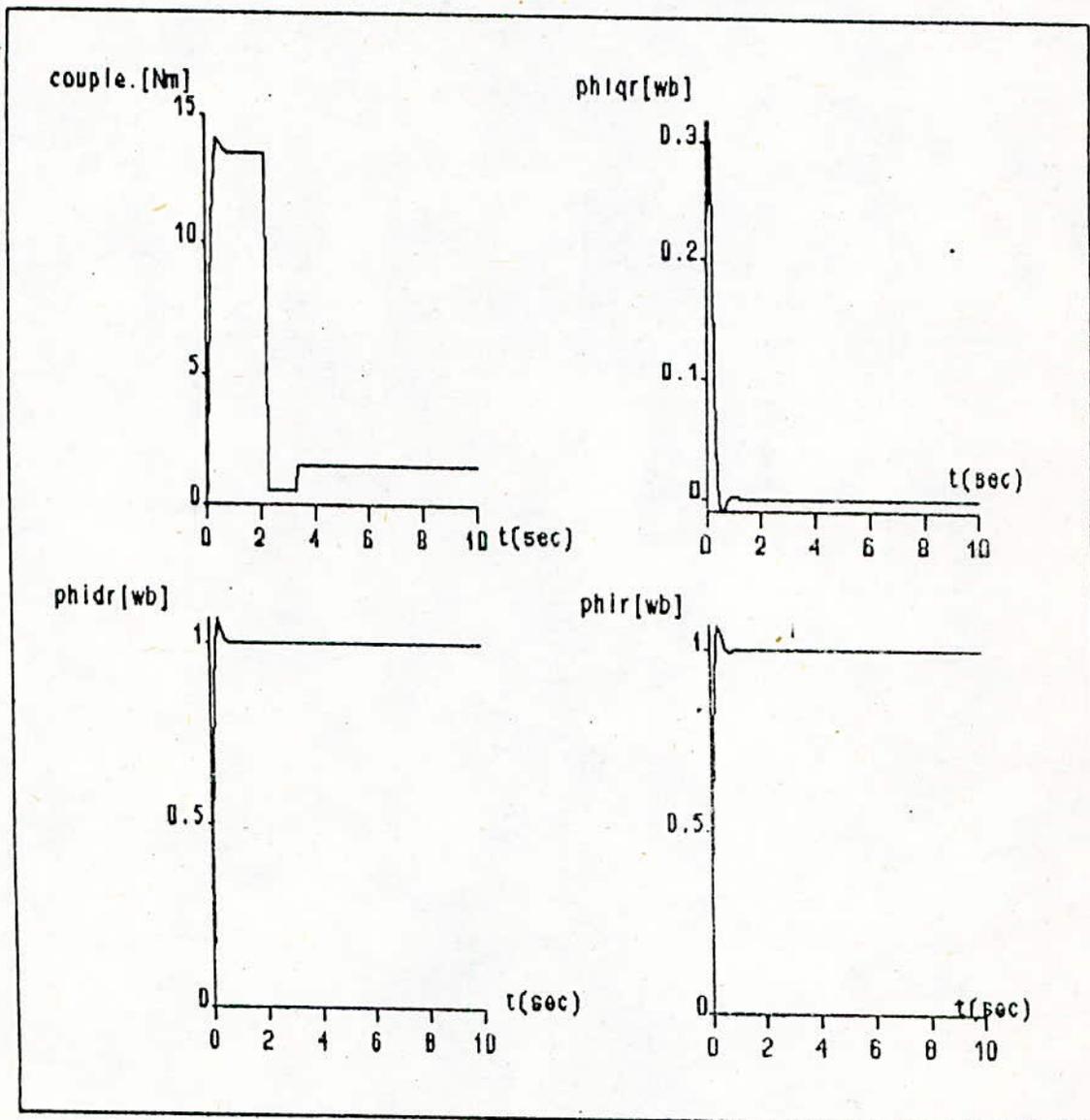


FIG II-8: Résultats de simulation pour le découplage du couple τ_r et du flux rotorique.

Ces résultats montrent clairement une période d'initialisation du flux rotorique ϕ_r qui atteint sa valeur de référence après quelques millisecondes.

Le couple électromagnétique de la M.A.S τ_e suit parfaitement la référence τ_e^* sans dépassement, ni erreur statique après le temps nécessaire à l'établissement du flux.

Nous remarquons aussi que les brusques variations du couple τ_e n'influent pas sur le flux rotorique représenté par ses deux composantes ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Cette dernière constatation nous permet de conclure à un découplage automatique entre le flux et le couple.

II-4-2 Cas du flux statorique

Le système d'équation (II-5) nous permet d'aboutir aux équations suivantes:

$$L_s \left(\sigma T_r \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} \right) = T_r \frac{d\phi_s^*}{dt} + \phi_s^* + \sigma L_s T_r \omega_{sl} I_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{\sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_s}{T_r} I_{qs}}{\phi_s^* - \sigma L_s I_{ds}}$$

$$I_{qs} = \frac{2 T_e^*}{3 P \phi_s^*}$$

Le schéma-bloc correspondant est donné à la figure (II-9):

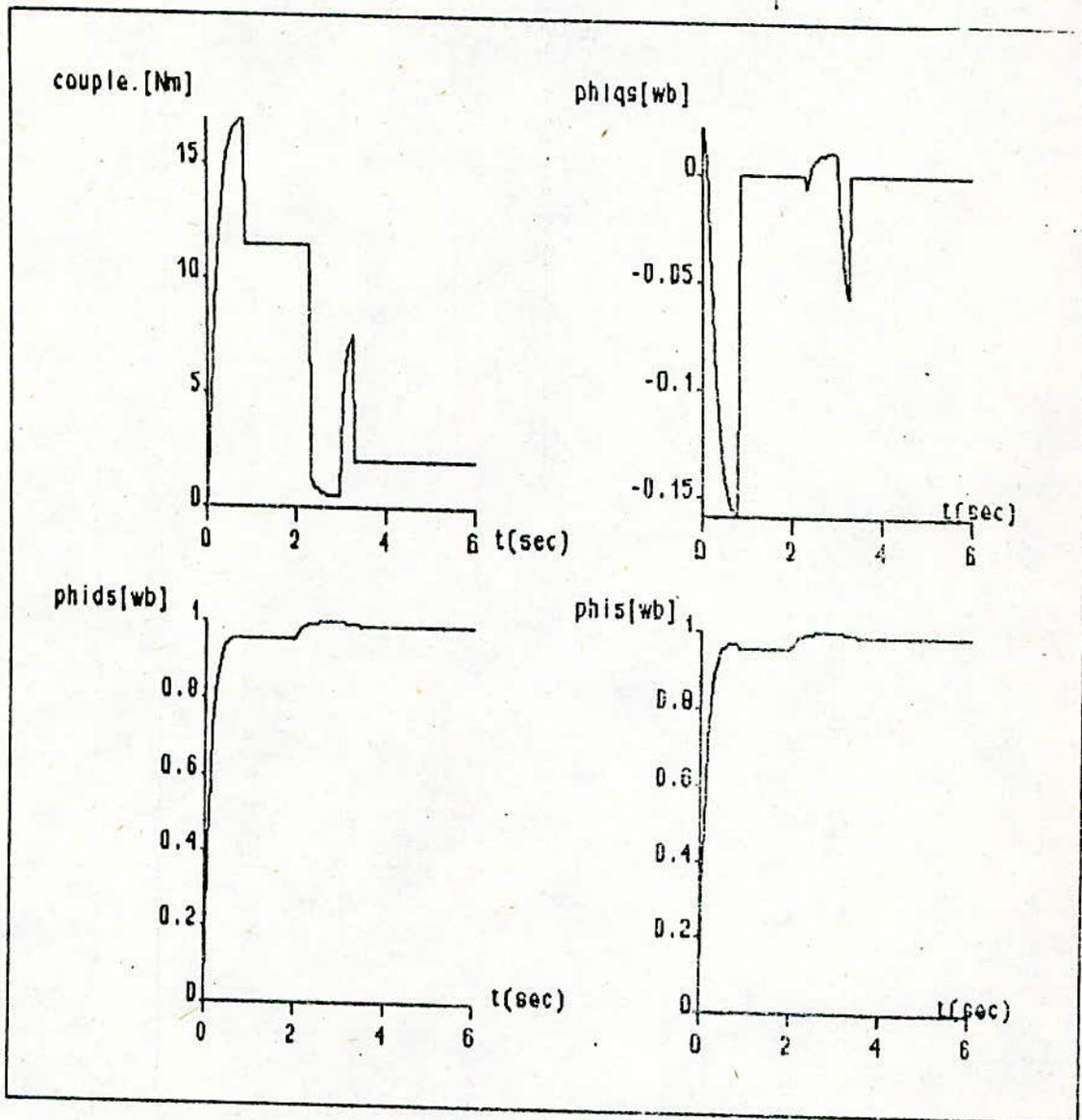


FIG II-10: Résultats de simulation pour le découplage de couple r_e et du flux statorique.

II-4-3 Cas du flux d'entrefer

La substitution de la condition (II-3) dans le système d'équation (II-7), nous permet de contrôler les grandeurs I_{ds} , I_{qs} et ω_{sl} en considérant le flux dans l'entrefer et le couple T_e comme variables de commande.

$$L_m \left[\left(\frac{L_r - L_m}{R_r} \right) \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} \right] = T_r \frac{d\phi_g^*}{dt} + \phi_g^* + \frac{L_m (L_r - L_m)}{R_r} \omega_{sl} I_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{(L_r - L_m) \frac{dI_{qs}}{dt} + R_r I_{qs}}{\frac{L_r}{L_m} \phi_g^* - (L_r - L_m) I_{ds}}$$

$$I_{qs} = \frac{2 T_e^*}{3 P \phi_g^*}$$

Le schéma-bloc correspondant à cette structure de commande est représenté à la figure (II-14) :

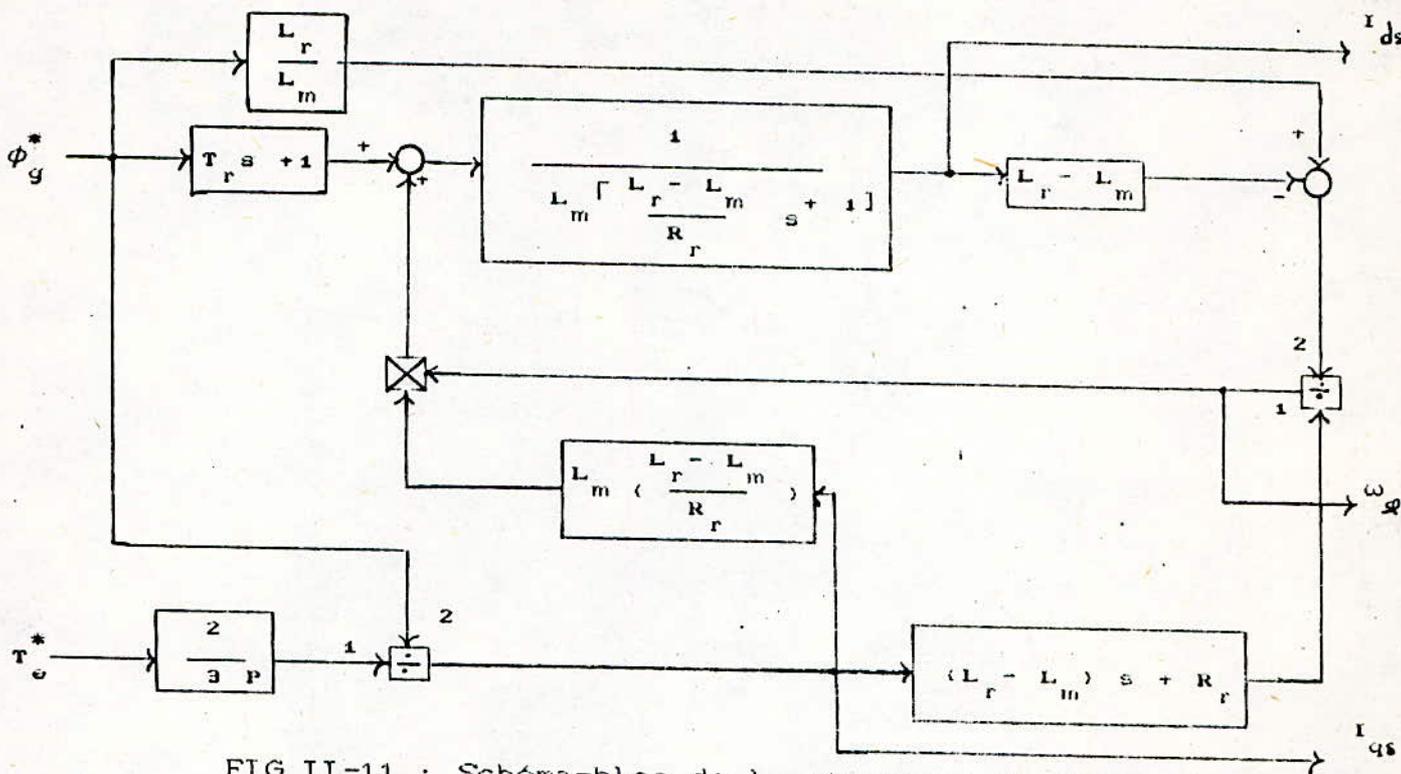


FIG II-11 : Schéma-bloc de la structure de commande courant par orientation de ϕ_g

Pour $\phi_g^* = 1 \text{ Wb}$, T_e^* suit la référence prédéterminée figure (II-7).
 Les résultats de simulation sont donnés à la figure (II-12).

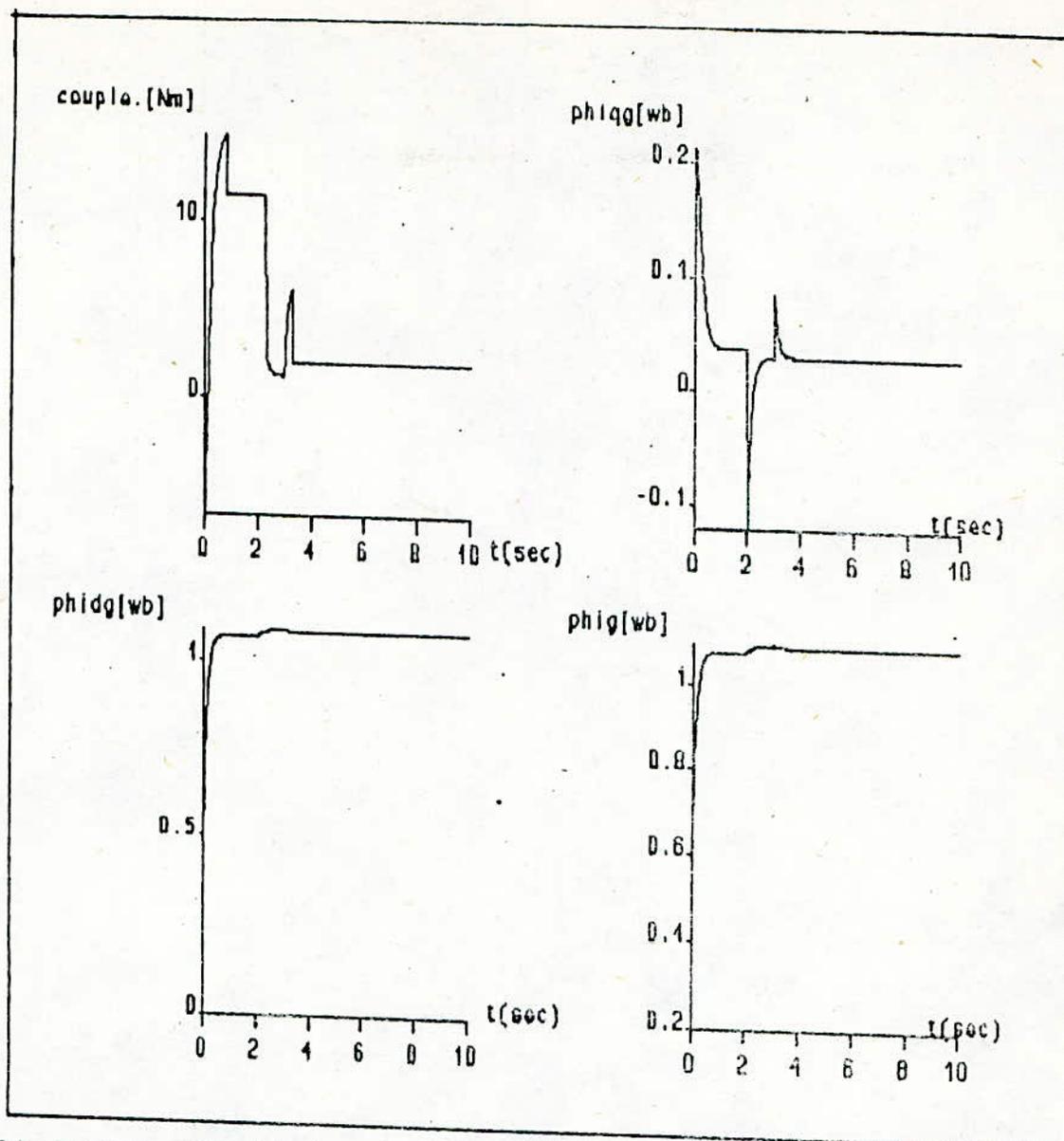


FIG II-12 : Résultats de simulation pour le découplage du couple τ_e et du flux d'entrefer .

Le couple τ_e et le flux d'entrefer ϕ_g sont découplés .
 La commande par orientation du flux d'entrefer est similaire à celle du flux statorique , au niveau des structures de commande *et* des résultats de simulation .

II-4-4 Présentation d'une structure de commande modifiée par orientation du flux

II-4-4-1 Cas du flux rotorique

Si maintenant nous envisageons une modification structurelle de la commande précédente, cela en considérant le flux rotorique (ϕ_r^*) et la pulsation de glissement (ω_{sl}) comme références.

En reprenant les équations de la M.A.S alimentée par un onduleur de courant à laquelle on a appliqué une commande par flux orienté et en effectuant un changement de variable convenable. Les nouvelles équations de la commande par orientation du flux rotorique deviennent :

$$I_{ds} = \frac{1}{L_m} \left[T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right]$$

$$I_{qs} = \frac{T_r}{L_m} \phi_r^* \omega_{sl}$$

Le schéma - bloc correspondant est donné à la figure (II-13) :

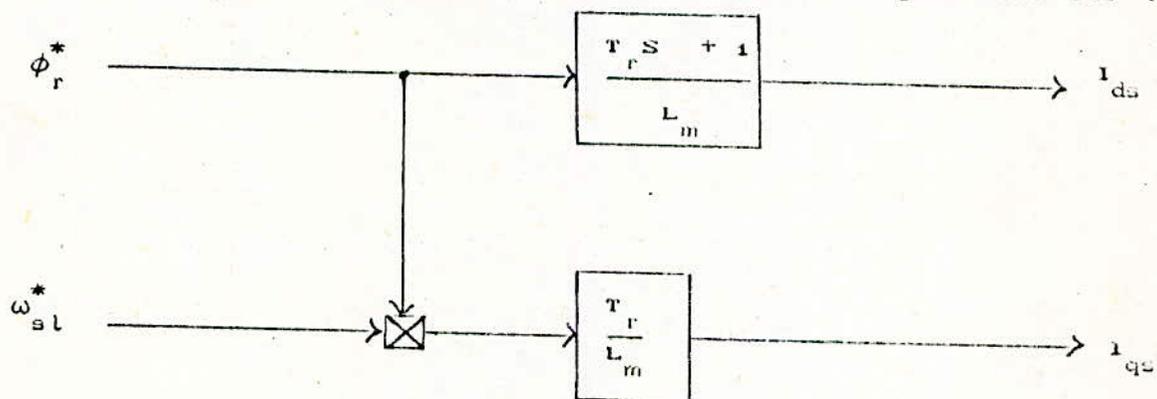


FIG II-13 : Schéma - bloc de la structure de commande modifiée par orientation du flux rotorique.

Pour $\phi_r^* = 1 \text{ Wb}$, ω_{sl}^* suit la référence de la figure (II-14).

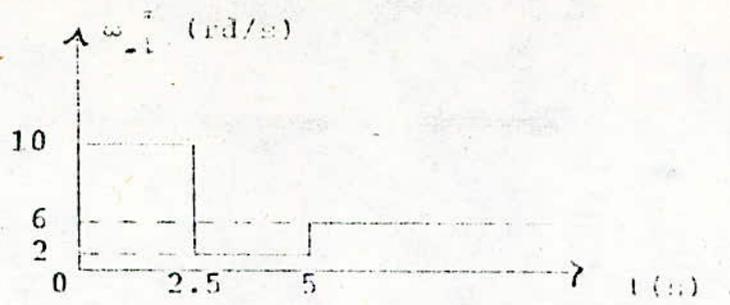


FIG II-14 : Référence du glissement de vitesse (ω_r)

Nous donnons les résultats de simulation, à la figure (II-15) .

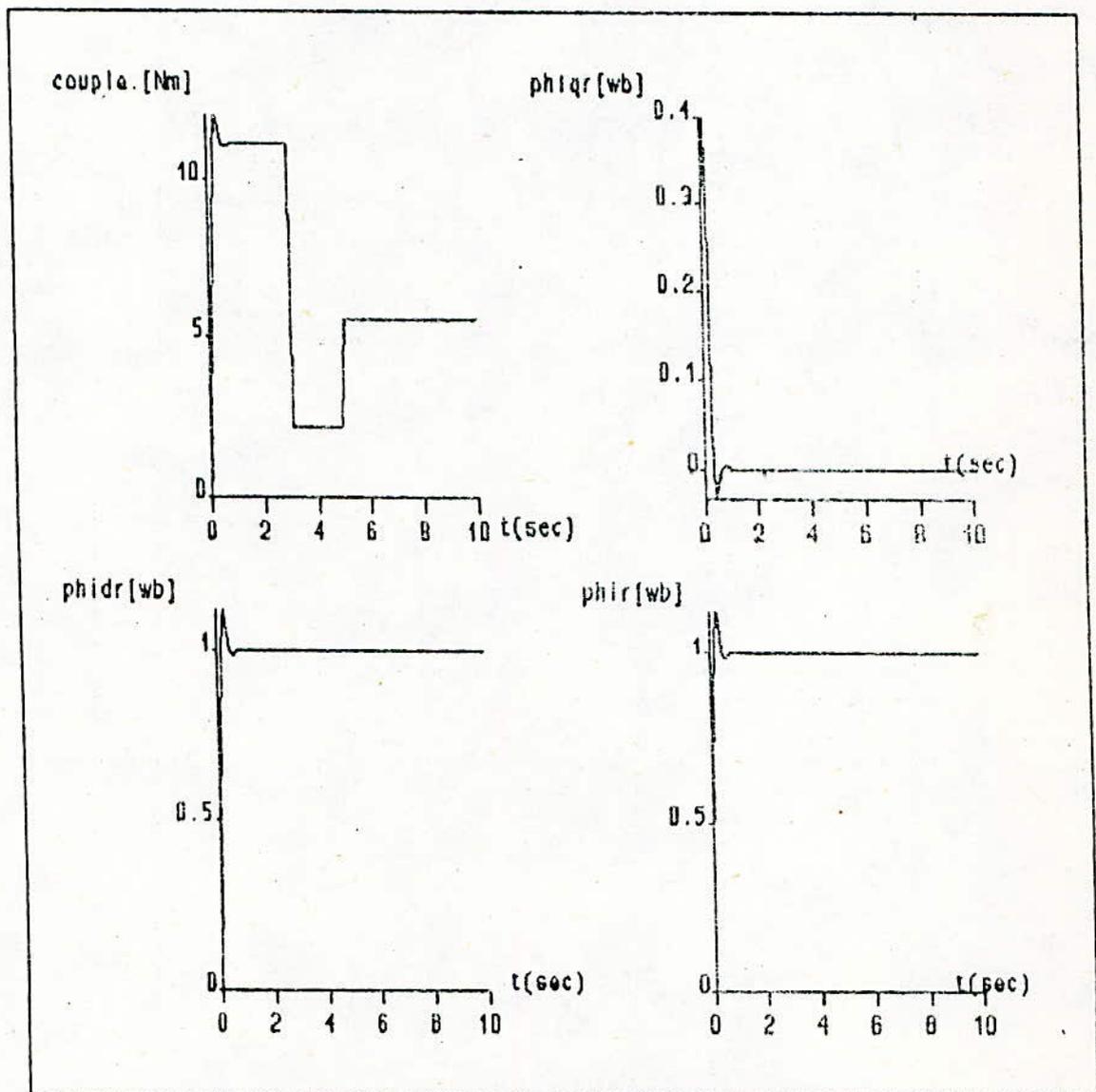


FIG II-15: Résultats de simulation de la commande modifiée en courant par orientation du flux rotorique.

Le découplage entre le couple et le flux rotorique est tout à fait effectuée, car la variation du couple n'a aucune influence sur le flux. Globalement, nous obtenons les mêmes résultats que ceux qui ont été présentés avec le schéma de commande précédente [48]:

II-4-4-2 Cas du flux statorique

Pour éviter la dérivation du courant I_{qs} , on considère que le flux statorique ϕ_s^* et le glissement de vitesse ω_{sl}^* comme référence de commande, après arrangement des formules (II-5) nous obtenons les équations de commande modifiée suivante:

$$L_s \left(\sigma T_r \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} \right) = T_r \frac{d\phi_s^*}{dt} + \phi_s^* + \sigma L_s T_r \omega_{sl}^* I_{qs}$$

$$L_s \left(\sigma T_r \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} \right) = T_r \omega_{sl}^* \left(\phi_s^* - \sigma L_s I_{ds} \right)$$

Le schéma-bloc correspondant de la structure de commande modifiée est le suivant :

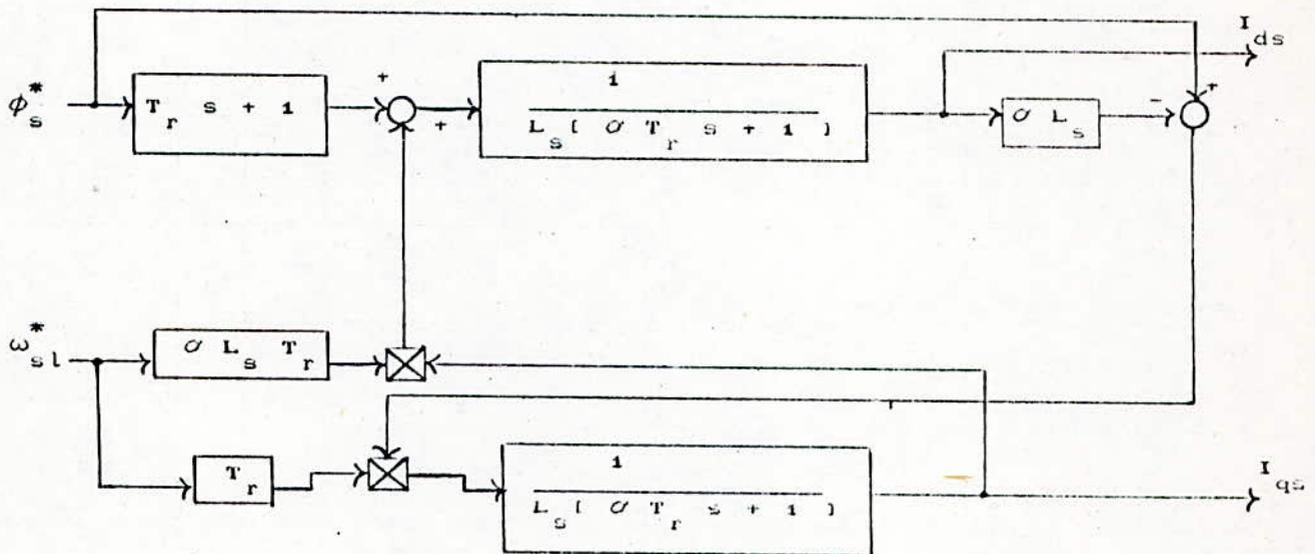


FIG II-16: schéma-bloc de la structure de commande modifiée par orientation du flux statorique.

Pour $\phi_s^* = 1 \text{ Wb}$, ω_{sl}^* suit la référence prédéterminée figure (II-14).

nous donnons les résultats de simulation à la figure (II-17) .

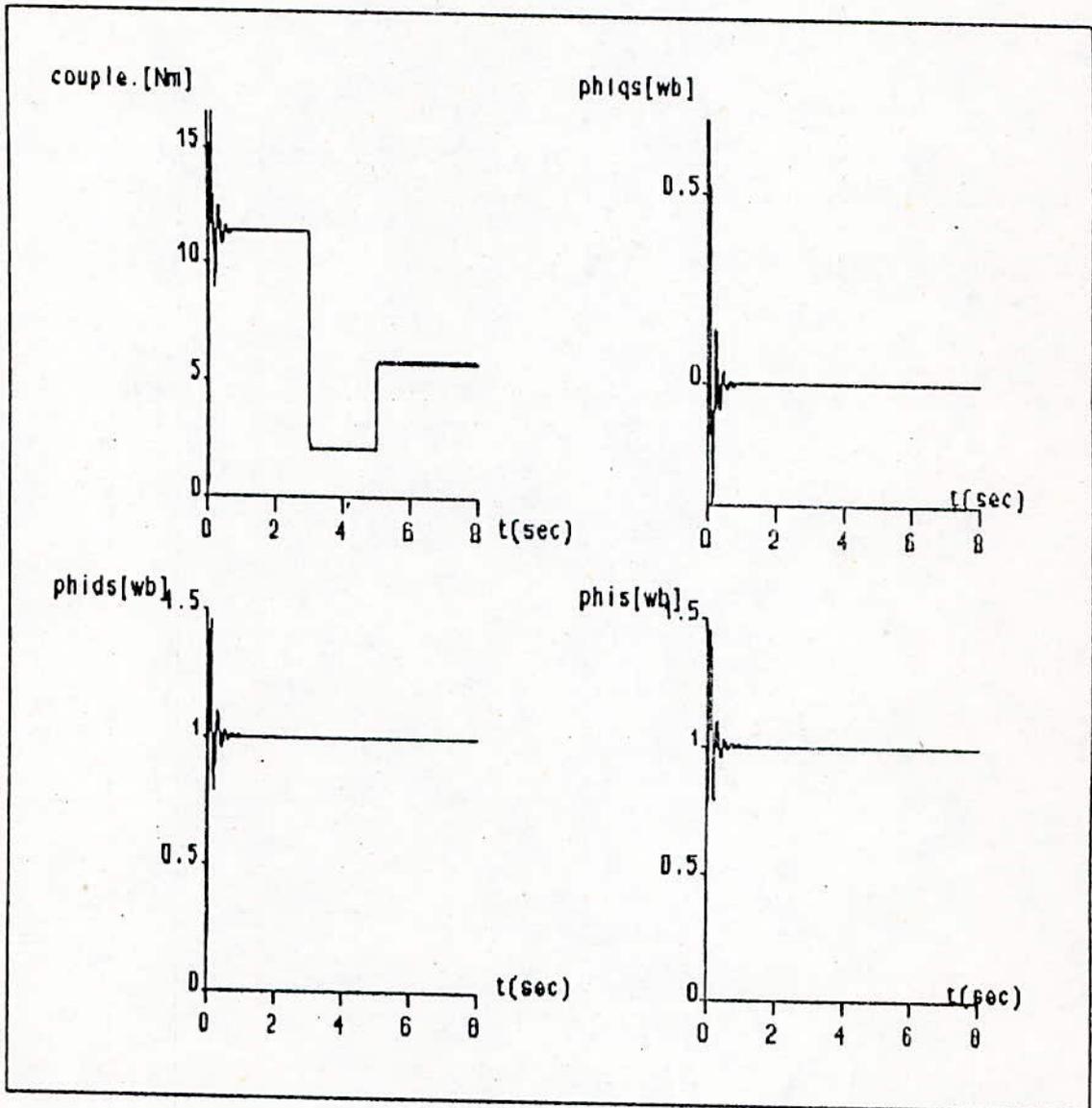


FIG II-17: Résultats de simulation de la commande modifiée en courant par orientation du flux statorique.

