

DEPARTEMENT :

Génie Electrique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

COMMANDE ADAPTATIVE D'UNE MAS

À FLUX ORIENTÉ

Proposé par :

M^r B. HEMICI
M^r M. O. MAHMOUDI

Etudié par

M^r A. HESSAS
M^r R. KHELILIFI

Dirigé par

M^r B. HEMICI
M^r M. O. MAHMOUDI

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT :
Génie Electrique

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

COMMANDE ADAPTATIVE D'UNE MAS

À FLUX ORIENTÉ

Proposé par :

M. B. HEMICI
M. M. O. MAHMOUDI

Etudié par

M. A. HESSAS
M. R. KHELILIFI

Dirigé par

M. B. HEMICI
M. M. O. MAHMOUDI

PROMOTION
1971-72

DEDICACES

je dédie ce travail à :
Mes chères parents;
à mes soeurs;
à mes frères Lounès et Tahar;
à mes neveux et nièces, surtout Amine et Amina
à tous mes amis ;

Amar

A ma mère que je chérie tant;
à la mémoire de mon défunt père;
à tous mes frères et soeurs;
à tous mes amis;
je dédie ce modeste travail.

REDHA

REMERCIEMENTS



Pour leurs précieux conseils et suggestions , pour la bonne ambiance de travail qu'ils ont su créer pendant toute l'année, nous remercions notre promoteur Monsieur B.HEMICI et notre co-promoteur Monsieur M.O.MAHMOUDI.

Pour l'honneur qu' ils nous font en évaluant notre travail , que les membres du jury trouvent ici notre profonde reconnaissance.

Nous remercions également tous nos enseignants du département du Génie électrique auxquels nous devons notre formation.

Nous assurons nos amis de promotion de notre amitié la plus sincère

A toute les personnes qui ont contribués de près ou de loin a l'aboutissement de ce travail, trouvent ici l'expression de notre profonde reconnaissance

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Chapitre I

Modélisation de l'association convertisseur statique-MAS

Introduction.....	1
1 Modélisation de la machine asynchrone.....	1
1.1 Hypotheses simplificatrices.....	2
1.2 Convention.....	2
1.3 Modélisation de la MAS.....	3
1.4 Modèle de Park.....	4
1.5 Introduction du flux magnétisant.....	5
1.6 Choix du référentiel.....	7
1.7 Modélisation de la machine alimentée en tension.....	7
2 Modélisation du convertisseur de fréquence.....	11
2.1 Modélisation du redresseur.....	12
2.2 Modélisation du filtre.....	13
2.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	13
3 Modélisation de l'association convertisseur-machine.....	17
Conclusion.....	23

Chapitre II

Commande par orientation du flux

Introduction.....	24
1 Modèle en courant de la machine asynchrone.....	24
1.1 Modèle du flux rotorique commandé en courant.....	25
1.2 Modèle du flux statorique commandé en courant.....	26
1.3 Modèle du flux magnétisant.....	27
2 Différentes méthodes orientation flux.....	35
2.1 Orientation du flux rotorique.....	35
2.2 Orientation flux statorique.....	36
2.3 Orientation du flux magnétisant.....	38

Chapitre III

Réalisation pratique du contrôle vectoriel

Introduction.....	39
1 Méthode directe.....	39
1.1 Utilisation des capteurs de flux.....	39
1.2 Modèle dynamique du flux.....	40
2 Méthode indirecte.....	45
3 Influence de la constante de temps rotorique.....	45
4 Différentes structure de commande.....	46
Conclusion.....	51

Chapitre VI Régulation de vitesse

Introduction.....	52
1Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur-MAS.....	55
2Commande en boucle fermée.....	57
Conclusion.....	69

Chapitre V Commande adaptative

Introduction.....	70
1Définition de la commande adaptative.....	70
2Identification des modèles dynamique du procédé.....	70
3Algorithme des moindres carrés récursifs.....	72
4Synthèse du régulateur auto-ajustable.....	74
5Résolution de l'équation Diophantine.....	76

Chapitre VI Commande numérique à flux orienté

1Introduction.....	80
2Description générale de la RTI-820.....	80
3Configuration de la carte RTI-820.....	81
4Acquisition des signaux.....	83
5Schéma d'entrée/sortie.....	84
 conclusion generale	 85
 Annexes.....	 90
 Bibliographie	 94

NOTATIONS

a_s, b_s, c_s : Indices correspondants aux trois phases statoriques

a_r, b_r, c_r : Indices correspondants aux trois phases rotorique

s, r : Indices correspondants 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

L_s : Inductance propre d'un enroulement statorique

L_r : Inductance propre d'un enroulement rotorique

L_s : Inductance propre cyclique stator

L_r : Inductance propre cyclique rotor

M : Inductance mutuelle cyclique stator/rotor

R_s : Résistance d'un enroulement stator

R_r : Résistance d'un enroulement rotor

T_r, T_s : constante de temps rotorique et statorique

$T_r = L_r / R_r$; $T_s = L_s / R_s$

σ_r : Coefficient de fuite rotorique

$$\sigma_r = L_r / M - 1$$

σ : Coefficient de fuite total:

$$\sigma = 1 - M / L_s L_r$$

p : nombre de paires de poles

Γ_e : Couple électromagnétique

Γ_r : Couple résistant

J : Moment d'inertie des masses tournantes

K_f : Coefficients de frottements visqueux

θ : Angle électrique rotor/stator

θ_m : Angle mécanique rotor/stator

$$\theta_m = \theta / p$$

ω : Vitesse de rotation électrique du rotor

$$\omega = d\theta / dt$$

Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor

$$\Omega = d\theta_m / dt$$

$$\text{et } \Omega = \omega / p$$

θ_r : Angle électrique référentiel (D, Q)/rotor

ω_r : Vitesse de rotation du repère (D, Q)/rotor

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale :

La commande vectorielle des machines asynchrones a été exposée dans les années 70 par Hasse et Blashke, depuis lors, les variateurs de vitesse et les méthodes de conception des schémas de commande ont énormément évolué.

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu pour la simplicité de sa commande. Cependant, la présence du collecteur mécanique et des balais pose de nombreux problèmes, les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grande puissance ou vitesse, ni en milieux corrosifs ou explosifs.

Par contre, la machine asynchrone est à la fois robuste, simple à construire et à entretien réduit, mais sa commande est très difficile car le flux et le couple électromagnétique sont fortement couplés.

Dans ce mémoire, nous exposerons la méthode de contrôle vectorielle des machines asynchrones, connue sous le nom de « Flux orienté », dont le mode de réglage est basé sur le principe du maintien du flux suivant une direction bien précise pour pouvoir découpler le flux et le couple électromagnétique.

Dans le 1^{er} chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone dans différents repères associés au modèle de Park et l'étude de l'association convertisseur statique-MAS.

Le second chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone alimentée en courant.

Le 3^{ème} chapitre aborde les différentes méthodes de contrôle vectoriel, méthode directe et indirecte.

Le 4^{ème} chapitre est consacré à l'étude de l'association onduleur de tension-machine asynchrone avec orientation du flux rotorique par la méthode indirecte avec réglage de la vitesse.

Dans le 5^{ème} chapitre, nous exposerons la commande adaptative de la MAS.

Nous consacrons le 6^{ème} chapitre à la réalisation pratique de la commande vectorielle.

CHAPITRE I
MODÉLISATION DE L'ASSOCIATION
CONVERTISSEUR
STATIQUE-MAS

Introduction:

Pour pouvoir jeter les bases du contrôle à flux orienté ou contrôle vectoriel, il est indispensable de modéliser convenablement la machine asynchrone.

En premier lieu nous allons citer les hypothèses simplificatrices, puis nous exposerons les équations mathématiques traduisant le modèle de la machine triphasée ensuite nous donnerons le modèle général de Park à partir duquel nous obtiendrons le modèle de la machine alimentée en tension.

En second lieu, nous donnerons modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone, constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre LC et d'un onduleur de tension contrôlé en courant par la technique d'hysteresis ou « stratégie Delta ».

A la fin nous étudierons l'association convertisseur statique-MAS.

1. Modélisation de la machine asynchrone:

La machine asynchrone est une machine classique simple à construire et très commerciale sur le marché. Son stator représente un enroulement triphasé placé dans des encoches du circuit magnétique.

Le rotor peut être représenté sous deux formes:

- Rotor bobiné
- Rotor à cage

Le modèle de connaissance de la machine asynchrone tel qu'il sera retenu pour la suite de notre étude ne tiendra pas compte de phénomènes comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire, car leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou du moins, sous certaines conditions.

Ceci permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

1.1. Hypothèses simplificatrices:

Comme nous venons de le soulever, il est nécessaire de poser les hypothèses simplificatrices suivantes:

1. La machine n'est pas saturée, et présente une symétrie cylindrique ;
2. Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté ;
3. Répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice ;
4. Harmoniques de dentures négligeables ;
5. L'effet pelliculaire est négligeable ;

1.2. Convention:

- La machine est représentée par les trois phases statoriques a_s , b_s , et c_s et les trois phases rotoriques a_r , b_r , c_r
- Chaque phase est représentée par son axe magnétique.
- L'angle électrique entre deux phases rotoriques est $2\pi/3$. (Fig 1.1)
- L'axe magnétique oa_s de la bobine statorique a_s est considéré comme origines des phases.
- Le rotor est repéré par l'axe magnétique Oa_r de la bobine rotorique a_r
- Le référentiel(D,Q) est représenté par l'axe OD

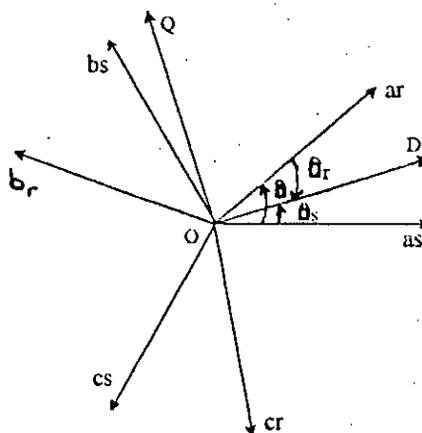


Fig 1.1: Axes magnétiques des bobines statoriques et rotoriques et référentiel général(D,Q).

1.3 Modélisation de la machine asynchrone:

L'étude du fonctionnement de la MAS passe par la détermination modèle de la machine qui découle de trois types d'équations à savoir [1] , [2] :

- Les équations électriques ;
- Les équations magnétiques ;
- L'équation mécanique ;

On définit alors les vecteurs tensions, courants ,flux statorique et rotorique:

$$[V_{abc}]_s = [V_{as} , V_{bs} , V_{cs}]^t : \text{vecteurs de tensions statoriques}$$

$$[\phi_{abc}]_s = [\phi_{as} , \phi_{bs} , \phi_{cs}]^t : \text{vecteur du flux statoriques}$$

$$[I_{abc}]_s = [I_{as} , I_{bs} , I_{cs}]^t : \text{vecteur de courants statoriques}$$

De même, on définit par changement d'indice, les vecteurs rotoriques:

$$[V_{abc}]_r , [\phi_{abc}]_r \text{ et } [I_{abc}]_r$$

Pour une machine équilibrée les équations citées plus haut s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

- **Equations électriques:**

$$[V_s] = R_s [I_s] + d[\phi_s]/dt$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + d[\phi_r]/dt$$

- **Equations magnétiques:**

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [L_{sr}][I_r]$$

$$[\phi_r] = [L_r][I_r] + [L_{sr}][I_s]$$

- **Equations mécaniques:**

$$Jd\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f\Omega$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$\Gamma_e = p [I_s]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{sr}] [I_r]$$

$[L_s]$, $[L_r]$ représentent respectivement les matrices statoriques et rotoriques, tandis que $[L_{sr}]$ correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

Ces dernières étant définies par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

La machine est définie par 5 inductances, à savoir:

- L'inductance propre d'une phase statorique L_s
- L'inductance propre d'une phase rotorique L_r
- L'inductance mutuelle entre phases statoriques M_s
- L'inductance mutuelle entre phases rotoriques M_r
- L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques $M_{sr}(\theta)$.

1.4 Modèle de Park:

La machine asynchrone dont nous étudions la mise en équation est constituée par trois phases statoriques et trois phases rotoriques, toutefois, pour un observateur lié à un repère bidimensionnel orthogonnel qui tourne à la vitesse de rotation ω_g , quelconque. La machine asynchrone est vue comme une machine biphasée et les équations précédentes transcrites dans ce référentiel ont pour expression:

• Equations électriques:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + d\phi_{ds} / dt - \omega_g \phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + d\phi_{qs} / dt + \omega_g \phi_{ds}$$

$$0 = R_r i_{dr} + d\phi_{dr} / dt - (\omega_g - \omega) \phi_{qr}$$

$$0 = R_r i_{qr} + d\phi_{qr} / dt + (\omega_g - \omega) \phi_{dr}$$

• Relations magnétiques:

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{dr}$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{qr}$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{ds}$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}$$

• **Equation mécanique:**

$$J d\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

Dans le référentiel (D, Q) le couple électromagnétique a pour expression:

$$\Gamma_e = 3/2 p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})$$

1.5 Introduction du flux magnétisant :

Dans la machine, les flux statoriques et rotoriques ne sont pas mesurables, seul le flux magnétisant peut l'être.

A fin de décomposer le flux stator (ou rotor) en un flux de fuite ϕ_f et un flux démagnétisant ϕ_m .

On introduit les équations suivantes:

$$\phi_s = \phi_m + \phi_{fs}$$

$$\phi_r = \phi_m + \phi_{fr}$$

D'autre part on a les équations suivantes:

$$\phi_{fs} = L_{fs} i_s$$

$$\phi_{fr} = L_{fr} i_r$$

$$\phi_m = L_m (i_s + i_r)$$

En tenant compte des deux systèmes d'équations on obtient:

$$\phi_s = L_{fs} i_s + L_m (i_s + i_r)$$

comme: $\phi_s = L_s i_s + M i_r$ on a: $L_m = M = L_s + L_{fs}$

De même, on a pour le rotor:

$$L_m = M = L_r + L_{fr} \quad \text{et} \quad \phi_r = L_{fr} i_r + L_m (i_s + i_r)$$

Les composantes D et Q du flux magnétisant s'obtiennent par projection des équations sur les axes D et Q.

$$\phi_{dm} = \phi_{ds} - L_{fs} i_{ds}$$

$$\phi_{qm} = \phi_{qs} - L_{fs} i_{qs}$$

OU

$$\phi_{dm} = \phi_{dr} - L_{fr} i_{dr}$$

$$\phi_{qm} = \phi_{qr} - L_{fr} i_{qr}$$

1.6.Choix du référentiel :

Le modèle de Park n'est pas tout a fait défini car la vitesse de rotation ω_g du repere (D,Q) par rapport au stator est quelconque .

Trois types de référentiel sont donc possible dans la pratique, chacun de ces référentiels est choisi selon le problème qu'on veut étudier[3].

Le glissement de vitesse angulaire est défini par:

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega$$

1.6.1.Référentiel lié au stator:

Il se traduit par les conditions:

$$d\theta_s / dt = 0 \quad , \quad d\theta_r / dt = -\omega$$

Ce référentiel est noté (α, β) et les équations électriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + d/dt \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + d\phi_{\alpha r} / dt + \omega \phi_{\beta r}$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + d\phi_{\beta r} / dt - \omega \phi_{\alpha r}$$

Nous choisirons ce référentiel dans le cas ou la vitesse de rotation varie énormément associée ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.

1.6.2.Référentiel lié au rotor:

Il se traduit par les conditions

$$d\theta_r / dt = 0 \quad , \quad d\theta_s / dt = +\omega$$

Ce référentiel est noté (X, Y) et les équations électriques deviennent :

$$V_{xs} = R_s i_{xs} + d\phi_{xs} / dt - \omega \phi_{ys}$$

$$V_{ys} = R_s i_{ys} + d\phi_{ys} / dt + \omega \phi_{xs}$$

$$0 = R_r i_{xr} + d\phi_{xr} / dt$$

$$0 = R_r i_{yr} + d\phi_{yr} / dt$$

Nous choisirons ce référentiel dans l'étude des régimes transitoires ou la vitesse de rotation reste constante

1.6.3. Référentiel lié au champ tournant:

Ce référentiel est noté (d,q) , les équations électriques ne changent pas et s'écrivent ($\omega_g = \omega_s$) :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + d\phi_{ds} / dt - \omega_g \phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + d\phi_{qs} / dt + \omega_g \phi_{ds}$$

$$0 = R_r i_{dr} + d\phi_{dr} / dt - \omega_{gl} \phi_{qs}$$

$$0 = R_r i_{qr} + d\phi_{qr} / dt + \omega_{gl} \phi_{dr}$$

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad \text{ou} \quad \omega_{gl} \text{ est la pulsation de glissement.}$$

Nous choisirons ce référentiel quand on veut étudier les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante.

1.7. Modèle de la machine alimentée en tension:

Le contrôle vectoriel nous permet de réaliser des variateurs de vitesse de bonne qualité, pour cela le modèle en tension doit traduire le comportement d'une machine asynchrone où la vitesse doit varier soit sans variations de la fréquence d'alimentation (par variation du glissement donc par variation de la charge), soit avec variation de la fréquence d'alimentation (nous verrons que celle-ci dépend de la vitesse de consigne). [2]

Nous choisirons le référentiel (α, β) lié au stator pour établir le modèle de la machine alimentée en tension.

Toutefois de nombreuses présentations de la modélisations existent : Soient toutes les grandeurs de la machine sont considérées (courant rotor et stator ou bien courant stator et flux) soit seule une partie est prise en compte [2].

Le modèle est donc plus au moins complexe son ordre dépend des grandeurs considérées, pour notre étude nous choisissons le vecteur d'état $(\phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s})^t$ car, il nous permet d'avoir en sortie les courants statoriques, essentielles pour le contrôle de l'onduleur.

Ce modèle se traduit par les équations d'état suivantes:

Equations électromagnétiques:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{-1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega \\ \frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_r L_s} & \omega & \frac{-1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix}$$

Equations mécaniques:

$$J d\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega \quad ; \quad \omega = \Omega p$$

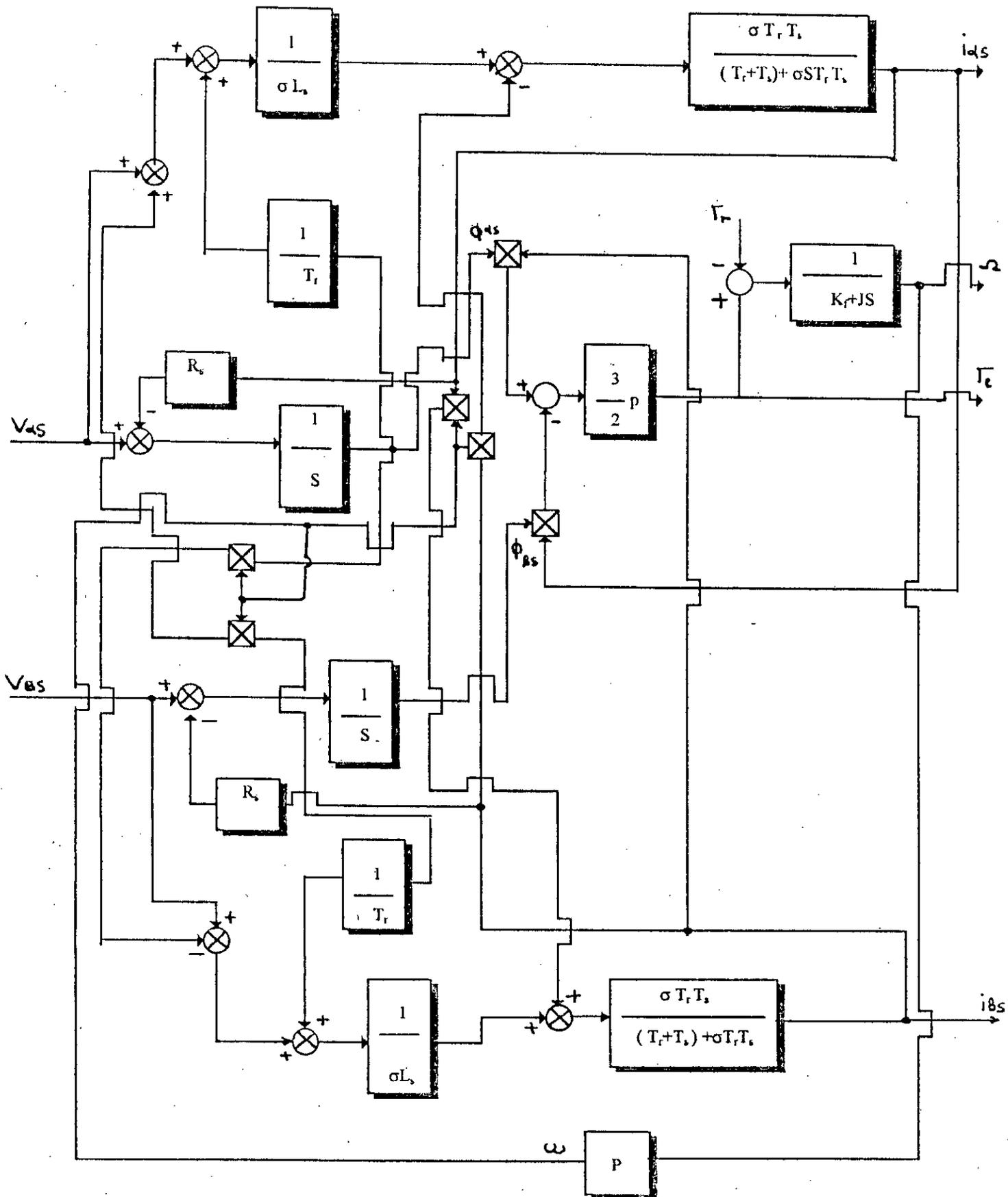
$$\Gamma_e = (3/2)p(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s})$$

Flux rotorique :

$$\phi_{\alpha r} = L_r / M (\phi_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s})$$

$$\phi_{\beta r} = L_r / M (\phi_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s})$$

Ce modèle est traduit par le schéma bloc qui suit:



Simulation numérique:

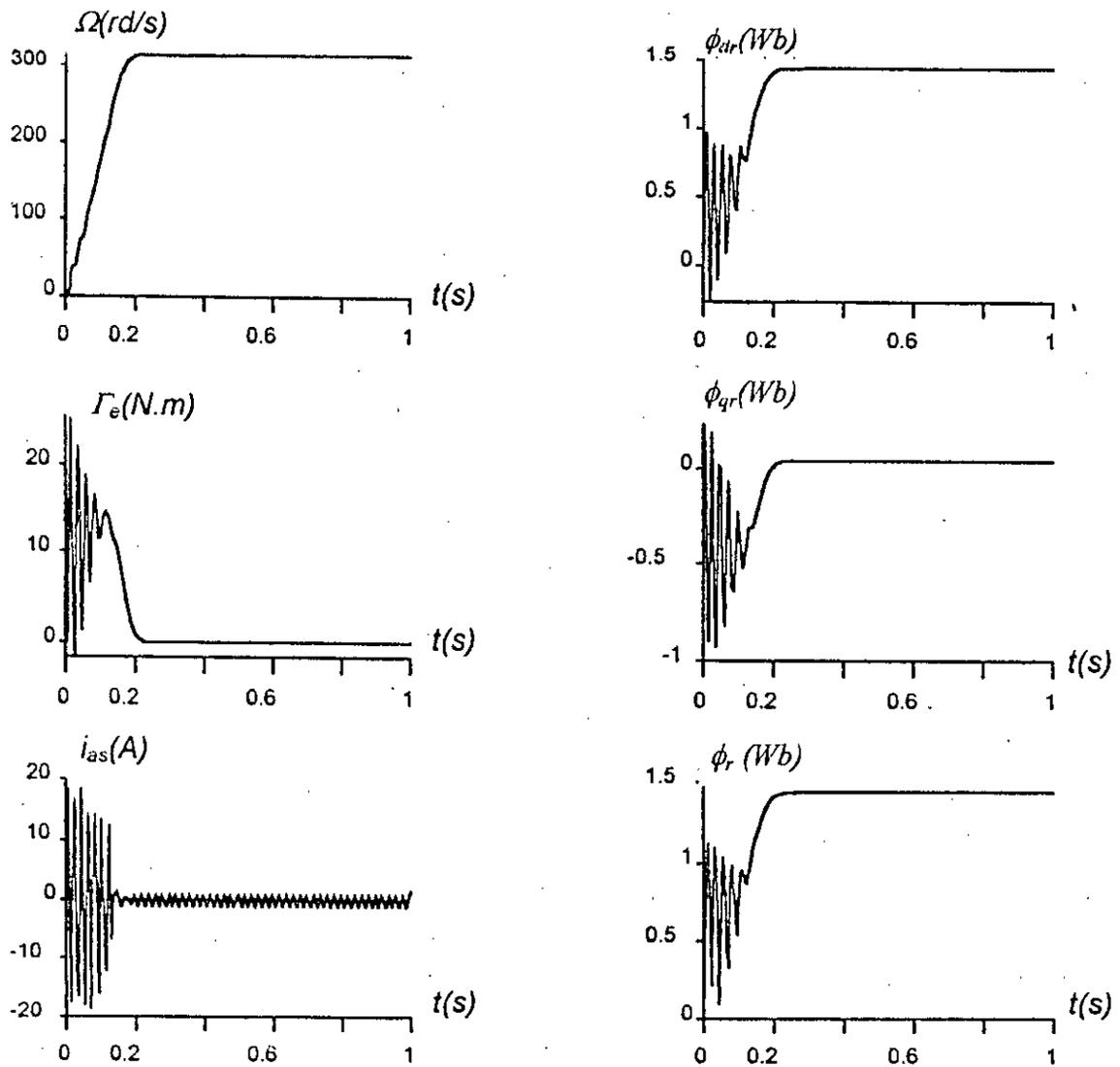


Fig 1.1 Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée en tension

- 1-Vitesse de rotation Ω (rd/s)
- 2- Couple électromagnétique Γ_e (N.m)
- 3- Courant statorique i_{as} (A)
- 4-Flux rotorique direct ϕ_{dr} (Wb)
- 5-Flux rotorique quadratique ϕ_{qr} (Wb)
- 6-Flux rotorique résultant ϕ_r (Wb)

Interprétation et commentaire:

Lorsque la machine asynchrone est alimentée par un système de tensions sinusoïdales de fréquence 50 Hz sans charge (à vide), la machine atteint rapidement la vitesse du synchronisme de 3000tr/min au bout de 0,2s environ, ainsi la machine asynchrone alimentée en tension possède un démarrage rapide.

Au démarrage, on constate un appel de courant considérable (15A environ) qui s'atténue après le temps de démarrage jusqu'à se stabiliser en régime permanent à une valeur nominale.

Le couple électromagnétique est caractérisé par quelques oscillations pendant le régime transitoire qui peuvent atteindre (25 N.m) jusqu'à se stabiliser à une valeur qui compense les pertes mécaniques.

Quant au flux rotorique ϕ_r , après le régime transitoire oscillatoire, il se stabilise en régime permanent à (1,5Wb).

2.Modélisation du convertisseur de fréquence:

L'alimentation de la machine est assurée par une source à fréquence variable délivrée par un onduleur de tension commandé par la stratégie 'DELTA'.

L'onduleur de tension est alimenté par un étage constitué d'un pont à diodes suivi d'un filtrage (L C) du type passe bas comme le montre la figure I.3

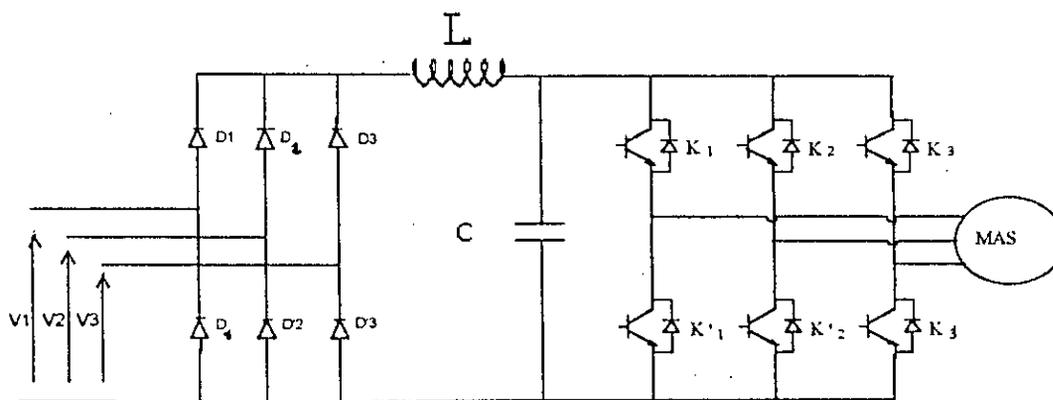


Fig I.3 Association redresseur triphasé à diode-filtre-onduleur-MAS

Chaque bras d'onduleur comporte deux interrupteurs permettant de connecter une phase de la machine aux deux pôles de la source de tension.

2.1. Modélisation du redresseur:

Les tensions d'alimentations V_1, V_2, V_3 et la tension redressée ont l'allure suivante:

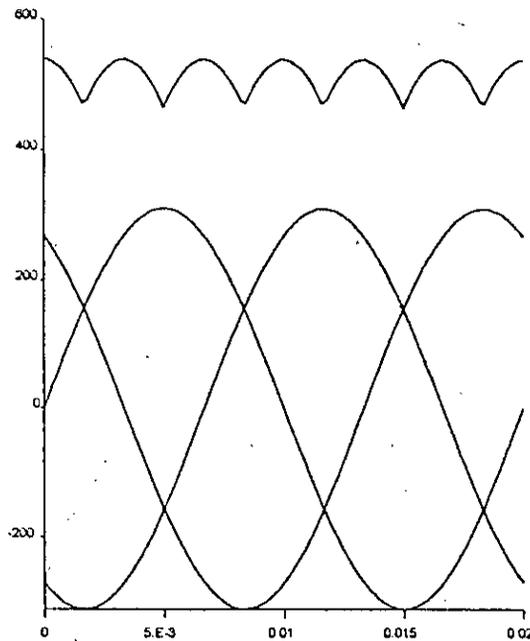


Fig 1.4 Tensions redressées

La commutation des diodes se traduit par :

D_i conduit si $V_i = \max(V_j)$; $j=1,2,3$; $i=1,2,3$

D_i conduit si $V_i = \min(V_j)$; $j=1,2,3$; $i=1,2,3$

La tension redressée est donc : $U_d = V_i - V_k$

Où V_i est la tension à l'anode et V_k la tension à la cathode .

En remplaçant V_i on obtient: $U_d = \max(V_j) - \min(V_j)$ $j=1,2,3$

2.2. Modélisation du filtre:

On utilise un filtre du type passe-bas pour filtrer d'une part la tension redressée et de réduire les ondulations du courant d'entrée de l'onduleur.

Les équations du filtre sont :

$$U_d = L di/dt + U_f$$

$$dU_f/dt = 1/c(i - i_d)$$

ou :

U_f : est la tension d'entrée de l'onduleur

U_d : est la tension redressée

La fonction de transfert du filtre (F_f) est la suivante:

$$F_f = U_f / U_d = 1 / (1 - LC\omega^2) = 1 / (1 + \sqrt{(LCS)})^2$$

D'où on tire la fréquence de coupure:

$$F_c = 1 / \sqrt{LC}$$

Pour éliminer les harmoniques d'ordre 2 ou plus nous choisissons $F_c < 2F$

D'où on aura :

$$LC > 2.77 \cdot 10^{-6}$$

On prends alors:

$$LC = 16 \cdot 10^{-6}$$

D'où:

$$L = 40 \text{ mH}$$

$$C = 400 \mu\text{F}$$

2.3. Modélisation de l'onduleur de tension:

Le schéma de principe de l'onduleur de tension monté en pont, alimentant une charge est donné par la figure 1.5

La tension continue est donnée par le redresseur. L'onduleur est composé de six branches dont trois sont constitués de deux transistors commandés complémentaires, permettant de connecter une phase de la machine aux deux pôles de la source de tension, et les trois autres sont constitués de diodes montées en anti-parallèle permettant de renvoyer le courant négatif.

Les tensions de sortie ont pour expression :

- Tensions composées aux bornes de l'onduleur :

$$U_{ab} = V_a - V_b$$

$$U_{bc} = V_b - V_c$$

$$U_{ca} = V_c - V_a$$

- Tensions simples aux bornes de l'onduleur:

$$V_a = 1/3(U_{ab} - U_{ca})$$

$$V_b = 1/3(U_{bc} - U_{ab})$$

$$V_c = 1/3(U_{ca} - U_{bc})$$

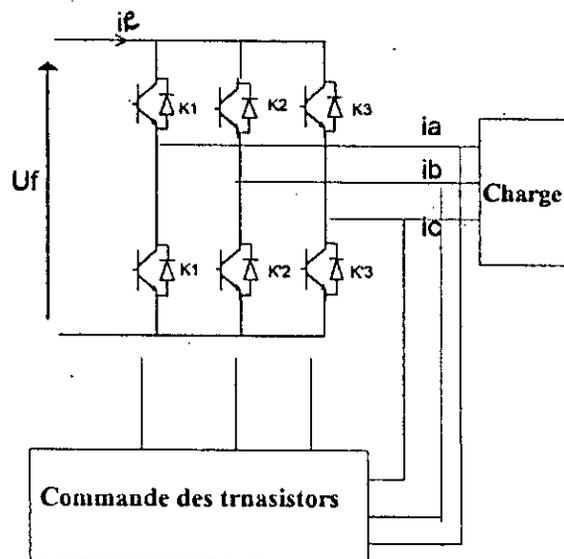


Fig I.5 Onduleur de tension

L'onduleur de tension se comporte comme un commutateur triphasé, qui est constitué de trois interrupteurs à deux positions comme l'indique la figure suivante :

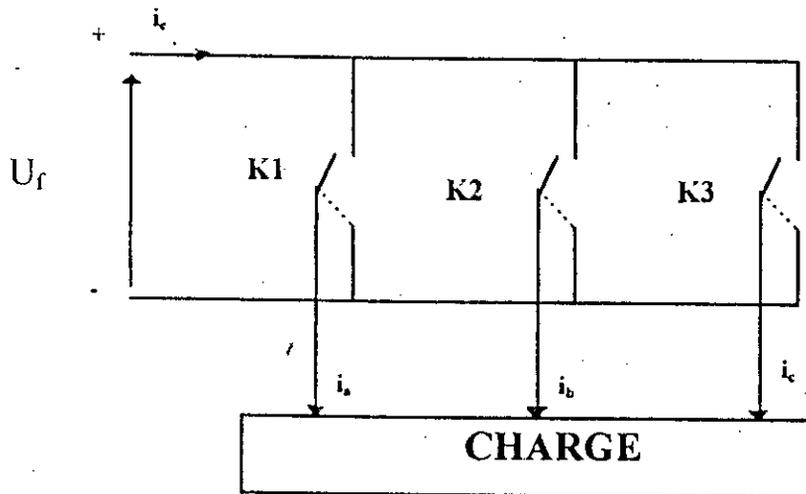


Fig 1.6 Représentation des transistors par des interrupteurs à deux positions

Les F_i sont les fonctions logiques qui représentent l'état logique des interrupteurs électroniques (K_1, K_2, K_3) dont la commutation est supposée instantanée

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{Si } K_i \text{ est connecté à la borne +} \\ -1 & \text{Si } K_i \text{ est connecté à la borne -} \end{cases} \quad i=1,2,3$$

Parmi les 3 possibilités d'allumage des transistors d'une branche, deux sont interdites:

- L'allumage simultané qui conduit à un court-circuit de la source de tension d'où risque de claquage des transistors si une protection efficace n'est pas envisagé.
- L'extinction simultanée où on aura une tension de phase différente de celle de la source.

Chaque transistor est shunté par une diode ;effectivement lorsqu'on permute l'état de conduction des transistors d'une branche, la tension s'inverse, mais pas le courant car la machine est inductive, c'est donc la diode anti-parallèle qui véhiculera le courant tant que la tension ne sera pas inversée.

Il en résulte que:

$$U_{ab} = 1/2 U_i (F_1 - F_2)$$

$$U_{bc} = 1/2 U_i (F_2 - F_3)$$

$$U_{ac} = 1/2 U_i (F_3 - F_1)$$

D'où on aura:

$$V_a = 1/6 U_i (2F_1 - F_2 - F_3)$$

$$V_b = 1/6 U_i (2F_2 - F_1 - F_3)$$

$$V_c = 1/6 U_i (2F_3 - F_1 - F_2)$$

L'expression du courant i à l'entrée de l'onduleur a pour expression :

$$i_e = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c$$

Commande par modulation de largeur d'impulsion « Stratégie Delta »:

Le principe de cette méthode est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que le courant de chaque phase du moteur évolue dans une bande limite encadrant la référence des courants.

Le contrôle des courants par hystérésis se fait par la comparaison entre les courants réels et les références de ces courants. Le comparateur réagit dès que le courant s'écarte de la valeur d'hystérésis de sa référence:

$$\Delta i_s = i_s^* - i_s$$

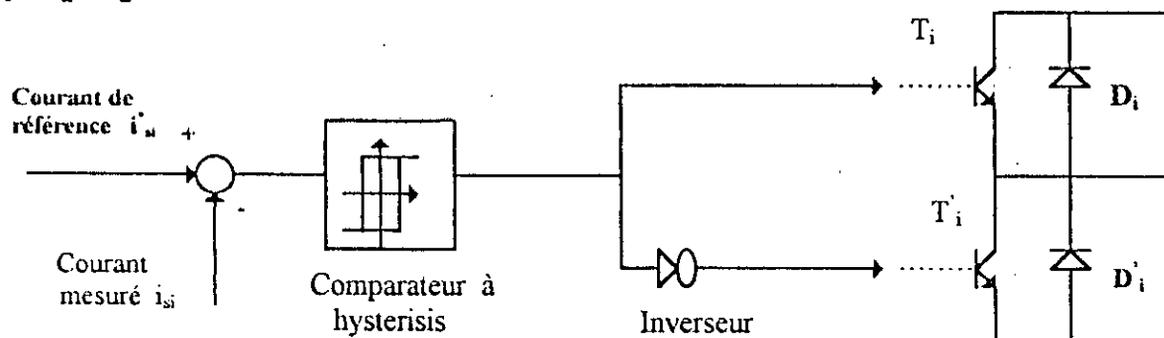


Fig 1.7 Principe du contrôle par hystérésis

On peut constater que le contrôle par hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable.