D'après les résultats de simulation, nous constatons que le couple τ_e varie de la même manière que le glissement vitesse ω_{sl}^* , mais le flux statorique ϕ_s reste constant, ce qui veut dire que le couple τ_e et le flux ϕ_s sont bien découplés. Le flux statorique est orienté dans la direction "d^e".

II-5 ANALYSE DYNAMIQUE DE LA METHODE DU FLUX ORIENTE

La relation entre les composantes en quadrature des courants rotoriques et statoriques est :

$$I_{qs} = - \frac{L_r}{L_m} I_{qr}$$

Par contre, le courant rotorique direct (I_{dr}) dans la technique du flux orienté obéit à la relation suivante :

$$R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} = 0$$

Cette relation montre qu'en régime permanent, le courant I_{dr} est nul. De plus, pendant le régime transitoire du flux rotorique, la loi de variation de I_{dr} est la suivante :

$$I_{dr} = \frac{\phi_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r}$$

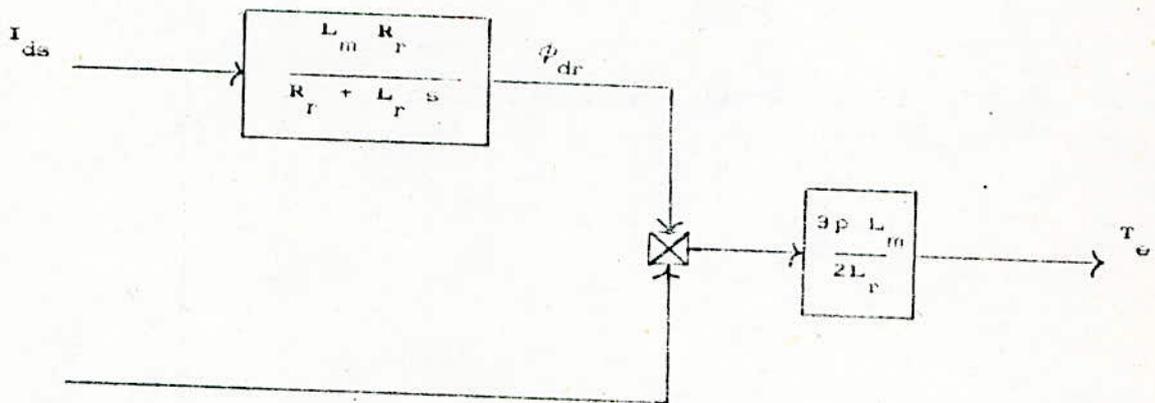
Après élimination de I_{dr} dans les équations magnétiques de la M.A.S alimentée en courant commandée par flux orienté, nous obtenons la relation suivante entre I_{ds} et ϕ_{dr} .

$$R_r \phi_{dr} + L_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} = L_m R_r I_{ds}$$

En régime permanent, ceci se réduit à :

$$\phi_{dr} = L_m I_{ds}$$

La figure (II-18) montre la fonction de transfert liant le couple aux courants I_{ds} et I_{qs} .



$$I_{qs} = -\frac{L_r}{L_m} I_{qr}$$

FIG II-18 : schéma de transfert du couple par la méthode du flux orienté en fonction des courants direct et en quadrature.

Ce schéma montre qu'un établissement instantané du couple nécessite un courant I_{ds} constant.

Le couple est alors contrôlé par I_{qs} . Sinon, la commande de celui-ci par action sur I_{ds} induit un courant transitoire $I_{dr}(t)$ qui décroît selon la constante de temps $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$.

La figure (II-19) illustre la réponse du couple à un échelon de I_{qs} .

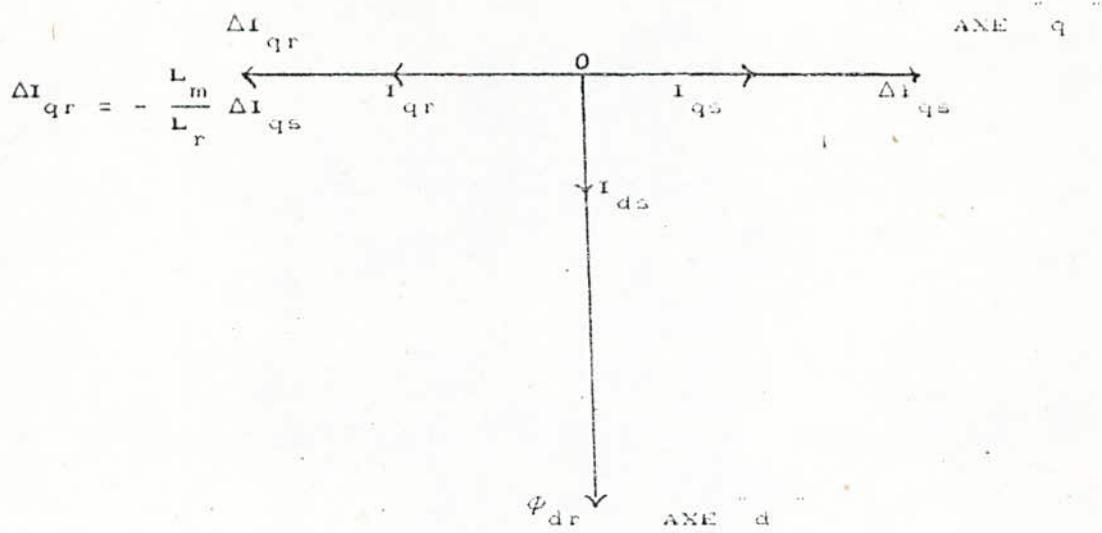


FIG II-19 : Changement de couple par action sur le courant en quadrature .

La figure (II-20) illustre la réponse du couple à un échelon de i_{ds} .

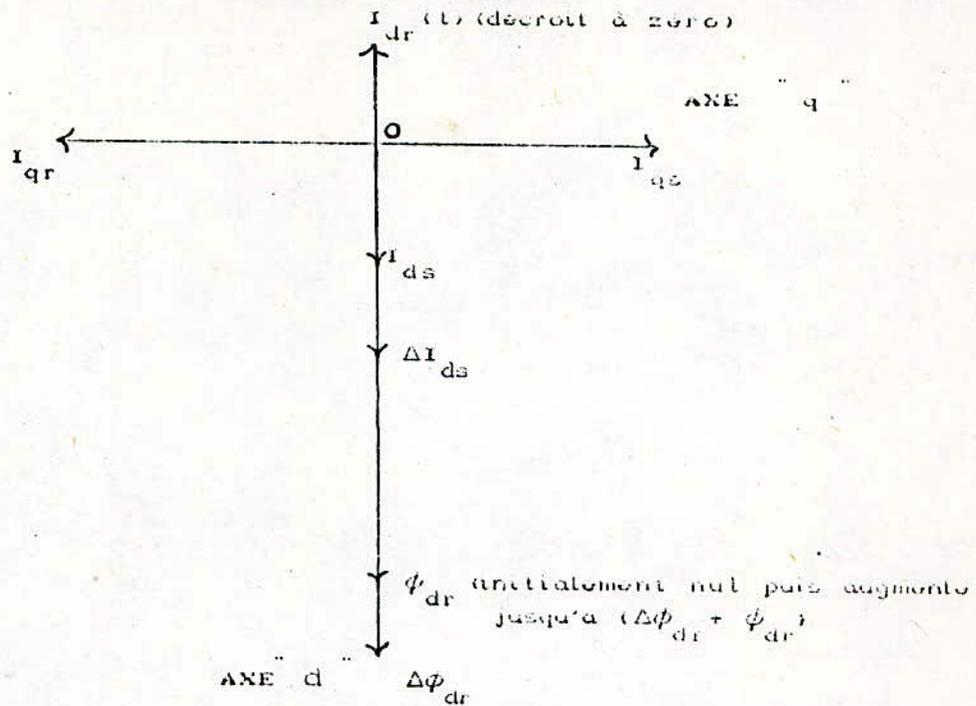


FIG II-20 : Changement de couple par action sur le flux rotorique ϕ_r .

En conclusion, la différence entre les régimes permanent et transitoire, dans le cas d'une commande par la méthode du flux orienté, est l'existence d'un courant rotorique transitoire dans l'axe "d" induit par une variation du courant statorique direct [45].

Une régulation de ce dernier s'impose pour pouvoir limiter, voire ; annuler les régimes transitoires du flux [15].

II-6 METHODES DE CONTRÔLE PAR FLUX ORIENTÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE .

Dans ce nouveau paragraphe nous abordons les deux méthodes d'implantation de la commande vectorielle :

* la commande directe.

* la commande indirecte .

II-S-1 PRINCIPE DES METHODES DIRECTES ET INDIRECTES DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

pour commander la machine asynchrone par orientation du flux comme son nom l'indique , il faut connaître la position θ_{r1} exacte du flux (rotorique ou statorique selon le type de commande choisie) à tout instant et la faire coïncider avec l'axe " d " tournant au synchronisme figure (II-1). Il existe deux approches pour la détermination de l'angle θ_{r1} du flux :

La commande directe où cet angle est mesuré électriquement [11] , [21] , [31] , [16] , [35] , [44], la commande indirecte où cet angle est estimé en exploitant la relation donnant la fréquence de glissement ω_{sl} dans la technique du flux orienté [14] , [17] , [19] , [23] , [35] , [44] .

II-S-2 Méthode directe du flux orienté

Cette méthode de commande se fait en 2 étapes comme le montre la figure (II-21)

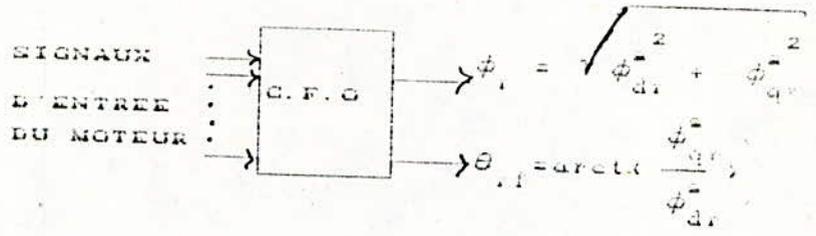


FIG II-21: Calculateur de l'amplitude et de la position du flux pour la commande vectorielle.

La détermination des paramètres du vecteur spatial du flux (ϕ , θ_{fi}) s'effectue en deux étapes figure (II-21). Dans un premier temps les composantes du flux (ϕ_{dr}^* , ϕ_{br}^* , ϕ_{cr}^*) ou (ϕ_{dq}^* , ϕ_{qf}^*) sont estimées à partir de certaines grandeurs mesurées, puis en second lieu, sont calculées l'amplitude ϕ du flux et la position angulaire θ_{fi} .
 deux exemples de commande directe figures (II-22a et II-22b) sont présentés:

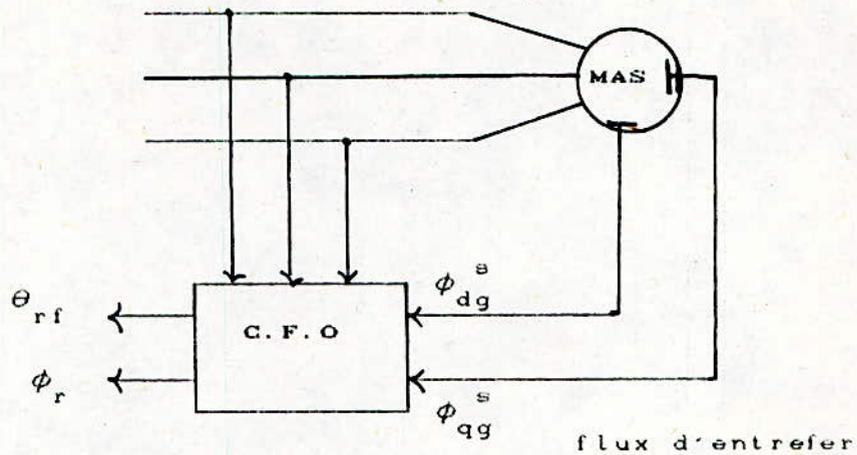


FIG II-22a: Détermination de θ_{rf} à l'aide de sondes

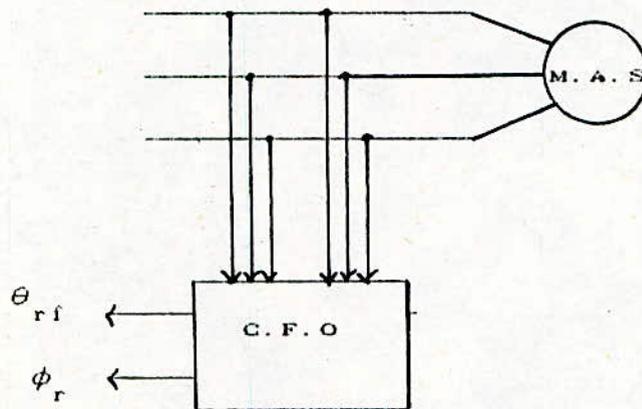


FIG II-22b: Détermination de θ_{rf} à l'aide de tensions
et courants

FIG II-22: Méthodes de détermination de (θ_{rf}, ϕ)

La mesure des composantes $(\phi_{dg}^s, \phi_{qg}^s)$ du flux d'entrefer est obtenue soit par des sondes à effet Hall soit par des bobines de flux figure (II-22a). Ces composantes peuvent être également évaluées à partir des signaux de tensions et de courant statorique figure (II-22b).

Comme nous l'avons montré précédemment le flux rotorique est utilisé plutôt que le flux d'entrefer.

Il est possible de reconstruire le flux rotorique à partir des flux d'entrefer à l'aide des courants statoriques en introduisant une correction due aux flux de fuite rotorique dans le référentiel stationnaire figure (II-23).

$$\phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds}$$

$$\phi_{dg} = L_m (I_{ds} + I_{dr})$$

$$\phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs}$$

$$\phi_{qg} = L_m (I_{qs} + I_{qr})$$

d'où

$$\phi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \phi_{dg} - L_{lr} I_{ds}$$

$$\phi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \phi_{qg} - L_{lr} I_{qs}$$

avec $L_{lr} = L_r - L_m$: inductance de fuite du rotor.

Ainsi il est déduit l'amplitude ϕ_r et l'angle de charge θ_{rf} par :

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \quad \text{et} \quad \theta_{rf} = \text{Arctg} \frac{\phi_{qr}}{\phi_{dr}}$$

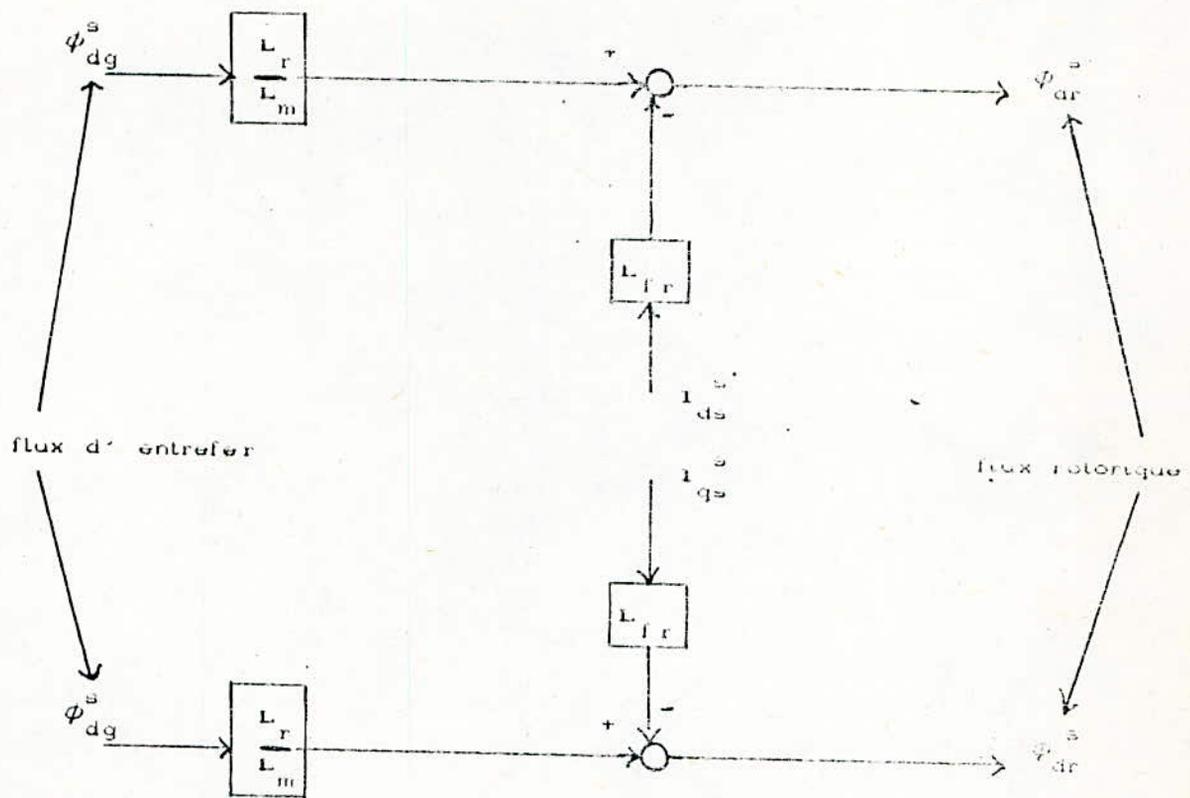


FIG II-23 : Synthèse des flux rotorique

La reconstitution du flux à partir des courants et des tensions statoriques est déduite des équations :

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s I_{ds}$$

$$\frac{d\phi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s I_{qs}$$

$$\phi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\phi_{ds} - L_s I_{ds})$$

$$\phi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} (\phi_{qs} - L_s I_{qs})$$

La première commande directe illustrée à la figure (II-22a) a l'avantage par rapport à la deuxième de ne dépendre que des deux

paramètres rotoriques de la machine :

- l'inductance de fuite rotorique L_{lr} , grandeur indépendante de la température et de l'amplitude du flux d'une part et de $\frac{L_r}{L_m}$ qui dépend de la saturation d'autre part.

Par contre ; pour la seconde méthode figure (II-22b) la compensation de la chute ohmique statorique au voisinage de la vitesse nulle est très difficile à réaliser, de même pour R_s qui varie avec la température et l'effet de peau d'une part et de L_s et $\frac{L_r}{L_m}$ affectées par la saturation d'autre part [35], [44].

Pour les basses vitesses, le flux rotorique peut être reconstruit avec plus d'exactitude à partir des signaux vitesse et courant statorique.

Les équations dans un référentiel lié au stator s'écrivent comme suit :

$$T_e \frac{d\vec{\phi}_{dr}}{dt} + \vec{\phi}_{dr} = L_m \vec{i}_{ds} + T_r \omega_r \vec{\phi}_{qr}$$

$$T_r \frac{d\vec{\phi}_{qr}}{dt} + \vec{\phi}_{qr} = L_m \vec{i}_{qs} - T_r \omega_r \vec{\phi}_{dr}$$

La figure (II-24) montre alors le bloc diagramme pour l'estimation du flux rotorique et des vecteurs unitaires [35].

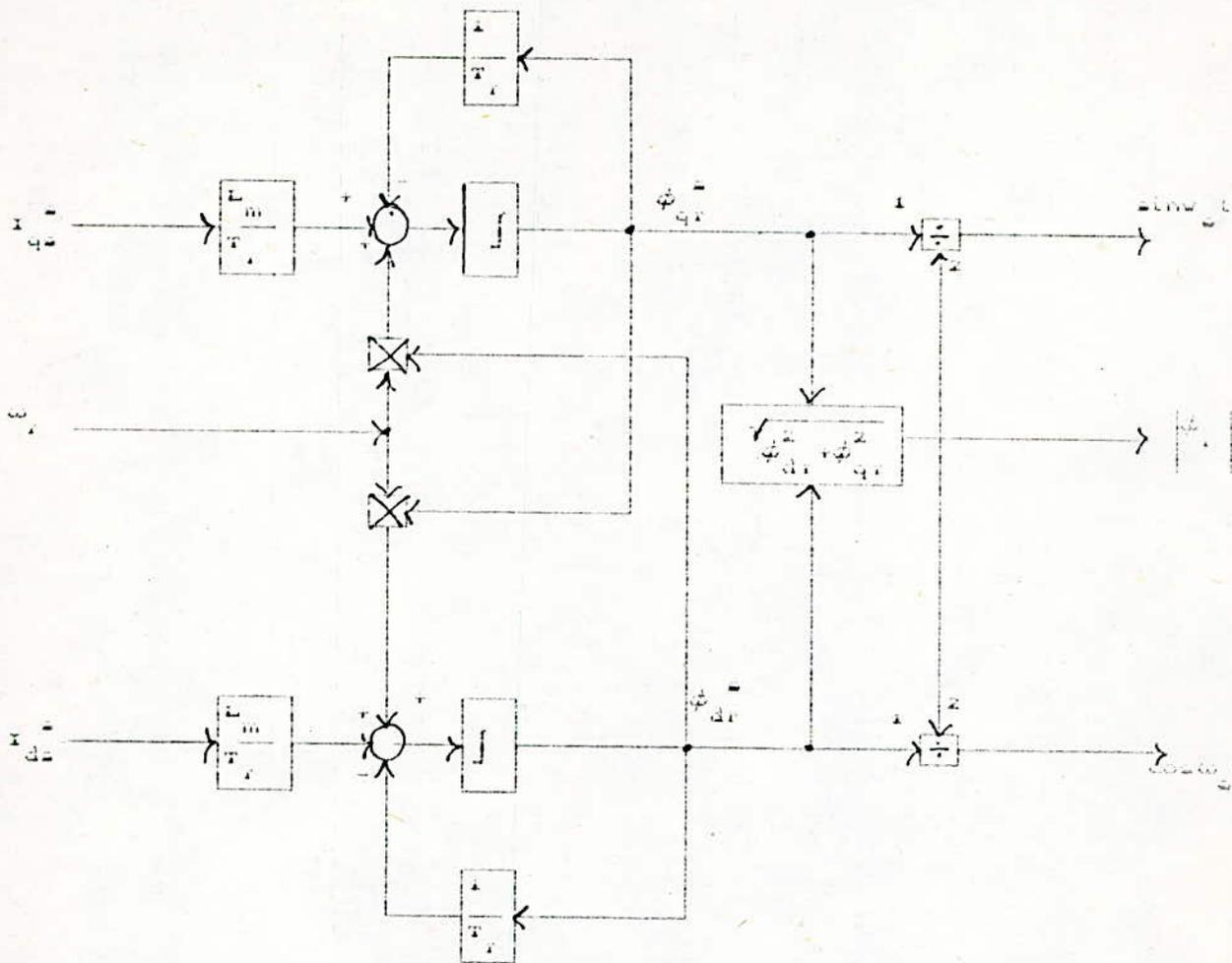


FIG II-24 : Estimation du flux rotorique

Cette méthode est valable sur toute la plage de vitesses , cependant comme elle fait intervenir les paramètres de la machine , ceux-ci introduisent des erreurs d'estimation sur le flux par leurs propres variations.

II-5-3 Méthode indirecte du flux orienté

Pour cette méthode , la détermination de la position du flux est prise comme la somme de la position de l'axe fixé au rotor par rapport à l'axe fixé au stator et de la position du flux par

rapport à l'axe fixe au rotor qui dépend de ω_{sl} laquelle est donnée par :

$$\omega_{sl} = \frac{L_{in} I_{qs}}{T_r \phi_{dr}}$$

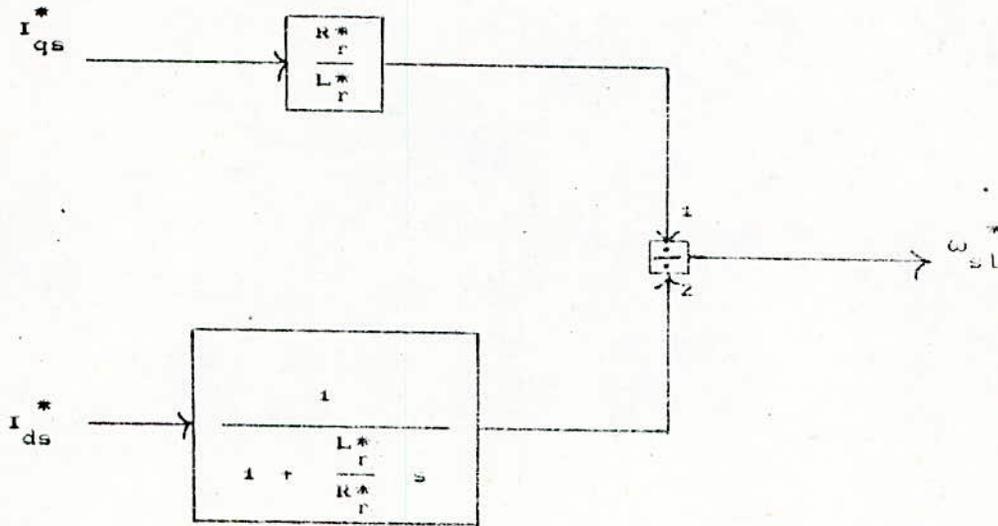
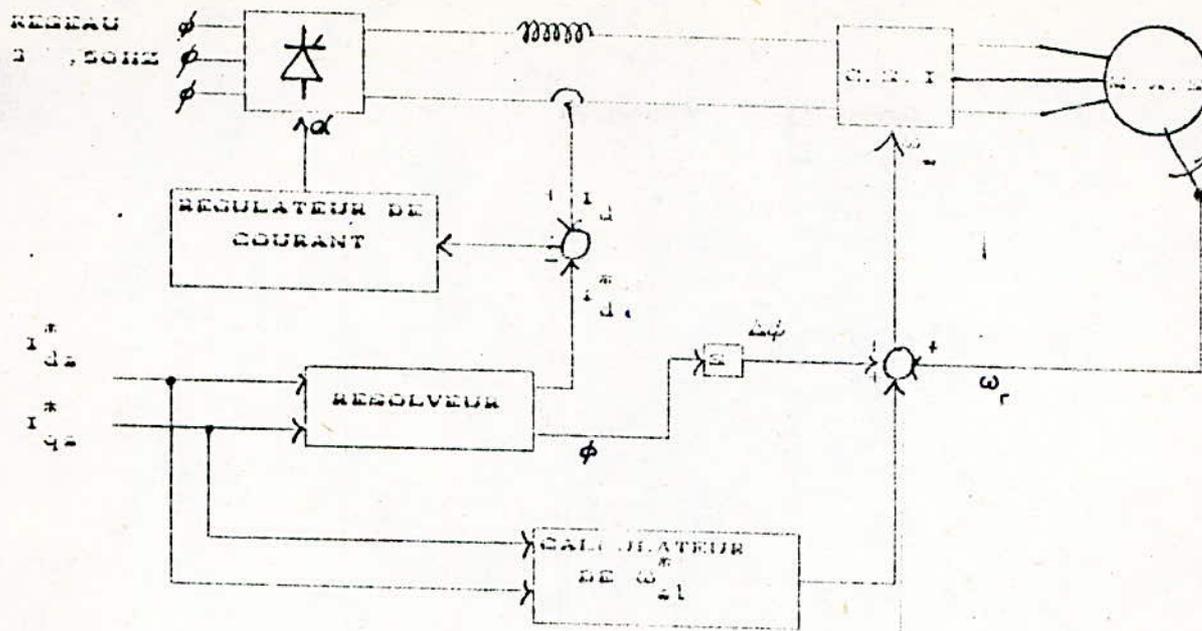


FIG II-25: Bloc diagramme du calculateur de la fréquence de glissement pour la commande indirecte

Il apparait du bloc-diagramme figure (II-25) que la fréquence de glissement ω_{sl} est tributaire des paramètres (R_r^*, L_r^*) . Ainsi la variations de ces paramètres introduit des erreurs sur l'évolution de ω_{sl} .

La structure fondamentale du système utilisant la commande indirecte est représentée à la figure (II-26).



FIC II-26: Bloc-diagramme montrant un type de commande indirecte.

Les courants i_{q^*} et i_{d^*} sont utilisés pour la génération de la fréquence de glissement par l'intermédiaire du calculateur.

Les courants de commande sont transformés par l'intermédiaire d'un résolveur en amplitude et phase du courant statorique.

L'amplitude du courant i_{d^*} est comparée à la valeur actuelle par l'intermédiaire d'un régulateur de courant dont la sortie est appliquée à la commande des gachettes des thyristors du redresseur alors que la phase est appliquée à l'entrée d'un circuit RC afin d'avoir à la sortie de ce dernier la variation $\Delta\phi$ qui sera ajoutée à ω_{-1} et ω_r afin d'avoir la pulsation ω_* qu'on applique à l'entrée du CSI dans le but de commander les impulsions de gachettes des ses thyristors.

Avec la méthode indirecte de la commande vectorielle, le système d'entraînement peut fonctionner dans les 4 quadrants comme dans la méthode directe, et la vitesse peut être contrôlée de

zéro jusqu'à la vitesse maximale , cependant le signal de la position rotorique doit être nécessairement connu .

II-7 CONCLUSION

Dans ce chapitre , nous avons présenté les 3 modes d'orientation (par rapport au flux statorique , d'entrefer ou rotorique) ainsi que les deux méthodes employées dans la commande vectorielle des M.A.S . Dans la méthode directe, la mesure du flux est délicate et son estimation par des capteurs électriques (tensions , courants) est plus commode , mais la distorsion des signaux pose de sérieux problèmes .

Par contre , dans la méthode indirecte , l'effet de la variation de la constante de temps rotorique avec la température , la saturation et la fréquence influent directement sur le découplage des variables flux et couple .