3. Modélisation de l'association convertisseur-machine

On réalise l'association du redresseur, du filtre, de l'onduleur de tension commandé par la stratégie « Delta » et de la machine asynchrone comme l'indique la figure 1.8

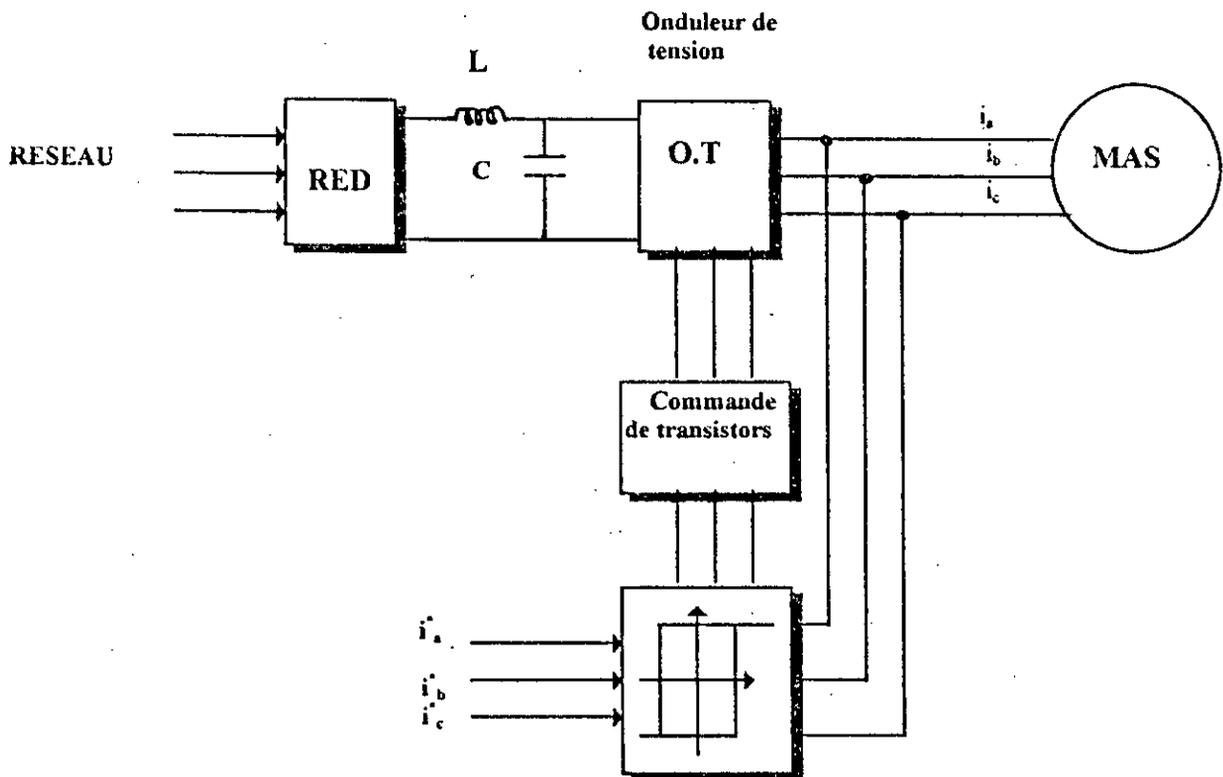


Fig 1.8 Association convertisseur-machine

La machine asynchrone est alimentée en tension et contrôlée en courant, c'est à dire que la forme sinusoïdale des courants statoriques est imposée par l'onduleur de tension. La modélisation du convertisseur et de la machine est donnée par l'algorithme suivant:

Algorithme de simulation:

- Tension du réseau:

$$V_1 = V_m \sin \omega t$$

$$V_2 = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$V_3 = V_m \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

- Tension de sortie du redresseur:

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) \quad ; \quad j=1,2,3$$

- Tension de sortie du filtre:

$$U_d = L di/dt + U_f$$

$$dU_f/dt = 1/C(i - i_e)$$

- Equation d'état de l'onduleur:

$$F_i^{K+1} = -1..si \cdot i_i \geq i_i^* + h$$

$$F_i^{K+1} = +1..si \cdot i_i \leq i_i^* - h$$

$$F_i^{K+1} = F_i^K ..si \cdot i_i^* - h(i_i < i_i^* + h)$$

$$i = a, b, c,$$

- Tensions de sortie de l'onduleur de tension:

$$V_{as} = U_f(2F_{as} - F_{bs} - F_{cs})/6$$

$$V_{bs} = U_f(-F_{as} + 2F_{bs} - F_{cs})/6$$

$$V_{cs} = U_f(-F_{as} - F_{bs} + 2F_{cs})/6$$

- Transformation (a,b,c)/(α,β):

$$V_{\alpha s} = (2/3)V_{as} - (1/3)(V_{bs} + V_{cs})$$

$$V_{\beta s} = (\sqrt{2/3})(V_{bs} - V_{cs})$$

- Equation d'état de la machine asynchrone:

$$d\phi_{\alpha s}/dt = V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}$$

$$d\phi_{\beta s}/dt = V_{\beta s} - R_s i_{\beta s}$$

$$di_{\alpha s}/dt = 1/\sigma L_s((1/T_r)\phi_{\alpha s} + \omega\phi_{\beta s} + V_{\alpha s}) - \omega i_{\beta s} - 1/\sigma(1/T_s + 1/T_r)i_{\alpha s}$$

$$di_{\beta s}/dt = 1/\sigma L_s((1/T_r)\phi_{\beta s} - \omega\phi_{\alpha s} + V_{\beta s}) + \omega i_{\alpha s} - 1/\sigma(1/T_s + 1/T_r)i_{\beta s}$$

$$Jd\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

$$\Gamma_e = (3/2)p(i_{\beta s}\phi_{\alpha s} - i_{\alpha s}\phi_{\beta s})$$

- Transformation inverse(α, β)/(a,b,c):

$$i_{as} = i_{\alpha s}$$

$$i_{bs} = (\sqrt{3}/2)i_{\beta s} - (1/2)i_{\alpha s}$$

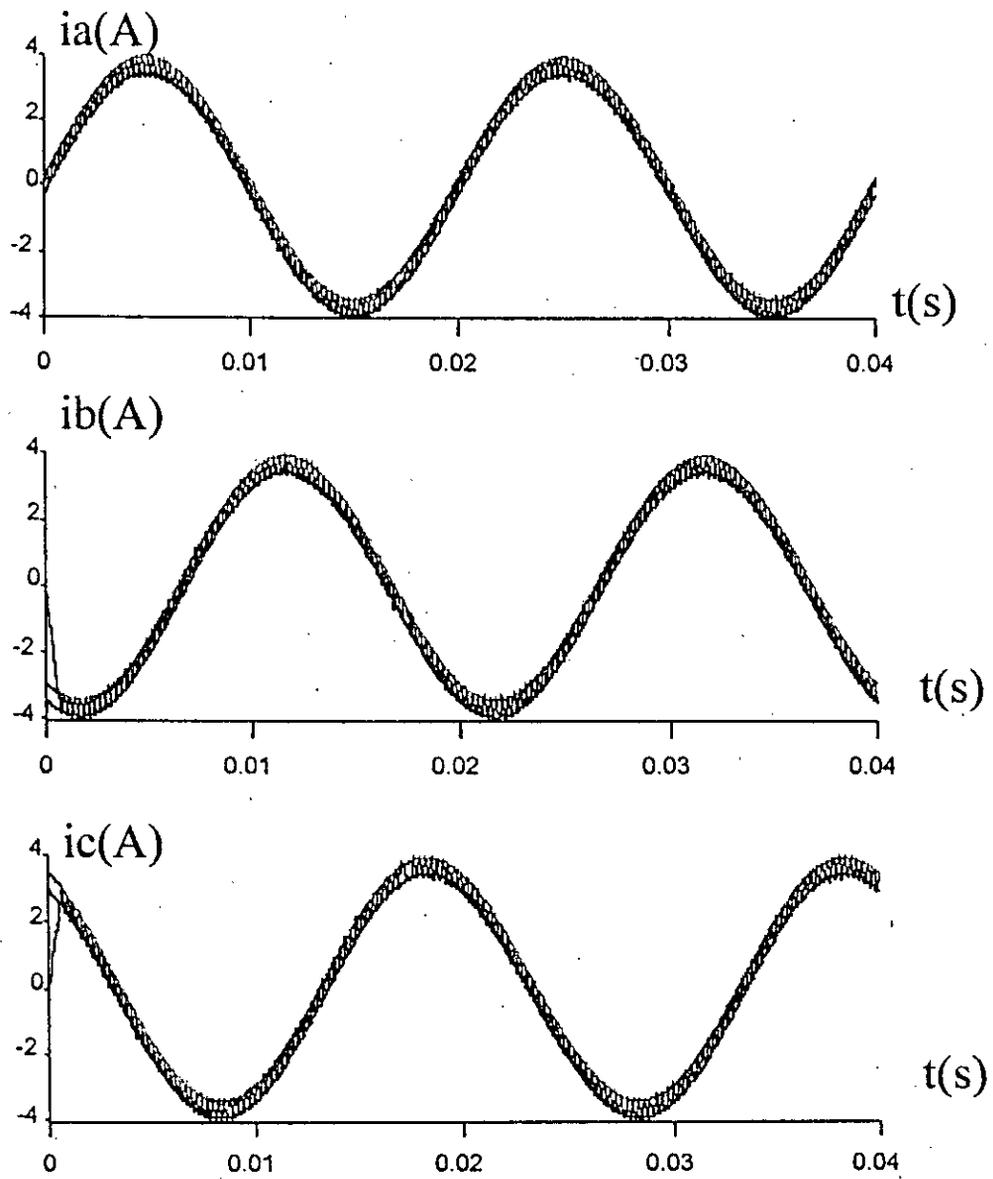
$$i_{cs} = -(\sqrt{3}/2)i_{\beta s} - (1/2)i_{\alpha s}$$

- Flux rotorique:

$$\phi_{ur} = (L_r / M) \phi_{\alpha s} - (\sigma L_s L_r i_{\alpha s}) / M$$

$$\phi_{vr} = (L_r / M) \phi_{\beta s} - (\sigma L_s L_r i_{\beta s}) / M$$

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{ur}^2 + \phi_{vr}^2}$$

Association onduleur de tension-MAS:Fig 1.9 *Formes des courants statoriques*

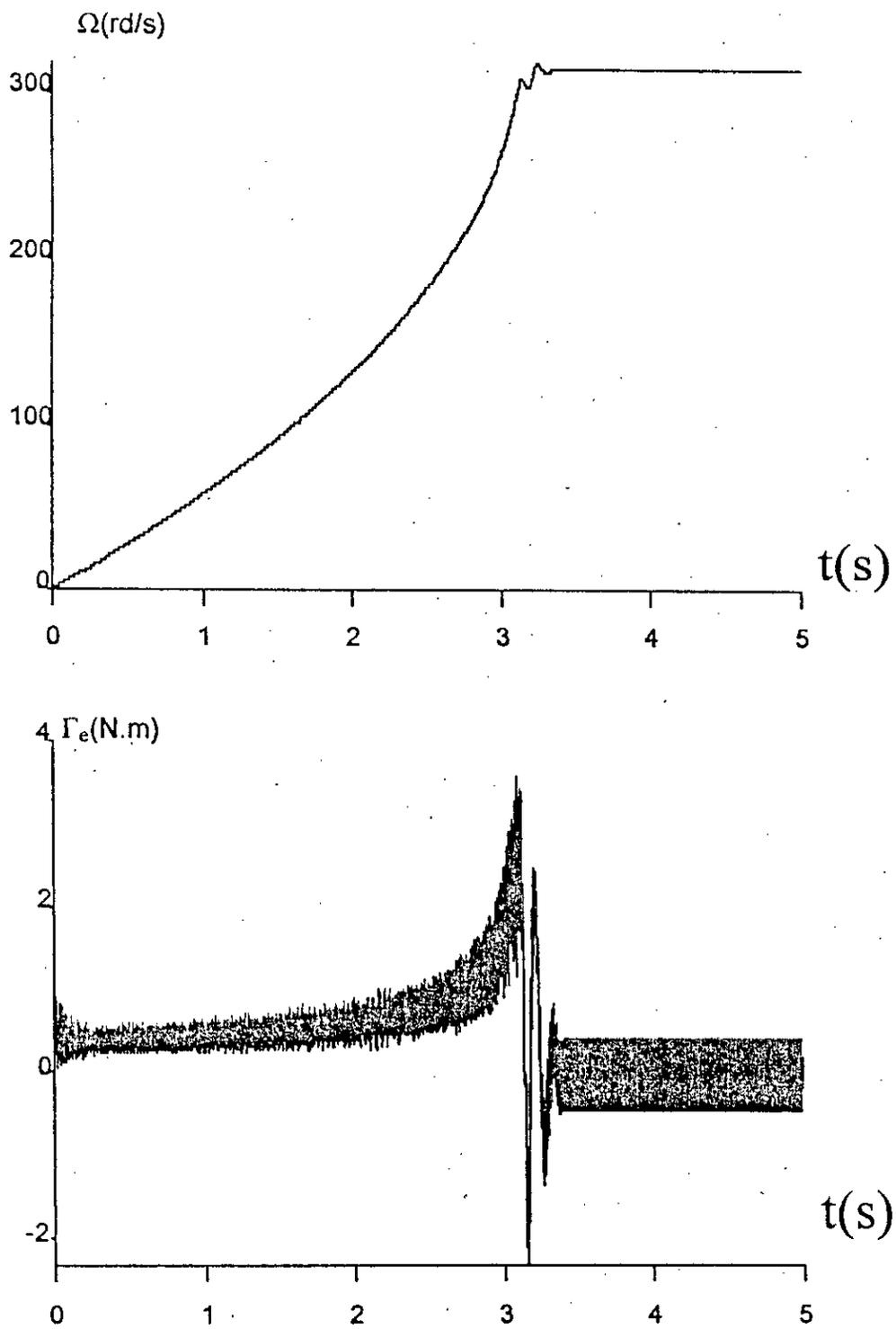


Fig L11 Allure du couple et de la vitesse de l'association onduleur-MAS.

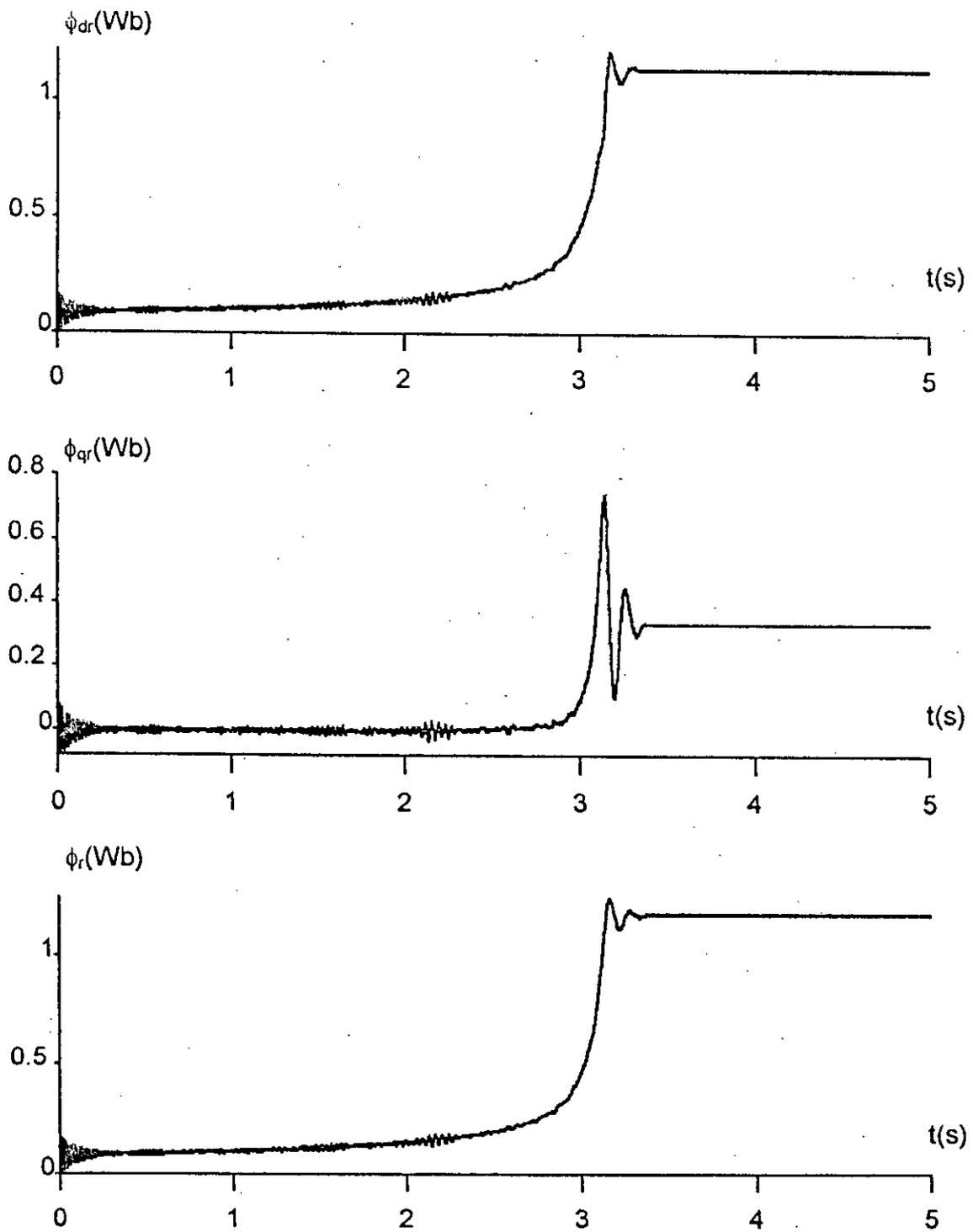


Fig I.12. Allures des flux rotoriques.

Les courbes obtenues avec la simulation de l'association onduleur-MAS, diffèrent de celles obtenues avec la simulation du modèle de la machine alimentée par un système de tension sur plusieurs points:

- La MAS est plus lente au démarrage et atteint la vitesse de synchronisme de 314rd/sec au bout de 3.15 s.
 - Les courbes du couple électromagnétique et du flux rotorique ont des allures différentes.
 - Le couple électromagnétique est caractérisé par de fortes oscillations, qui sont dues principalement aux ondulations des courants statoriques liés à la stratégie de contrôle par hysteresis.
 - La machine se comporte comme une machine alimentée en courant dû au fait que l'onduleur de tension est contrôlé en courant, malgré que la machine est alimentée en tension. Par conséquent, ce ne sont pas, les tensions de sortie; mais les courants imposés par l'onduleur qui vont intervenir dans la dynamique du moteur.
 - Le couple électromagnétique se stabilise, à une valeur qui compense les pertes mécaniques (ventilations et frottements) à vide.
 - Les courants statoriques évoluent à l'intérieur de la bande d'hysteresis
 - La valeur du flux rotorique se stabilise en régime permanent à la valeur (1.5 Wb).
- En l'absence du découplage, nous observons une similitude entre la composante ϕ_{qr} du flux et le couple électromagnétique.

Conclusion:

Le comportement de la machine alimentée en tension et contrôlée en courant est celui d'une machine alimentée en courant, c'est ce qui nous pousse à étudier dans le prochain chapitre la machine alimentée en courant.