CHAPITRE III

INDICATION DE LA COMMANDE

DES TITRES DÉPOSÉS DE LA MANÈRE

SUITE DE LA COMMANDE

Chapitre III

Implantation de la commande par flux orienté

III-1 INTRODUCTION

Dans ce troisième chapitre, nous proposons deux méthodes de contrôle de la vitesse par orientation du flux.

La première commande est une commande indirecte sans réglage du flux, par contre la seconde est avec réglage du flux.

Ces deux commandes sont appliquées pour:

- L'orientation du flux rotorique,
- l'orientation du flux statorique.

III-2 MODELISATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR- ONDULEUR DE COURANT -MACHINE ASYNCHRONE COMMANDEE PAR FLUX ORIENTE ROTORIQUE

Deux conditions doivent être satisfaites à tout instant afin d'appliquer pleinement la commande par orientation du flux.

-Le vecteur flux rotorique doit être positionner sur l'axe "d^e". Cette condition suppose que la position de cet axe "d^e" doit être identifiée exactement durant le fonctionnement.

Cette position est définie par la relation suivante :

$$\theta_e = \int \omega_e . dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \omega_{sl} . dt + \theta_r$$

La pulsation de glissement ω_{sl} est calculée à partir de

l'équation (II-4).

Le flux ϕ_r doit être maintenu constant et égal à sa valeur nominale .

De l'équation (II-4) , il apparaît qu'en régime permanent le couple développé varie linéairement avec i_{qs} , lorsque l'angle de charge θ_T est ajusté.

Ce dernier est donné par :

$$\theta_T = \text{Arctg} \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)$$

Tandis que l'angle d'espace " δ " entre le courant de phase i_d et l'axe "as" est donné par :

$$\delta = \theta_e + \theta_T = \theta_r + \theta_T + \int \omega_{sl} \cdot dt$$

La régulation intervient sur le convertisseur par les deux grandeurs de commande :

- La commande i_{dc} agit sur l'amplitude du courant i_d ,
- La commande ω_e agit sur la fréquence des ondes de courant.

Nous proposons deux type de régulation de vitesse , la première avec réglage du flux et la seconde sans réglage du flux.

III-2-1 COMMANDE VECTORIELLE SANS REGULATION DU FLUX ROTORIQUE

Le schéma de commande est donné à la figure(III-1):

A la commande en boucle ouverte on a adjoint un régulateur de vitesse de type PI.

Le calculateur du flux et de la vitesse est en réalité un observateur de ces mêmes grandeurs.

La reconstitution de la vitesse et du flux est obtenue à partir des équations suivantes :

$$i_{d\#} = i_d$$

$$i_{q\#} = \frac{k}{\gamma \Omega} (i_c - i_b)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{d\#} \\ \psi_{q\#} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{d\#} \\ \psi_{q\#} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\#} \\ i_{q\#} \end{bmatrix}$$

$$T_e = \frac{3 p L_m}{2 L_r} (\psi_{d\#} i_{q\#} - \psi_{q\#} i_{d\#})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f \Omega$$

La valeur de la vitesse estimée sert de contre-réaction pour le régulateur de vitesse dont la sortie est le couple de commande $\tau_c^\#$ lequel divisé par le flux rotorique produit le courant $i_{q\#}^\#$.

De la vitesse nulle à celle nominale le flux est maintenu constant et le moteur peut fonctionner à " couple constant " .

Pour des vitesses supérieures à celle nominale , le flux doit être affaibli et le moteur fonctionne à " puissance constante " .

Ceci est obtenu par " le bloc de defluxage " definit par la non-linéarité :

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_{r0} & ; \text{ si } \Omega_r \leq \Omega_{r0} \\ \frac{\phi_{r0} \cdot \Omega_r}{\Omega_{r0}} & ; \text{ si } \Omega_r > \Omega_{r0} \end{cases}$$

ϕ_{r0} : valeur nominale du flux rotorique .

Les courants i_{ds}^* et i_{qs}^* sont ensuite converties par la transformation (champ tournant - champ statorique), en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \end{bmatrix}$$

Le courant de commande statorique i_d^* , sert alors de référence pour la boucle de régulation de la source de courant constituée d'un pont de graëtz triphasé à thyristors et d'une self en série .

III-2-1-1 CALCUL DU REGULATEUR DE VITESSE

Pour le calcul des paramètres des différents régulateurs PI mis en oeuvre dans la commande par orientation du flux , nous utilisons une méthode analytique.

III-2-1-1-1 Régulateur de vitesse

Dans le cas du modèle I de la M.A.S alimentée en courant, les courants (i_{ds} , i_{qs}) et le glissement de vitesse (ω_{sl}) sont considérés comme variables de commande. La composante directe du courant est maintenue constante, alors que celle en quadrature est un signal en échelon. Les équations régissant ce modèle sont :

$$I_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \quad (\text{constant})$$

$$I_{qs}^* = u \quad (\text{échelon})$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \phi_r^*} = \frac{L_m u}{T_r \phi_r^*}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = \phi_r^* + \frac{L_m}{\phi_r^*} u \phi_{qr} \\ T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = L_m u - \frac{L_m}{\phi_r^*} u \phi_{qr} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = T_e - T_l \\ T_e = \frac{3PL_m}{2L_r} (u \phi_{dr} - \frac{\phi_r^*}{L_m} \phi_{qr}) \end{array} \right.$$

En dérivant ce système d'équation et après traitement de ses équations on aboutit à :

$$T_r^2 \frac{d^2 \phi_{dr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2] \phi_{dr} = [1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2] \phi_r^*$$

$$T_r^2 \frac{d^2 \phi_{qr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2] \phi_{qr} = 0$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = T_e - T_l$$

$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_r} \left(u \phi_{dr} - \frac{\phi_r^*}{L_m} \phi_{qr} \right)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m u}{T_r \phi_r^*}$$

soit:

$$\Omega_r(s) = \left[\frac{3PL_m}{2L_r} \frac{[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2] \phi_r}{T_r^2 s^2 + 2T_r s + [1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2]} u(s) - T_l(s) \right] \left[\frac{1}{Js + f} \right]$$

Le schéma-bloc correspondant est donné à la figure (III-2):

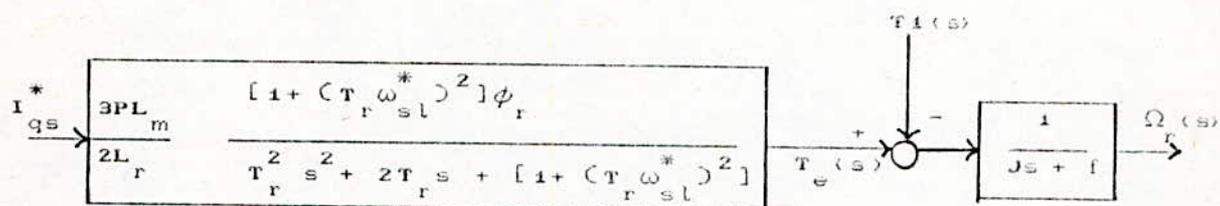


FIG III-2 : Schéma-bloc du système à régler.

L'adjonction d'un régulateur de type PI pour le réglage de la vitesse transforme le schéma-bloc de la boucle ouverte en celui illustré à la figure (III-3):

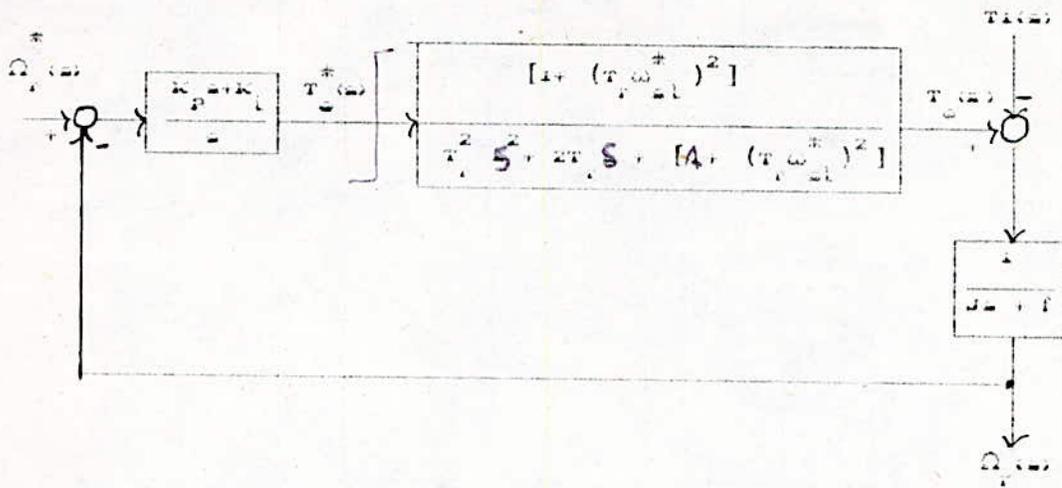


FIG III-3: Schéma-bloc de la régulation de vitesse

L'équation caractéristique du système ainsi obtenu est donnée par :

$$\phi(s) = J T_r^2 s^4 + \left(\frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left(\frac{2f}{T_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{nl}^{*2} \right) s^2 + \frac{(k_p + k_i) [1 + (T_r \omega_{nl}^*)^2]}{J T_r^2} s + \frac{k_i [1 + (T_r \omega_{nl}^*)^2]}{J T_r^2}$$

La condition pour laquelle ce système ait une réponse optimale relative se résume à [48]:

$$\frac{(k_p + k_i) [1 + (T_r \omega_{nl}^*)^2]}{J T_r^2} = \left(\frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_G^2$$

$$\frac{k_i [1 + (T_r \omega_{nl}^*)^2]}{J T_r^2} = \omega_G^4$$

D'où

$$\omega_o = \sqrt{\omega_{sl}^{*2} + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left[\frac{L_m I_{qs}^* (MAX)}{T_r \phi_r^*} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}}$$

Les paramètres du régulateur de vitesse sont donnés par :

$$K_p = \frac{2J}{T_r}$$

$$K_v = J\omega_o^2 = \frac{J}{T_r^2} \left[1 + \left[\frac{I_{qs}^* (MAX)}{I_{ds}^*} \right]^2 \right]$$

III-2-2 Simulation numérique

Les résultats de simulation sont donnés à la figure (III-4). La dynamique de cette commande avec orientation du flux rotorique est observée pour deux essais typiques:

-Le premier essai concerne le démarrage de la M.A.S sous un couple résistant de 1Nm pour une vitesse de consigne de 1000 trs/min figure (III-4a).

-Le second essai montre le démarrage avec un couple résistant T1 de 1Nm de la machine pour une consigne de 1000 trs/min puis application brusque d'un couple résistant de 10 Nm figure (III-4b) pendant 2s ,suivi d'une autre perturbation de 5Nm.

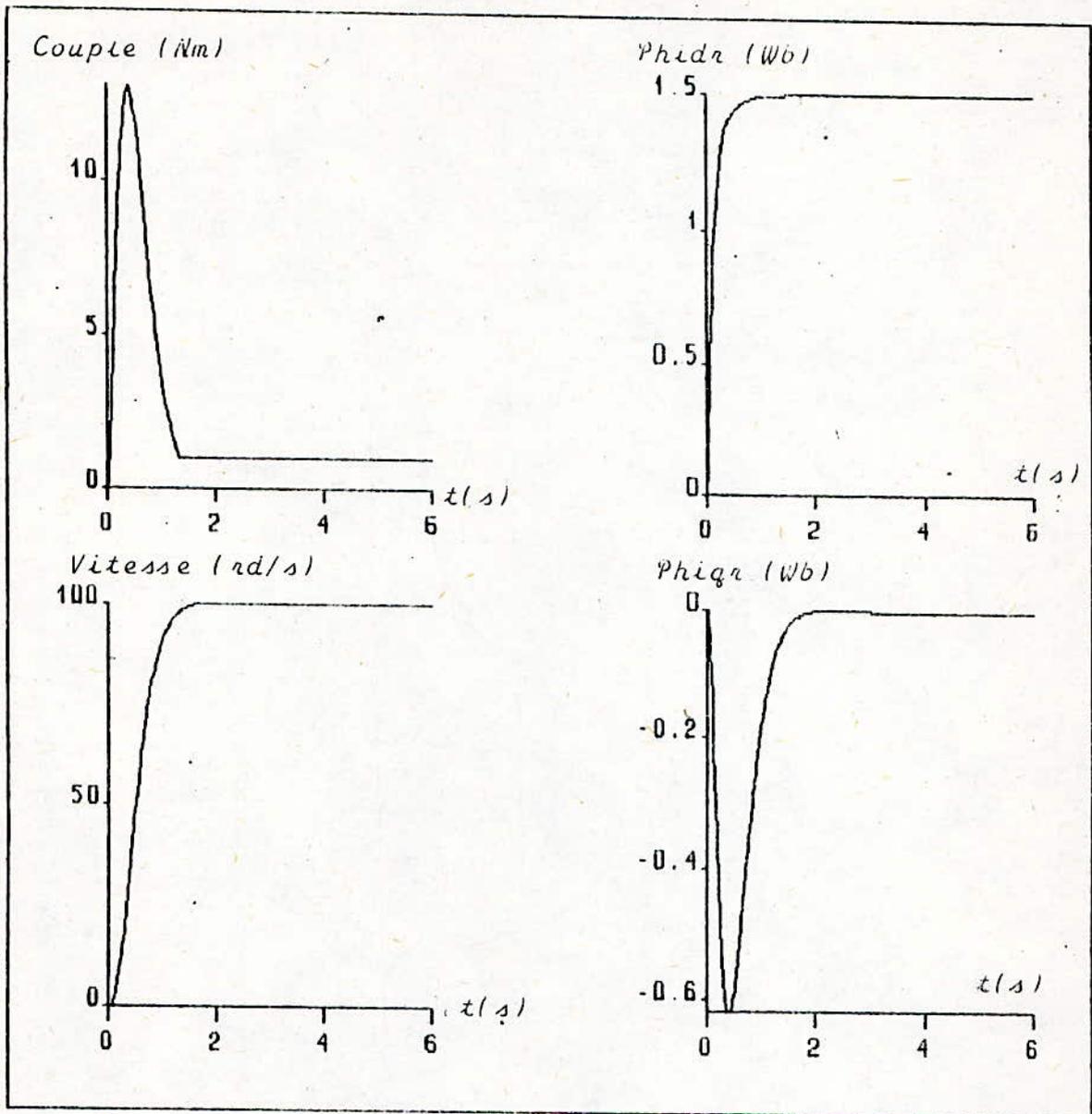


FIG III-4a: Résultats de simulation de la commande de vitesse pour le démarrage avec un couple résistant T_l de 1Nm (sans réglage du flux rotorique).

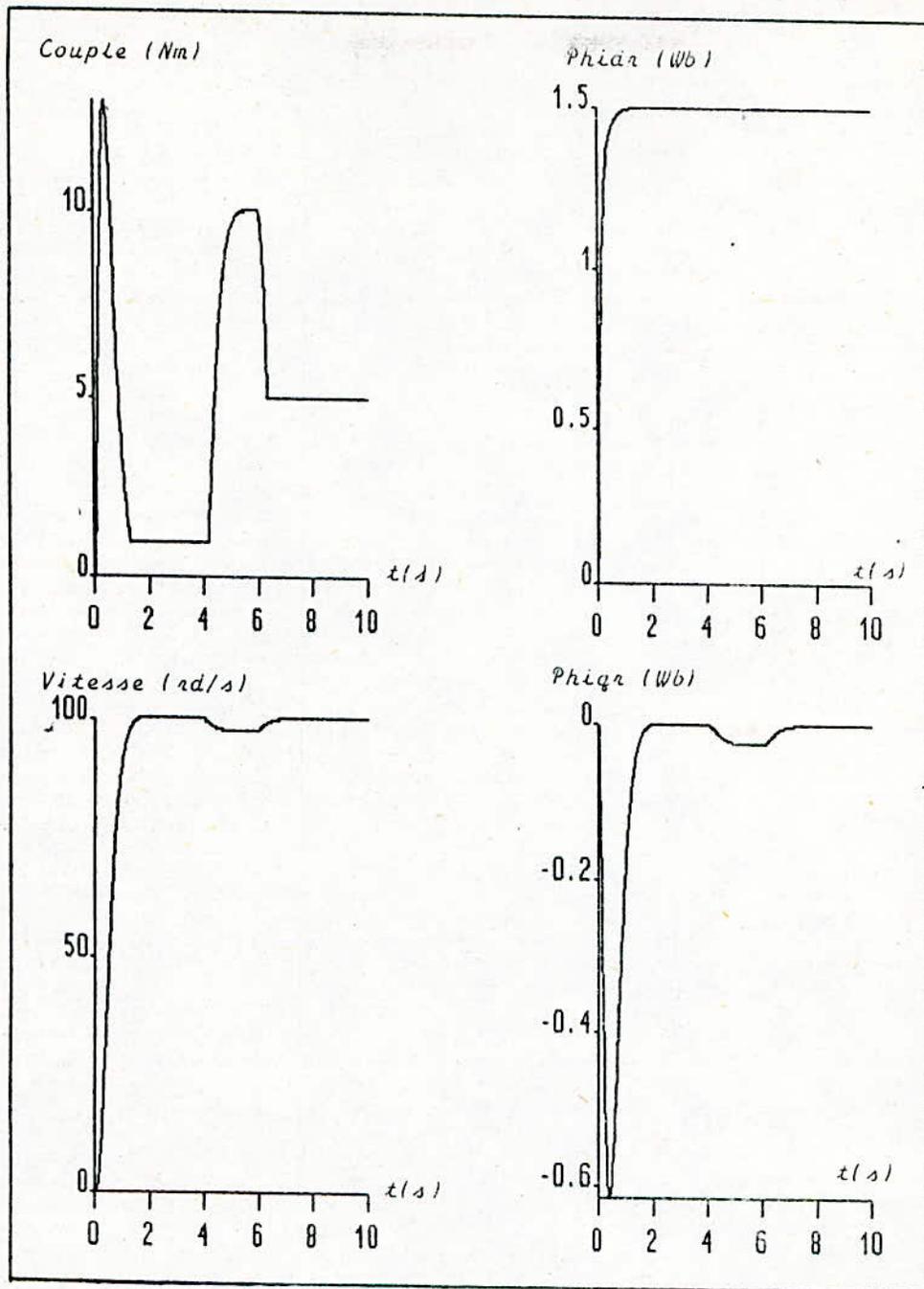


FIG III-4b: Résultats de simulation de la commande de vitesse pour le démarrage avec une perturbation du couple résistant T_l (sans réglage du flux rotorique).

Lors de la période de démarrage, il y a une différence importante entre le couple de référence τ_e^* et le couple électromagnétique de la machine τ_e à cause de l'initialisation du flux.

Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants:

-Temps de réponse assez faible.

-Pas de dépassement .

-L'orientation du flux est mise en évidence par les réponses des flux rotoriques .

Les composantes en quadrature ϕ_{qr} sont maintenues à zéro , en régime établi , quelques soit la perturbation appliquée au système (variation de la consigne et perturbation du couple de charge) , par contre la composante directe n'est pas maintenue à sa valeur de consigne de là la nécessité d'une régulation de cette grandeur.

III-3-1 COMMANDE VECTORIELLE AVEC REGLAGE DU FLUX ROTORIQUE

La structure de réglage figure (III-5) est pratiquement identique à la précédente seulement il est adjoint un régulateur de flux de type PI.

Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle fermée et la sortie du régulateur PI fournit le courant de référence i_{ds}^* .

III-3-1-1 Régulateur de flux

Le réglage du flux se fait par un régulateur de type PI. Le schéma-bloc correspondant est :

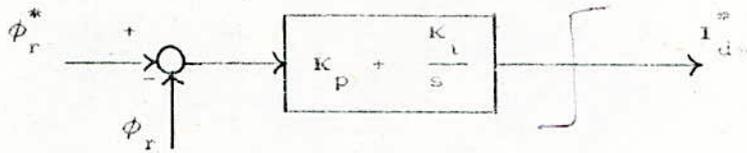


FIG III-6 : Schéma-bloc pour le réglage du flux.

Nous considérons la relation :

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m i_{ds}^*$$

Le schéma-bloc correspondant à cette structure est donné à la figure (III-7):

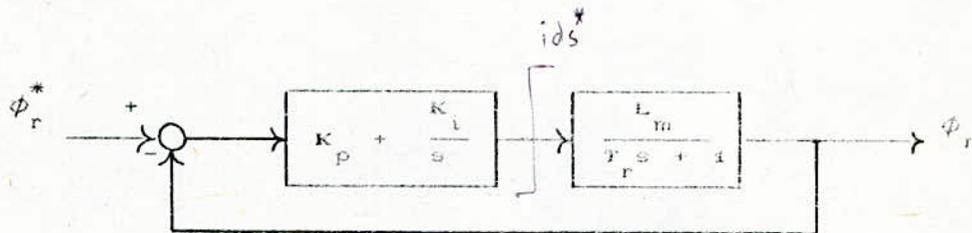


FIG III-7: Schéma-bloc pour la régulation de flux avec régulateur PI .

L'équation caractéristique du système est :

$$\phi(s) = s^2 + \frac{1 + L_m K_i}{T_r} s + \frac{L_m K_i}{T_r}$$

Pour que ce système ait une réponse optimale il faut que [4]

$$\frac{1 + L_m K_p}{T_r} = 2\zeta \omega_0 = (1,4) \omega_0$$

$$\frac{L_m K_i}{T_r} = \omega_0^2$$

$$\omega_0 = \frac{1}{(0,7)T_r}$$

avec ω_0 la fréquence de coupure du système [48].

$$K_p = \frac{1}{L_m}$$

$$K_i = \frac{1}{(0,7)^2 T_r L_m}$$

III-3-2 Simulation numérique

D'après les résultats de simulation obtenus à la figure (III-8), nous remarquons que nous obtenons les mêmes résultats que pour la commande sans réglage du flux, sauf que dans ce cas la composante directe du flux rotorique est maintenue à sa valeur de consigne.

Pour le fonctionnement en mode défluxé figure(III-9), nous avons simulé un démarrage de 0 à 1800 trs/mn.

A partir des résultats obtenus nous pouvons donc conclure que le deuxième type de commande est préférable au précédent.

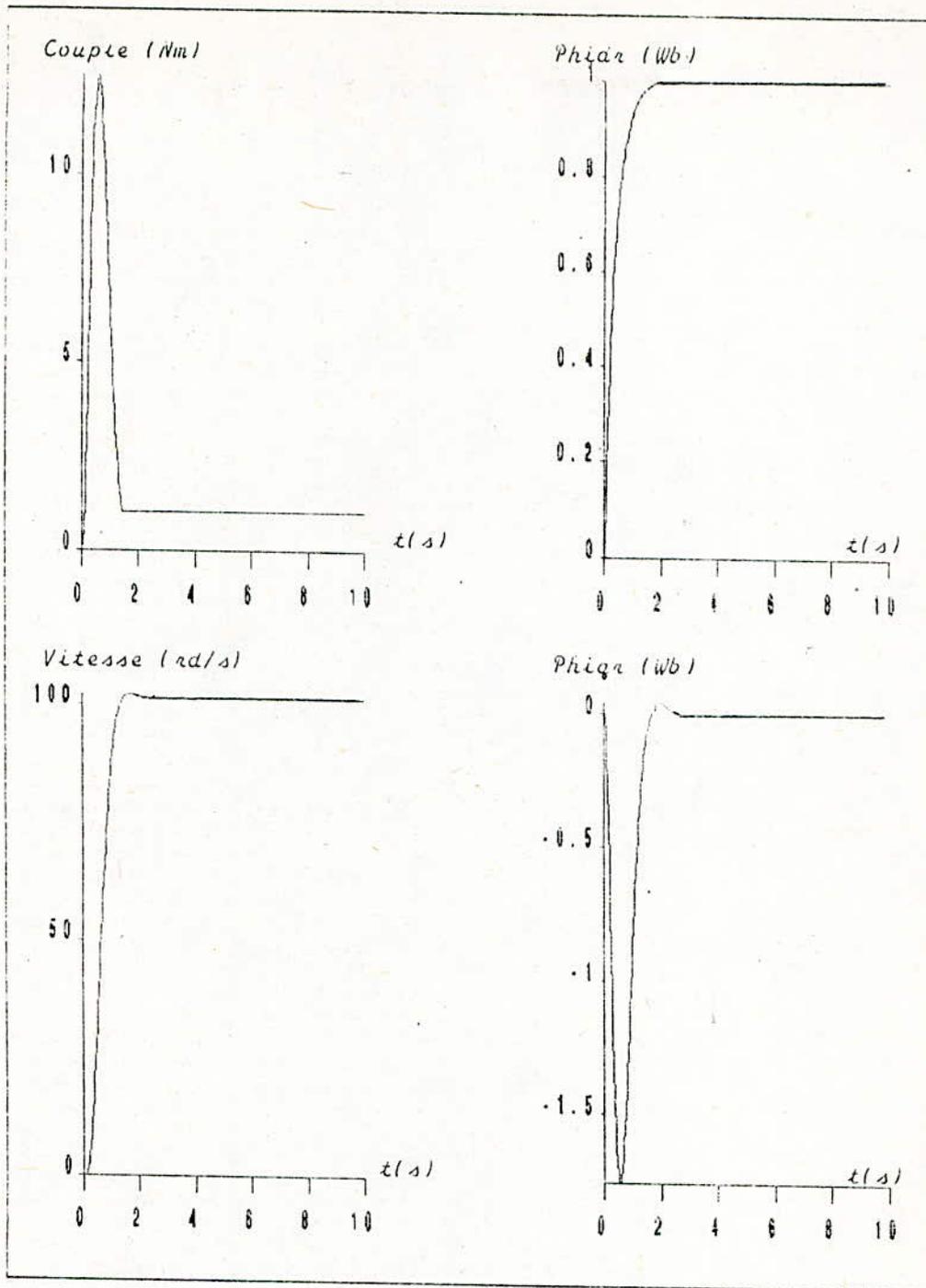


FIG III-8a: Résultats de simulation de la commande de vitesse avec un couple résistant T_l de 1Nm (avec réglage du flux rotorique).

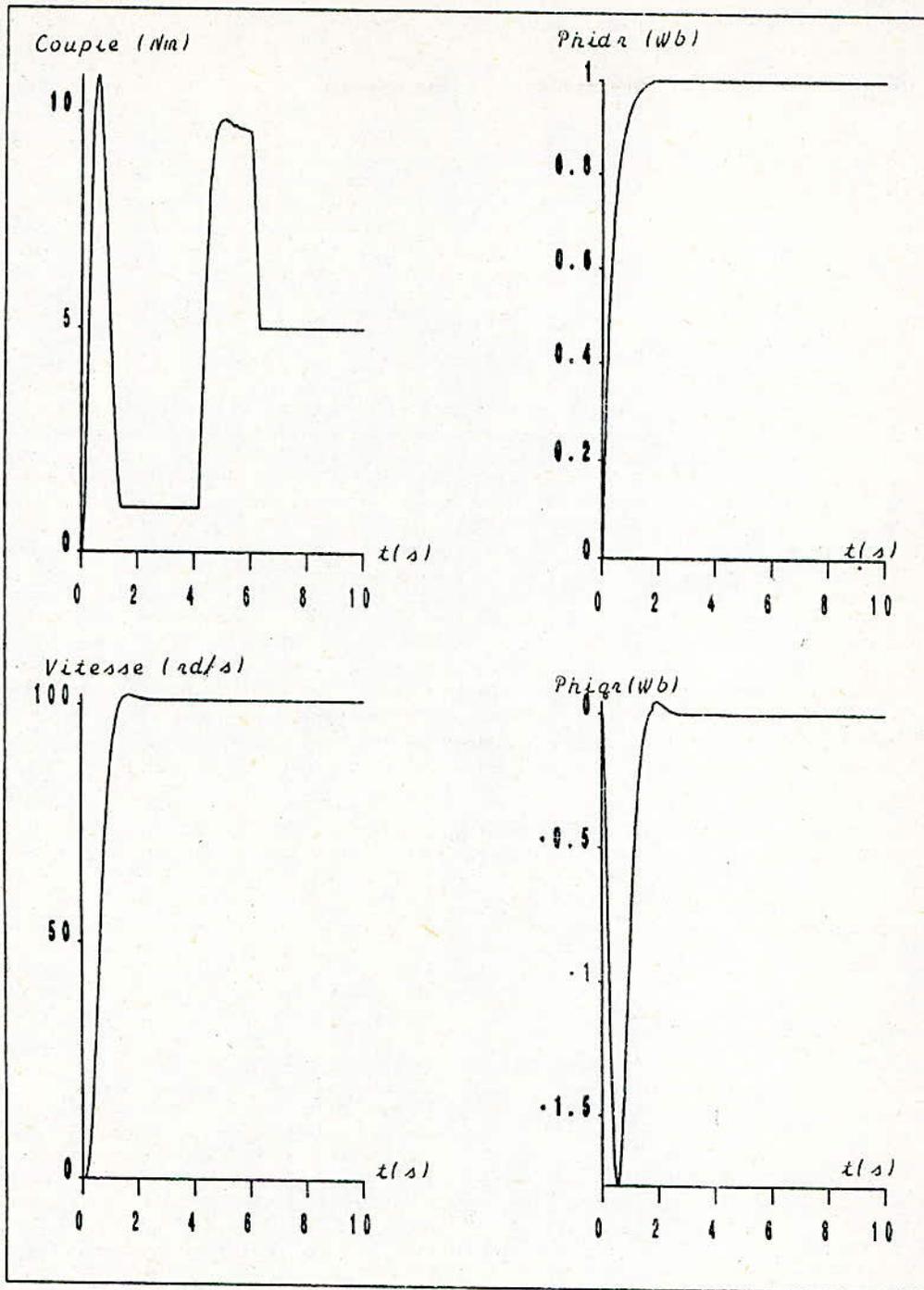


FIG III-8b: Résultats de simulation de la commande de vitesse pour le démarrage avec une perturbation du couple résistant T_l (avec réglage du flux rotorique).

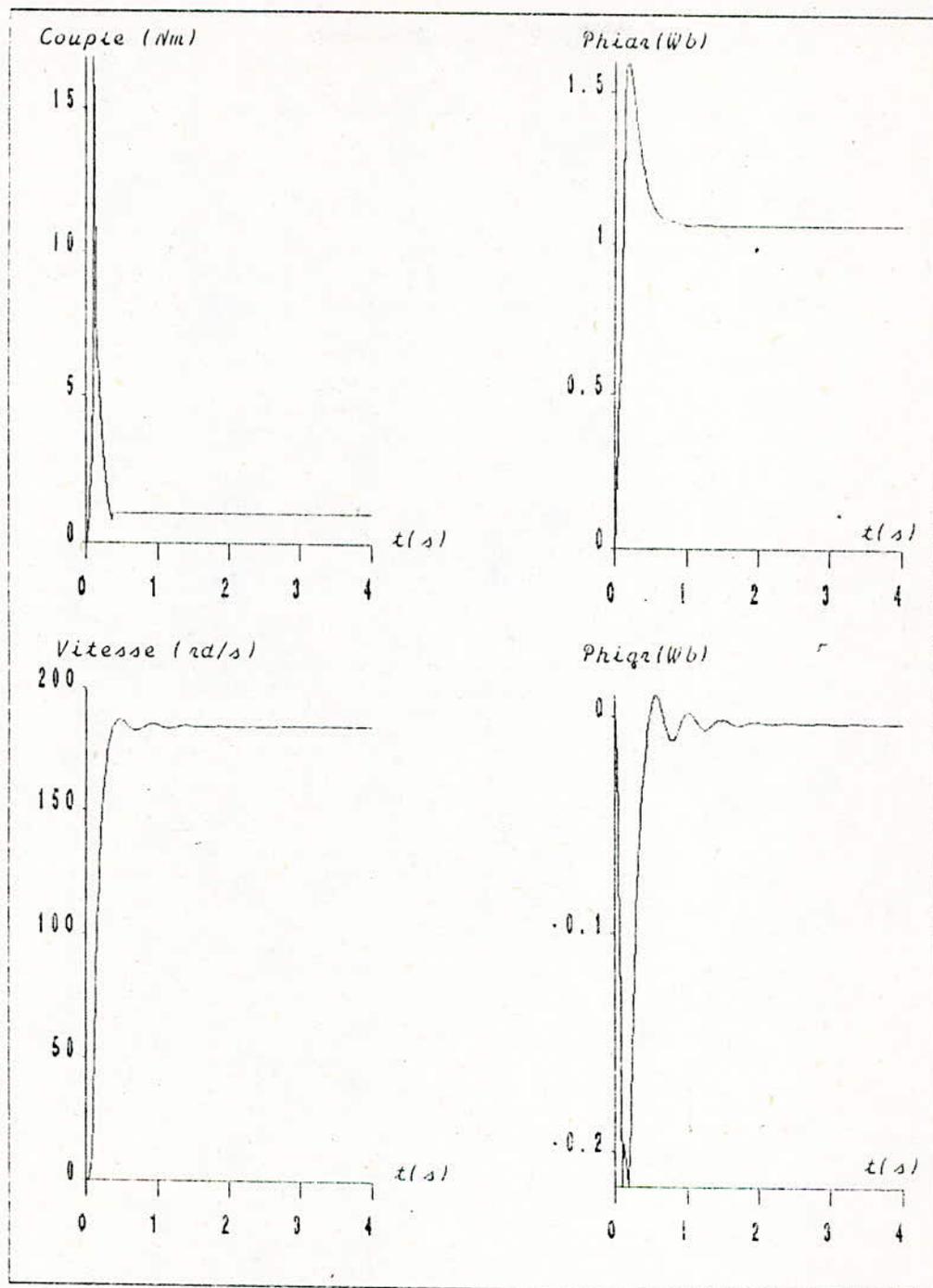


FIG III-9: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique en mode défluxe.

III-4 MODELISATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-ONDULEUR DE COURANT -MACHINE ASYNCHRONE COMMANDEE PAR FLUX ORIENTE STATORIQUE

Pour ce type de commande vectorielle , le principe de base ainsi que les diverses conditions énumérées dans le cas de l'orientation du flux rotorique avec ou sans réglage du flux restent valables , sauf que la pulsation de glissement dans ce cas est donnée par l'équation (II-5).

Comme pour le cas de l'orientation du flux rotorique , deux types de commande sont étudiés. Le premier sans réglage du flux statorique , le second avec réglage de celui-ci.

III-4-1 COMMANDE VECTORIELLE SANS REGLAGE DU FLUX STATORIQUE

Le schéma de commande est donné à la figure (III-10).

Le flux est imposé par le " bloc de defluxage " qui utilise les équations suivantes:

$$\phi_s = \begin{cases} \phi_{s0} & ; \text{ si } \Omega_r \leq \Omega_{r0} \\ \frac{\phi_{s0} \cdot \Omega_{r0}}{\Omega_r} & ; \text{ si } \Omega_r \geq \Omega_{r0} \end{cases}$$

ϕ_{s0} : valeur nominale du flux statorique .

L'observateur du flux et de la vitesse est décrit par les équations :

$$I_{ds}^s = I_a$$

$$I_{qs}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} (I_c - I_b)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{L_s}{T_r} & \sigma L_s \omega_r \\ -\sigma L_s \omega_r & \frac{L_s}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \Omega_r$$

Les autres grandeurs restent similaires à celles données lors de l'étude de la commande par orientation du flux rotorique .

Les résultats de simulation sont donnés à la figure (III-11).

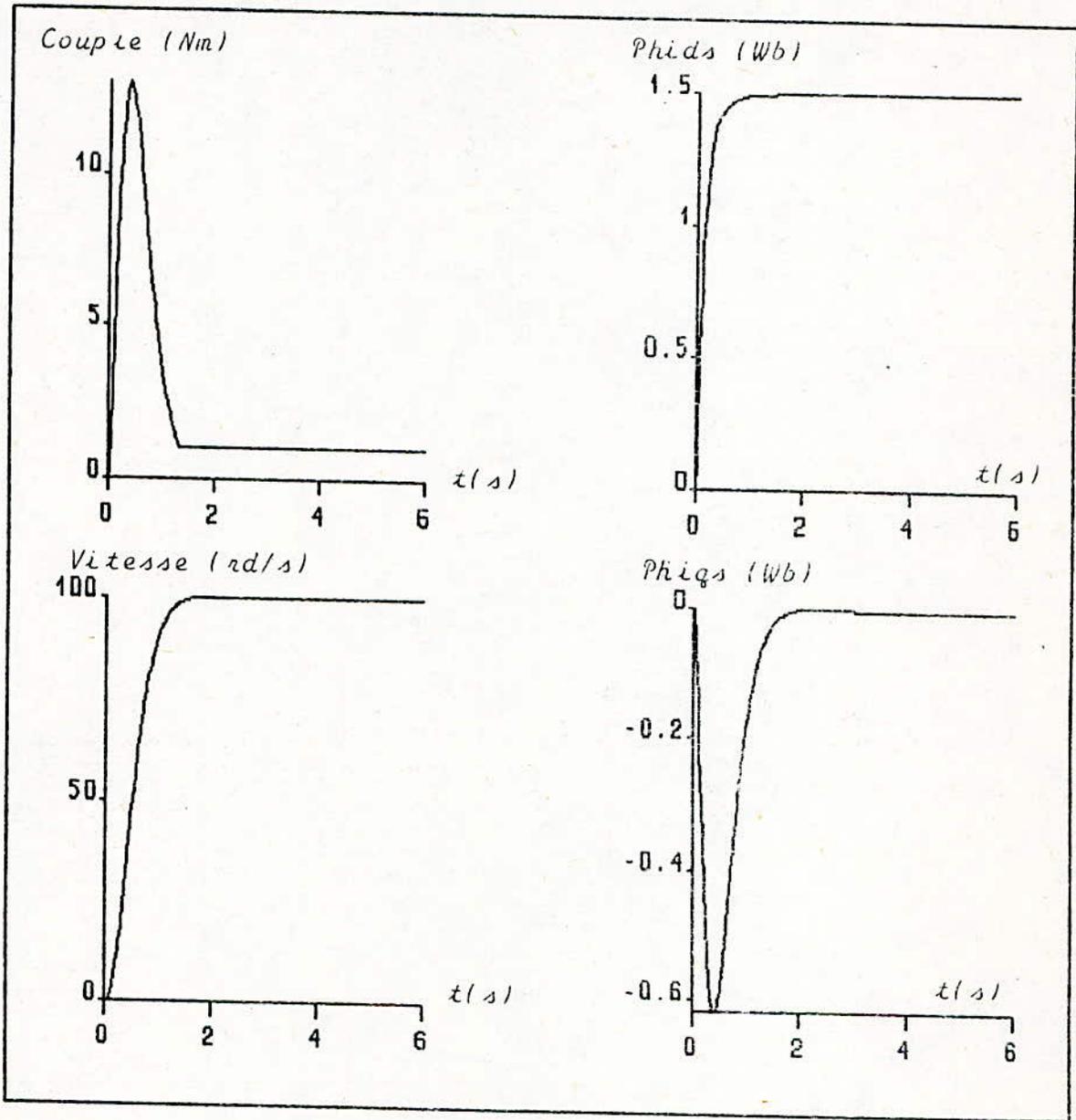


FIG III-11a: Résultats de simulation de la commande de vitesse avec un couple résistant T_l de 1Nm (sans réglage du flux statorique).

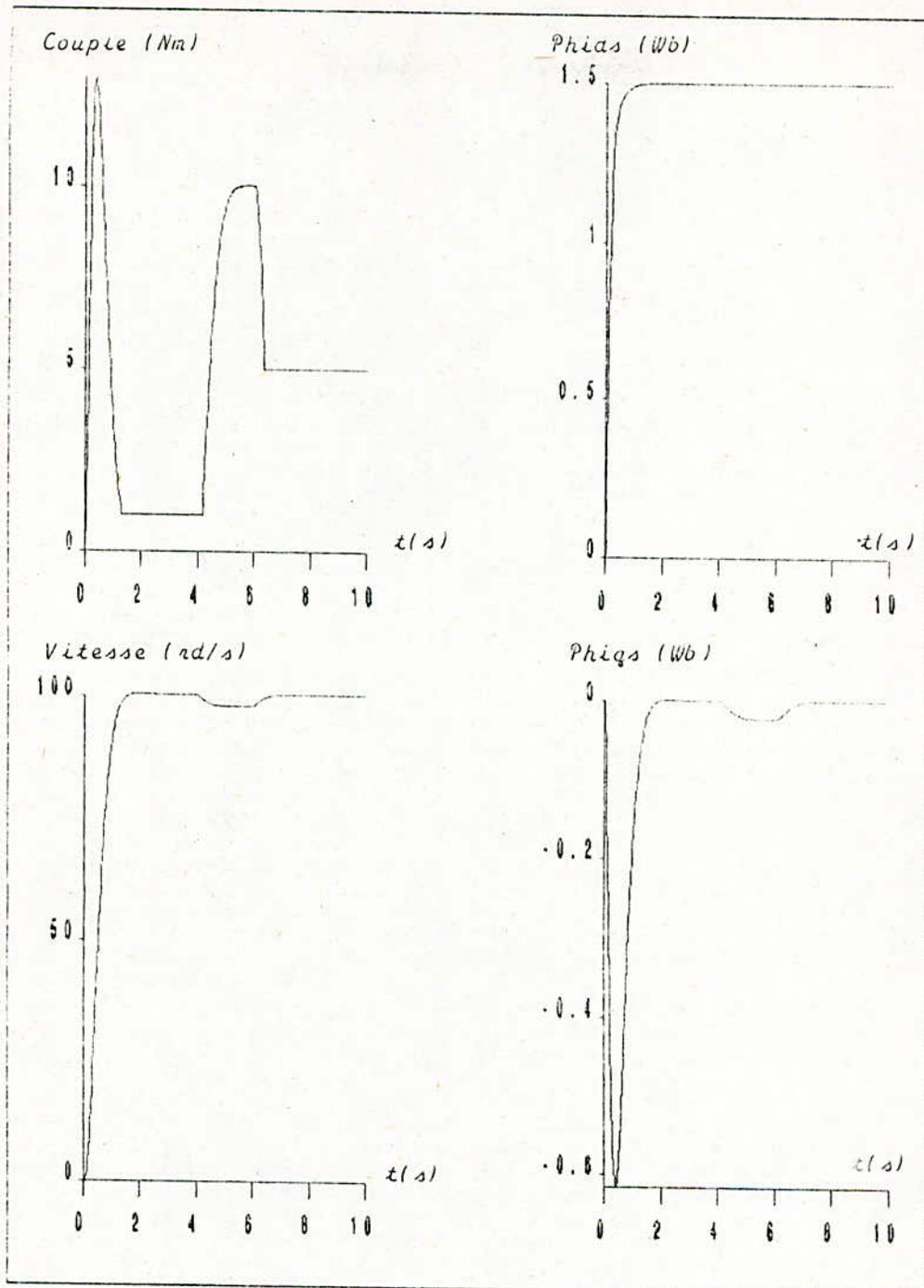


FIG III-11b: Résultats de simulation de la commande de vitesse pour le démarrage avec une perturbation du couple résistant T_l (sans réglage du flux statorique).

Nous remarquons que ces résultats sont identiques à, ceux obtenus pour l'orientation du flux rotorique sans réglage de cette grandeur.

III-4-2 COMMANDE VECTORIELLE AVEC REGLAGE DU FLUX
STATORIQUE

Le schéma de commande est représenté à la figure (III-12).

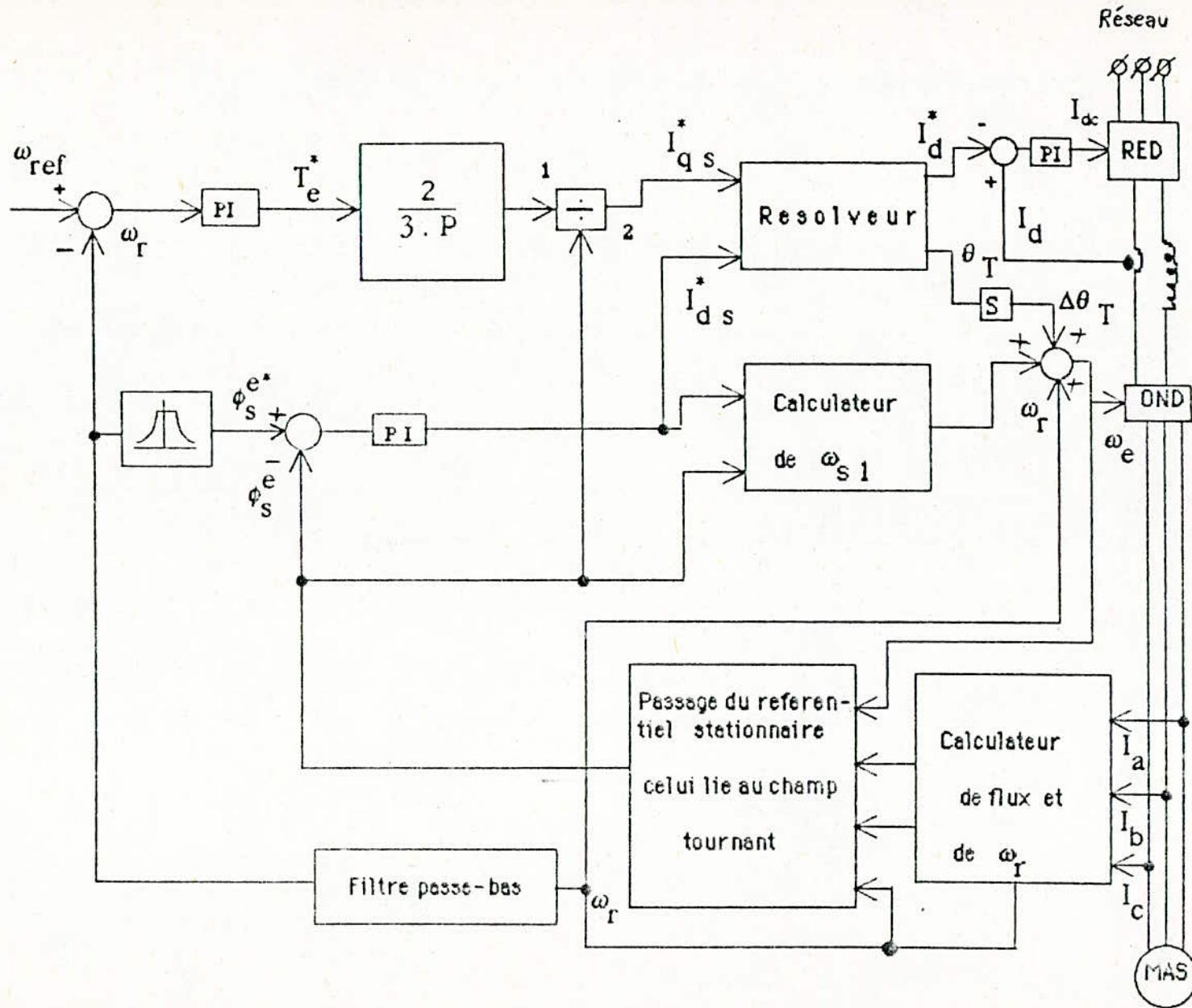


Fig III.12. Schema de la commande vectorielle avec réglage du flux statorique

La structure de réglage est similaire à la précédente, sauf que le flux est réglé à l'aide d'un régulateur de type PI, lequel fournit le courant de référence i_{ds}^* .

La simulation numérique figure (III-13) montre que les résultats obtenus sont identiques à ceux obtenus pour l'étude de la commande par orientation du flux rotorique.

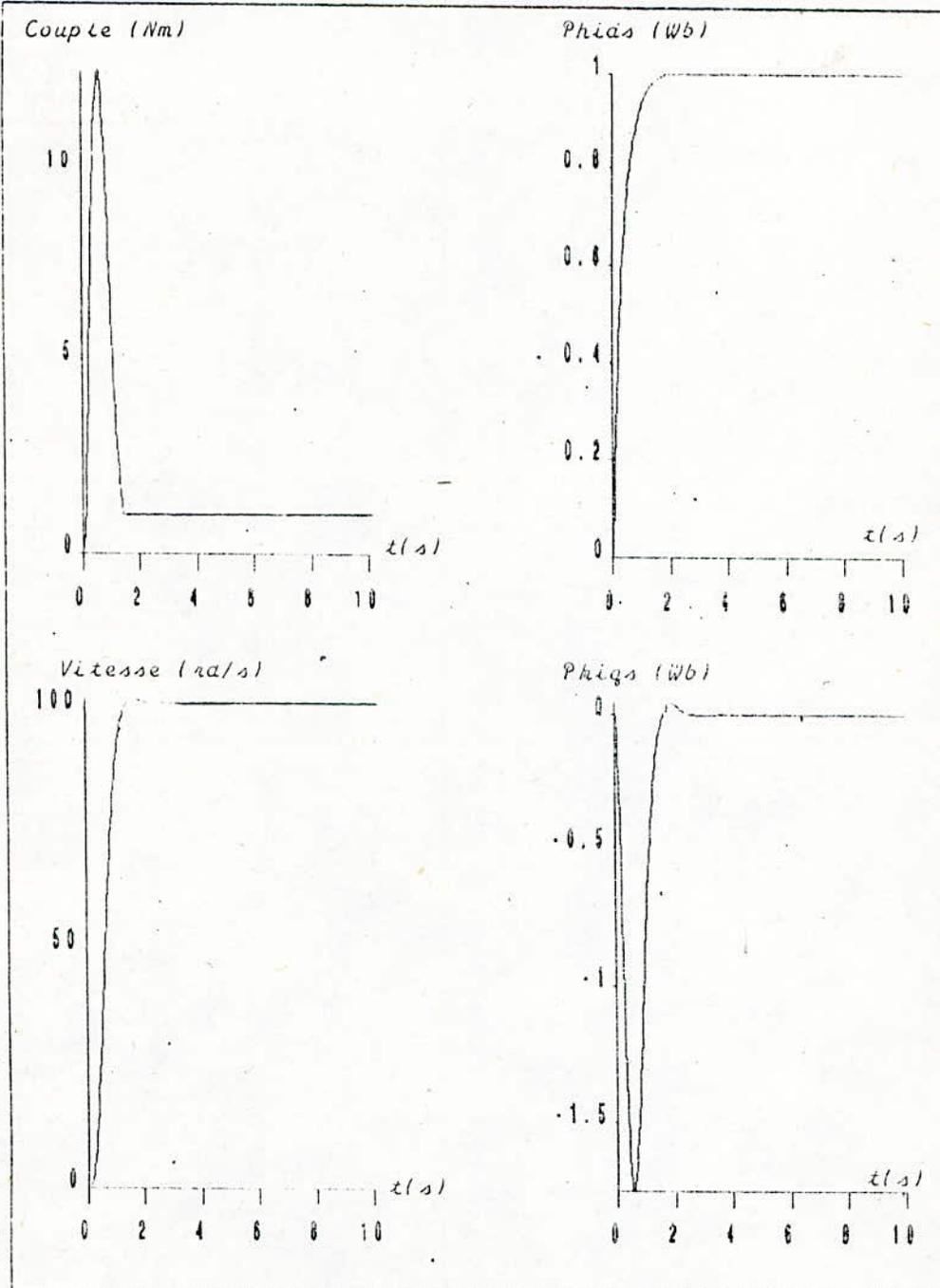


FIG III-13a: Résultats de simulation de la commande de vitesse avec un couple résistant T_l de 1Nm (avec réglage du flux statorique).

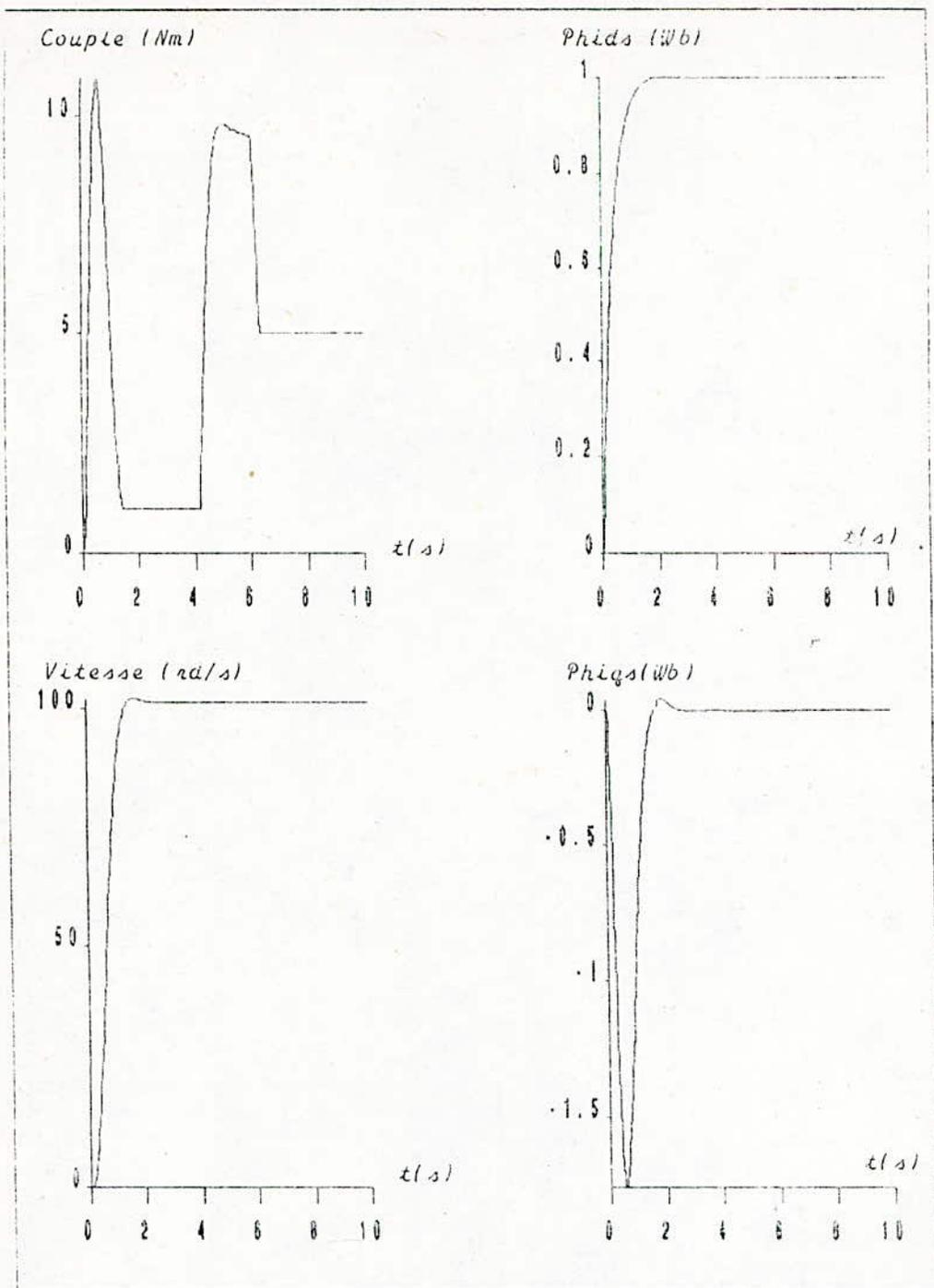


FIG III-13b: Résultats de simulation de la commande de vitesse pour le démarrage avec une perturbation du couple résistant T_l (avec réglage du flux statorique).

III-5 METHODE D'IMPLANTATION

Les schémas de commande présentés sont le résultat d'équations correspondant à des systèmes continus. Au niveau d'une commande numérique, il n'est pas possible d'implanter directement ces commandes sans avoir effectué de discrétisation préalable et pris garde aux différentes cadences d'échantillonnage. Dans les développements qui suivent, nous utilisons la technique de la transformée en Z pour faire la programmation des différents régulateurs.

Par contre, chaque régulateur est associé à une cadence d'échantillonnage qui concerne la chaîne de contre-réaction ou de réaction dans laquelle il est implanté. Il est bien évident que de façon classique, chaque échantillonneur est associé de manière implicite à un bloqueur d'ordre zéro et que tous les calculs relatifs aux variables discrétisées se font avec un nombre de chiffres significatifs adaptés aux besoins de chaque variable.

Nous donnons les différentes mise à l'échelle qui sont utilisées dans nos programmes de commande numérique en Annexe (A). [48]

III-5-1 COMMANDE NUMERIQUE PAR FLUX ORIENTE

En utilisant les résultats développés précédemment, les équations d'une commande vectorielle se réduisent à :

$$I_{qs}^* = \frac{2 L_r T_e^*}{3 P L_m \phi_r^*} \quad (\text{contrôle de couple})$$

$$I_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \left[\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} \right] \quad (\text{contrôle de flux})$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \phi_r^*} \quad (\text{contrôle des courants rotoriques})$$

La pulsation des courants statoriques est calculée par la

relation suivante :

$$\omega_s^* = \omega_{sl}^* + p \Omega_r^*$$

Nous notons au passage l'importance de l'estimation de la pulsation des courants rotoriques (ω_{sl}^*) et plus particulièrement de sa précision.

III-5-2 Algorithmes

III-5-2-1 Estimation de la vitesse Ω_r

La résolution de l'équation d'état du système REDRESSEUR-ONDULEUR-M.A.S après linéarisation, nous permet d'estimer la vitesse Ω_r ainsi que le flux rotorique à chaque instant "k" de la période d'échantillonnage.

III-5-2-2 équation d'état du système linéaire

La linéarisation des équations du modèle I de la M.A.S alimentée en courant autour d'un point de fonctionnement de coordonnées ($\Omega_{ro}, \phi_{dro}, \phi_{qro}, i_{ds0}, i_{qs0}$) est décrite par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta\phi_{dr} \\ \Delta\phi_{qr} \\ \Delta\Omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - p \Omega_{r0}) & -p \phi_{qr0} \\ -(\omega_s - p \Omega_{r0}) & -\frac{1}{T_r} & p \phi_{dr0} \\ \frac{3 P L_m}{2 J L_r} I_{qs0} & -\frac{3 P L_m}{2 J L_r} I_{ds0} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\phi_{dr} \\ \Delta\phi_{qr} \\ \Delta\Omega_r \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \\ -\frac{3 P L_m}{2 J L_r} \phi_{qr0} & \frac{3 P L_m}{2 J L_r} \phi_{dr0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{ds} \\ \Delta i_{qc} \end{bmatrix}$$

III-5-2-3 Filtrage de la vitesse

Nous ajoutons un filtre passe-bas numérique pour le filtrage de la vitesse .

Un filtre passe-bas analogique d'ordre 1 est représenté par la transmittance :

$$F(s) = \frac{1}{1 + T_0 s}$$

L'équation récurrente de la vitesse est:

$$\Omega_{rf}^*(k) = a \Omega_{rf}^*(k-1) + b \Omega_r^*(k-1)$$

III-5-2-4 Regulateur de vitesse

Le choix a priori du regulateur de vitesse à structure PI, nous permet d'avoir deux degrés de liberté dans la commande, avec pour objectif un temps de réponse minimal sans dépassement et une erreur statique nulle en régime permanent.

Le correcteur PI continu ainsi défini a la transmittance :

$$c(s) = K_{pi} + \frac{K_{ui}}{s} = \frac{T_e^*}{\varepsilon_1^*(s)}$$

Après discrétisation nous obtenons :

$$\varepsilon_1^*(k) = \Omega_{ref}^*(k) - \Omega_{ri}^*(k)$$

$$T_e^*(k) = \text{sat} \left[T_e^*(k-1) (K_{pi} \varepsilon_1^*(k) - (K_{pi} - K_{ui} T_1) \varepsilon_1^*(k-1)) \right]$$

$\varepsilon_1^*(k)$ est l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle à l'instant "k".

T_1 : période d'échantillonnage.

La variable "sat" permet de fixer les limites symétriques positive et négative du couple électromagnétique de référence.

III-5-2-5 Courants de commande

Lorsque la machine tourne à une vitesse supérieure à la vitesse nominale, il est nécessaire de la faire fonctionner dans la zone de défluxage, soit :

$$\phi = \begin{cases} \phi_o & ; \text{ si } \Omega_{ri}^*(k) \leq \Omega_{ro} \\ \frac{\phi_o \cdot \Omega_{ro}}{\Omega_{ri}^*(k)} & ; \text{ si } \Omega_{ri}^*(k) > \Omega_{ro} \end{cases}$$

Le courant est obtenu à la sortie d'un régulateur PI ,
l'équation récurssive est donnée par:

$$e_2^*(k) = \phi_r^*(k) - \phi_r(k)$$

$$i_{ds}^*(k) = \text{sat} \left[i_{ds}^*(k-1) (K_{p2} - K_{i2} T_2) e_2^*(k) + K_{i2} T_2 e_2^*(k-1) \right]$$

T_2 est un sous multiple de T_1 .

Nous calculons le courant à partir du couple de référence et du flux de référence .

$$i_{qs}^*(k) = \frac{2L_r T_\omega^*(k)}{3P L_m \phi_r^*(k)}$$

Le couple de référence étant limité , il n'est donc pas nécessaire de limiter le courant (i_{qs}^*) ou courant de "couple".

III-5-2-6 Orientation du repère tournant

La pulsation (ω_s^*) est la somme de la vitesse électrique (ω_r^*) et de la vitesse de glissement .

$$\omega_s^*(k) = \omega_{sl}^*(k) + P \Omega_r^*(k)$$

$$\omega_{sl}^*(k) = \frac{L_m i_{qs}^*(k)}{T_r \phi_r^*(k)}$$

III-6 INFLUENCE DE LA VARIATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE SUR LA PERFORMANCE DE LA COMMANDE

La modélisation du flux rotorique exprimée dans le repère synchrone lié à l'axe du flux rotorique est choisie pour sa simplicité.