CHAPITRE II
COMMANDE PAR FLUX ORIENTÉ

1.1. Modèle du flux rotorique commandé en courant:

Ce modèle se traduit dans l'espace d'état par les équations suivantes:

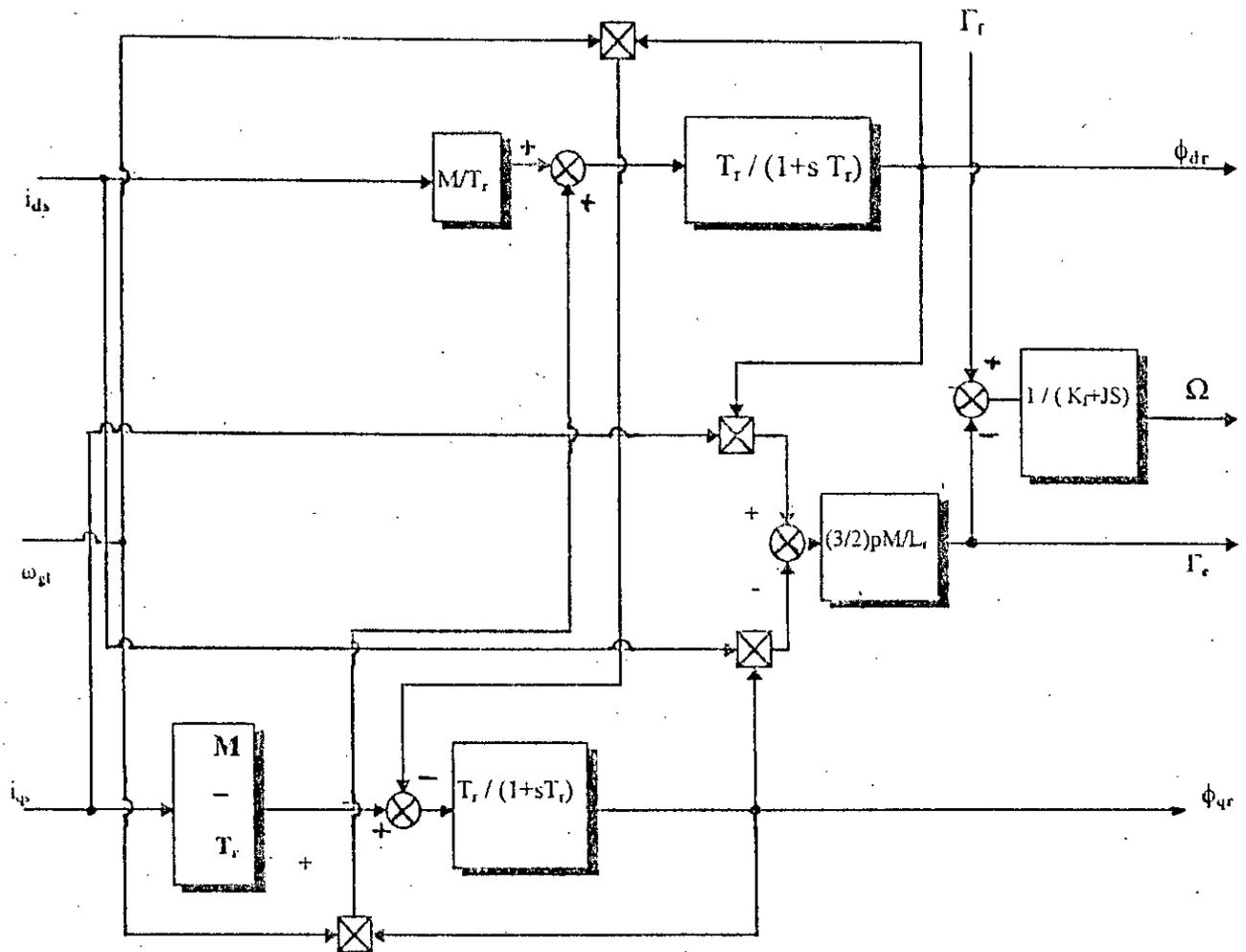
$$d\phi_{dr} / dt = (-1/ T_r)\phi_{dr} + \omega_{gl} \phi_{qr} + (M/ T_r)i_{ds}$$

$$d\phi_{qr} / dt = (-1/ T_r)\phi_{qr} - \omega_{gl} \phi_{dr} + (M/ T_r)i_{qs}$$

$$Jd\Omega / dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

$$\Gamma_e = (3p/2)(M/L_r)(i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) \quad ; \quad \omega = p \Omega , \quad \omega_{gl} = \omega_s - \omega$$

Schéma bloc:



Modèle du flux rotorique commandé en courant

1.2. Modèle du flux statorique commandé en courant:

Ce modèle est obtenu, à partir du modèle du flux rotorique en appliquant les transformations suivantes:

$$\phi_{ds} = (M/L_r)\phi_{dr} + \sigma L_s i_{ds}$$

$$\phi_{qs} = (M/L_r)\phi_{qr} + \sigma L_s i_{qs}$$

Les équations du modèle sont:

$$d\phi_{ds}/dt = (-1/T_r) \phi_{ds} + \omega_{gl} \phi_{qs} + \sigma L_s di_{ds}/dt + (L_s/L_r)i_{ds} - \sigma L_s \omega_{gl} i_{qs}$$

$$d\phi_{qs}/dt = (-1/T_r) \phi_{qs} - \omega_{gl} \phi_{ds} + \sigma L_s di_{qs}/dt + (L_s/L_r)i_{qs} + \sigma L_s \omega_{gl} i_{ds}$$

$$Jd\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

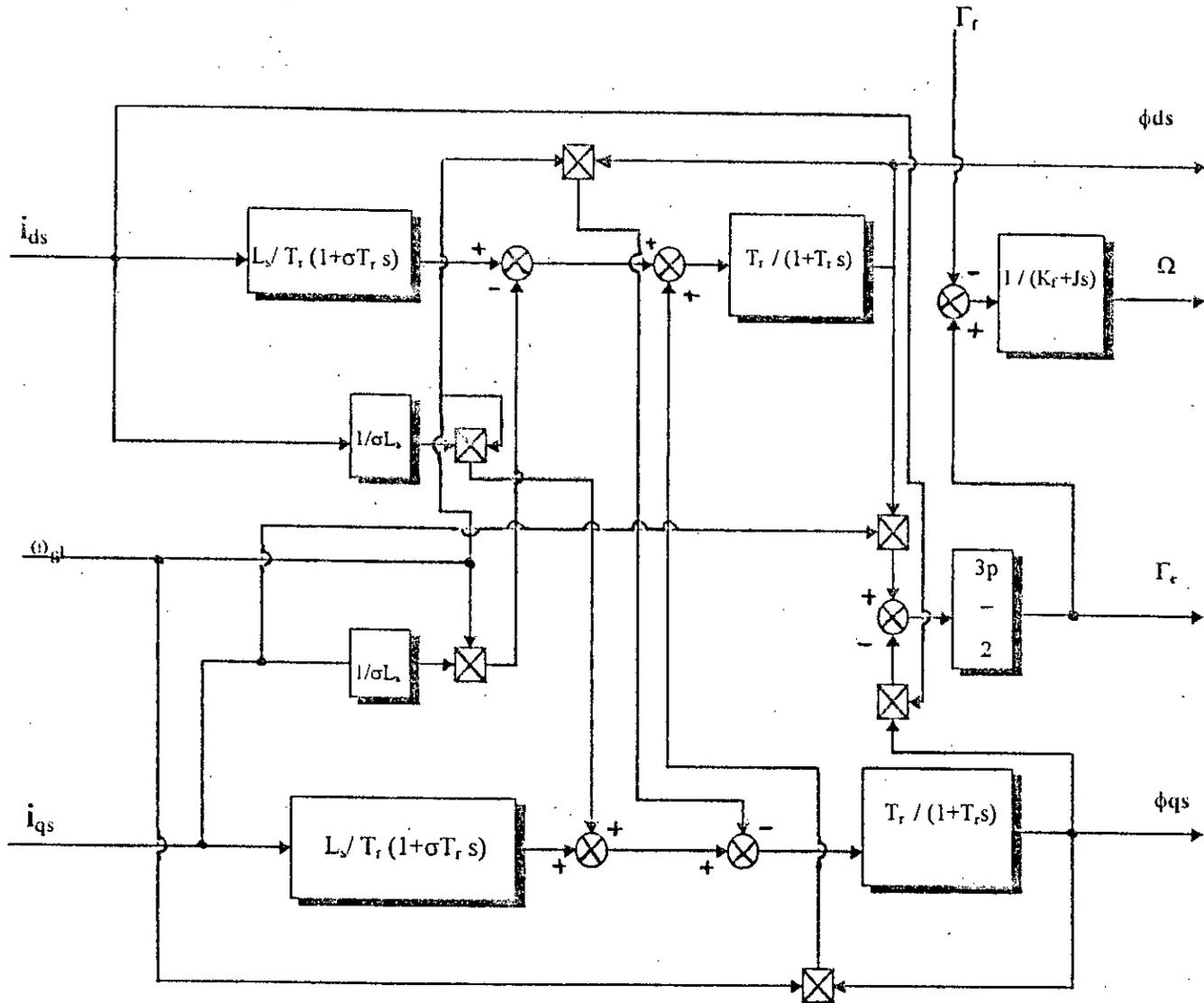
$$\Gamma_e = (3p/2)(i_{qs} \phi_{ds} - i_{ds} \phi_{qs})$$

$$\omega = p \Omega$$

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega$$

Le module du flux magnétisant est donné par l'expression suivante:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{ds}^2 + \phi_{qs}^2}$$



Modèle du flux statorique commandé en courant

1.3. Modèle du flux magnétisant:

Ce modèle est déduit du modèle de flux statorique en appliquant les transformations suivantes:

$$\phi_{dm} = \phi_{ds} - L_{fs} i_{ds}$$

$$\phi_{qm} = \phi_{qs} + L_{fs} i_{qs}$$

Le modèle se traduit par les équations suivantes:

$$d\phi_{dm}/dt = (-1/T_r) \phi_{dm} + \omega_{gl} \phi_{qm} + M(L_{lr}/L_r) di_{ds}/dt + (M/T_r)i_{ds} - M(L_{lr}/L_r)\omega_{gl} i_{qs}$$

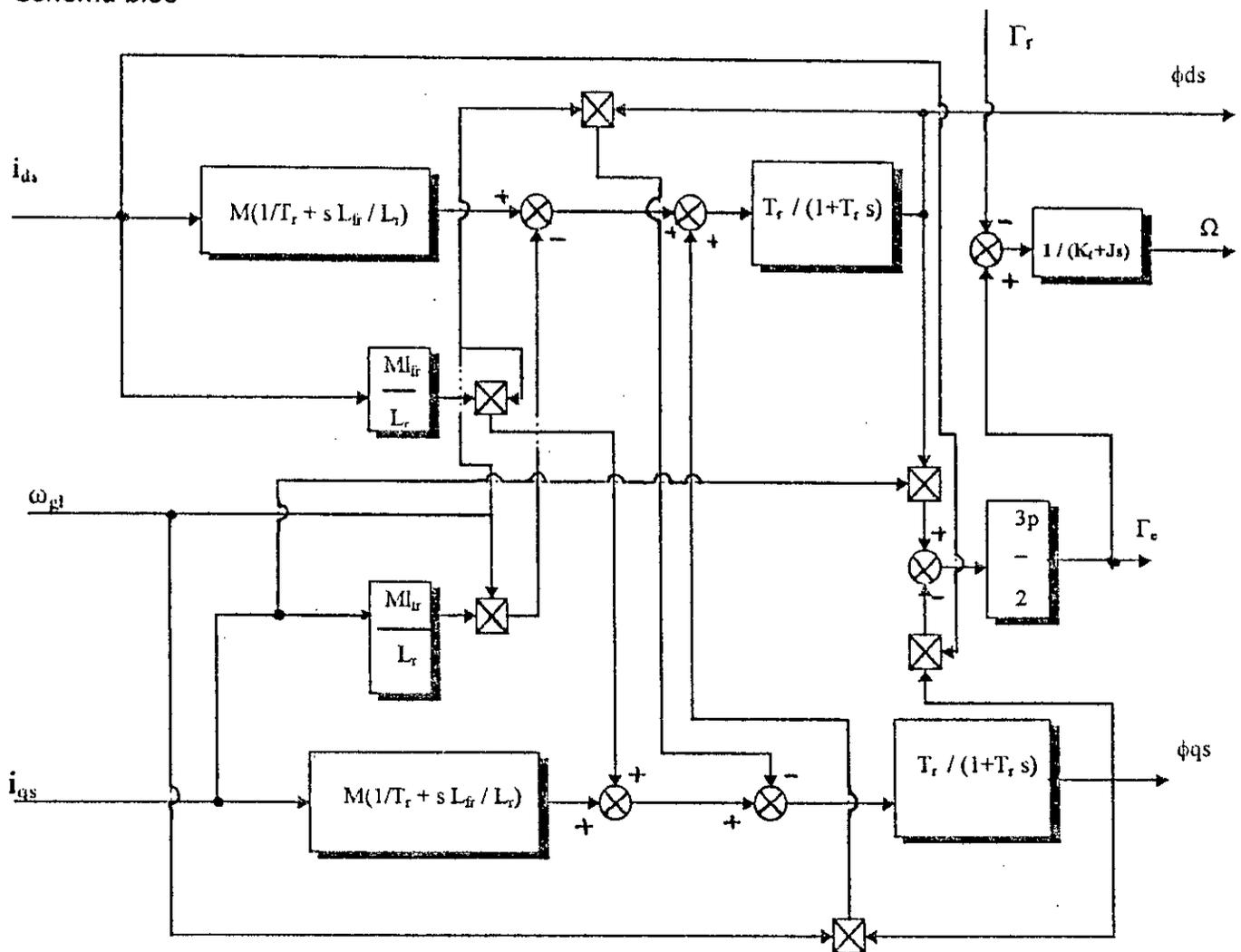
$$d\phi_{qm}/dt = (-1/T_r) \phi_{qm} - \omega_{gl} \phi_{dm} + M(L_{lr}/L_r) di_{qs}/dt + (M/T_r)i_{qs} + M(L_{lr}/L_r)\omega_{gl} i_{ds}$$

$$Jd\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

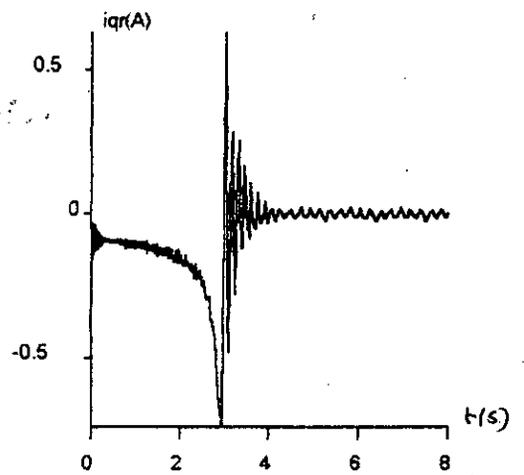
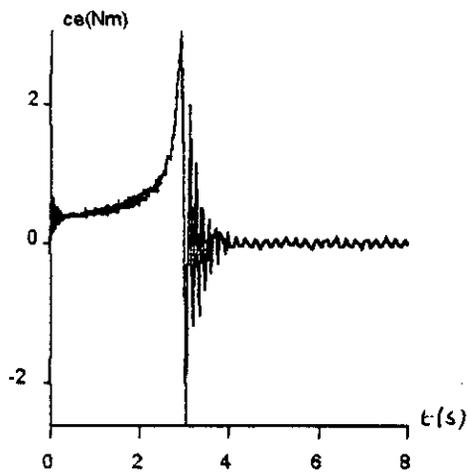
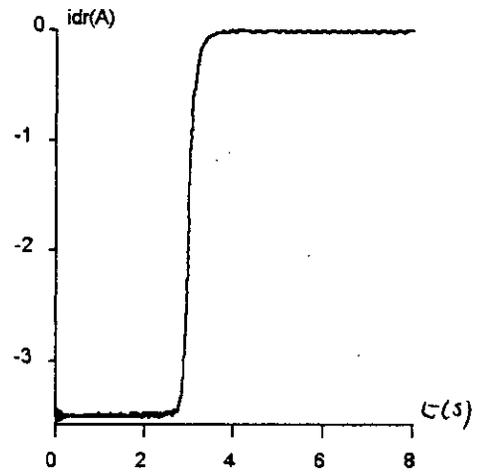
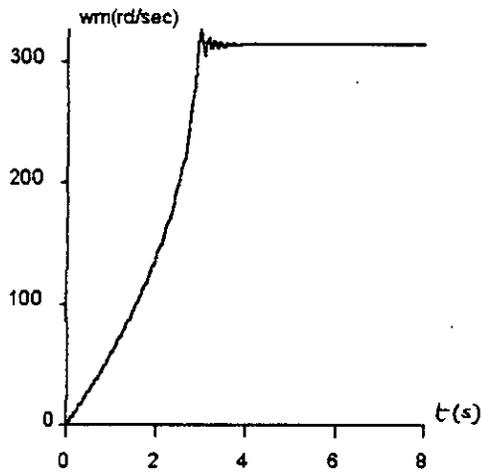
$$\Gamma_e = (3p/2)(i_{qs} \phi_{dm} - i_{ds} \phi_{qm})$$

$$\omega = p \Omega \quad ; \quad \omega_{gl} = \omega_s - \omega$$

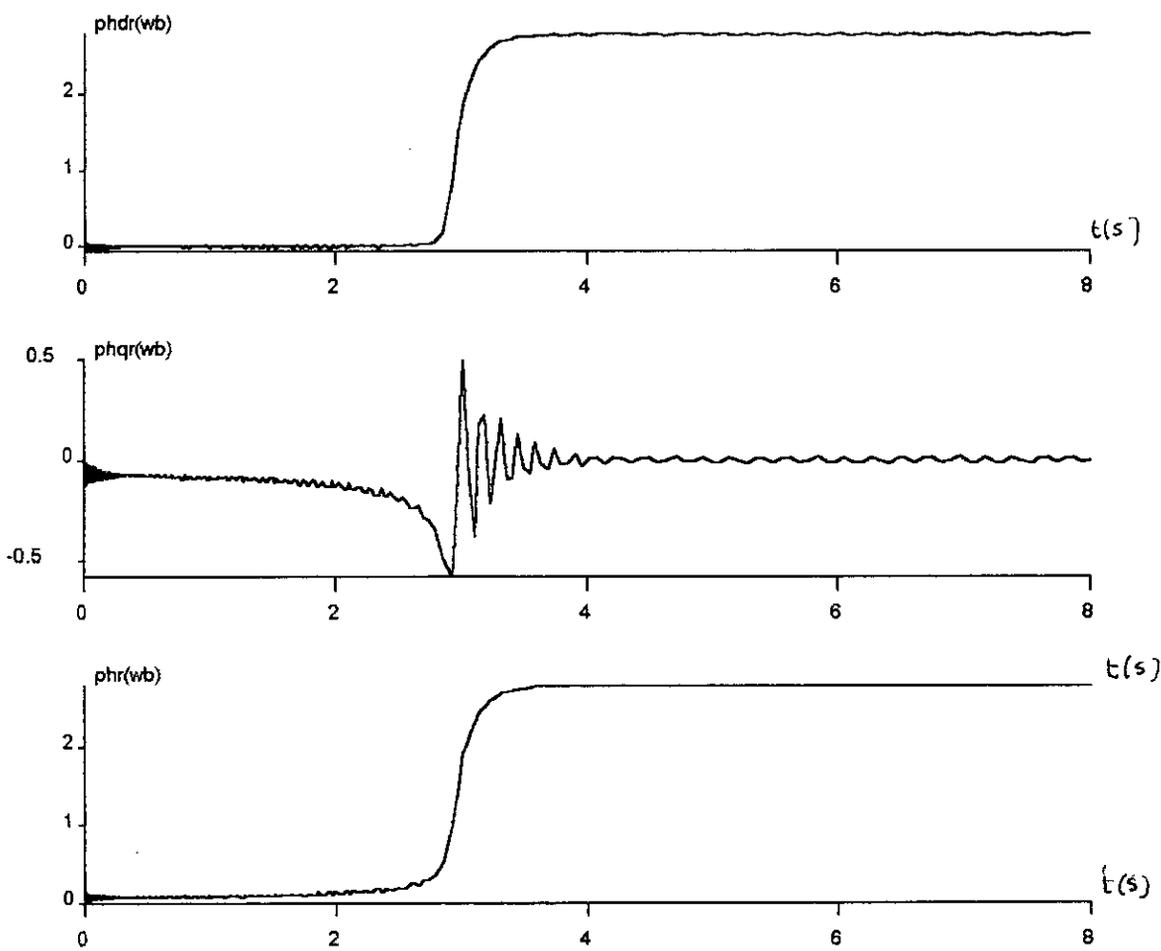
Schéma bloc



Modèle du flux magnétisant commandé en courant



Modele de Mas alimentée en Courant



Flux rotorique de la M. as Commande en Courant

Interprétation et commentaire:

La MAS alimentée par un système de courants sinusoïdaux, de fréquence $f=50\text{Hz}$, pour un démarrage à vide, atteint la vitesse de synchronisme de 3000tr/min, au bout de 2.4s environ, la machine est donc caractérisée par un démarrage lent par rapport à la machine alimentée en tension.