Cependant ce modèle devient inexact, dès que le paramètre constant τ_r^* ne correspond plus à la constante de temps τ_r , laquelle dépend de l'état de la machine [7], [8], [45].

III-6-1 Influence de la variation de la résistance R_r

L'effet de l'écart de la résistance R_r du rotor de la valeur R_{r0} nominale est étudié pour un échelon du courant i_{qs} avec le courant i_{ds} constant (i_{ds0}).

Dans ce cas la pulsation de glissement ω_{sl} est donnée par :

$$\omega_{sl} = \frac{R_{r0} i_{qs}}{L_r i_{ds0}}$$

Et du fait que les courants i_{ds} et i_{qs} sont des variables rapides par rapport aux composantes du flux alors le système d'équation du modèle I se réduit à :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & \frac{R_{r0} i_{qs}}{L_r i_{ds0}} \\ -\frac{R_{r0} i_{qs}}{L_r i_{ds0}} & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

La résolution de ce système donne [7], [45] :

$$\phi_{dr} = \frac{L_m I_{ds} \left(1 - \frac{R_{r0}}{R_r}\right) \frac{R_{r0} I_{qs}^2}{R_r I_{ds}^2}}{1 + \left(\frac{R_{r0} I_{qs}}{R_r I_{ds}}\right)^2} h(t) + L_m I_{ds}$$

$$\phi_{qr} = \frac{\left[L_m I_{qs} \left(1 - \frac{R_{r0}}{R_r}\right) \right]}{\left[1 + \left(\frac{R_{r0} I_{qs}}{R_r I_{ds}}\right)^2 \right]} h(t)$$

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{R_r}{L_r} t} \sqrt{1 + \left(\frac{R_{r0} I_{ds}}{R_r I_{qs}}\right)^2} \sin \left[\left(\frac{R_{r0} I_{qs}}{R_r I_{ds}}\right) t + \arctan \left(\frac{R_{r0} I_{qs}}{R_r I_{ds}}\right) \right]$$

$$T_e = \frac{\frac{3p L_m^2 I_{ds} I_{qs}}{2L_r} \left[1 - \frac{R_{r0}}{R_r} \right] \left[\left(\frac{R_{r0} I_{qs}}{R_r I_{ds}}\right)^2 - 1 \right]}{1 + \left(\frac{R_{r0} I_{qs}}{R_r I_{ds}}\right)^2} h(t) + \frac{3p L_m^2 I_{ds} I_{qs}}{2L_r}$$

Ces expressions montrent que si R_r est différent de R_{r0} , les grandeurs ϕ_{dr} , ϕ_{qr} , τ_σ ont un régime transitoire du second ordre de pulsation ω_{sl} .

III-6-2 Effet de la variation de T_r sur la position angulaire du flux rotorique

Une erreur sur la fréquence des courants rotoriques, suite à une variation de la constante de temps τ_r , conduit à une erreur sur la phase et l'amplitude de ϕ_r .

L'effet de la variation de τ_r est observé dans les cas où :

- $\tau_r = \tau_{r0}$ (figure III-14a)
- $\tau_r < \tau_{r0}$ (figure III-14b)
- $\tau_r > \tau_{r0}$ (figure III-14c)

Le cas où $\tau_r < \tau_{r0}$ (le plus fréquent) se manifeste par :

- Une augmentation de l'amplitude du flux et une variation de sa phase,
- Une apparition d'un courant rotorique direct.

Ceci conduit à une dégradation des performances du contrôle vectoriel et même à une instabilité si l'erreur sur τ_r est trop importante.

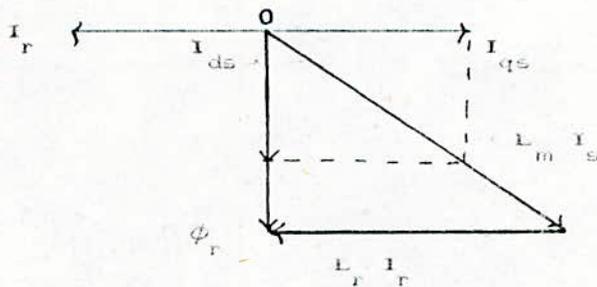


FIG III- 14a: Diagramme de phase des courants statoriques quand $\tau_r = \tau_{r0}$

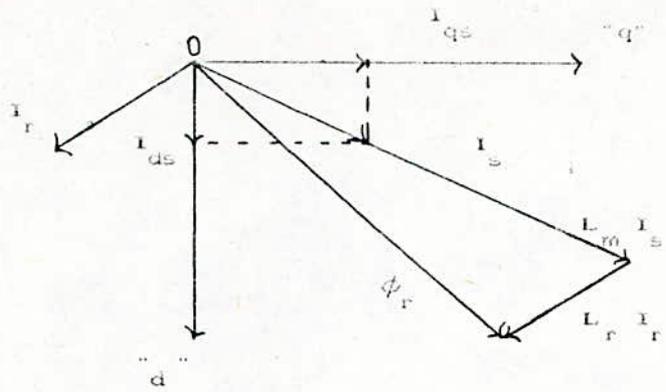


FIG III-14b: Diagramme de phase des courants statoriques quand $\tau_r < \tau_{r0}$

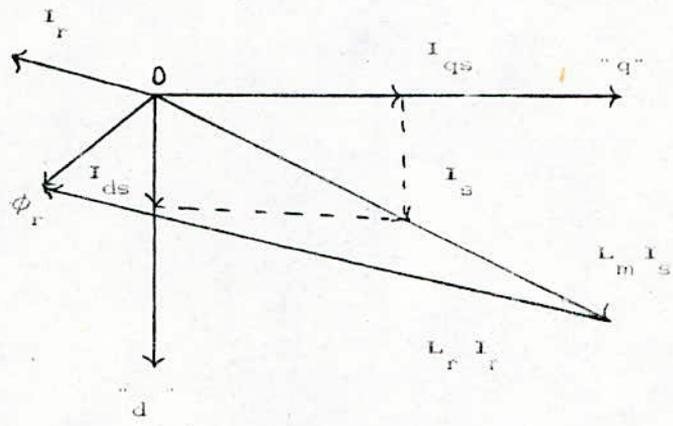


FIG III- 14C: Diagramme de phase des courants statoriques quand $\tau_r > \tau_{r0}$

III-6-3 Etude détaillée sur influence d'une erreur sur le modèle I de la machine

L'un des paramètres essentiels utilisés dans le modèle I est la constante de temps rotoriques τ_r .

III-6-3-1 Etude qualitative

Les effets de l'écart entre la valeur réelle τ_r et la valeur utilisée τ_r^* sur le comportement de la M.A.S sont obtenus pour le modèle I .

1^{er} cas : $\tau_r^* > \tau_r$

Comme $\tau_r^* > \tau_r$ ce qui conduit à $\omega_{sl}^* < \omega_{sl}$ effectif.

- D'où $\frac{R_r L_m I_{qs}}{L_r} - \omega_{sl}^* \phi_{dr}^* > 0$ au lieu d'être nulle.

- ϕ_{qr} qui était nulle augmente et devient positif.

- $I_{qr} = -I_{qs} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} < 0$ et augmente (car ϕ_{qr} augmente).

- $\frac{R_r L_m I_{qs}}{L_r} + \omega_{sl} \phi_{qr}^*$ augmente .

- D'où augmentation de ϕ_{dr} : ϕ_r augmente et prend de l'avance sur l'axe "d" car $\phi_{qr} > 0$ figure(III- 15); ceci a pour effet d'augmenter la saturation et les pertes magnétiques.

- $\frac{L_m I_{ds}}{L_r} + \frac{\phi_{dr}^*}{L_m} > 0$ (au lieu d'être nul)

$i_{dr} > 0$ et augmente au lieu d'être nul:

- $\Gamma_e = \frac{3 P}{2} (\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr})$ varie peu:

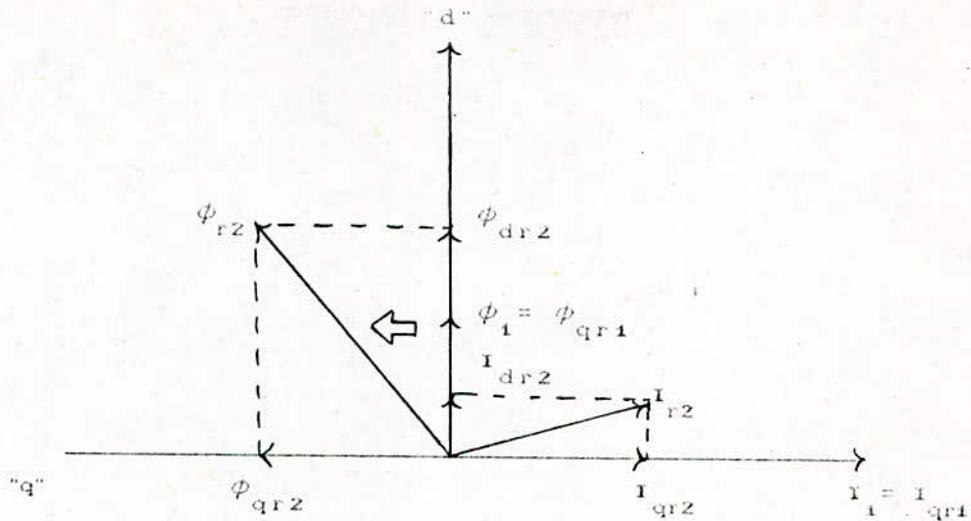


FIG III- 15 : Diagramme vectoriel montrant la mauvaise orientation du flux si $\tau_r^* > \tau_r$

2^{er} cas : $\tau_r^* < \tau_r$

On se reportant au schéma-bloc du modèle I (CHAPITRE I) on constate dans ce cas que $\omega_{sl}^* > \omega_{sl}$, ce qui conduit à :

$$- \frac{R_r L_m I_{qs}}{L_r} - \omega_{sl}^* \phi_{dr}^* < 0 \text{ au lieu d'être nulle.}$$

$$- \phi_{qr} < 0 \text{ et décroît au lieu d'être nul.}$$

$$- I_{qr} = - I_{qs} + \frac{\phi_{qr}^*}{L_r} \text{ décroît négativement}$$

$$- \frac{R_r L_m I_{qs}}{L_r} + \omega_{sl} \phi_{qr}^* \text{ décroît.}$$

$$- \phi_{dr} \text{ décroît : d'où } \phi_r \text{ décroît et prend du retard sur l'axe "d"}$$

car $\phi_{qr} < 0$: d'où diminution de la saturation et par conséquent celle des pertes magnétiques.

$$- - \frac{L_m I_{ds}}{L_r} + \frac{\phi_{dr}^*}{L_m} < 0 \text{ au lieu d'être nulle } I_{dr} < 0$$

et diminue.

$$- \Gamma_e = \frac{3 P}{2} (\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}) \text{ augmente.}$$

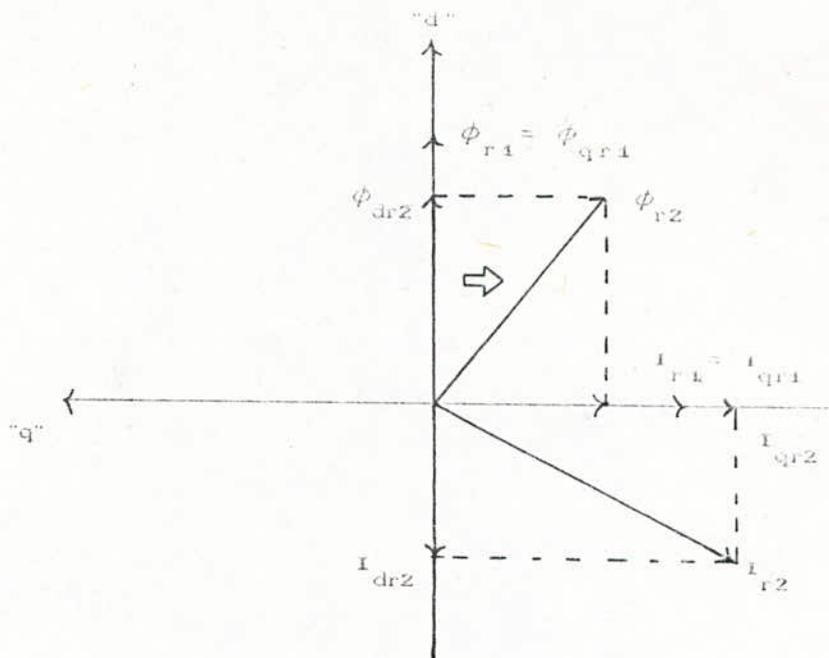


FIG III- 16: Diagramme vectoriel dans le cas où $r_r^* < r_r$

III-6-3-2 Etude quantitative

L'écart Δr_r entre r_r^* et r_r a pour effet une déviation des composantes du flux rotorique telle que :

$$\begin{bmatrix} \Delta \phi_{dr} \\ \Delta \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{dr}^* \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

La linéarisation des équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\frac{1}{T_r} \phi_{dr} + \omega_{sl} \phi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} I_{ds}$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\frac{1}{T_r} \phi_{qr} - \omega_{sl} \phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} I_{qs}$$

$$\Gamma_e = \frac{3P L_m}{2 L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds})$$

donne:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Delta \phi_{dr} = & -\frac{1}{T_r^*} \Delta \phi_{dr} + \frac{\phi_{dr}^*}{T_r^{*2}} \Delta T_r + \omega_{sl} \Delta \phi_{qr} + \phi_{qr}^* \Delta \omega_{sl} + \frac{L_m}{T_r^*} \Delta I_{ds} \\ & - L_m \frac{I_{ds}^*}{T_r^{*2}} \Delta T_r \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Delta \phi_{qr} = & -\frac{1}{T_r^*} \Delta \phi_{qr} + \frac{\phi_{qr}^*}{T_r^{*2}} \Delta T_r - \omega_{sl}^* \Delta \phi_{dr} - \phi_{dr}^* \Delta \omega_{sl} + \frac{L_m}{T_r^*} \Delta I_{qs} \\ & - L_m \frac{I_{qs}^*}{T_r^{*2}} \Delta T_r \end{aligned}$$

$$\Delta \Gamma_e^* = \frac{3P L_m}{2 L_r} (\Delta \phi_{dr}^* I_{qs}^* - \Delta \phi_{qr}^* I_{ds}^*)$$

comme

$$\phi_{qr}^* = 0 \text{ et } \phi_{dr}^* = L_m I_{ds}^* , \quad \omega_{sl}^* = \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \phi_{dr}^*} \quad (\text{hypothèse})$$

Et dans le cas d'un réglage parfait du courant :

$$I_{ds}^* = I_{ds} \quad , \quad I_{qs}^* = I_{qs}$$

Et si de plus la pulsation rotorique varie peu alors on obtient:

$$\frac{d}{dt} \Delta\phi_{dr} = -\frac{1}{T_r} \Delta\phi_{dr} + \omega_{sl} \Delta\phi_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} \Delta\phi_{qr} = -\frac{1}{T_r} \Delta\phi_{qr} - \omega_{sl} \Delta\phi_{dr} - \phi_{dr}^* \frac{\omega_{sl}}{T_r} \Delta T_r$$

Lesquelles peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta\phi_{dr} \\ \Delta\phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ \omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\phi_{dr} \\ \Delta\phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\phi_{dr}^* \frac{\omega_{sl}}{T_r} \end{bmatrix} \Delta T_r$$

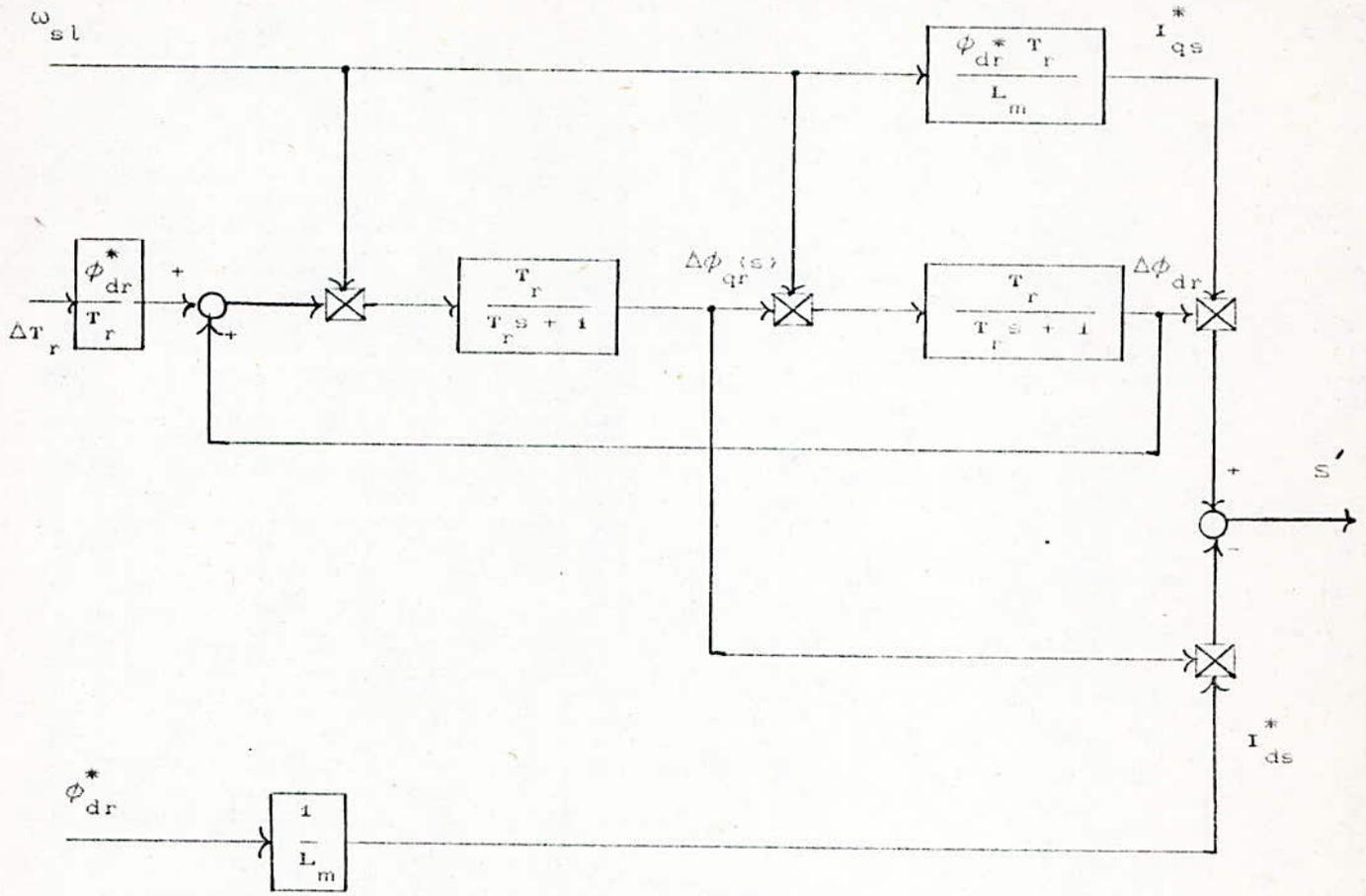


FIG III-17: schéma-bloc montrant la conséquence de la variation de la constante de temps rotorique T_r

avec
$$s' = \frac{3}{2} \Delta T_r p \frac{L_m}{L_r}$$

On a donc la représentation d'état suivante avec ω_{sl}, T_r

$$\begin{aligned} \overline{\Delta\Phi} &= A \overline{\Delta\Phi} + B \overline{\Delta T_r} \\ \overline{\Delta\Gamma} &= C \overline{\Delta\Phi} \end{aligned}$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} + \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} - \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ -\phi_{dr} \frac{\omega_{sl}^*}{T_r} \end{bmatrix}; \quad C = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} I_{qs}^* & -I_{ds}^* \end{bmatrix}$$

D'où les fonctions de transfert des variations du flux et du couple par rapport à la variation ΔT_r .

$$\overline{\Delta\Phi}(s) = \left[s[I] - A \right]^{-1} B \Delta T_r(s)$$

$$\frac{\Delta\phi_{dr}(s)}{\Delta T_r(s)} = - \frac{\phi_{dr}^* \omega_{sl}^2}{T_r} \frac{1}{\left(s^2 + \frac{2}{T_r} s + \frac{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2}{T_r^2} \right)}$$

$$\frac{\Delta\phi_{qr}(s)}{\Delta T_r(s)} = - \frac{\phi_{dr}^* \omega_{sl}}{T_r} \frac{\left(s + \frac{1}{T_r} \right)}{\left(s^2 + \frac{2}{T_r} s + \frac{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2}{T_r^2} \right)}$$

$$\frac{\Delta T_e(s)}{\Delta T_r(s)} = \frac{3p L_m \phi_{dr}^* \omega_{sl}}{2 L_r T_r} \frac{(-1)}{\left(s^2 + \frac{2}{T_r} s + \frac{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2}{T_r^2} \right)} \left[\omega_{sl} \cdot I_{qs}^* \right]$$

$$\left[\frac{1}{T_r} (1 + s T_r) \cdot I_{ds} \right]$$

Pour une variation en échelon de ΔT_r , les valeurs finales du flux et du couple sont telles que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta \phi_{dr}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta \phi_{dr}(s) = - \frac{\phi_{dr}^* \omega_{sl}^2 T_r}{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2} \Delta T_r$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta \phi_{qr}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta \phi_{qr}(s) = - \frac{\phi_{dr}^* \omega_{sl}}{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2} \Delta T_r$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta T_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \frac{\phi_{dr}^* \omega_{sl} (-T_r^2)}{T_r (1 + \omega_{sl}^2 T_r^2)} \left[\omega_{sl} i_{qs}^* - \frac{i_{ds}^*}{T_r} \right]$$

D'où il est déduit que si :

$$- \tau_r^* > \tau_r \quad ; \quad \Delta \tau_r > 0$$

$$\Delta \phi_{dr} = \phi_{dr}^* - \phi_{dr} < 0$$

$$\phi_{dr} > \phi_{dr}^*$$

$$\Delta \phi_{qr} = - \phi_{qr} < 0$$

$$\phi_{qr} > 0$$

Donc ϕ_r augmente et prend de l'avance sur l'axe (d), ce qui est conforme à l'étude qualitative figure (III-15).

$$- \tau_r^* < \tau_r \quad ; \quad \Delta \tau_r < 0$$

$$\Delta \phi_{dr} = \phi_{dr}^* - \phi_{dr} > 0$$

$$\phi_{dr} < \phi_{dr}^*$$

$$\Delta \phi_{qr} = - \phi_{qr} > 0$$

$$\phi_{qr} < 0$$

Donc ϕ_r décroît et prend du retard sur l'axe (d), ce qui vérifie l'étude qualitative figure (III-16).

Les observations concernant l'effet de la variation de la constante de temps rotorique sont vérifiées analytiquement et sont conformes aux résultats de simulations donnés à la figure (III-18).

Les performances du contrôle du couple, vitesse, ...etc d'une machine asynchrone par la méthode indirecte d'orientation du flux basée sur des estimateurs, dépendent largement de la précision avec laquelle les paramètres utilisés par les estimateurs sont connus :

résistances statoriques et rotoriques, et les diverses inductances.

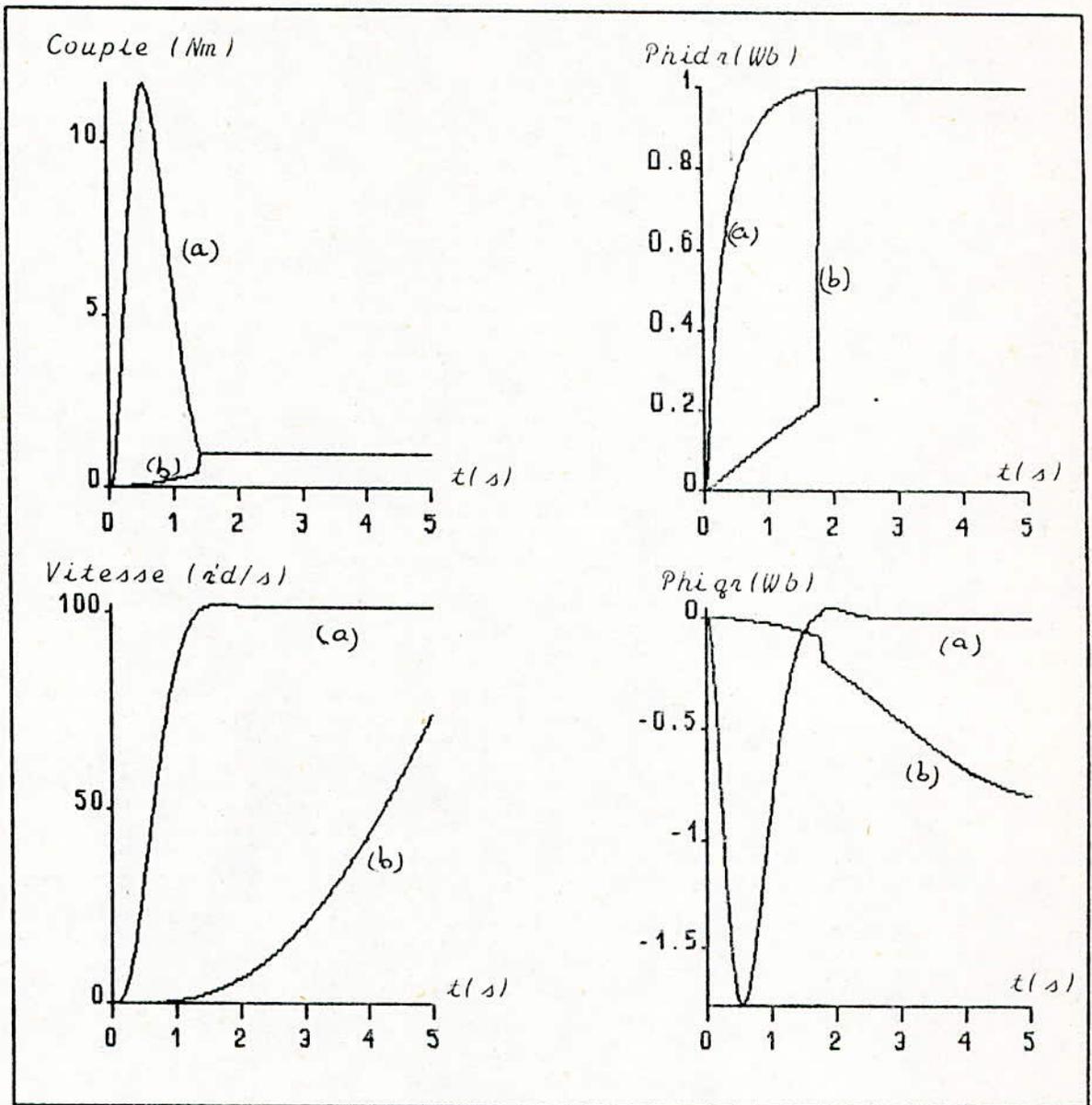


FIG III-18: Résultats de simulation de la commande vectorielle avec une variation de 10% de la constante de temps rotorique.

(a) : cas avec constante de temps rotorique nominale.

(b) : cas avec 10% de la constante de temps rotorique nominale.

III-7 CONCLUSION

Les résultats de simulation nous permettent de conclure qu'effectivement les commandes par flux orienté (rotorique et statorique) proposées permettent de ramener les performances dynamiques de la machine asynchrone alimentée en courant à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Chapitre IV

LE DROIT DE LA CONSTITUTION

RECOPIÉ

Chapitre IV

Etude d'une commande découplée

IV-1 INTRODUCTION

La commande de la machine asynchrone reste difficile à cause du fort couplage qui existe entre ces variables internes .

Dans ce chapitre nous présentons , une méthode simple qui permet de découpler les variables de contrôle de la machine asynchrone. Ainsi, le flux et le couple sont commandés séparément.

IV-2 LE DECOUPLAGE PAR COMPENSATION POUR L'ALIMENTATION EN COURANT

Un système est dit découplé , si la variation d'une variable de commande n'agit que sur une seule variable de sortie [11 , [13] , [15] .

Le but recherché est de déterminer une commande qui permet de contrôler séparément le couple et le flux du système redresseur-onduleur-M. A. S.

Le découplage est obtenue par la méthode de compensation de courant.

Les variables de commande dites primaires i_{ds1} et i_{qs1} ainsi que la pulsation du courant rotorique fournissent à l'aide d'un compensateur les variables de commandes réelles i_{ds} et i_{qs} du système donnant ainsi une commande non-interactive entre le flux et le couple.

Les relations entre les commandes primaires et les commandes effectives imposant le découplage dépendent du type du flux à découpler (Annexe B).

IV-2-1 Découplage du flux rotorique

Le découplage recherché est tel que le courant primaire i_{ds1} n'agit que sur ϕ_{dr} et le courant i_{qs1} sur ϕ_{qr} .
A partir du modèle I de la machine asynchrone alimentée en courant décrit par les équations :

$$T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = L_m i_{ds} + T_r \omega_{sl} \phi_{qr}$$

(IV-1)

$$T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = L_m i_{qs} - T_r \omega_{sl} \phi_{dr}$$

Lorsque le découplage est effectif le système est régit par les équations suivantes:

$$T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = L_m i_{ds1}$$

(IV-2)

$$T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = L_m i_{qs1}$$

La détermination des grandeurs du courant statorique se fait à l'aide d'un compensateur décrit par :

$$i_{ds} = i_{ds1} - \omega_{sl} \left[\frac{i_{qs1}}{\left(s + \frac{1}{T_r} \right)} \right]$$

(IV-3)

$$i_{qs} = i_{qs1} + \omega_{sl} \left[\frac{i_{ds1}}{\left(s + \frac{1}{T_r} \right)} \right]$$

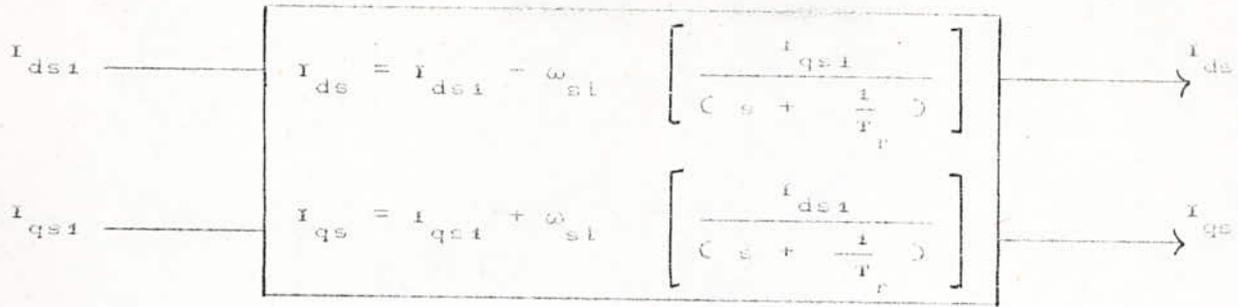


FIG IV-1: Schéma du compensateur.

Pour montrer qu'effectivement le découplage des grandeurs (ψ_{dr}, ψ_{qr}) est effectif, nous simulons notre modèle en boucle ouverte figure (IV-2).

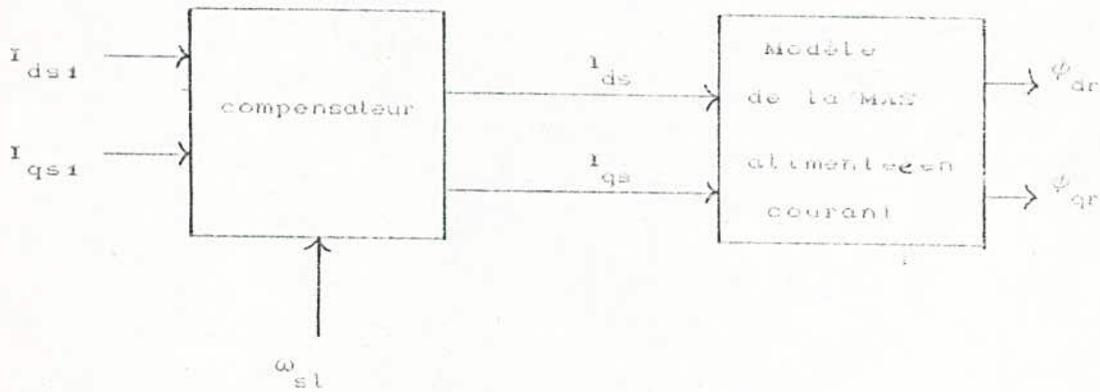


FIG IV-2: structure de commande découplée en boucle ouverte.

Les résultats de simulation sont donnés à la figure (IV-3).

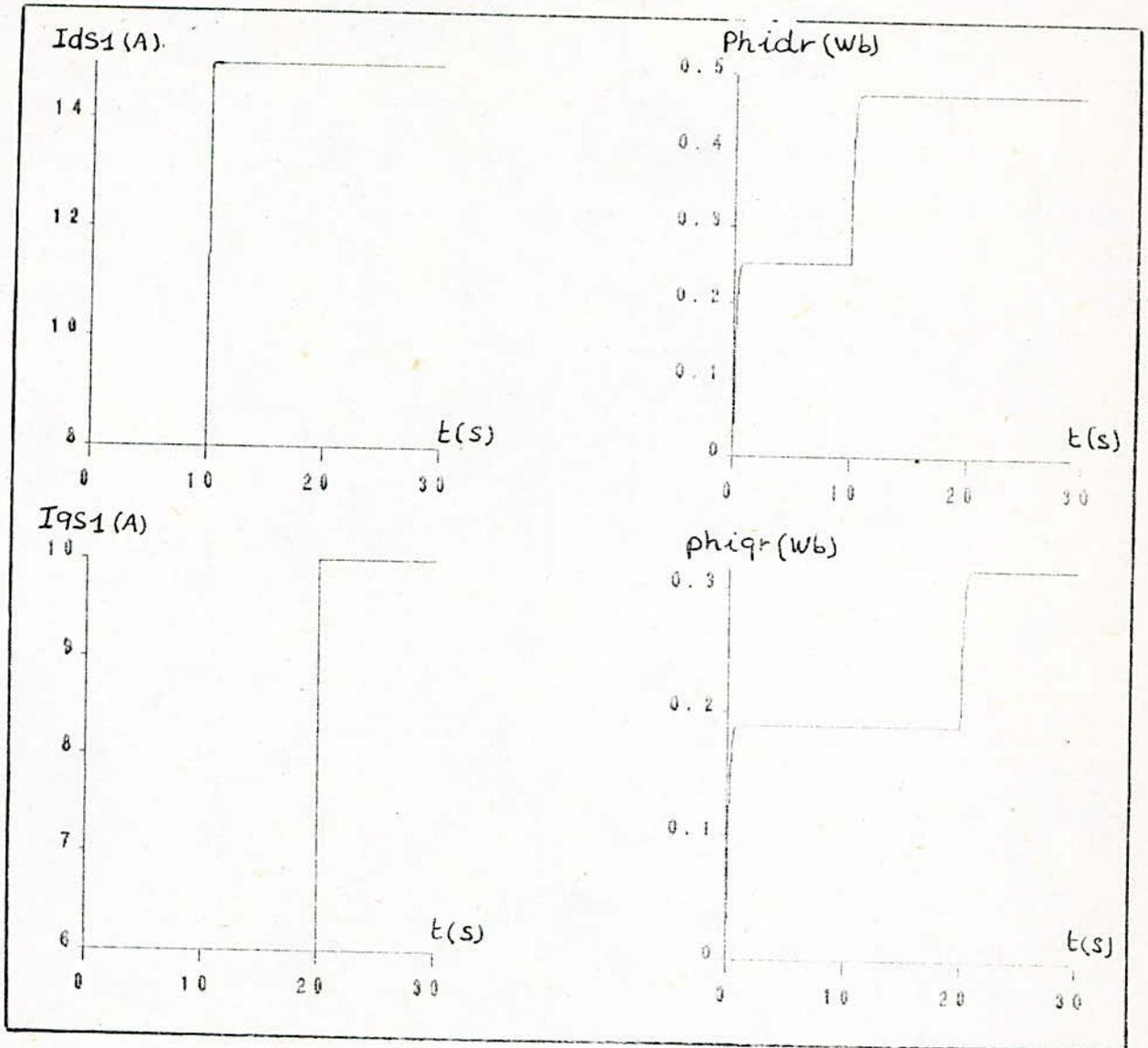


FIG IV-3: Résultats de simulation de la structure de commande découplée en boucle ouverte.

La simulation numérique montre clairement que les deux composantes du flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) sont parfaitement découplées.

IV-3 APPLICATION DE LA COMMANDE DECOUPLEE PAR COMPENSATION DE COURANT A LA COMMANDE VECTORIELLE

Afin d'appliquer cette commande à la commande vectorielle , on propose le schéma de commande illustré à la figure (IV-4).

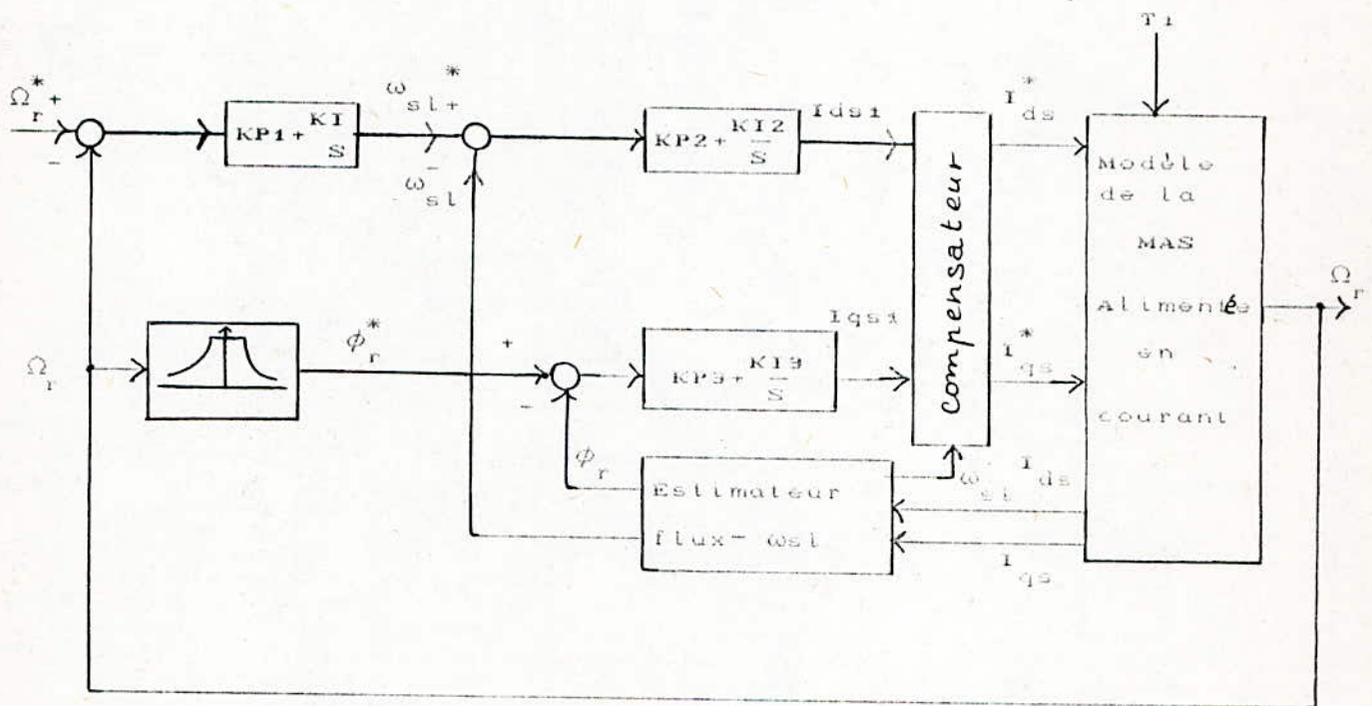


FIG IV-4 : schéma - bloc général de la commande découplée par compensation (alimentation en courant)

Les commandes primaires sont les courants I_{ds1}^* , I_{qs1}^* ; lesquels sont obtenus respectivement , à la sortie du régulateur PI , de la pulsation de glissement , du flux .

IV-3-1 Simulation numérique

Les résultats de simulation sont donnés à la figure (IV-5).

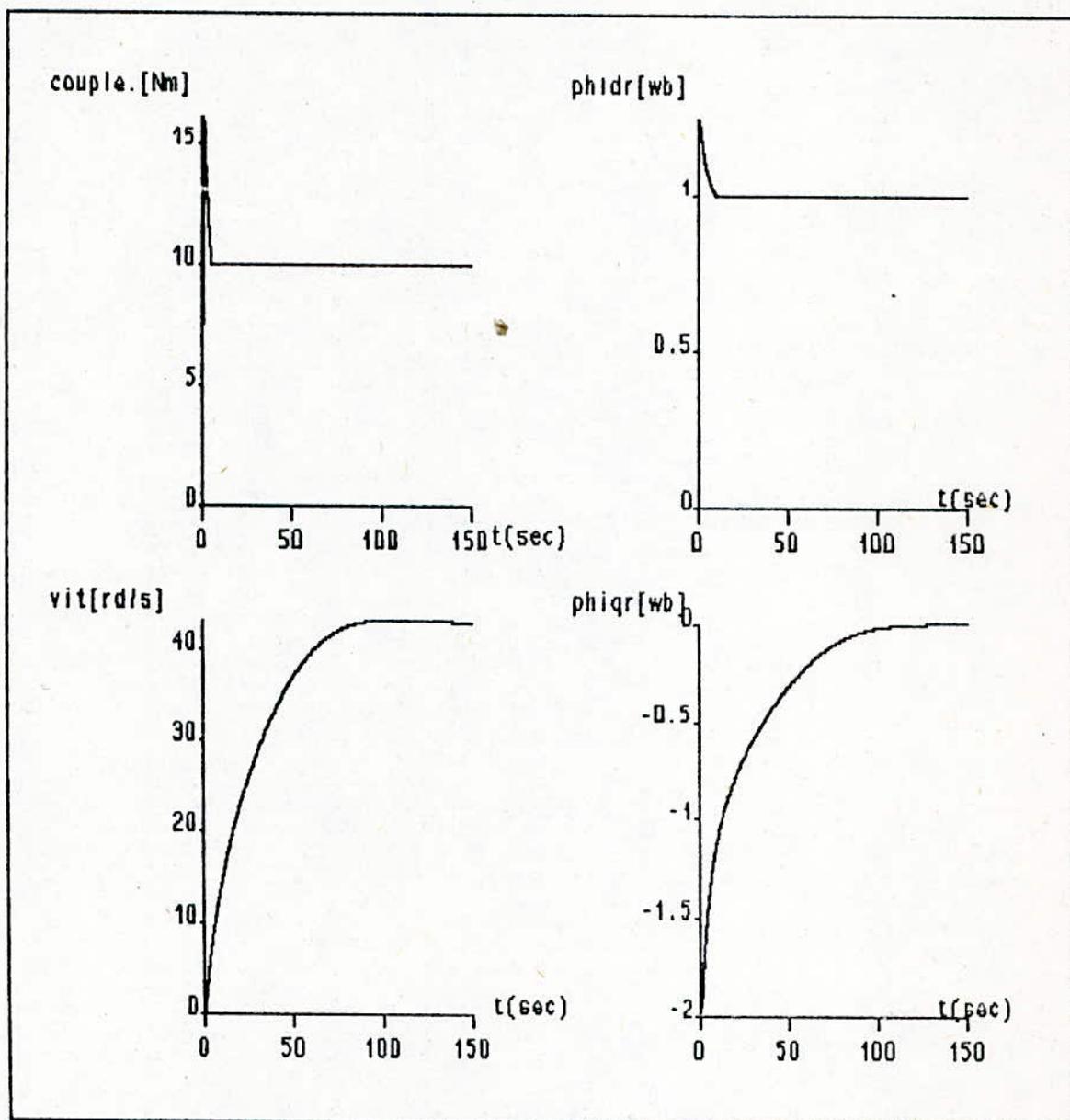


FIG IV-5: Résultats de simulation de la commande découplée appliquée au contrôle vectoriel.

Ces résultats montrent que la composante ϕ_{qr} suit l'évolution de la référence de vitesse avec un temps de réponse assez important.

Le découplage dynamique n'est donc pas réalisé malgré la contre réaction sur les variables primaires i_{ds} et i_{qs} .

IV-4 CONCLUSION:

Dans ce chapitre a été abordé un aspect très original de la commande découplée de la machine asynchrone.

Le découplage mis en oeuvre par la compensation de courant a une dynamique plus lente que celle obtenue par l'orientation du champ.

Chapter 3

EXPERIMENTAL

Chapitre V

Etude expérimentale

V-1 INTRODUCTION:

Ce dernier chapitre est consacré à l'implantation de la commande numérique du système convertisseur-M.A.S figure (V-1).

Un interface spécialisé relie nécessairement le système expérimental au micro-processeur.

La qualité de l'échange d'information (mesures , commandes) entre le calculateur et le système dépend fortement du type d'interface à utiliser.

Notre but est donc de réaliser une carte d'interface entrée/sortie compatible IBM-PC .

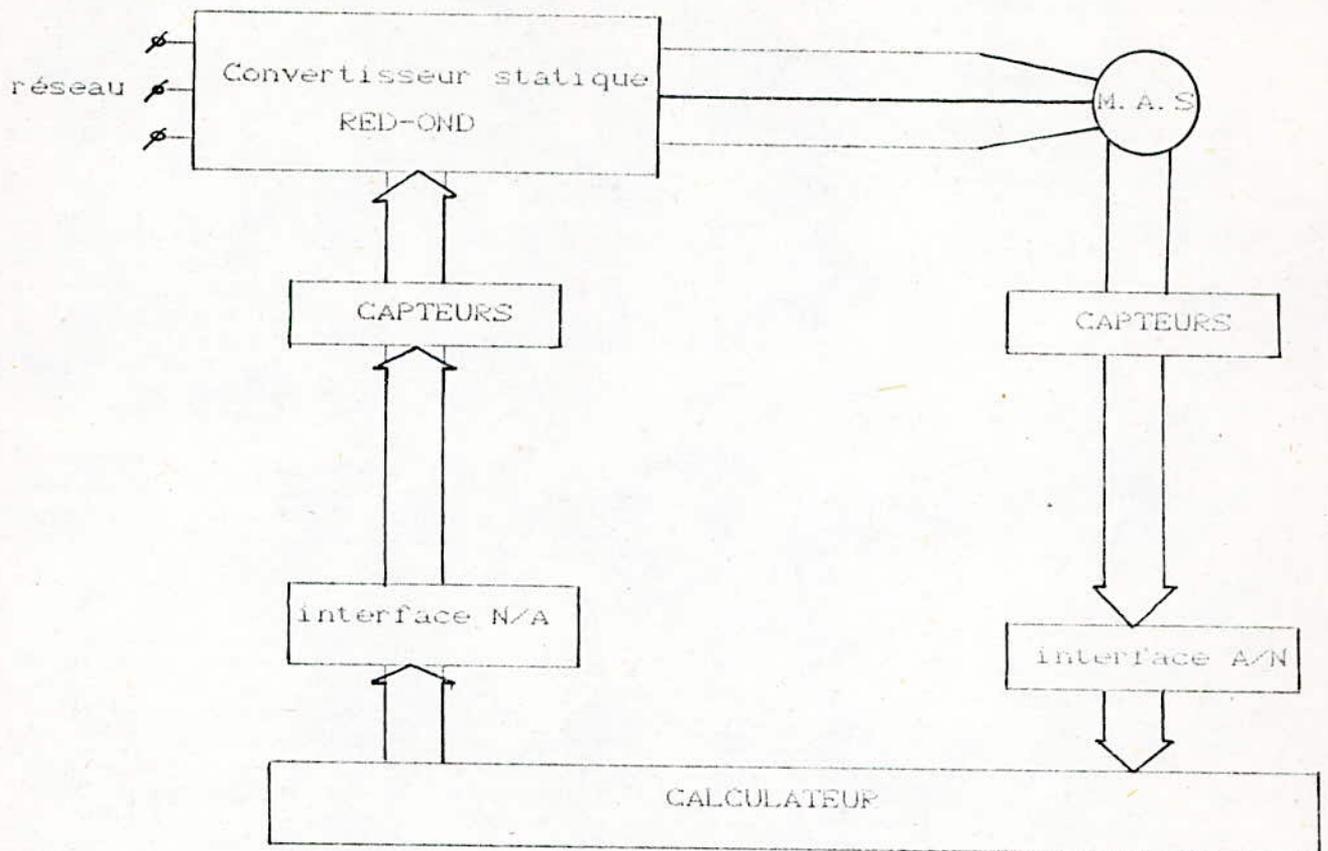


FIG V-1 : Schéma de commande numérique de la M.A.S alimentée en courant commandée par flux orienté.

V-2 ARCHITECTURE DE LA CARTE D'INTERFACE E/S:

V-2-1 Présentation générale

Les informations en entrée (mesures analogiques) sont converties en grandeurs numériques par le convertisseur analogique-numérique (C.A.N) puis transmises à un interface spécialisé (PPI (I)) lequel les fournit au micro-processeur sur sa demande.

Sous le contrôle du microprocesseur, le résultat du calcul

numérique des commandes est transmis vers l'interface spécialisée (PPI (TI)) lequel l'envoie à son tour au convertisseur numérique analogique (C.N.A) pour obtenir un signal analogique en sortie .

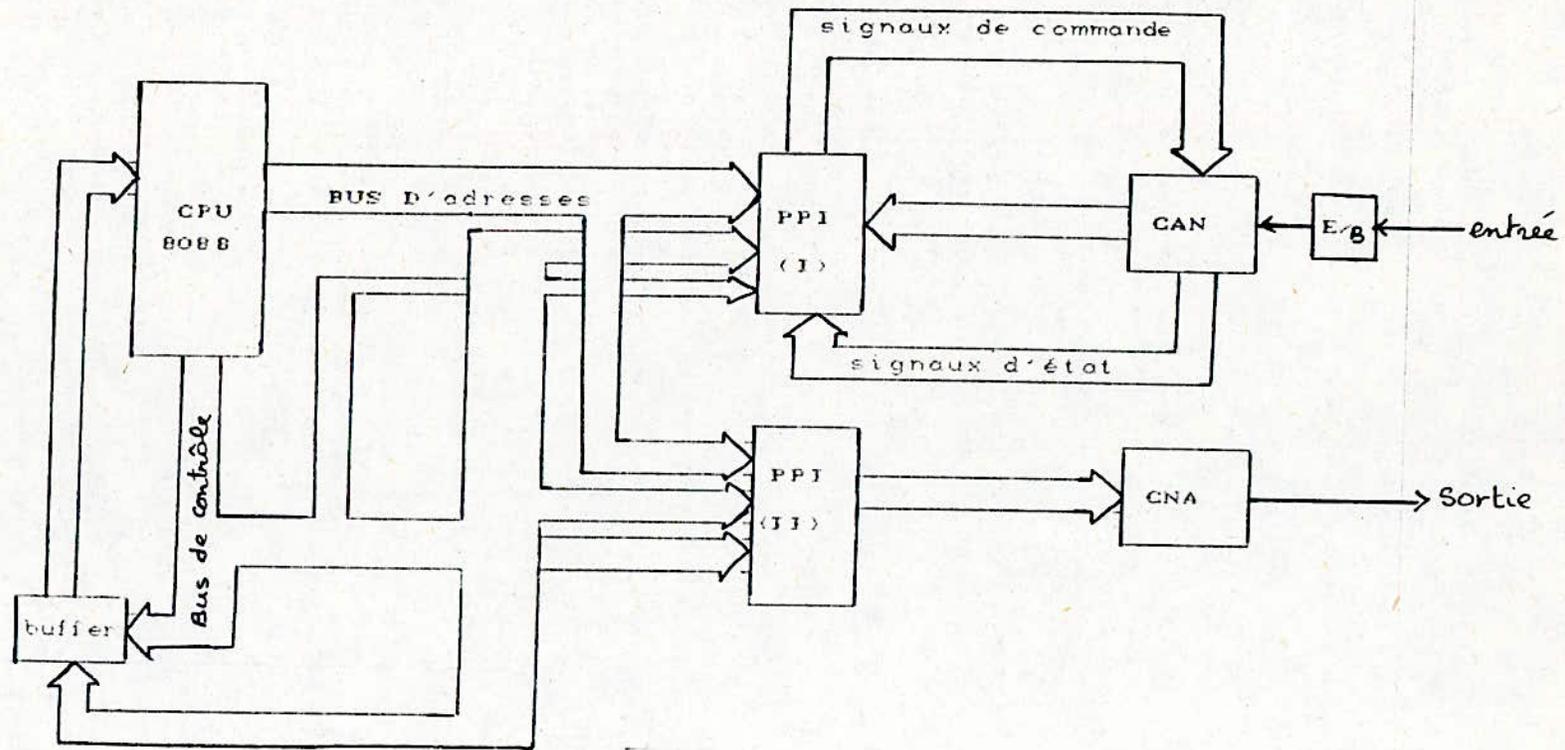


FIG V-2: Synoptique de la carte d'interface E/S .

V-2-2 Acquisition du signal

L'acquisition des signaux analogiques (courants , vitesse) par le micro-processeur nécessite tout d'abord un filtrage et un multiplexage des signaux suivi de l'échantillonnage du signal sélectionné.

Ce signal est convertie ensuite en grandeur numérique via un C.A.N puis transmis au (PPI (I)) lequel le fourni au microprocesseur sur sa demande.

V-2-2-1 Acquisition des courants

Les signaux de la mesure des courants sont fournis par des capteurs de courant qui , le plus souvent , ont une large bande passante . Ceci se traduit par un signal de mesure du courant bruité par les signaux parasites environnants .

Ainsi le filtrage du signal du courant est incontournable et , il est obtenu par un filtre du 2^{ème} ordre figure (V-3) du type sallen-Key .

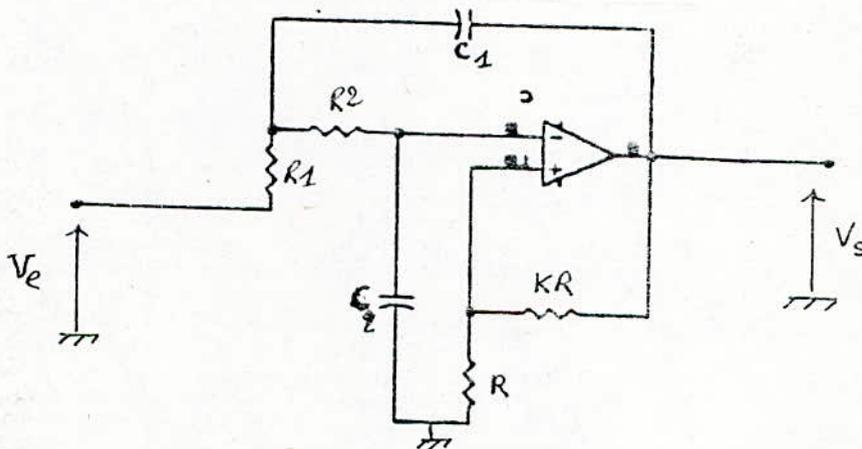


FIG V-3: Filtre passe-bas

Toutefois , ce filtrage pose deux problèmes majeurs:

-A très basse fréquence ($f_s < 10$ Hz) le filtrage du signal courant est inopérant, mais ceci n'affecte pratiquement pas le couple du fait que le nombre d'échantillons du signal courant est élevé .

-A fréquence voisine de 50Hz, le filtre introduit un déphasage entre le courant réel et le signal de mesure du courant. Il est alors nécessaire d'effectuer une correction de phase avec un gain constant indépendamment de la fréquence .

V-2-2-2 Un groupe de circuits de décodage

Il permet de distribuer les adresses de chaque circuit.

V-2-2-3 Un multiplexeur de 3 voies (cd 4051)

Il permet de sélectionner une des entrées par exemple un des courants (I_a , I_b , I_c ,) ou la consigne de vitesse . La sortie du multiplexeur est un signal analogique dont la tension est comprise entre 0 volts et 5 volts .

V-2-2-4 Un échantillonneur - bloqueur (LF 398)

Pour maintenir pratiquement constant le signal à l'entrée du C.A.N durant le temps de conversion et éviter ainsi, les erreurs de conversion ; il est utilisé un échantillonneur-bloqueur.

V-2-2-5 Le convertisseur numérique -analogique (ADC 804)

Le convertisseur analogique numérique transforme la tension analogique à son entrée en un nombre dans un système de numération dérivée à sa sortie .

Cette conversion n'est pas instantanée, elle est effectuée à des intervalles de temps réguliers ; la tension analogique est, prélevée (échantillonnage) puis, convertie en un nombre qui est gardé en mémoire jusqu'à la prise d'échantillon suivant .

V-2-2-6 L'interface parallèle programmable (PPT 8255 A (D))

Cet interface a pour rôle d'acheminer les information issues du convertisseur vers le microprocesseur , ainsi son port

B est programmé en entrée.

Le port C_{sup} est programmé en sortie, ceci l'autorise à envoyer l'ordre de conversion sur le fil d'E/S PC . Le port C_{inf} est programmé en entrée ce qui lui permet de recevoir le signal d'état de fin de conversion sur le fil d'E/S PC .

V-2-3 Restitution du signal

La partie prévue à cet effet est constituée d'un interface parallèle programmable et d'un convertisseur numérique - analogique (MC1508) dans le but de fournir un signal analogique à la sortie .

V-2-3-1 L'interface parallèle programmable (PPI 8255A(1))

Ce deuxième interface spécialisé a pour rôle de transférer les données stockées dans la mémoire de l'ordinateur vers le convertisseur numérique-analogique . Par conséquent les ports A et B sont programmés en mode sortie.

- Les bits du port C sont inexploités , car le C.N.A ne nécessite pas de signal de commande pour commencer l'opération de conversion et ne délivre pas de signal d'état pour indiquer la fin de celle-ci .

La communication entre les deux interfaces (PPI) et le bus d'extension du micro-processeur se fait par le biais des registres tampons (BUFFERS) qui servent à aiguiller , amplifier et protéger l'information .

En effet le circuit BUFFER utilisé (74LS245) peut transférer les informations dans les deux sens (bidirectionnel):

- Du microprocesseur vers le deuxième interface parallèle programmable , lorsqu'il s'agit d'une écriture ;

- Du premier PPI vers le microprocesseur , lorsqu'il s'agit d'une lecture .

Le transfert des données de la carte d'E/S vers le microprocesseur à travers le buffer , n'a lieu que si les conditions suivantes sont satisfaites :

- Le signal \overline{AEN} doit être obligatoirement à l'état bas pour éviter tout écrasement des adresses issues du microprocesseur par des adresses D.M.A ,

- Les sorties des comparateurs numériques doivent toutes être à l'état haut indiquant que l'adresse sollicitée est égale à celle de référence de la carte ,

- L'éventualité d'avoir $\overline{RD} \cdot \overline{WR} = 1 \cdot 1$ doit être éliminée , et ce pour éviter le transfert de données erronées .

Le signal \overline{G} , suivant qu'il soit à l'état bas ou haut , permet ou non le transfert de données.

Ce BUFFER sert également à isoler la carte d'E/S du microprocesseur lorsque celle-ci n'est pas sollicitée.

Remarque:

Nous programmerons les PPI en mode zéro uniquement .

V-3 ADRESSAGE DE LA CARTE ET LOGIQUE DE DECODAGE:

La zone d'adressage réservée à l'utilisateur désirant connecter au bus d'extension une carte d'interface E/S est de 300H à 31FH.

Etant donné que la carte possède 6 ports d'E/S et 2 registres de commandes ce qui nous oblige à prendre 8 adresses d'E/S allant de 300H à 31FH et une adresse supplémentaire (308H) destinée à

sélectionner le convertisseur analogique - numérique .

La répartition des adresses est indiquée au tableau (V-1) :

	ADRESSES (HEX)	A ₁₉ ..A ₁₀	A ₉	A ₈	A ₇ ..A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	AEN
Port A	300	0	1	1	0	0	0	0	0	0
Port B	301	0	1	1	0	0	0	0	1	0
Port C	302	0	1	1	0	0	0	1	0	0
R.C	303	0	1	1	0	0	0	1	1	0
Port A	304	0	1	1	0	0	1	0	0	0
Port B	305	0	1	1	0	0	1	0	1	0
Port C	306	0	1	1	0	0	1	1	0	0
R.C	307	0	1	1	0	0	1	1	1	0
C.A.N	308	0	1	1	0	1	0	0	0	0

TAB. V-1: Répartition d'adresses.

A partir de ce tableau il est à constater que :

Les bits A₀ et A₁ suffisent à sélectionner l'un des quatre registres (ports A,B,C ou registre de commande) de chaque P.P.I suivant la répartition du tableau (V-2):

A ₁	A ₀	BIT à ADRESSEE
0	0	Port A
0	1	Port B
1	0	Port C
1	1	Registre de commande

TAB. V-2

Ainsi les fils d'adresses A₀ et A₁ sont reliés aux broches correspondantes A₀ et A₁ des deux interfaces.