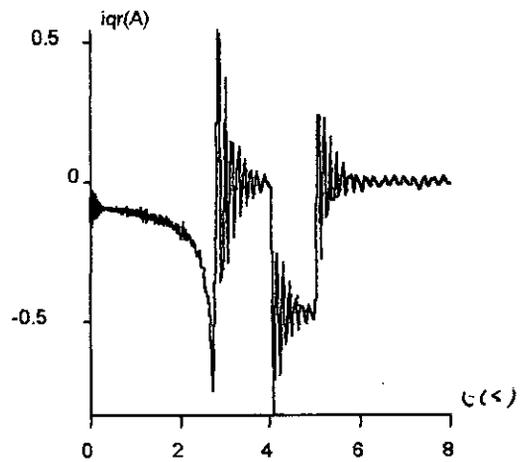
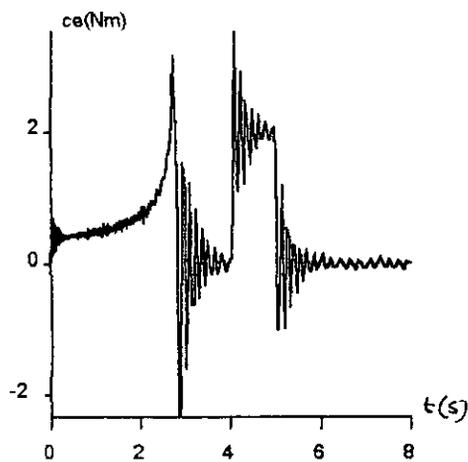
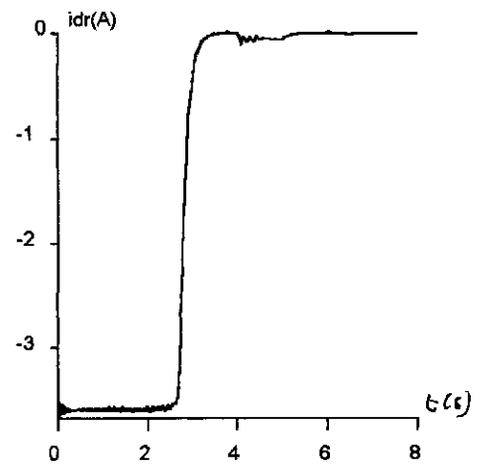
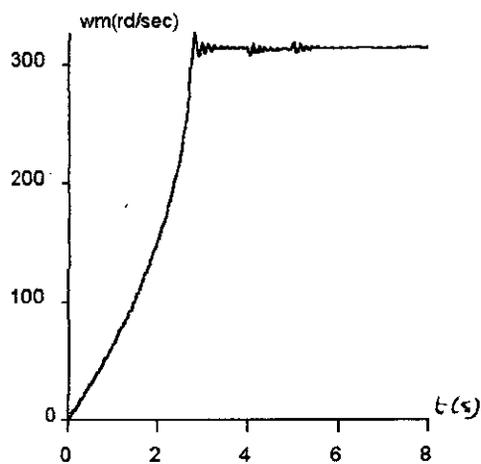
Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilations, après le régime transitoire où il atteint une amplitude maximum de 4N.m.

Nous remarquons que le flux rotorique est pratiquement égal à sa composante directe, alors que la composante en quadrature a l'allure du couple électromagnétique.

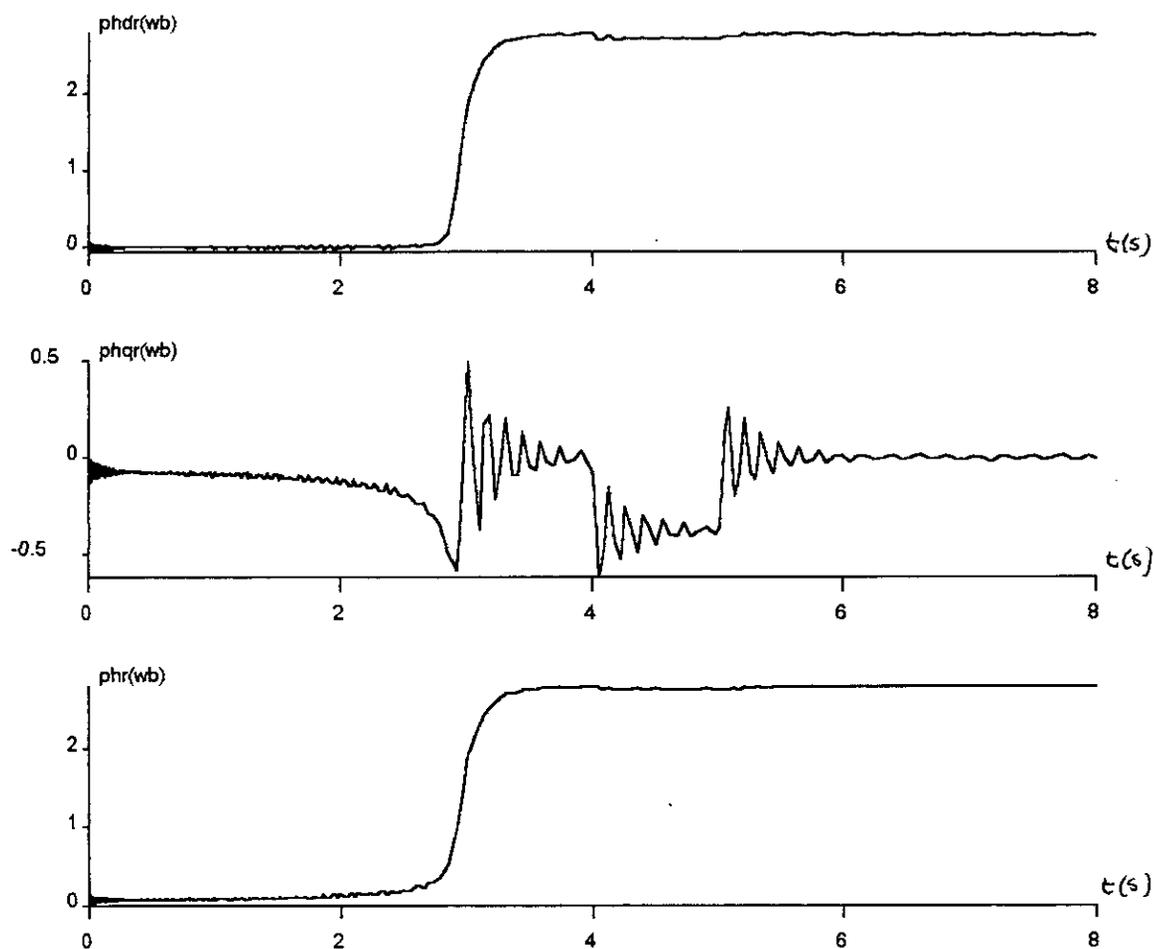
On relève également que les courants i_{dr} , i_{qr} sont nuls en régime permanent, puisque la charge est supprimée.

D'autres tests ont montrés que le fait d'avoir une composante du courant de 'couple' $i_{qs}=0$ allonge considérablement le temps de démarrage.

b) En charge:



Modele de La Mas Commandée en Courant
 avec l'application d'une charge de 2 N.m.
 entre 4s et 5s



Flux rotorique de la M.a.s Commandée
 en Courant avec l'application d'une
 charge de 2.N.m entre 4 et 5s

Interprétations et commentaires:

Lorsque la charge est appliquée sur l'arbre de la machine, entre l'instant $t=4s$ et $t=5s$, le couple électromagnétique a une réponse pratiquement instantanée et un amortissement assez rapide.

La vitesse, en régime permanent possède de petites perturbations, cependant, nous observons une légère diminution des flux pendant la durée de l'application de la charge.

On relève aussi, qu'il y a un appel des courants rotoriques lorsque la machine est chargée.

La commande en courant donne une réponse dite 'raide', où le couple est caractérisé par un fort dépassement, de ce fait il est déconseillé de l'utiliser dans un système en boucle ouverte.

2. Différentes méthodes d'orientation du flux:

Nous pouvons effectuer trois types d'orientation du flux de la machine suivant le choix du référentiel, orientation du flux rotorique, du flux statorique ou bien du flux magnétisant et tous les flux seront dirigés suivant une direction de l'axe 'd' du référentiel (d,q).

2.1. Orientation du flux rotorique:

On oriente le flux rotorique en disposant le référentiel (d,q) de manière à ce que le flux ϕ_r soit dirigé suivant l'axe 'od', on aura:

$$\phi_{dr} = \phi_r$$

$$\phi_{qr} = 0$$

Les équations obtenues sont :

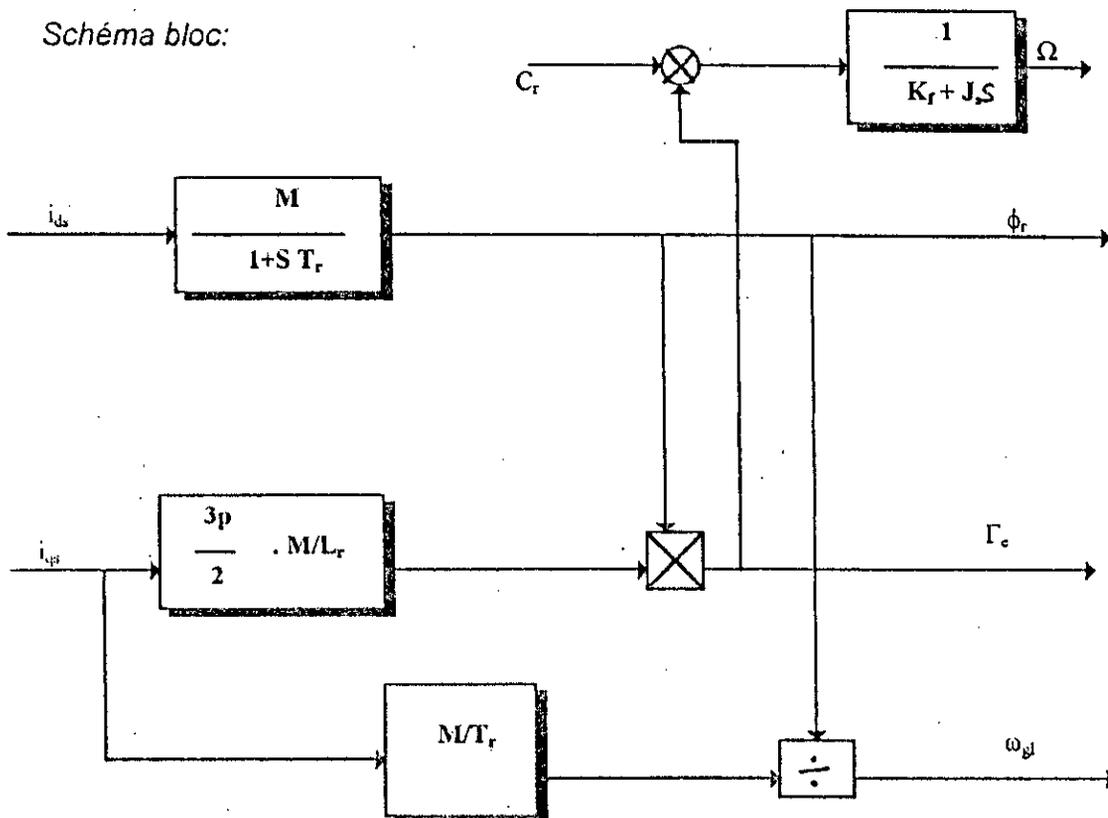
$$d\phi_r/dt = -(1/T_r) \cdot \phi_r + (M/T_r) i_{ds}$$

$$Jd\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

$$\omega_{gl} = (M \cdot i_{qs} / T_r \phi_r)$$

$$\Gamma_e = (3/2) p M / L_r i_{qs} \phi_r$$

Schéma bloc:



Modèle en courant avec orientation du flux rotorique

2.2. Orientation du flux statorique:

Dans ce cas on oriente le flux statorique en disposant le référentiel (d,q) de manière à diriger le flux ϕ_s suivant la direction de l'axe 'od' du référentiel (d,q), on aura:

$$\phi_{ds} = \phi_s$$

$$\phi_{qs} = 0$$

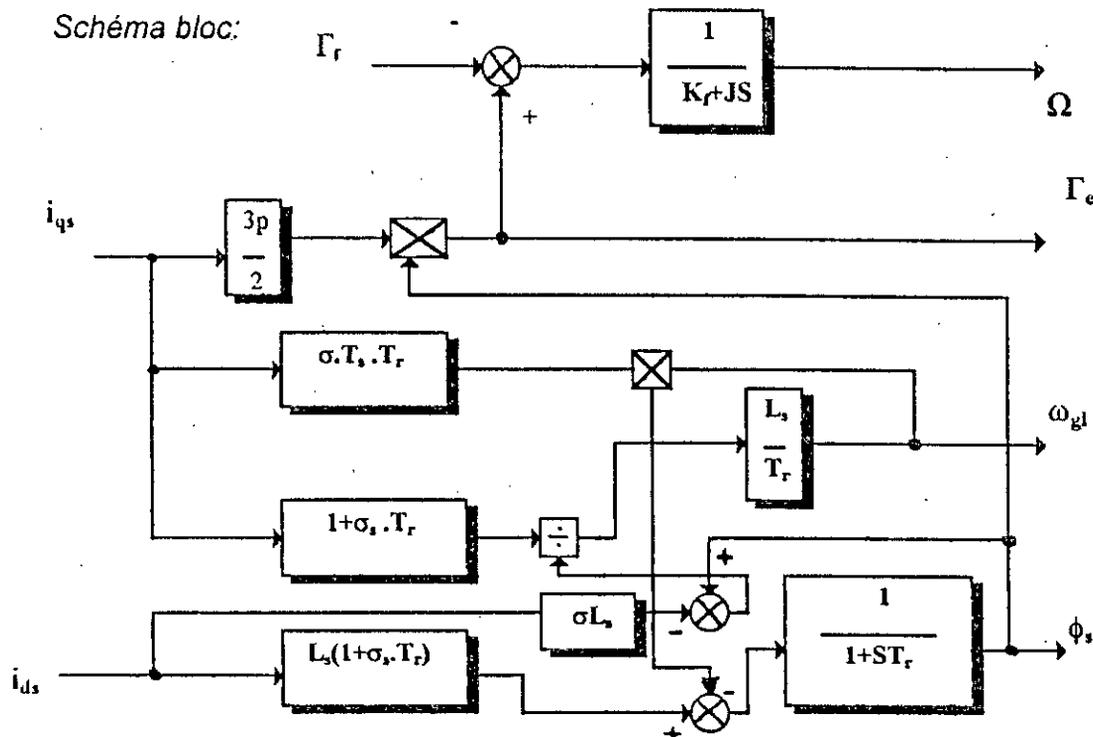
Les équations obtenues sont:

$$d\phi_s/dt = -(1/T_r) \cdot \phi_s + (L_s/T_r) \cdot i_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot (di_{ds}/dt) - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_{gl} \cdot i_{qs}$$

$$J \cdot (d\Omega/dt) = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \cdot \Omega$$

$$\Gamma_e = (3/2) \cdot p \cdot \phi_s \cdot i_{qs}$$

$$\omega_{gl} = (L_s/T_r) \cdot (i_{qs} + \sigma \cdot T_r \cdot (di_{qs}/dt)) / (\phi_s - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds})$$



Orientation du flux statorique du modèle en courant

Nous remarquons que le découplage n'est pas total à cause des fuites statoriques et rotoriques puisque le couple électromagnétique et ϕ_s dépendent de deux variables d'état i_{qs} et i_{ds} .

2.2 Orientation du flux magnétisant:

On oriente le flux magnétisant en disposant le référentiel (d,q) de façon à diriger le flux ϕ_m suivant la direction de l'axe « od ».

$$\phi_{dm} = \phi_m$$

$$\phi_{qm} = 0$$

Les équations du modèle obtenu sont :

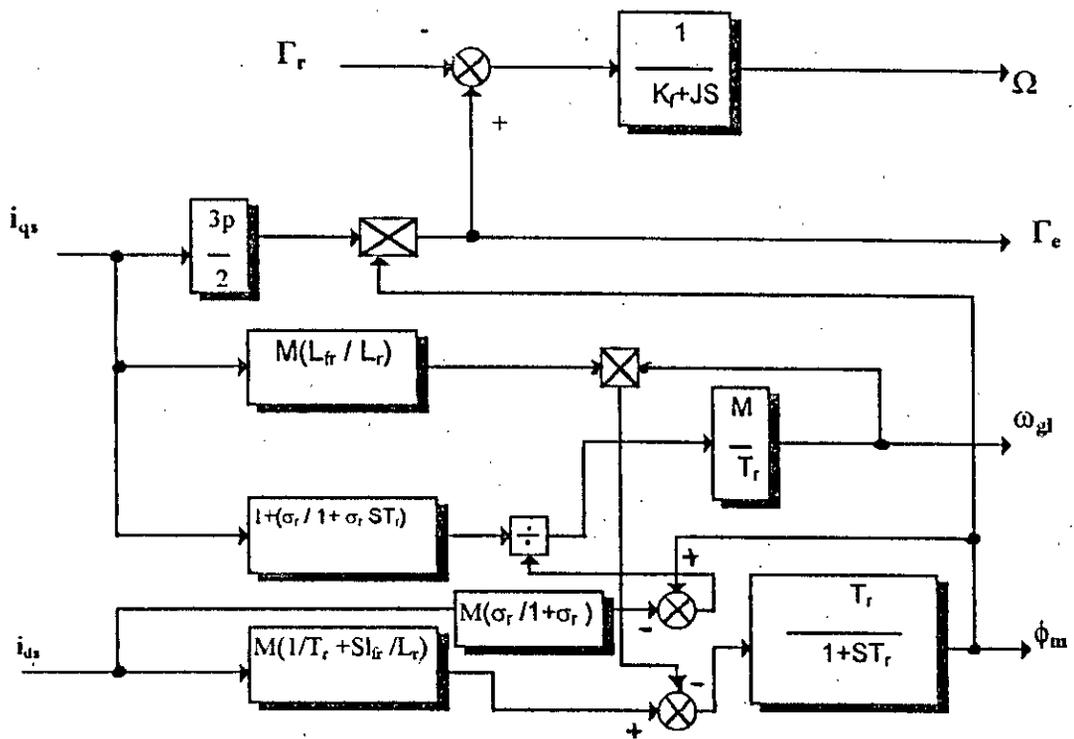
$$d\phi_m/dt = (-1/T_r) \phi_m + (M/T_r) i_{ds} + M(L_{fr}/L_r) di_{ds}/dt - M(L_{fr}/L_r) \omega_{gl} i_{qs}$$

$$J d\Omega/dt = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

$$\Gamma_e = (3/2)p i_{qs} \phi_m$$

$$\omega_{gl} = (M/T_r) [i_{qs} + T_r (\sigma_r / 1 + \sigma_r) di_{ds}/dt] / [\phi_m - M (\sigma_r / 1 + \sigma_r) i_{ds}]$$

Schéma bloc :



Modèle en courant avec orientation de ϕ_m

Nous remarquons là aussi qu'il existe un léger couplage dû aux fuites statoriques.