Le fil d'adresse A₂ sert à sélectionner l'un ou l'autre des boîtiers 8255A suivant de tableau (V-3):

A_2	Boitier selectionné
0	PPI (I)
1	PPI (II)

TAB. V-3

Le circuit logique de décodage d'adresses est donné par la figure (V-4) :

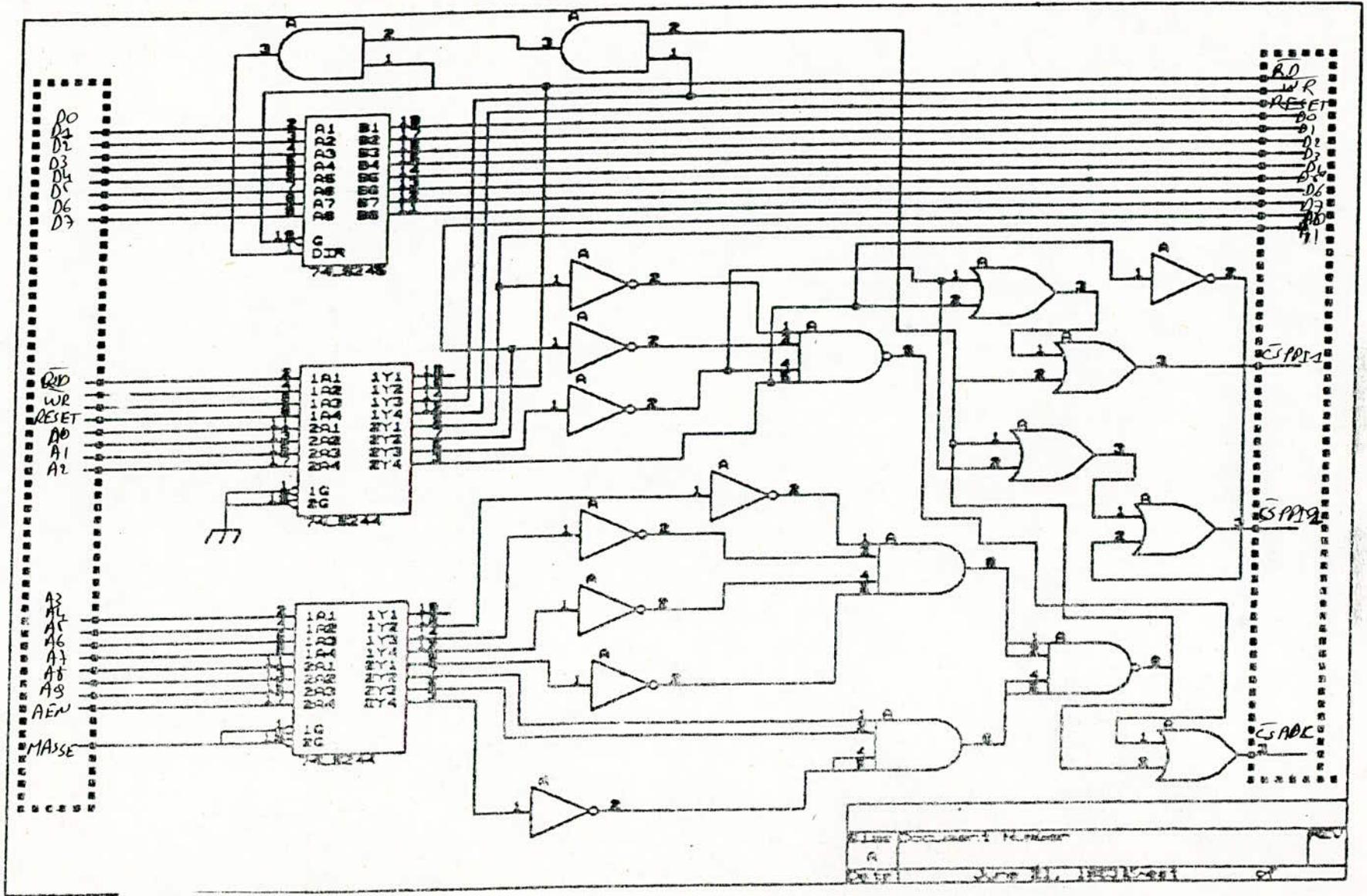


Fig V-4: Bloc logique et circuit de décodage.

$$\begin{aligned} \text{CSCPPIC(I)} &= \text{AEN} + \overline{A_0 + A_1 + A_2 + A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_7 + A_8 + A_9} \\ &= (\overline{\text{AEN} \cdot A_1 \cdot A_5 \cdot A_6 \cdot A_7 \cdot A_8 \cdot A_9}) + A_2 + A_3 = B + A_2 + A_3 \end{aligned}$$

$$\text{CSCPPIC(II)} = \overline{B} + A_2 + A_3$$

$$\begin{aligned} \text{CSCG.A.ND} &= \text{AEN} + \overline{A_0 + A_1 + A_2 + A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_7 + A_8 + A_9} \\ &= B + (\overline{A_0} \cdot \overline{A_1} \cdot \overline{A_2} \cdot A_3) \end{aligned}$$

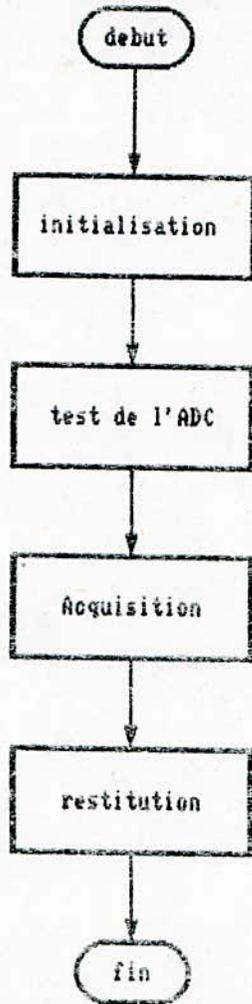
V-4 LA PROGRAMMATION DE LA CARTE

V-4-1 Organigramme général :

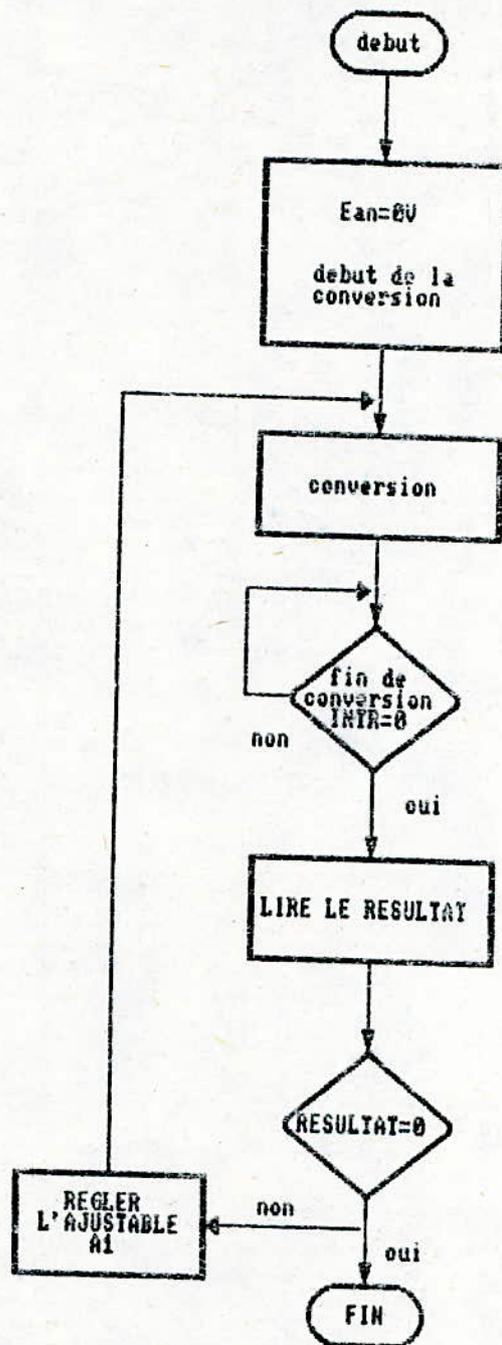
Il comprend 3 parties essentielles :

- Test de l'ADC
- Organigramme de l'acquisition
- Organigramme de la restitution

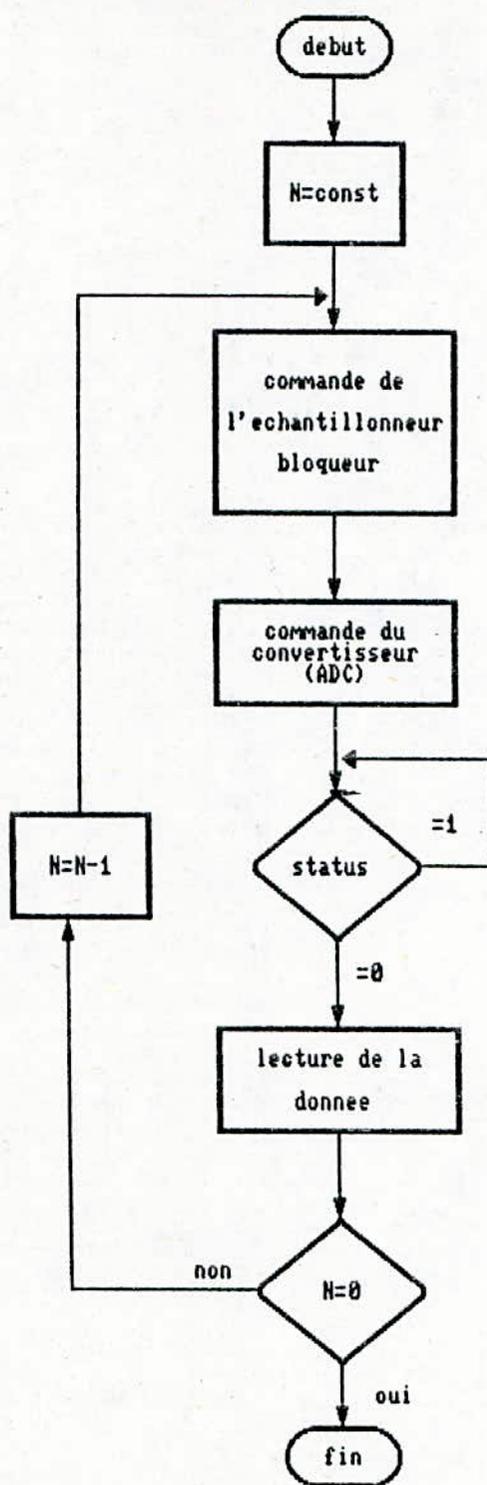
ORGANIGRAMME GENERAL



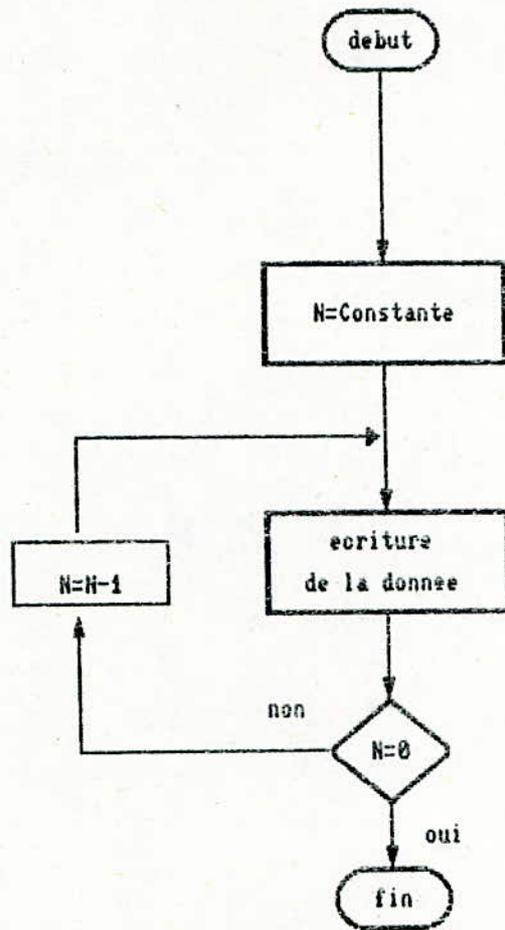
ORGANIGRAMME DU TEST DE L'ADC



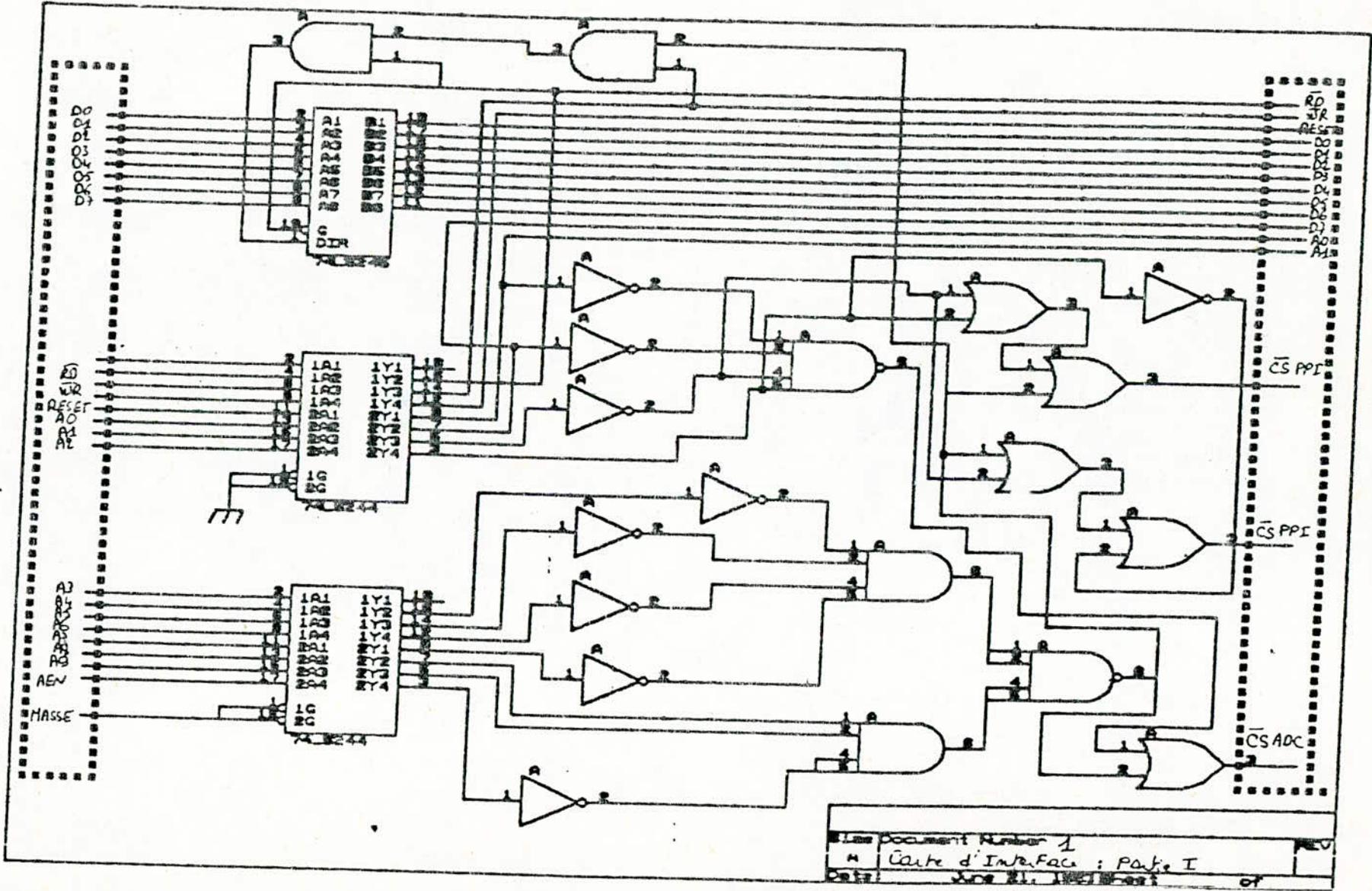
ORGANIGRAMME DE L'ACQUISITION



ORGANIGRAMME DE LA RESTITUTION

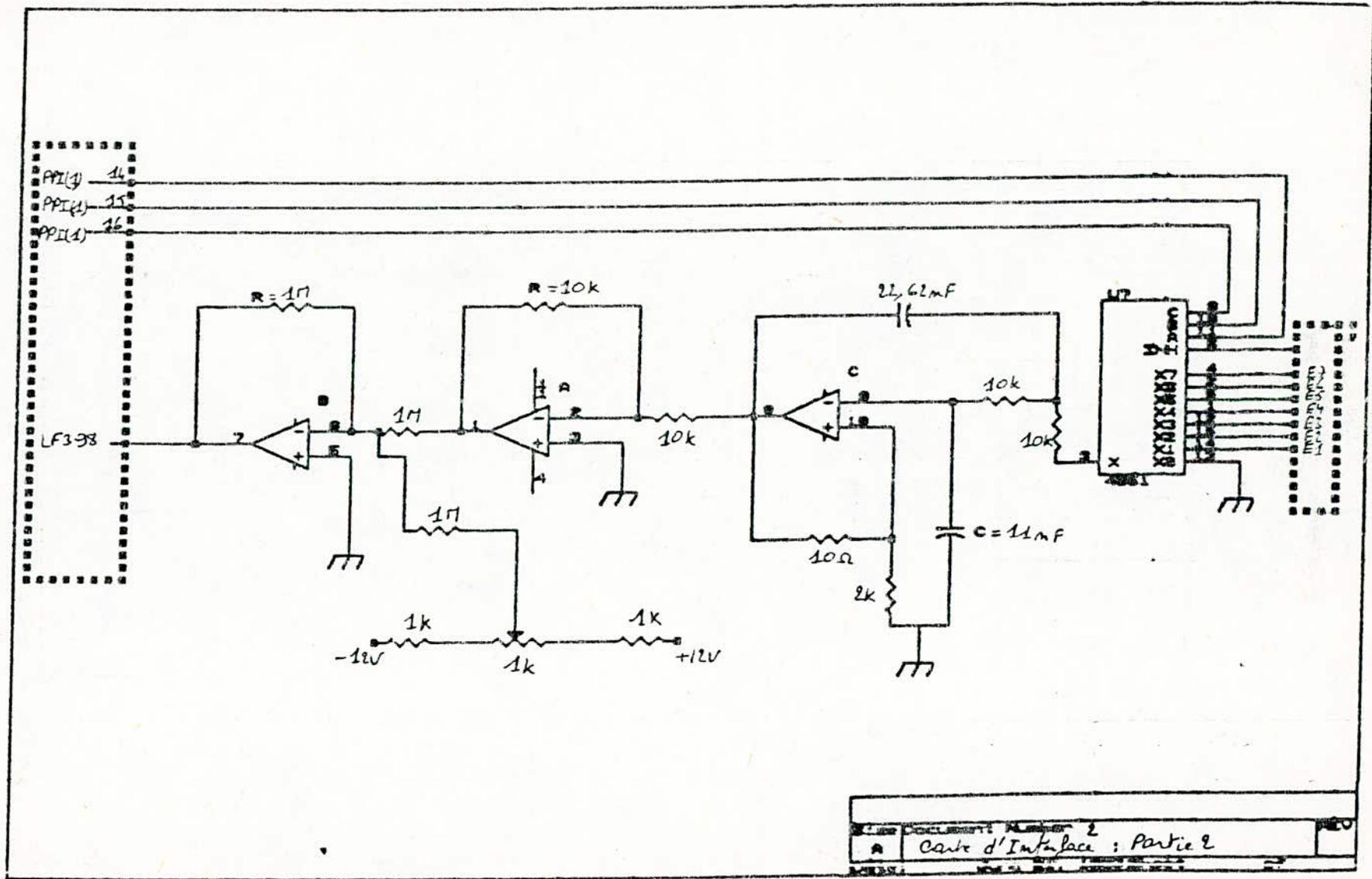


120

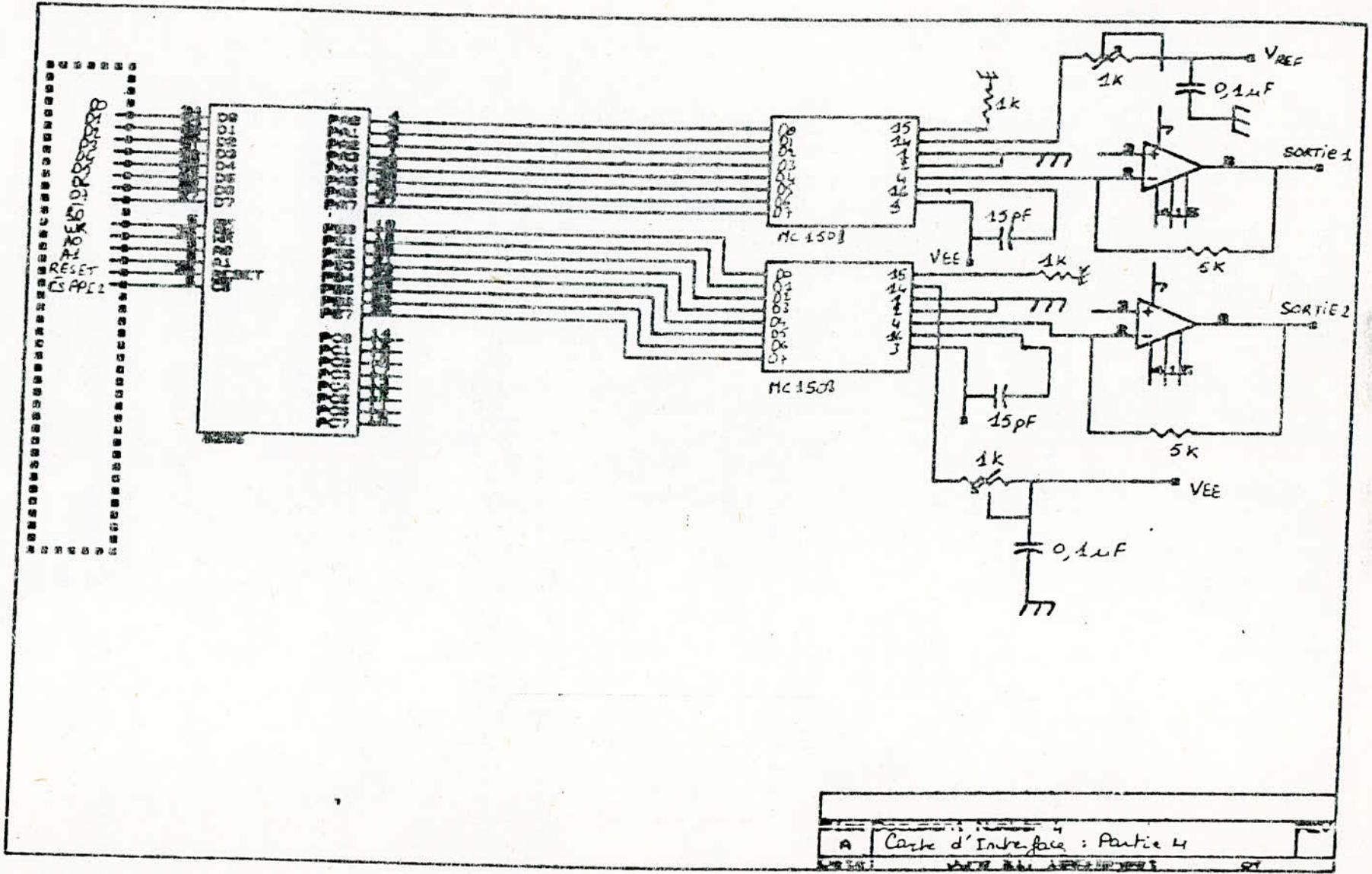


Document Number 1
M Carte d'Interface : Page I
Date: Dec 21, 1961

123



125



A Cache d'Interface : Partie 4

Conclusion générale

Conclusion generale

Le contrôle appliqué aux machines à courant alternatif permet d'obtenir de très bonnes performances statiques et dynamiques, y compris à basses vitesses, c'est à dire des modifications rapides du couple développé par la machine ce qui est recherché dans certains processus (machines-outils, robotique, positionnement, ...etc).

A l'issu de ce travail, nous pensons avoir présenter l'état actuel de la commande vectorielle des machines asynchrones triphasées.

Au niveau théorique, nous avons testé les algorithmes classiques de commande par flux orienté et surtout observe leur faiblesse au niveau de la sensibilité paramétrique sur le processus. Cet aspect, nous a semblé indispensable pour justifier l'utilisation d'autres types de commande par exemple la commande adaptative.

De plus, nous avons présente clairement les differences fondamentales qui existent entre les méthodes directes et indirectes.

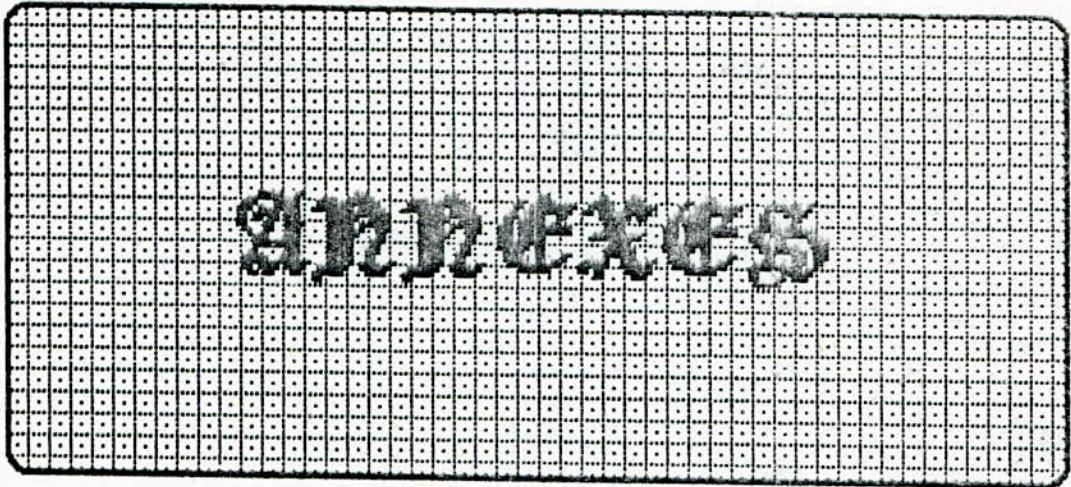
Dans le troisieme chapitre nous avons proposé une commande vectorielle avec et sans réglage du flux respectivement pour le cas de l'orientation du flux rotorique, du flux statorique. Nous avons obtenus de bonnes performances dynamiques de la M.A.S alimentée en courant. Ainsi qu'une étude détaillée de l'influence de la constante de temps rotorique sur le processus de commande. Ce dernier problème, peut être résolu par l'adjonction des méthodes d'identification en ligne des paramètres de la

machine.

Nous avons également abordé les algorithmes de commande découplée , c'est ainsi que nous avons pu montrer que cette méthode était également très sensible aux variations des paramètres de la machine .

Nous pensons que la méthodologie que nous avons utilisée pourra être étendue pour parvenir aux évolutions évoquées .

La deuxième partie de notre travail a fait l'objet d'une conception d'une carte d'interface entrée/sortie compatible IBM-PC avec l'élaboration d'un algorithme de son fonctionnement , en vue d'une commande numérique par micro-ordinateur .



INDEXES

ANNEXE A

La machine utilisée est une machine asynchrone à cage d'écuréuil à trois paires de pôles, de 1000 trs/min. La puissance de cette machine de, , dont les Paramètres sont :

$$L_s = 0.0283 \text{ H}$$

$$L_r = 0.0288 \text{ H}$$

$$L_m = 0.0263 \text{ H}$$

$$R_s = 0.2842 \Omega$$

$$R_r = 0.2842 \Omega$$

$$I_n = 20 \text{ A}$$

$$U_n = 200 \text{ V}$$

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

A-1 CALCUL DES VALEURS DE LIMITATION SUR ($I_{ds}, I_{qs}, \omega_{sl}$)

Le modèle de la M.A.S alimentée par un onduleur de courant commandée par orientation du flux rotorique est donné par le système d'équation suivant :

$$L_m I_{ds} = T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \phi_r}$$

$$I_{qs} = \frac{2 L_r T_e}{3 p L_m \phi_r}$$

En régime établi ce système devient:

$$L_m I_{ds} = \phi_r$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{\phi_r T_r}$$

$$I_{qs} = \frac{2 L_r T_e}{3 p L_m \phi_r}$$

Les valeurs de limitation des diverses variables de commande du

systeme à commander sont :

$$0 \ll I_{ds} \ll \frac{\phi_r}{L_m}$$

$$I_{qs} \ll \frac{2 L_r T_e (\text{MAX})}{3 p L_m \phi_r}$$

$$\omega_{sl} \ll \frac{2}{3} \left[\frac{R_r T_e (\text{MAX})}{(p \phi_r^2)} \right]$$

A-2 FACTEUR D'ECHELLE POUR L'IMPLANTATION NUMERIQUE

Les grandeurs physiques intervenant au niveau des algorithmes sont définies dans un domaine de travail admissible sous un format de 7 bits et un bit de signe. Dans ces conditions, les facteurs de conversion permettent de représenter toutes les grandeurs en numérique. Les facteurs sont choisis de manière à pouvoir couvrir le domaine de travail accessible avec la meilleure précision.

Ainsi sont définies les facteurs de conversion et les relations entre les valeurs numériques et les valeurs réelles.

La résolution est imposée par les convertisseurs A/N.

A-2-1 facteurs de conversion

$$F\omega_r = \frac{A(h)}{\Omega_{rmax}} \quad , \quad FT_e = \frac{A(h)}{T_{e*max}} \quad , \quad Fl_d = \frac{A(h)}{I_{ds*max}}$$

$$F\phi_r = \frac{A(h)}{\phi_{rmax}} \quad , \quad F\omega_{sl} = \frac{A(h)}{\omega_{sl*max}} \quad , \quad Fl_q = \frac{A(h)}{I_{qs*max}}$$

$$F\omega_r^* = \frac{A(h)}{\omega_{smax}^*} \quad , \quad F\phi_r^* = \frac{A(h)}{\phi_{smax}^*}$$

A-2-2 Relations entre les valeurs numériques et les valeurs réelles

$$N\hat{\Omega}_r^* = F\omega_r \cdot \hat{\Omega}_r^* \quad , \quad N\hat{\Omega}_r = F\omega_r \cdot \hat{\Omega}_r \quad , \quad N\hat{\Omega}_r^* = N\hat{\Omega}_r - N\hat{\Omega}_r$$

$$N\hat{T}_e^* = FT_e \cdot \hat{T}_e^* \quad , \quad N\hat{\phi}_r^* = N\phi_r \cdot \hat{\phi}_r^* \quad , \quad N\hat{I}_{qs}^* = F\hat{I}_{qs} \cdot \hat{I}_{qs}^*$$

$$N\hat{I}_{ds}^* = F\hat{I}_d \cdot \hat{I}_{ds}^* \quad , \quad N\hat{\omega}_{sl}^* = F\omega_{sl} \cdot \hat{\omega}_{sl}^* \quad , \quad N\hat{\omega}_s^* = F\omega_s \cdot \hat{\omega}_s^*$$

N : Indice correspondant à la valeur numérique

ANNEXE B

B-1 DECOUPLAGE POUR LE FLUX STATORIQUE (ϕ_{ds} , ϕ_{qs})

Le choix du flux statorique comme grandeur d'état, conduit à reprendre les équations de la machine alimentée en courant sous forme :

$$T_r \frac{d\phi_{ds}}{dt} + \phi_{ds} = L_s I_{ds} + \sigma L_s T_r \frac{dI_{ds}}{dt} + T_r \omega_{sl} (\phi_{qs} - \sigma L_s I_{qs}) \quad (B-1)$$

$$T_r \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{qs} = L_s I_{qs} + \sigma L_s T_r \frac{dI_{qs}}{dt} - T_r \omega_{sl} (\phi_{ds} - \sigma L_s I_{ds})$$

Le découplage exige que :

$$I_{ds} = I_{ds1} - \omega_{sl} \left[\frac{I_{qs1}}{s + \frac{1}{T_r}} - \frac{I_{qs}}{s + \frac{1}{\sigma T_r}} \right] \quad (B-2)$$

$$I_{qs} = I_{qs1} + \omega_{sl} \left[\frac{I_{ds1}}{s + \frac{1}{T_r}} - \frac{I_{ds}}{s + \frac{1}{\sigma T_r}} \right]$$

L'introduction des équations (B-2) dans les équations (B-1) permet de vérifier que :

$$T_r \frac{d\psi_{ds}}{dt} + \psi_{ds} = L_m \cdot I_{ds} + \sigma L_m T_r \frac{dI_{ds}}{dt}$$

(B-3)

$$T_r \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \psi_{qs} = L_m \cdot I_{qs} + \sigma L_m T_r \frac{dI_{qs}}{dt}$$

Il apparaît que les deux flux (ψ_{ds}, ψ_{qs}) sont découplés, puisque (ψ_{ds}) ne dépend que du courant (I_{ds}) et (ψ_{qs}) du courant (I_{qs}) .