CONCLUSION :

Grâce à l'orientation du vecteur flux de la machine ,le contrôle vectoriel permet d'assurer un découplage fictif entre le flux et le couple.

Le choix de l'alimentation en courant conduit à des schémas de commande plus simples .

Nous pouvons réaliser trois modèles d' orientation du flux : flux statorique ,flux rotorique et flux magnétisant .

Malgré l'orientation des flux statorique et magnétisant ,un léger couplage persiste dû aux fuites statorique et rotorique .

L'orientation du flux rotor est la mieux adaptée à la réalisation pratique de la commande vectorielle .

CHAPITRE III
REALISATION PRATIQUE DU
CONTROLE VECTORIEL

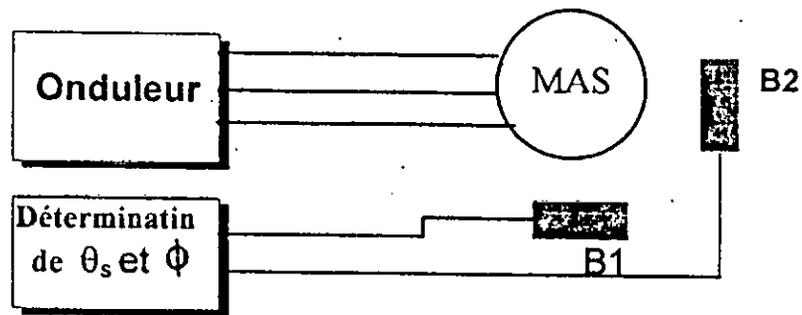


Fig III.1 Utilisation des bobines supplémentaires au stator

Les deux bobines B1 et B2 nous fournissent instantanément les valeurs des composantes du flux (ϕ_α, ϕ_β). Par conséquent, le module et la phase sont calculés à partir des relations suivantes:

$$\phi = \left| \vec{\phi} \right| = \sqrt{\phi_\alpha^2 + \phi_\beta^2}$$

$$\theta_s = \text{Arg}(\vec{\phi}) = \text{Arctg}\left(\frac{\phi_\beta}{\phi_\alpha}\right)$$

• Des capteurs à effet Hall placés sous les dents du stator. Ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions extrêmes. Ces capteurs donnent des valeurs locales du flux. Le flux global est obtenu après traitement de ces valeurs. [1]

• Les bobines statoriques elles-mêmes: en effet, les tensions aux bornes du moteur peuvent donner une image du flux. Cependant, à basse vitesse la résistance de l'enroulement va devenir prédominante, ce qui nécessite de mettre en place une compensation.

Les deux dernières méthodes ne peuvent pas être utilisées à très basse vitesse, elles sont donc interdites pour des applications de positionnement. Les deux premières nécessitent des moteurs spéciaux: les avantages du MAS simplicité et robustesse ainsi que le faible coût sont alors perdus. Pour cela on utilise rarement des capteurs [5]

1.2. Modèle dynamique de flux:

Les difficultés liées à l'utilisation des capteurs de flux ont conduit les chercheurs à développer des modèles dynamiques de flux.

Ces modèles nous permettent d'obtenir la position et le module du flux à partir de la mesure des courants statoriques, de la position ou de la vitesse du rotor.

Le schéma de contrôle vectoriel avec un modèle du flux est alors donné par la figure III.2 [5]

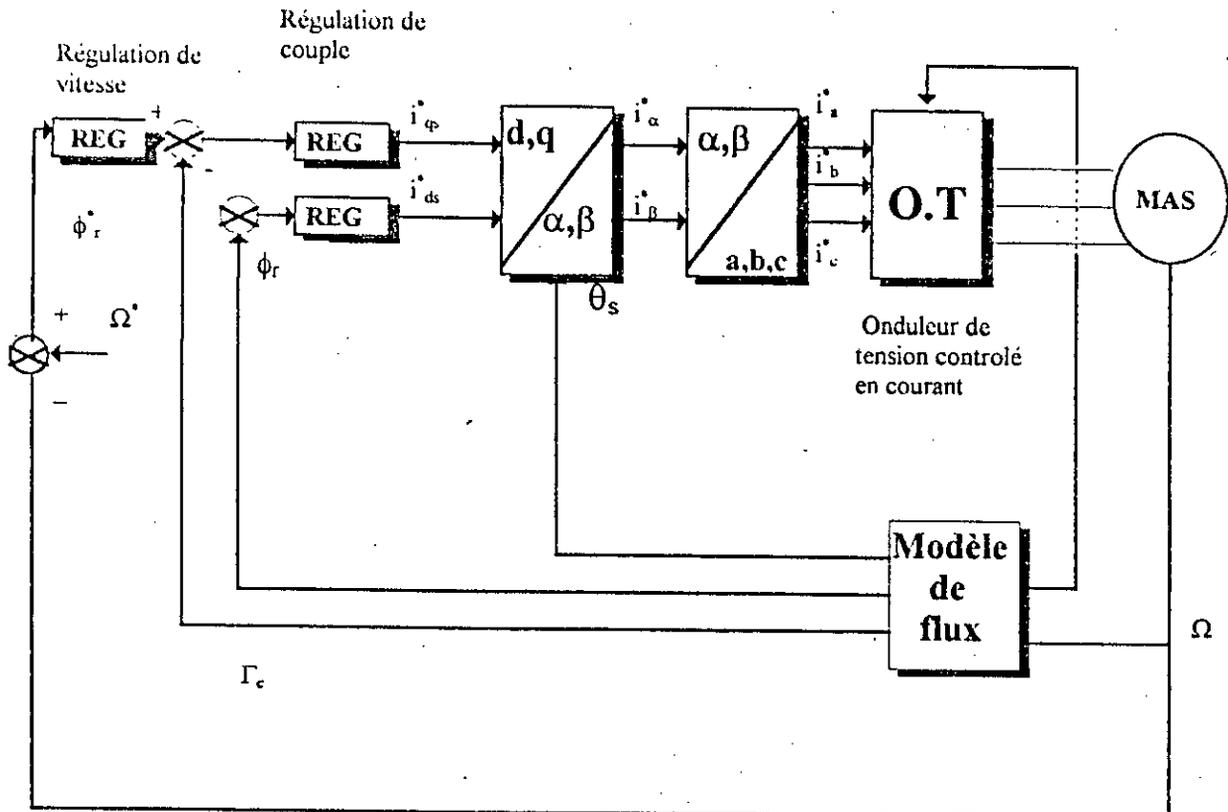


Fig III.2 Contrôle à flux orienté-méthode directe
modèle dynamique du flux

Nous pouvons obtenir plusieurs modèles dynamiques, que ce soit pour le flux rotorique ou le flux statorique ou bien pour le flux magnétisant.

1.2.1. Modèle du flux rotorique:

On obtient ce modèle en écrivant les équations de la machine dans le référentiel lié au flux rotor, et on trouve:

$$d\phi_r / dt = (-1/T_r) \phi_r + M/T_r i_{ds}$$

$$d\theta_s / dt = \omega_s = \omega + (M/T_r) i_{qs} / \phi_r$$

Ainsi, en mesurant les courants statoriques et la vitesse de rotation on obtient le module ϕ_r et la phase du flux rotorique θ_s , ces équations peuvent être traduites suivant le schéma bloc suivant:

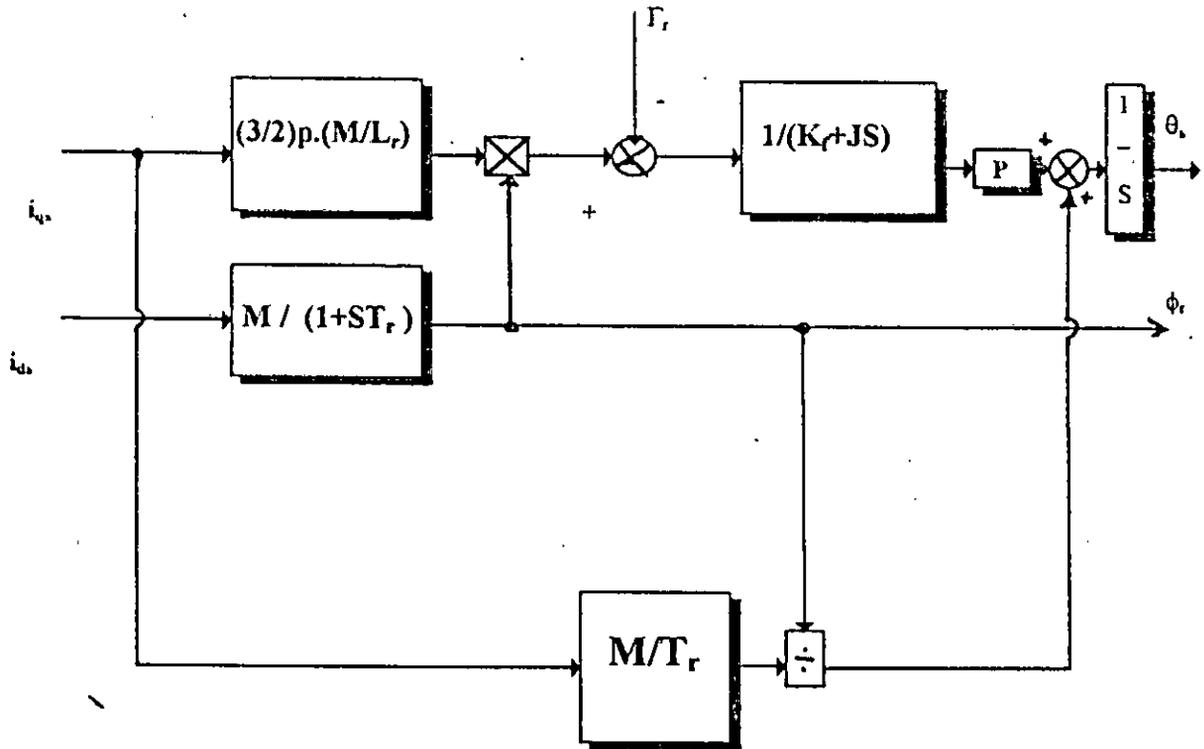


Fig III.3 Modèle dynamique du flux rotorique

1.2.2. Modèle du flux statorique:

On obtient ce modèle en écrivant les équations de la machine dans le référentiel lié au flux stator, et on trouve:

$$d\phi_s / dt = -1/T_r \phi_s + (L_s / T_r) i_{ds} + \sigma L_s \cdot (di_{ds} / dt) - \sigma L_s (\omega_s - \omega) i_{qs}$$

$$d\theta_s / dt = \omega_s = \omega + (L_s / T_r) \cdot [i_{qs} + \sigma T_r di_{qs} / dt] / [\phi_s - \sigma L_s i_{ds}]$$

Et en mesurant les courants statoriques et la vitesse de rotation nous obtenons le module et la phase du flux statorique.

Ce modèle est traduit par le schéma bloc de la figure III.4:

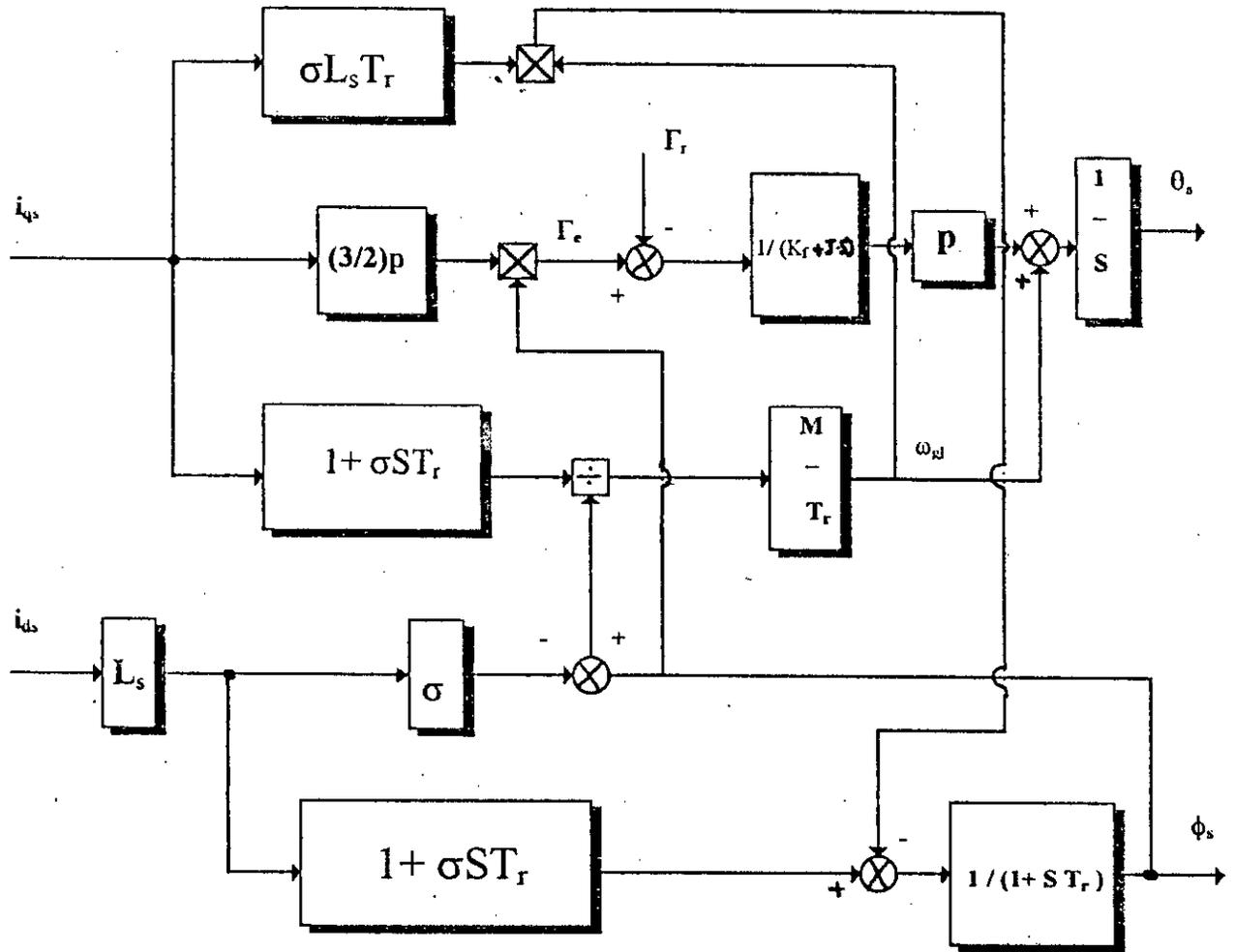


Fig III.4 Modèle dynamique du flux statorique

1.2.3. Modèle du flux magnétisant:

On obtient ce modèle en écrivant les équations de la machine dans le référentiel lié au flux magnétisant enrouve:

$$d\phi_m / dt = -1/T_r \phi_m + (M / T_r) i_{ds} + M(L_{fr}/L_r)(di_{ds} / dt) - (L_{fr}/L_r)(\omega_s - \omega) i_{qs}$$

$$d\theta_s / dt = \omega_s = \omega + (M / T_r) \cdot [i_{qs} + T_r(\sigma_r / 1 + \sigma_r) \cdot di_{ds} / dt] / [\phi_m - M(\sigma_r / 1 + \sigma_r) i_{ds}]$$

Et en mesurant les courants statoriques et la vitesse de rotation, nous obtenons le module et la phase du flux magnétisant.

Ce modèle est traduit par le schéma bloc de la figure III.5:

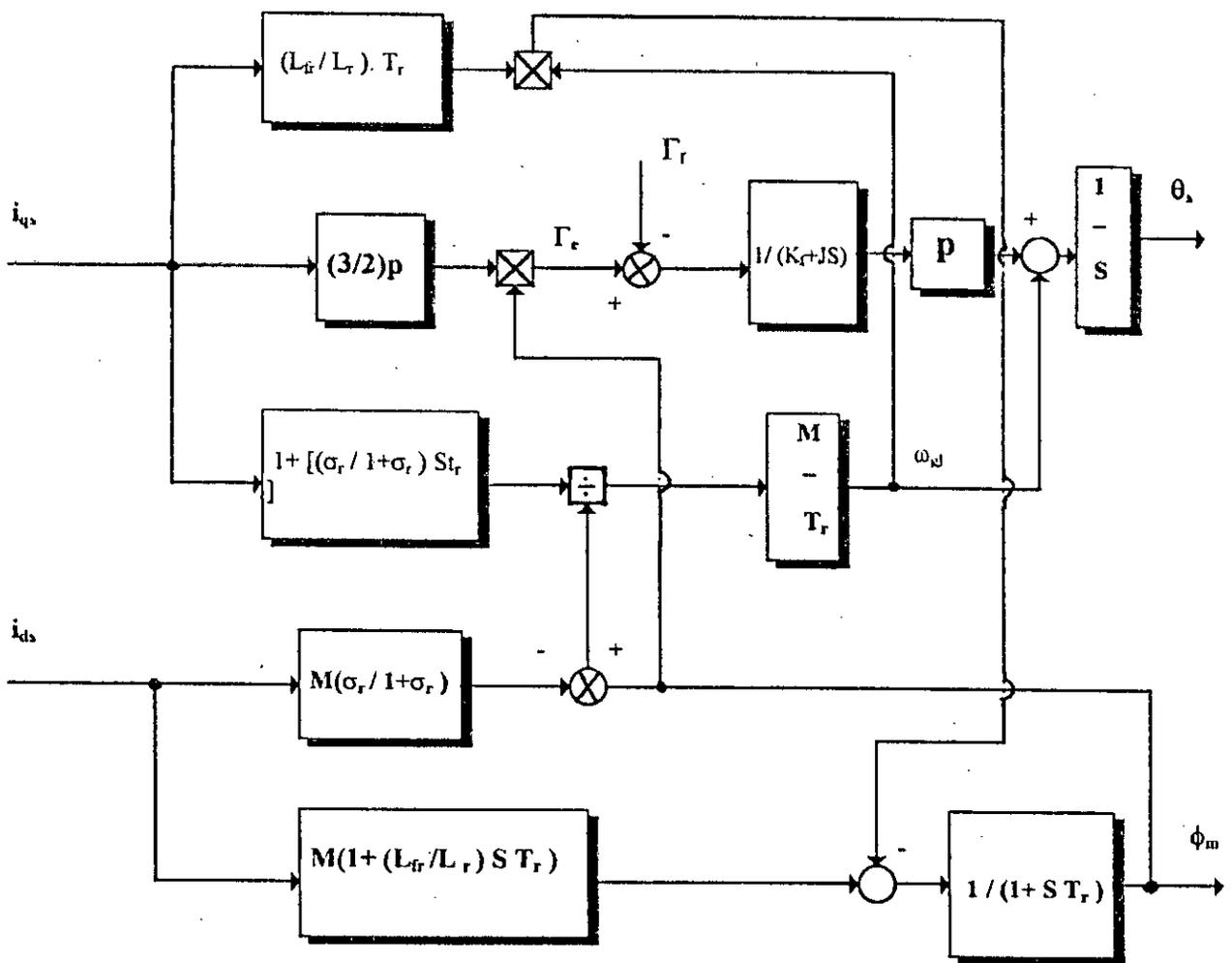


Fig III.5 Modèle dynamique du flux magnétisant

Tous les modèles que nous venons de citer ont un inconvénient majeur : ils dépendent fortement des paramètres interne de la machine tels que la constante de temps rotorique, inductance.....