La structure de réglage reste celle donnée par la figure 1.

B-2 DÉCOUPLAGE POUR LE FLUX D'ENTREFER (ψ_{dg}, ψ_{qg})

La dernière possibilité de cette classe de commande consiste à examiner les composantes du flux d'entrefer comme variable d'état. A cet effet, le modèle de la machine est à nouveau modifié sous la forme :

$$T_r \frac{d\psi_{dg}}{dt} + \psi_{dg} = L_m I_{ds} + L_m (T_r - \frac{L_m}{R_r}) \left(\frac{dI_{ds}}{dt} + \omega_{sl} \left[T_r \psi_{dq} - L_m (T_r - \frac{L_m}{R_r}) I_{qs} \right] \right)$$

(B-4)

$$T_r \frac{d\psi_{qg}}{dt} + \psi_{qg} = L_m I_{qs} + L_m (T_r - \frac{L_m}{R_r}) \left(\frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_{sl} \left[T_r \psi_{dq} - L_m (T_r - \frac{L_m}{R_r}) I_{ds} \right] \right)$$

Un calcul analogue au précédent conduit à :

$$I_{ds} = I_{ds1} - \omega_{sl} \left[\frac{I_{qs1}}{\left(s + \frac{1}{T_r} \right)} - \frac{I_{qs}}{s + \frac{1}{T_r - \frac{L_m}{R_r}}} \right]$$

$$I_{qs} = I_{qs1} + \omega_{sl} \left[\frac{I_{ds1}}{\left(s + \frac{1}{T_r} \right)} - \frac{I_{qs}}{s + \frac{1}{T_r - \frac{L_m}{R_r}}} \right] \quad (B-5)$$

Après arrangement des formules , nous obtenons :

$$T_r \cdot \frac{d\phi_{dg}}{dt} + \phi_{dg} = L_m I_{ds1} + L_m \left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \frac{dI_{ds1}}{dt}$$

(B-6)

$$T_r \cdot \frac{d\phi_{qg}}{dt} + \phi_{qg} = L_m I_{qs1} + L_m \left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \frac{dI_{qs1}}{dt}$$

Ceci vérifie que les composantes du flux d'entrefer (ϕ_{dg} , ϕ_{qg}) sont découplés , puisque (ϕ_{dg}) ne dépend que de I_{ds1} et (ϕ_{qg}) de I_{qs1} . Comme précédemment les deux courants I_{ds1} et I_{qs1} proviennent des sorties de régulateurs de ω_{sl} et de flux .

ANNEXE C

C-1 ETUDE DE L'INTERFACE PARALLELE PROGRAMMABLE (PPI 8255)

L'interface parallele programmable (PPI 8255A) est un circuit intégré développé par INTEL qui se presente dans un boitier de 40 broches. Il joue un role majeure dans notre dispositif d'entrée/sortie, il assure l'interfaçage entre des peripheriques paralleles et le microprocesseur 8088.

Il dialogue avec la peripherie par l'intermediaire de 24 lignes .

En plus , l'utilisation du PPI (8255A) facilitera la lecture ou l'écriture.

Il permettra aussi de synchroniser les operations d'echantillonnage, de blocage et de conversion et ce en envoyant des signaux de commande sur l'un des ports d'E/S.

C-1-1) organisation externe

Il est logé dans un boitier DIL de 40 broches.

- la broche de selection de boitier (\overline{CS})
- les deux pattes de sélection de registres A_0 , A_1
- les pins de commande de lecture (\overline{RD}) et d'écriture (\overline{WR})
- une broche de remise a zero (Reset)
- huit broches de données bidirectionnelles (D_0 ... D_7)
- 24 broches d'entrées/sorties
- l'alimentation +5V
- la masse

C-1-2) Organisation interne

Le PPI 8255A est un circuit d'E/S parallele tres simple .

Il comprend trois registres de 8 bits, A, B et C appelés ports et un registre de commande.

Il est réparti en deux groupes A et B.

Le groupe A comporte :

- Le port A (de PA0 à PA7)
- Le quartet supérieur de port C (de PC4 à PC7).

Le groupe B quant à lui comporte :

- Le port B (de PB0 à PB7)
- Le quartet inférieur du port C (de PC0 à PC3).

Il est à noter que la programmation s'effectue grâce au registre de commande.

C-1-3) Modes de fonctionnement

Les 24 lignes d'E/S que possède le PPI (6255A) sont programmables suivant trois modes : mode 0, mode 1 et mode 2.

Chaque mode de fonctionnement correspond à un type de circuit.

Le choix d'un mode et la programmation des lignes se fait à travers le registre de contrôle figure (C2).

Mode 0

~~~~~  
Chaque ligne est une entrée ou une sortie de donnée. Ces lignes sont programmables en entrée ou en sortie à travers le registre de commande, par groupe de 8 lignes (canal A ou canal B) ou par groupe de 4 lignes (canal C) figure ( C3 ).

#### Mode 1

~~~~~  
Les 8 lignes du canal A et du canal B sont programmées en entrées ou en sorties. 6 lignes du canal C sont des lignes de contrôle (3 pour le canal A, 3 pour le canal B).

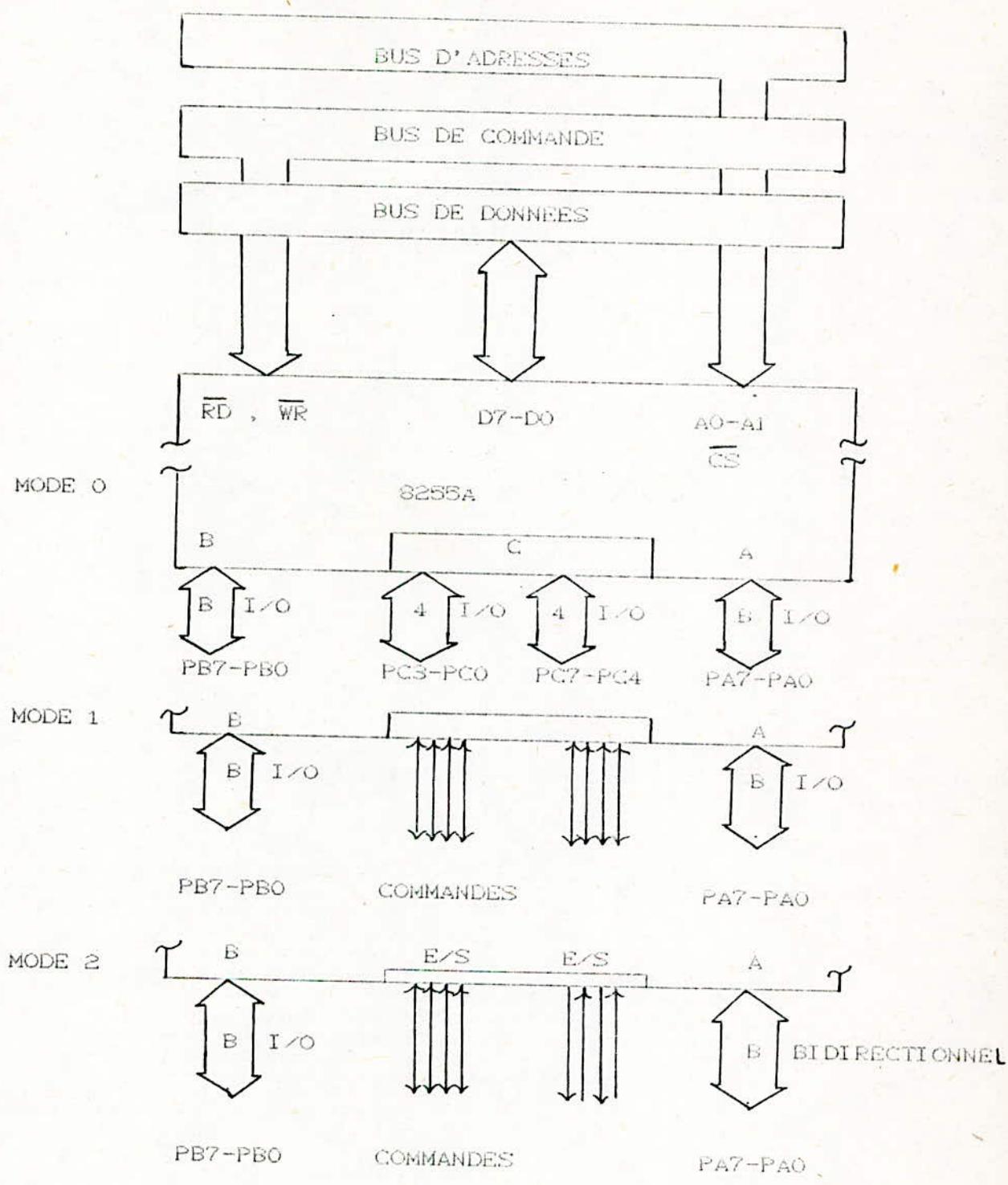


FIG C3 : Mode de fonctionnement du PIC(8255A)

Mode 2

~~~~~

Les 8 lignes du canal A fonctionnent en mode bidirectionnel:

cinq lignes du canal C sont affectées au contrôle du canal A.

Les ports A et B peuvent être mis à des modes différents. Le port C supérieur est configuré selon le mode du port A et le port C inférieur selon le mode du port B. Le choix des modes et de sélection d'un registre parmi les 4 disponibles se fait à l'aide des bits A<sub>0</sub> et A<sub>1</sub>.

| A <sub>1</sub> | A <sub>0</sub> | Partie adressée      |
|----------------|----------------|----------------------|
| 0              | 0              | port A               |
| 0              | 1              | port B               |
| 1              | 0              | port C               |
| 1              | 1              | Registre de commande |

TAB. C-1

C-1-4) Adressage du PPI 8255A

L'adressage du circuit est résumé dans le tableau (C-2):

|            | A <sub>0</sub> | A <sub>1</sub> | RD | WR | CS | OPERATION                             |
|------------|----------------|----------------|----|----|----|---------------------------------------|
| ENTREE     | 0              | 0              | 0  | 1  | 0  | PORT A VERS BUS DE DONNEES            |
| (LECTURE)  | 0              | 1              | 0  | 1  | 0  | PORT B VERS BUS DE DONNEES            |
|            | 1              | 0              | 0  | 1  | 0  | PORT C VERS BUS DE DONNEES            |
| SORTIE     | 0              | 0              | 1  | 0  | 0  | BUS DE DONNEES VERS PORT A            |
| (ECRITURE) | 0              | 1              | 1  | 0  | 0  | BUS DE DONNEES VERS PORT B            |
|            | 1              | 0              | 1  | 0  | 0  | BUS DE DONNEES VERS PORT C            |
|            | 1              | 1              | 1  | 0  | 0  | BUS DE DONNEES VERS R. COMMANDE       |
| INIBITION  | X              | X              | X  | X  | X  | BUS DE DONNEES AU 3 <sup>o</sup> ETAT |
|            | 1              | 1              | 0  | 1  | 0  | ILLEGAL                               |
|            | X              | X              | 1  | 1  | 0  | BUS DE DONNEES AU 3 <sup>o</sup> ETAT |

TAB. C-2

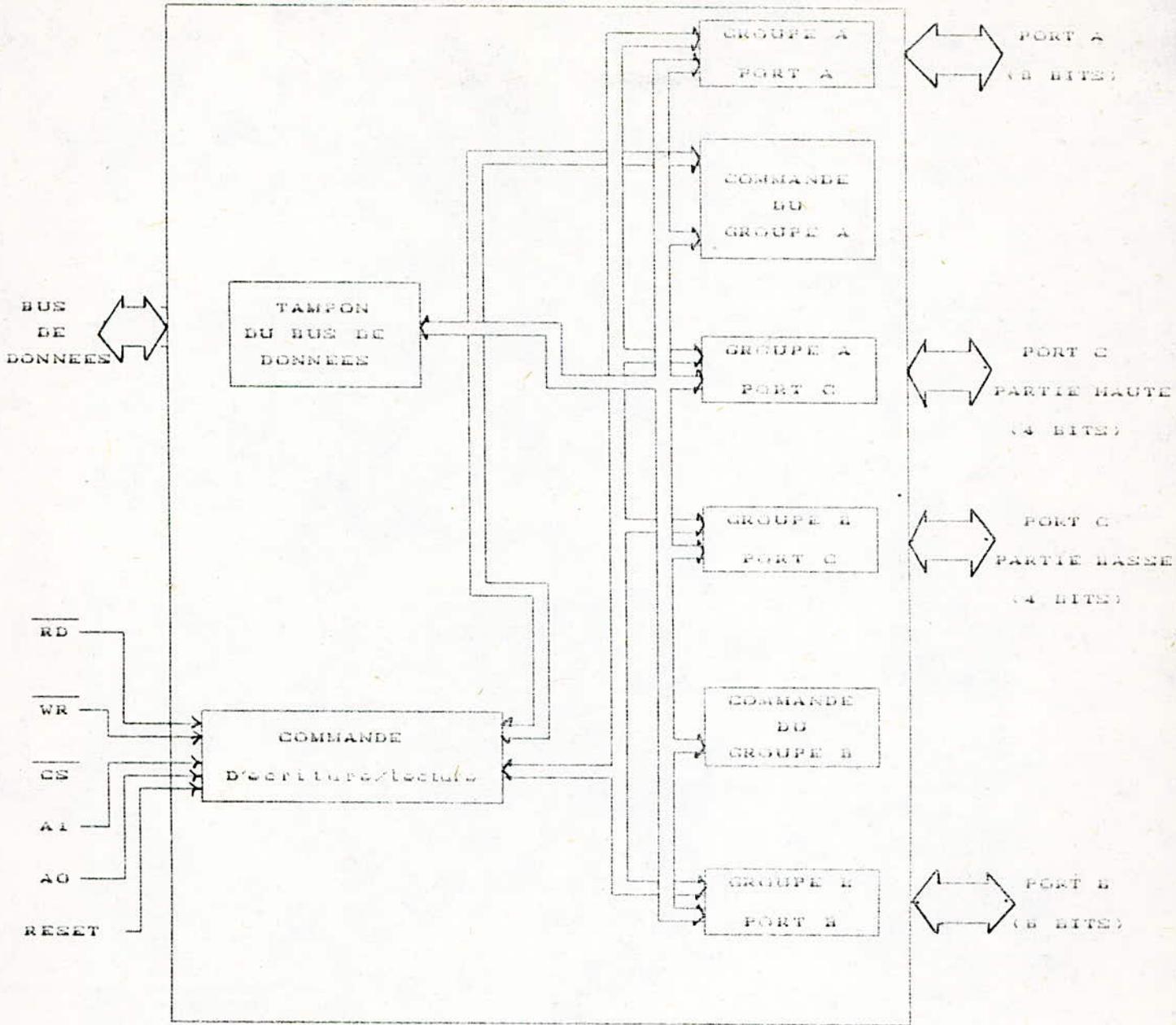


FIG C2: Structure interne du PPI 8255A.

C-1-5) Fonctionnement du PPI 8255A en mode 0

Dans ce mode le PPI possède 24 lignes d'E/S réparties en 4 groupes . Le sens de transfert est impérativement le même à l'intérieur de chacun des 4 groupes.

Suivant l'application souhaitée, chaque groupe devra être déclaré soit en entrée, soit en sortie. Pour chacun des 4 groupes, une E/S peut être utilisée comme donnée proprement dite, comme signal de commande ou comme signal d'état. Dans ce mode, les données de sortie sont mémorisées dans le 8255. Il n'en est pas de même des entrées : celles-ci ne sont pas mémorisées, il importe de les lire lorsqu'elles sont validées.

#### C-2) Mot de commande

Le PPI dispose d'un seul registre de 8 bits pour définir sa configuration fonctionnelle. Trois bits (D2, D5, D6) sont affectés à la sélection de l'un des trois modes de fonctionnement. Les bits D0, D1, D3, D4 sont destinés à la programmation de sens des 24 lignes par groupes de 4 ou 8.

Enfin D7 est systématiquement à 1.

La figure (C4) indique le rôle des différents bits du registre de contrôle.

Un mot de commande pour lequel D7 est à l'état 0, permet de mettre à 0 ou à 1 les bits du port C . Afin de sélectionner l'un de ces bits il suffit de coder sur les bits D3, D2, D1 le numéro du bit à positionner. La constitution de ce mot de commande est schématisée par le tableau ( C-3) . L'utilisation d'une telle méthode est préconisée pour la génération d'impulsions de commande.

| Bits à utiliser | D <sub>3</sub> | D <sub>2</sub> | D <sub>1</sub> | Bits à initialiser | D <sub>3</sub> | D <sub>2</sub> | D <sub>1</sub> |
|-----------------|----------------|----------------|----------------|--------------------|----------------|----------------|----------------|
| PC <sub>0</sub> | 0              | 0              | 0              | PC <sub>4</sub>    | 1              | 0              | 0              |
| PC <sub>1</sub> | 0              | 0              | 1              | PC <sub>5</sub>    | 1              | 0              | 1              |
| PC <sub>2</sub> | 0              | 1              | 0              | PC <sub>6</sub>    | 1              | 1              | 0              |
| PC <sub>3</sub> | 0              | 1              | 1              | PC <sub>7</sub>    | 1              | 1              | 1              |

TAB. C-3

Donc tout signal d'état sera choisi parmi les bits du port C mais si un des bits du port A ou B programmé en entrée est disponible il pourra servir de signal d'état figure (C4).

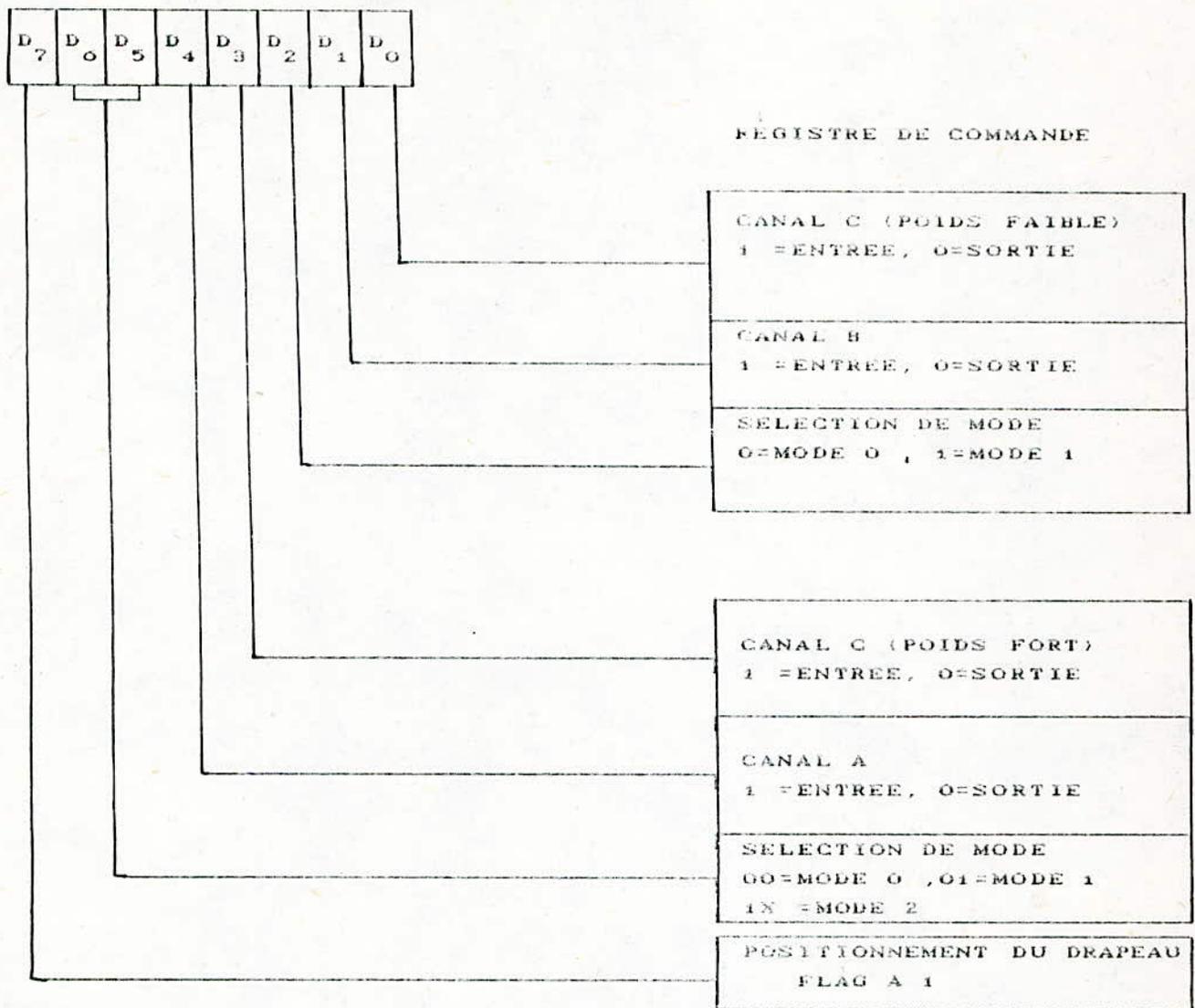
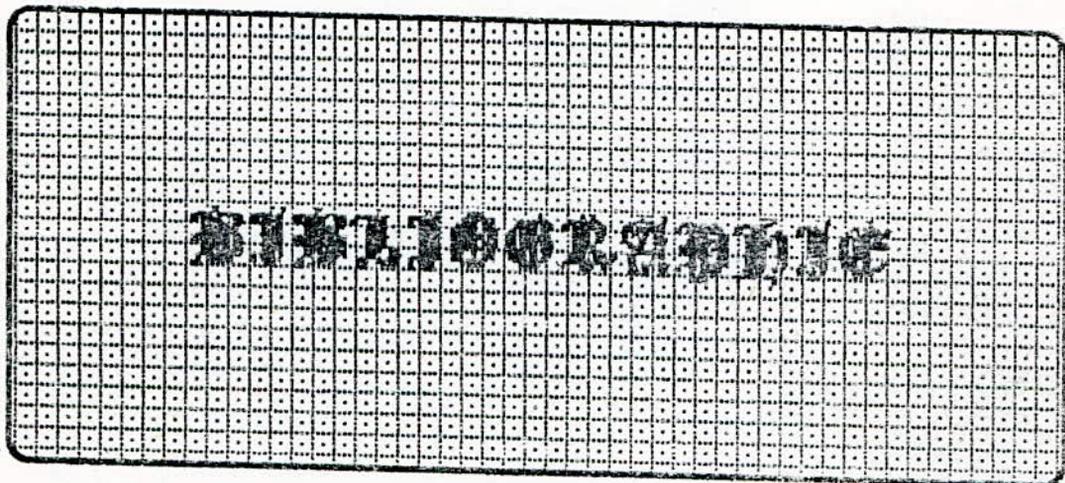


FIG C4 : Mot de commande



[1] F. BLASCHKE

" New method for the structure decoupling of AC induction machines "

Second IFAC symposium on multivariable technical control systems , 1971 PP 11-13.

[2] F. BLASCHKE

"The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating -field machines "

IEEE Trans. Ind App 1972

[3] F. WILFIED , H. RIPPERGER

" Field oriented closed loop control of induction machine with the new transvector control system "

Siemens Review , PP 248-253 1972

[4] E. CORNELL , T. LIPO

" Modeling and design of controlled current induction motor drive systems "

IEEE Trans on Ind App , Vol IA-13 , N=4 , July / Aug 1977

[5] G. RUPPRECHT , L. WERNER , J. GRAIG

" Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors "

IEEE Trans on Ind App , Vol IA-16 , N= 2 , March/April 1980

[6] W. LEONHARD

" Control of AC machines with the help of microelectronics "

IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives , Lausanne , Switzerland 1983

[7] R. KRISHNA , F.C. DORAN

" Study of parameter sensivity in high performance inverter fed induction motor drive systems "

IEEE , IAS Annual meeting Oct 1984

[8] K.B. NORDIN , D. NOVOTNY , D.S. ZINGER

" The influence of motor parameter deviations in feed forward field orientation drive systems "

IEEE , IAS Annual meeting Oct 1984

- [9] B.K. BOSE  
" Scalar decoupled control of induction motor "  
IEEE Trans on Ind App , Vol IA 20 , Jan/Feb 1984
- [10] S. SATHIAKUMARA , S.K. BISWAS , J.VITHAYATHIL  
"Microprocessor based field oriented control of a CSI-fed  
induction motor drive "  
IEEE Trans on Ind Elect Vol , IE-33 , N= 1 , Feb 1986
- [11] I.J. HA , E.G. GILBERT  
" A complete characterisation of decoupling control laws  
for a general class of non linear systems "  
IEEE Trans Automatic control , Vol AC 31 , N= 9 , Sep 1986
- [12] R.D. LORENZ , D.B. LOWSON  
"Performance of feedforward current regulators for field  
oriented induction machine controllers "  
IEEE Trans on Ind Elect Vol , IA-23 , N= 4 , July/August 1987
- [13] K. KIMOTO , Y. KAMEKO , K. HASHIMOTO  
" Decoupling control of an induction motor operated with a  
Pam inverter "  
IPESC , 88 Record , April 1988
- [14] S.K. SUL , T.A. LIPO  
" Field oriented control of an induction machine in a high  
frequency link power system "  
IPESC , 88 Record , April 1988
- [15] E.Y.Y. HO , P.C. SEN  
" Decoupling control of induction motor drives "  
IEEE Trans on Ind Elect , Vol 35 , N= 2 , May 1988
- [16] D. ZINGER , F. PROFUMA , T.A.LIPO , D.W. NOVOTNY  
" A direct field oriented controller for induction motor  
drives using topped stator windings "  
IPESC , 88 Record , April 1988
- [17] X. XU, R.D. DONCKER , D.W. NOVOTNY  
" A stator flux oriented machine drive "  
IPESC 88 , Record April 1988

- [19] S. OGASAWARA , H. AKAGI  
 " The generalized theory of indirect vector control for ACV machines "  
 IEEE Trans on Ind App , Vol 24 , N= 3 , May/June 1988
- [20] M. LEVEL  
 " 48 entrees/sorties programmables pour PC ou compatibles "  
 Micro-systems Sep 1988
- [21] G.A. CAPOLINO , Y.Y. FU  
 " Commande des machines asynchrones par flux oriente :  
 Principe , methodes et simulation "  
 Journée SEE , Actionneurs électriques , PP 4/1-14 , Nov 1989  
 valence.
- [22] X. XU, R.D. DONCKER , D.W. NOVOTNY  
 " A stator flux oriented machine drive "  
 IPESC 88 , Record April 1988
- [23] R.J. KERKMAN , T.M. ROWAN , D. LEGGALE  
 " Indirect field oriented control of an induction machine  
 in the field weakening region "  
 IEEE 1989 conference Rec , pp 375-383
- [24] K. DAKHMOUCHE , D. ROY , R. PACAUT  
 " Modelling and vector control of induction machines "  
 IMACS , TC1 90 NANCY Sep 1990
- [25] S.N. SINOH  
 " Genelized decoupled control synthesis for invertible non  
 linear systems "
- [26] K. DAKOUCHE , D. ROYE , R. PACAUT  
 " Modelisation et commande vectorielle de machines  
 asynchrones "  
 IMACS , TC1 90 NANCY Sep 1990
- [27] L. BARAZANE , B. HEMICI  
 "Commande d'une machine asynchrone alimentée par un  
 onduleur de courant par Orientation du flux rotorique"  
 Journée d'étude (E.N.P) 1991
- [28] B. HEMICI , L. BARAZANE  
 "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone :Orientation  
 du flux statorique"  
 Journée d'étude (DJELFA) 1993

#### OUVRAGES:

- [29] G. SEGUIER , J. LESENNE , P. NOTELET  
 " Introduction à l'électronique approfondie "  
 TEC et DOC 1981

- [30] P. BARRET  
" Régimes transitoires des machines tournantes électriques "  
Eyrolles 1982
- [31] M. AUMIAUX  
" L'emploi des microprocesseurs "  
4<sup>e</sup> Ed , Masson , Paris 1982
- [32] H. BUHLER  
" Réglage échantillonné "  
Vol I : " Traitement par la transformée en Z "  
Presses Polytechniques romande 1982
- [33] R. AROUETTE  
" Théorie et pratique de microprocesseurs "  
Paris , Ed Radio H. LILEN 1977
- [34] L. CLEMENT  
" Systemes a microprocesseurs Tome III : les microprocesseurs "  
Cabay 1983
- [35] B.K. BOSE  
" Power electronics and AC drives "  
General electric company , Prentice-Hall , 87
- [36] J. CHATELAIN  
" Machines électriques "  
Presses Polytechnique Romande , 83
- [37] P.C. KRAUSE  
" Analysis of electric machinery "  
International Editions , 87
- [38] H. BUHLER  
" Conception des systemes automatiques "  
Presses polytechniques Rommandes , 88
- [39] H. BUHLER  
" Réglage échantillonné " Tomme II : " Variables d'état "  
Presses polytechniques Rommandes , 88
- [40] C. FOULARD  
" Commande et regulation par calculateur numérique "  
Dunod 87
- [41] S. LEBSON  
" Manuel des interfaces "