Dans le cas où la machine est mal identifiée (paramètres mal connus), il en découle que le module et la position du flux perdent de leur précision et le découplage entre flux et couple devient partiel.

2. Influence de la constante de temps du rotor:

La constante de temps rotorique ($T_r = L_r / R_r$) est un paramètre très important dans les méthodes de contrôle du flux pour la méthode directe et la méthode indirecte.

Dans la méthode directe, T_r intervient dans le modèle dynamique du flux.

Dans la méthode indirecte, T_r intervient explicitement dans le calcul des références de courant à appliquer au moteur ainsi que sur la position du flux.

Cette constante de temps est difficilement mesurable dans le cas d'un rotor à cage. Mais le problème le plus crucial réside dans le fait que T_r dépend des conditions de fonctionnement de la machine [8]

- **La saturation:** L'inductance rotorique varie si la machine est saturée.
- **La température:** La résistance rotorique dépend de la température du rotor.

Pour pouvoir supprimer les effets des variations de la constante de temps rotorique, différentes méthodes sont utilisées; ils s'agit soit de compenser directement les variations en mesurant directement les paramètres, soit de calculer la variation en utilisant une grandeur auxiliaire comme la puissance, la température.....

D'autres phénomènes peuvent aussi être pris en compte:

Le temps de réponse de l'onduleur, la fréquence d'échantillonnage, le temps nécessaire pour effectuer les calculs d'où la nécessité d'utiliser des dispositifs de compensation dans la commande [5].

3. Méthode indirecte:

Au lieu d'utiliser le capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) on utilise seulement un capteur de position ou de vitesse du rotor. En utilisant un modèle mathématique intégrable dans la structure de commande, on peut déterminer la phase du flux.

4. Différentes structures de commandes pour la méthode indirecte :

Considérons les variables i_{ds} , i_{qs} et ω_{gl} comme variable de commande et exprimons les en fonction des variables de sortie Γ_e et ϕ à partir des équations suivantes:

$$\begin{aligned} d\phi / dt &= (-1/T_r) \phi + f_d (di_{ds}/dt, i_{ds}) + g_d (i_{qs}) \\ \Gamma_e &= \alpha i_{qs} \phi \\ \omega_{gl} - f_q(i_{ds}) - g_q(di_{qs}/dt, i_{qs}) &= 0 \end{aligned}$$

Après calcul on obtient les différentes structures de commande et les grandeurs mises en jeu sont des valeurs de références pour qui nous avons affecté l'exposant *.

4.1 Structure de commande de l'orientation du flux stator:

Cette structure s'exprime par les équations :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} + \sigma T_r (di_{ds}/dt) &= 1/L_s (\dot{\phi}_s + T_r d\dot{\phi}_s/dt) + \sigma T_r \omega_{gl} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{qs} &= (2/3p) \Gamma_e / \phi_s \\ \omega_{gl} &= (L_s/T_r) [\dot{i}_{qs} + \sigma T_r di_{qs}/dt] / [\phi_s - \sigma L_s \dot{i}_{qs}] \end{aligned}$$

Schéma bloc :

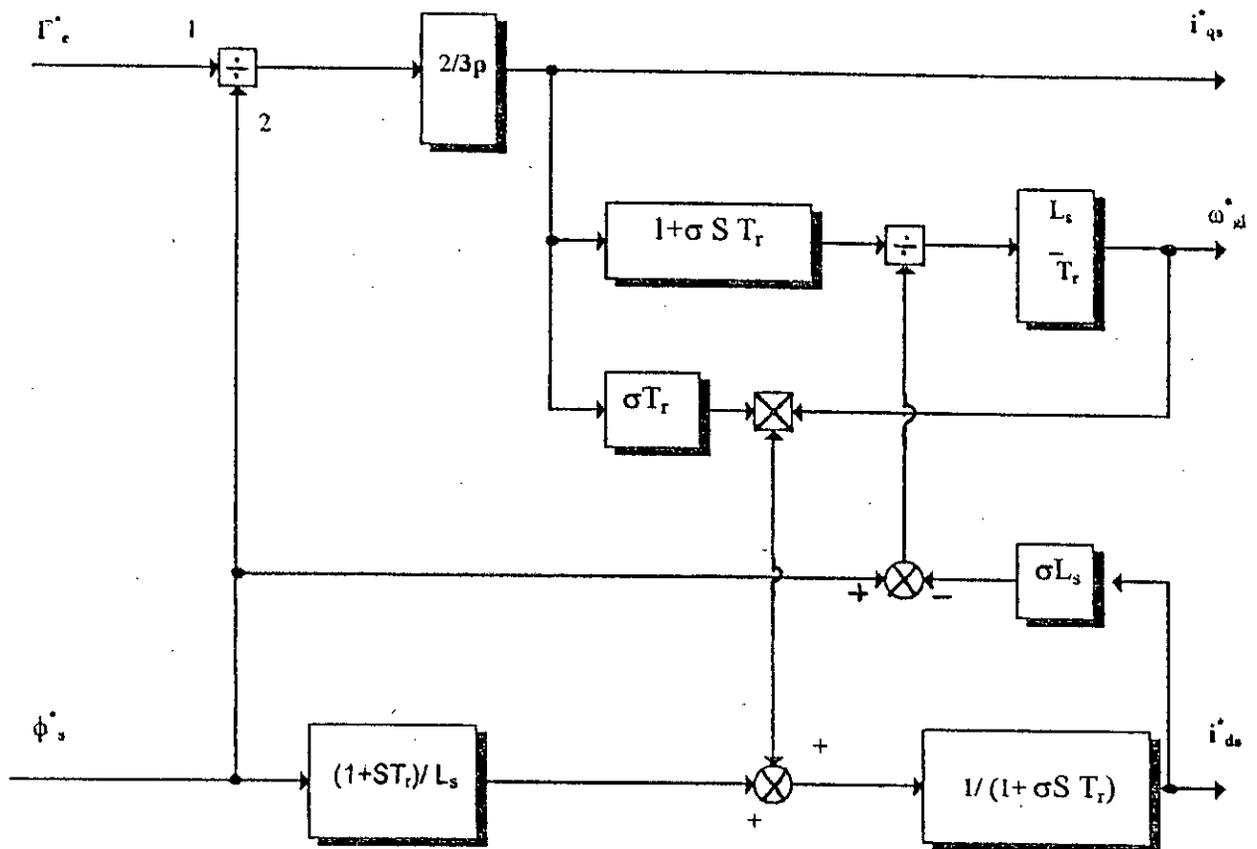


Fig III.6 Structure de commande de l'orientation du flux stator

4.2 Structure de commande du flux rotor:

Cette structure s'exprime par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= 1/M (\dot{\phi}_r + T_r \cdot d\dot{\phi}_r / dt) \\ \dot{i}_{qs} &= (2/3)(L_r / pM)(\dot{\Gamma}_e / \dot{\phi}_r) \\ \dot{\omega}_{gl} &= (M/T_r)(\dot{i}_{qs} / \dot{\phi}_r) \end{aligned}$$

Schéma bloc:

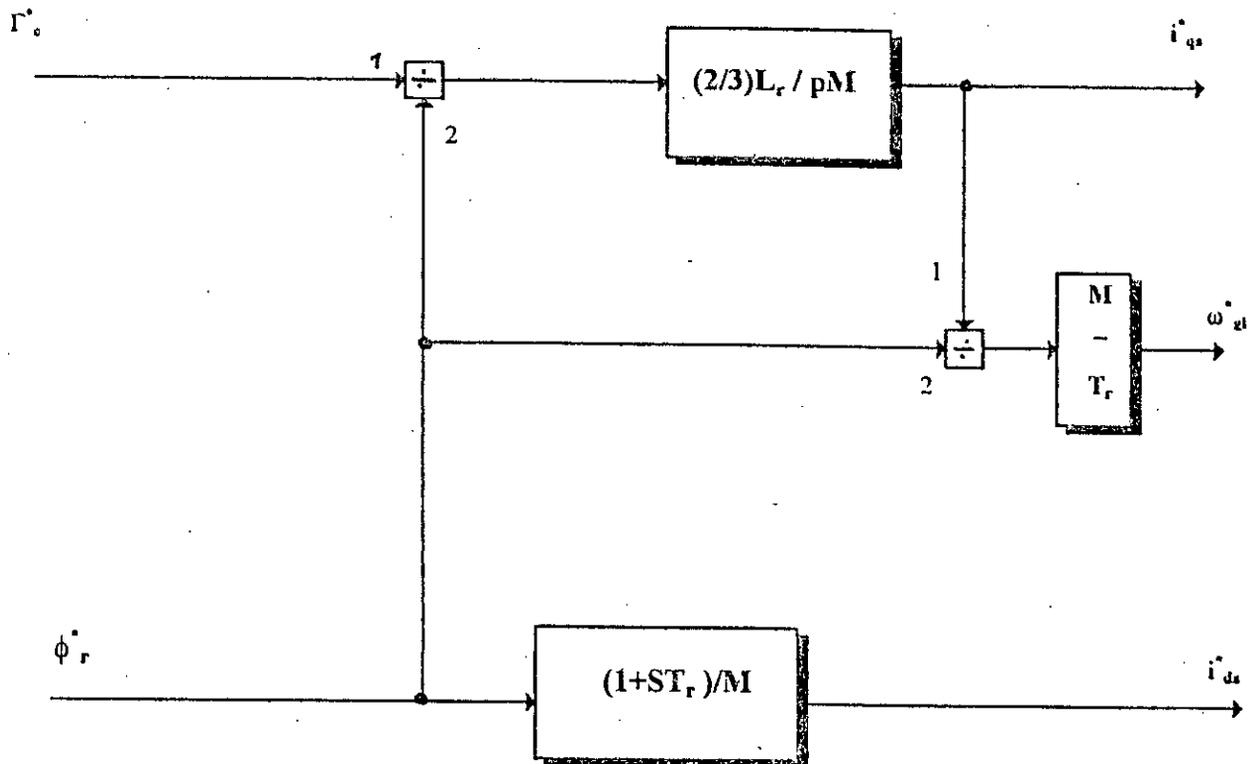


Fig III.7 Structure de commande de l'orientation du flux rotor

4.3 Structure de commande de l'orientation du flux magnétisant:

Cette structure s'exprime par les équations suivantes:

$$\dot{i}_{ds} + T_r(L_{fr} / L_r) di_{ds} / dt = 1/M(\dot{\phi}_m + T_r \cdot d\dot{\phi}_m / dt) + T_r(L_{fr} / L_r) \omega_{gl}^* i_{qs}^*$$

$$\dot{i}_{qs}^* = (2/3p)(\Gamma_e^* / \dot{\phi}_m)$$

$$\omega_{gl}^* = (M/T_r)[\dot{i}_{qs}^* + T_r \sigma_r / (1 + \sigma_r) di_{qs}^* / dt] / [\dot{\phi}_m - M\sigma_r / (1 + \sigma_r) i_{ds}^*]$$

Schéma bloc:

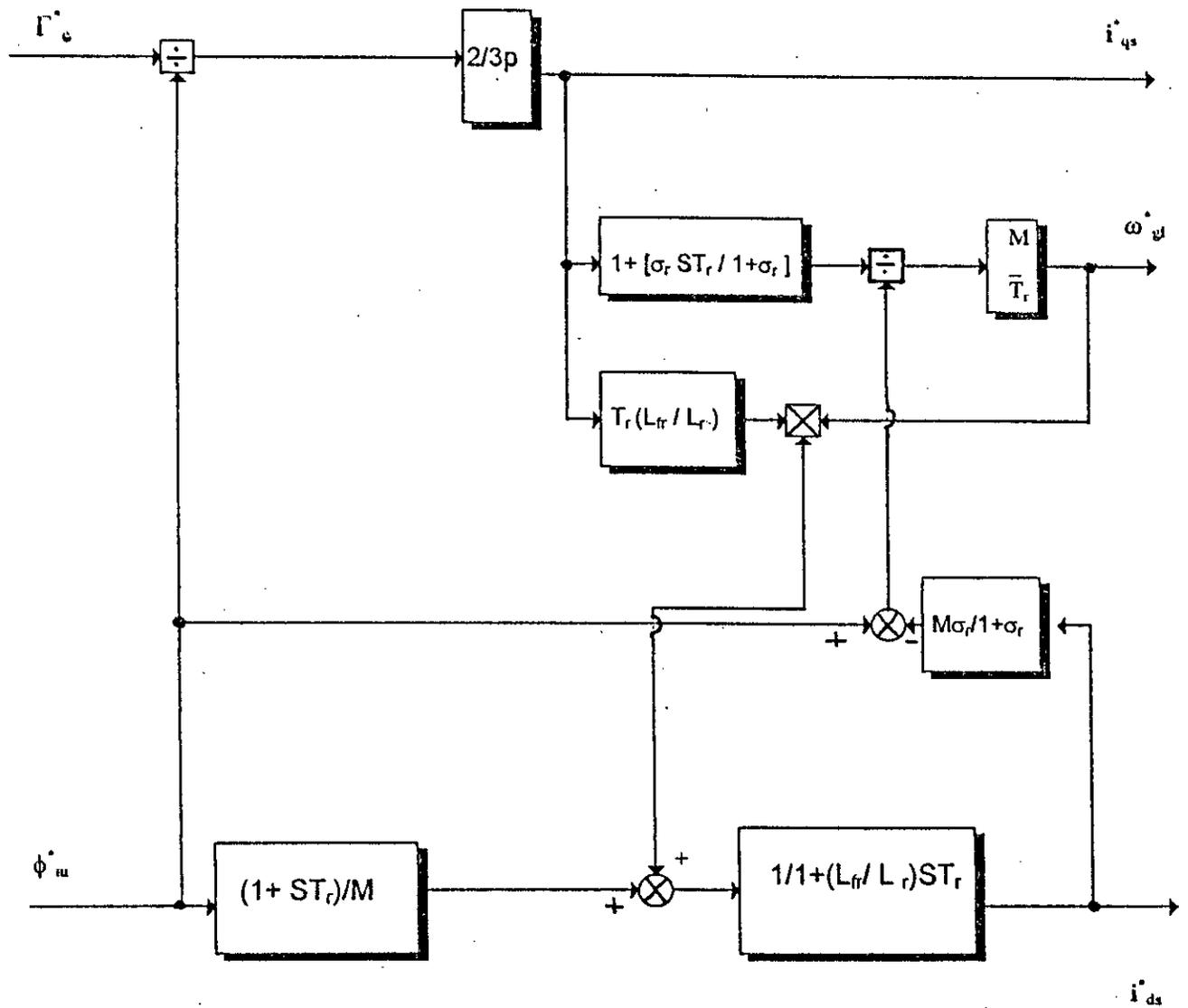
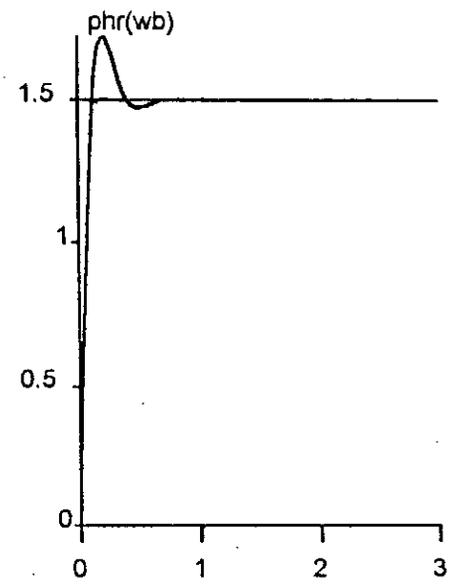
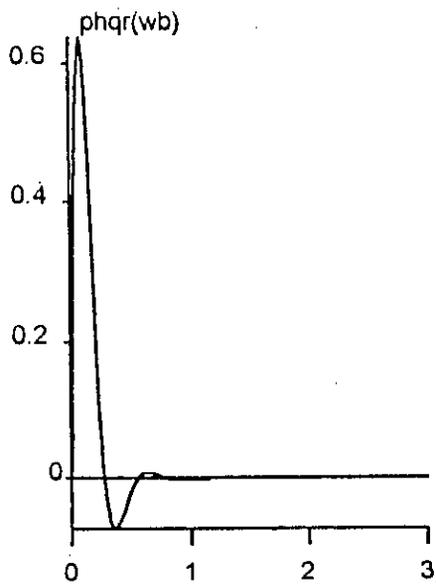
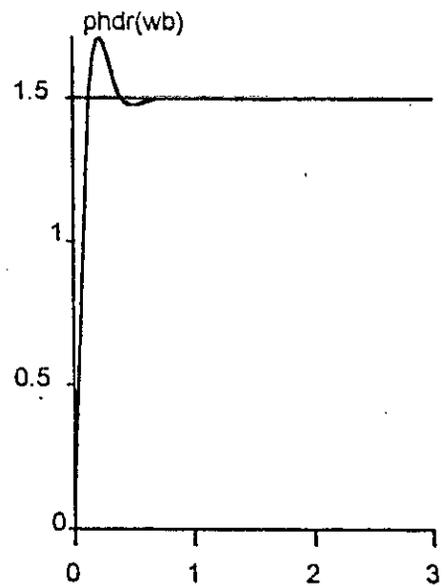
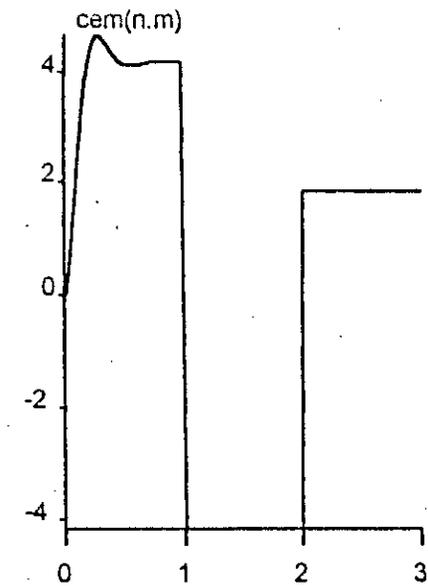


Fig III.8 Structure de commande de l'orientation du flux magnétisant

Simulation numérique:



Orientation du flux rotorique dans le modèle de la machine commandée en courant

Interprétation et commentaire:

Nous avons simulé la structure de commande de l'orientation du flux appliquée au modèle de la machine alimentée en courant, les résultats sont les suivants:

- Malgré la variation du couple électromagnétique, les résultats montrent qu'il y a un découplage entre le flux rotorique et le couple.
- Le flux rotorique est stable en régime permanent.
- Il y a une ressemblance entre le flux rotorique ϕ_r et sa composante directe ϕ_{dr} . Tandis que sa composante quadratique s'annule, donc ϕ_r est orienté suivant l'axe OD du référentiel (D,Q) et le découplage est total entre le flux et le couple électromagnétique.

CONCLUSION:

Dans la pratique, les deux principales méthodes employées dans l'orientation du flux sont : la méthode directe et la méthode indirecte

- La méthode directe consiste à déterminer le module et la phase du flux en utilisant les capteurs ou les modules dynamiques du flux.
- La méthode indirecte utilise seulement la position du flux qui est déterminée à partir d'un modèle mathématique et connaissant la vitesse de rotation.
- La variation de la constante de temps rotorique T_r influe énormément sur les deux méthodes.

CHAPITRE VI
RÉGULATION DE VITESSE

Introduction:

Dans le chapitre précédent nous avons vu qu'on pouvait réaliser le contrôle vectoriel sans avoir à utiliser l'amplitude du flux rotorique, mais en utilisant seulement sa position : C'est la méthode indirecte.

Dans ce chapitre, nous allons étudier le contrôle vectoriel de l'association onduleur-machine du flux rotorique par la méthode indirecte qui sera commandé en boucle ouverte et en boucle fermée.

Dans la réalisation du contrôle vectoriel du flux rotorique on prend comme références du couple et de flux, les commandes \dot{i}_{ds} , \dot{i}_{qs} et $\dot{\omega}_{gl}$ que l'on calculera à partir de la structure de commande qui est le FOC (en Anglais: Field oriented control).

$$\begin{aligned}\dot{i}_{ds} &= (1/M)(\dot{\phi}_r + T_r d\dot{\phi}_r / dt) \\ \dot{i}_{qs} &= 2/3(L_r / pM) (\Gamma_e / \dot{\phi}_r) \\ \dot{\omega}_{gl} &= M / T_r (\dot{i}_{qs} / \dot{\phi}_r)\end{aligned}$$

On fait la transformation du référentiel (d,q) au référentiel (α, β) on obtient:

$$\begin{aligned}\dot{i}_{\alpha s} &= \cos(\theta_s) \dot{i}_{ds} - \sin(\theta_s) \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{\beta s} &= \sin(\theta_s) \dot{i}_{ds} + \cos(\theta_s) \dot{i}_{qs}\end{aligned}$$

En passant du référentiel (α, β), au référentiel (a,b,c), on trouve:

$$\begin{aligned}\dot{i}_{as} &= \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{bs} &= (\sqrt{3}/2) \dot{i}_{\beta s} - (1/2) \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{cs} &= -(\sqrt{3}/2) \dot{i}_{\beta s} - (1/2) \dot{i}_{\alpha s}\end{aligned}$$

Pour pouvoir réaliser les transformations de coordonnées, ainsi que la commande en temps réel, il est important de connaître la position du flux instantanément à des intervalles suffisamment courts.

La position du flux est donnée par :

$$d\theta_s / dt = \omega_s = \omega + (M / T_r) (\dot{i}_{qs} / \dot{\phi}_r)$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

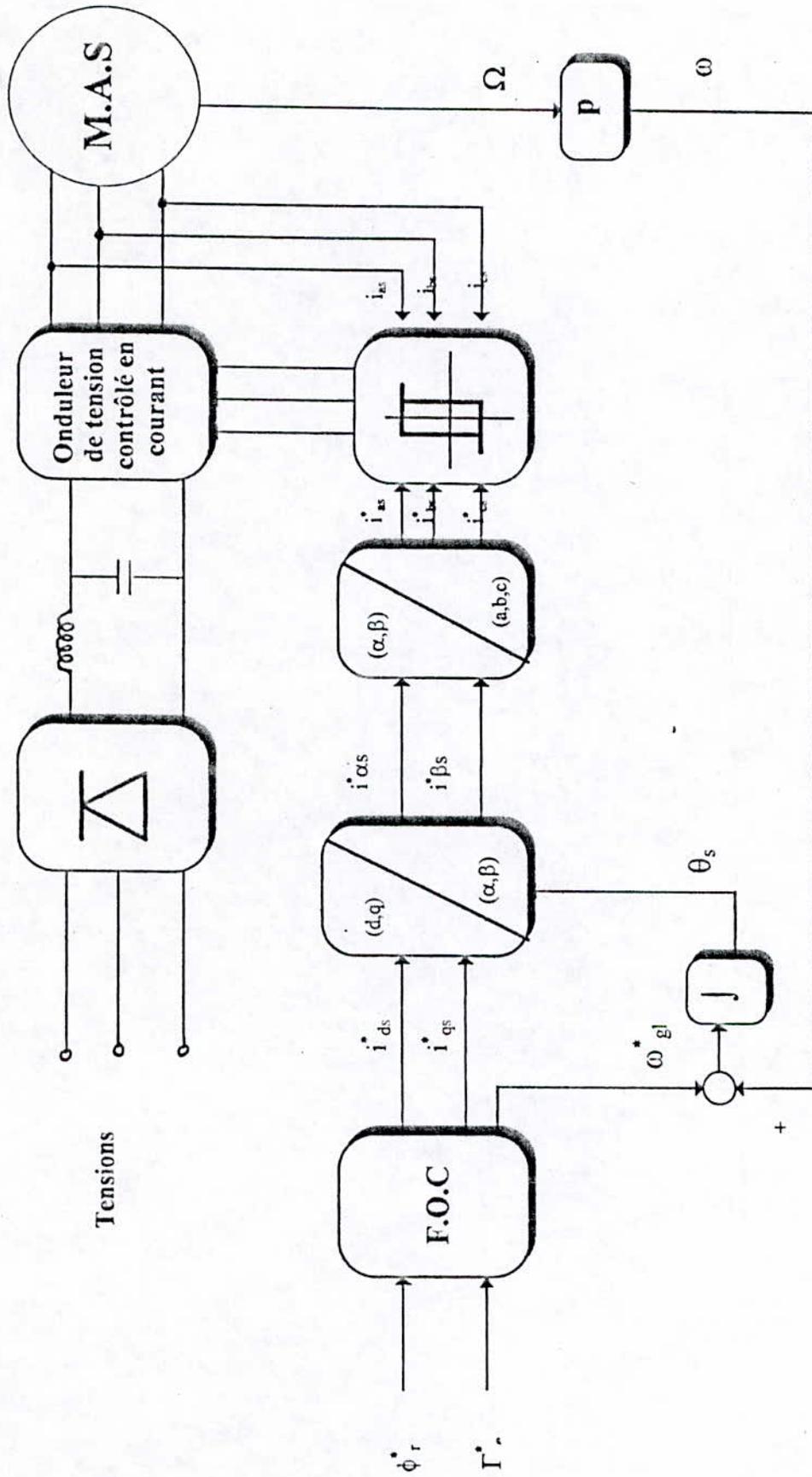
C'est le calculateur numérique qui va effectuer les calculs relatifs à la détermination de θ_s , ce calculateur fonctionne à une période d'échantillonnage qui détermine les performances dynamiques de la commande : plus la période est élevée plus les performances s'en trouvent améliorées

La discrétisation de la position donne:

$$\theta_s^{k+1} = \theta_s^k + \omega_s T_c$$

$$\theta_s^0 = \theta_{s,0}$$

$$\text{ct: } \text{tg}(\theta_s^0) = i_{d,s} / i_{q,s}$$

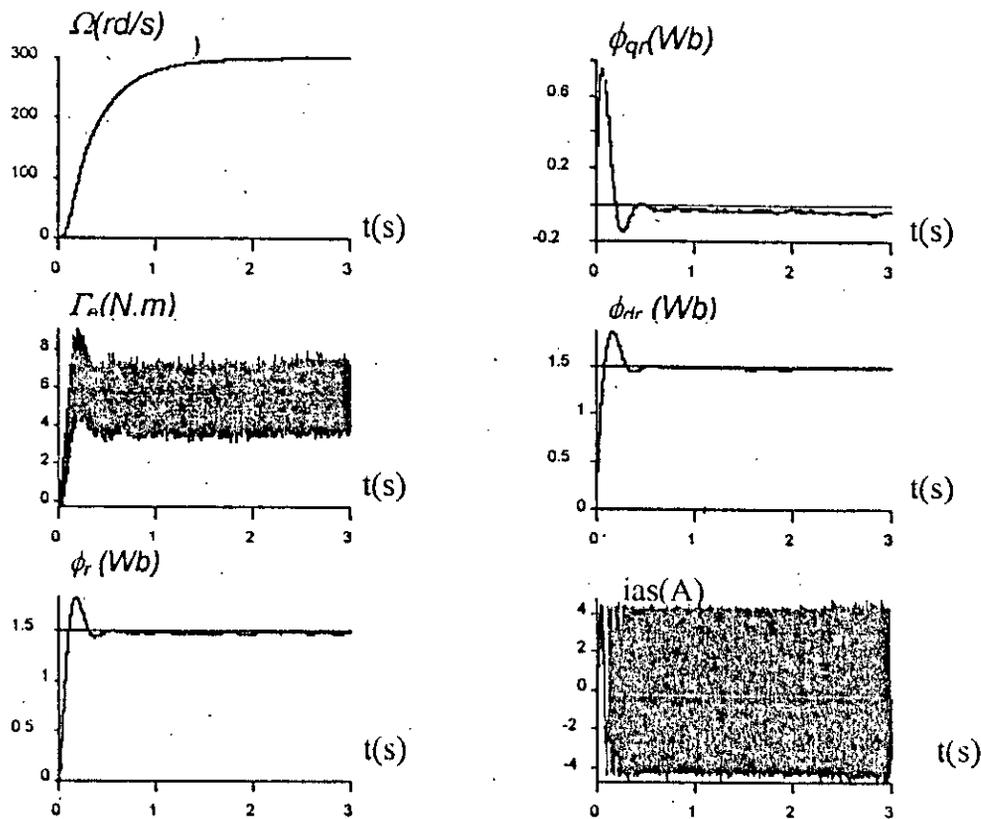


Contrôle vectoriel de l'association onduleur-machine Flux rotor.
Méthode indirecte. Commande en boucle ouverte

Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur-MAS:

Simulation numérique:

Dans la simulation de la commande de l'association onduleur de tension-MAS en boucle ouverte, nous avons appliqué à la machine un flux de référence rotorique ϕ_r constant égal à 1.5Wb et un couple Γ_o de 6N.m et une perturbation Γ_r égal à: $\Gamma_r = (\Gamma_o/\Omega^* - K_f) \cdot \Omega$



Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur-machine

Interprétations et commentaires:

- Nous constatons que la machine atteint la vitesse de synchronisme de 3000trs/min (314rd/s) après un temps de démarrage d'environ 2.5 secondes.
- Réponse rapide du couple électromagnétique dont la valeur moyenne atteint sa consigne au bout de 0.3 secondes et présente une forte bande d'ondulation qui est dû principalement aux ondulations statoriques.
- Les flux rotoriques dans la machine se stabilise a la valeur de consigne fixée à: 1.5Wb au bout de 0.7 secondes, le flux ϕ_r est identique a sa composante directe ϕ_{dr} alors que sa composante en quadrature ϕ_{qr} est nulle ainsi nous pouvons dire que

l'orientation du flux est réalisée, le courant statorique suit bien la référence en fréquence et en amplitude.

2. Commande en boucle fermée:

Après avoir étudié la commande vectorielle de l'association onduleur de tension machine asynchrone par la méthode indirecte en boucle ouverte. Nous allons étudier la commande en boucle fermée avec le réglage de la vitesse.

Pour le réglage de la vitesse de rotation nous utiliserons un régulateur PI qui nous permettra d'avoir une bonne réponse dynamique du système [1],[2].

Fonction de transfert en boucle ouverte:

Pour réguler la vitesse on utilise le système formée du modèle de la machine, de la structure de commande (FOC) et du régulateur de vitesse comme le montre le schéma suivant:

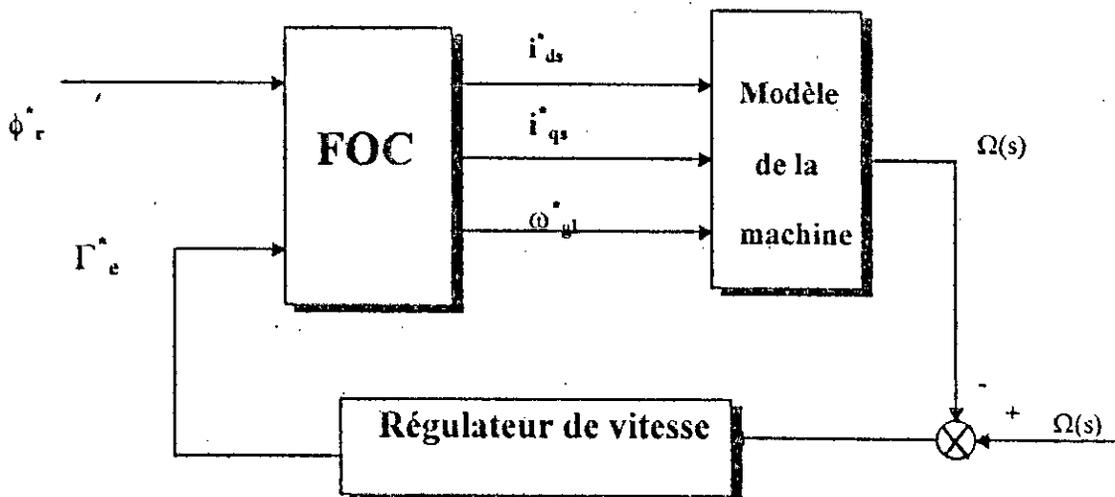


Fig V.1 Boucle de régulation

La fonction de transfère en boucle ouverte est alors:

$$F_o(s) = \Omega(s) / \Gamma_e^*(s)$$

Dans le cas du modèle de la MAS alimentée en courant, les courants (i_{ds} , i_{qs}) et le glissement de la vitesse (ω_{gl}) sont considérées comme variable de commande.

La composante directe du courant est maintenue constante, tandis-que la composante en quadrature est un signal en échelon [2].

Les équations régissant ce modèle sont:

$$i_{ds} = \dot{i}_{ds} = \dot{\phi}_r / M \quad (\text{constant})$$

$$i_{qs} = \dot{i}_{qs} \varepsilon(t) = 2L_r \Gamma_e \varepsilon(t) / (3pM \dot{\phi}_r)$$

$$\omega_{gl} = \dot{\omega}_{gl} = Mi_{qs} / T_r \dot{\phi}_r$$

$$T_r d\phi_{dr} / dt + \phi_{dr} = T_r \omega_{gl} \phi_{qr} + Mi_{ds} \dots \dots \dots (v.1)$$

$$T_r d\phi_{qr} / dt + \phi_{qr} = - T_r \omega_{gl} \phi_{dr} + Mi_{qs}$$

$$Jd\Omega / dt + K_f \Omega = \Gamma_e - \Gamma_r$$

$$\Gamma_e = (3/2)pM/L_r (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr})$$

Et en régime permanent: $di_{qs} / dt = 0$; $di_{ds} / dt = 0$

En dérivant le système d'équation par rapport au temps nous obtenons:

$$T_r d^2\phi_{dr} / dt^2 + d\phi_{dr} / dt = T_r \omega_{gl} d\phi_{qr} / dt$$

$$T_r d^2\phi_{qr} / dt^2 + d\phi_{qr} / dt = -T_r \omega_{gl} d\phi_{dr} / dt$$

Dans la domaine fréquentiel, ces équations deviennent:

$$s^2 \cdot T_r \phi_{dr}(s) - sT_r d\phi_{dr} / dt |_{t=0} + s \phi_{dr}(s) = s \omega_{gl} \phi_{qr}(s) \cdot T_r$$

$$s^2 \cdot T_r \phi_{qr}(s) - sT_r d\phi_{qr} / dt |_{t=0} + s \phi_{qr}(s) = -s \omega_{gl} \phi_{dr}(s) \cdot T_r$$

Nous prenons comme conditions initiales les valeurs déterminées par les équations du système (v.1) à $t=0$.

$$\phi_{dr}(0) = 0$$

$$\phi_{qr}(0) = 0$$

$$\varepsilon(0) = 1$$

Nous obtenons alors : $T_r d\phi_{dr} / dt |_{t=0} = Mi_{ds} = \dot{\phi}_r$

$$T_r d\phi_{qr} / dt |_{t=0} = Mi_{qs}$$

Les équations sont alors, de la forme:

$$(1+sT_r) \phi_{dr}(s) - T_r \omega_{gl} \phi_{qr}(s) = \dot{\phi}_r$$

$$(1+sT_r) \phi_{qr}(s) + T_r \omega_{gl} \phi_{dr}(s) = Mi_{qs}$$

En résolvant ce système nous obtenons les composantes du flux rotorique $\phi_{dr}(s)$ et $\phi_{qr}(s)$.

$$\phi_{dr}(s) = \frac{(1+sT_r)\dot{\phi}_r + T_r\omega_{gl}Mi_{qs}}{(1+sT_r)^2 + (T_r\omega_{gl})^2}$$

$$\phi_{qr}(s) = \frac{-T_r\omega_{gl}\dot{\phi}_r + (1+sT_r)Mi_{qs}}{(1+sT_r)^2 + (T_r\omega_{gl})^2}$$

Ainsi nous obtenons l'expression du couple:

$$\Gamma_c(s) = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2) \cdot \phi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} i_{qs}$$

L'équation mécanique nous permet de tirer l'expression de la vitesse de rotation:

$$\Omega(s) = \frac{1}{K_r + Js} \left[\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \Gamma_c^*(s) - \Gamma_r(s) \right]$$

Ainsi, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$F_0 = \frac{\Omega(s)}{\Gamma_c^*(s)} = \frac{1}{K_r + Js} \cdot \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}$$

Schéma structurel:

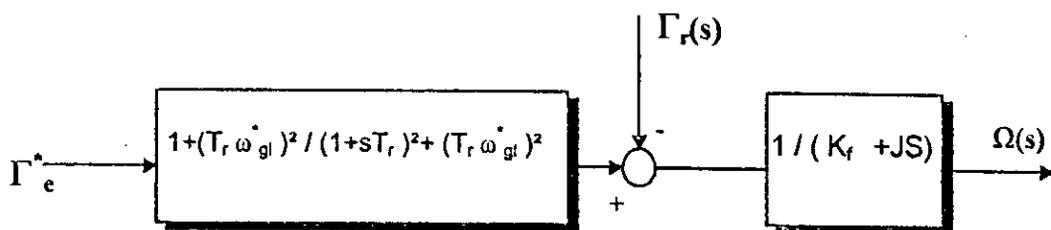


Schéma structurel du système à réguler

Fonction de transfert en boucle fermée:

Afin de réguler le système, nous introduisons un régulateur PI dans la boucle de régulation, nous obtenons le schéma structurel suivant:

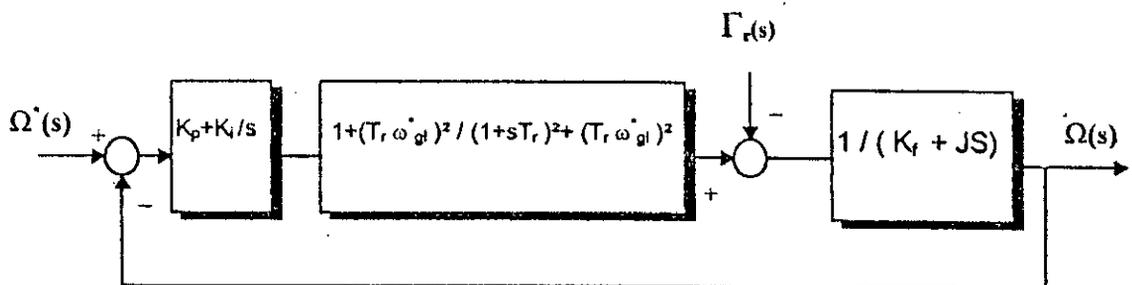


Schéma structurel du système à réguler

La fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit:

$$F_f(s) = \frac{F_r(s) \cdot F_0(s)}{1 + F_r(s) \cdot F_0(s)}$$

$$\text{Avec: } \dots F_r(s) = \frac{sK_p + K_i}{s}$$

Fonction de transfert du régulateur

On remplace $F_r(s)$ et $F_0(s)$ dans F_f :

$$F_f(s) = \frac{1}{K_f + Js} \cdot \frac{sK_p + K_i}{s(K_p + K_i)(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2)} \cdot \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}$$

L'équation caractéristique du système est la suivante:

$$D(s) = JT_r^2 \left[s^4 + \left(\frac{K_f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left(2 \frac{K_f}{JT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{gl}^{*2} \right) s^2 \right] + [(K_f + K_p)s + K_i] [1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2]$$

la condition pour laquelle ce système ait une réponse optimale relative se résume à [1]:

$$\frac{(K_f + K_p)[1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2]}{JT_r^2} = \left(\frac{K_f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_0^2$$

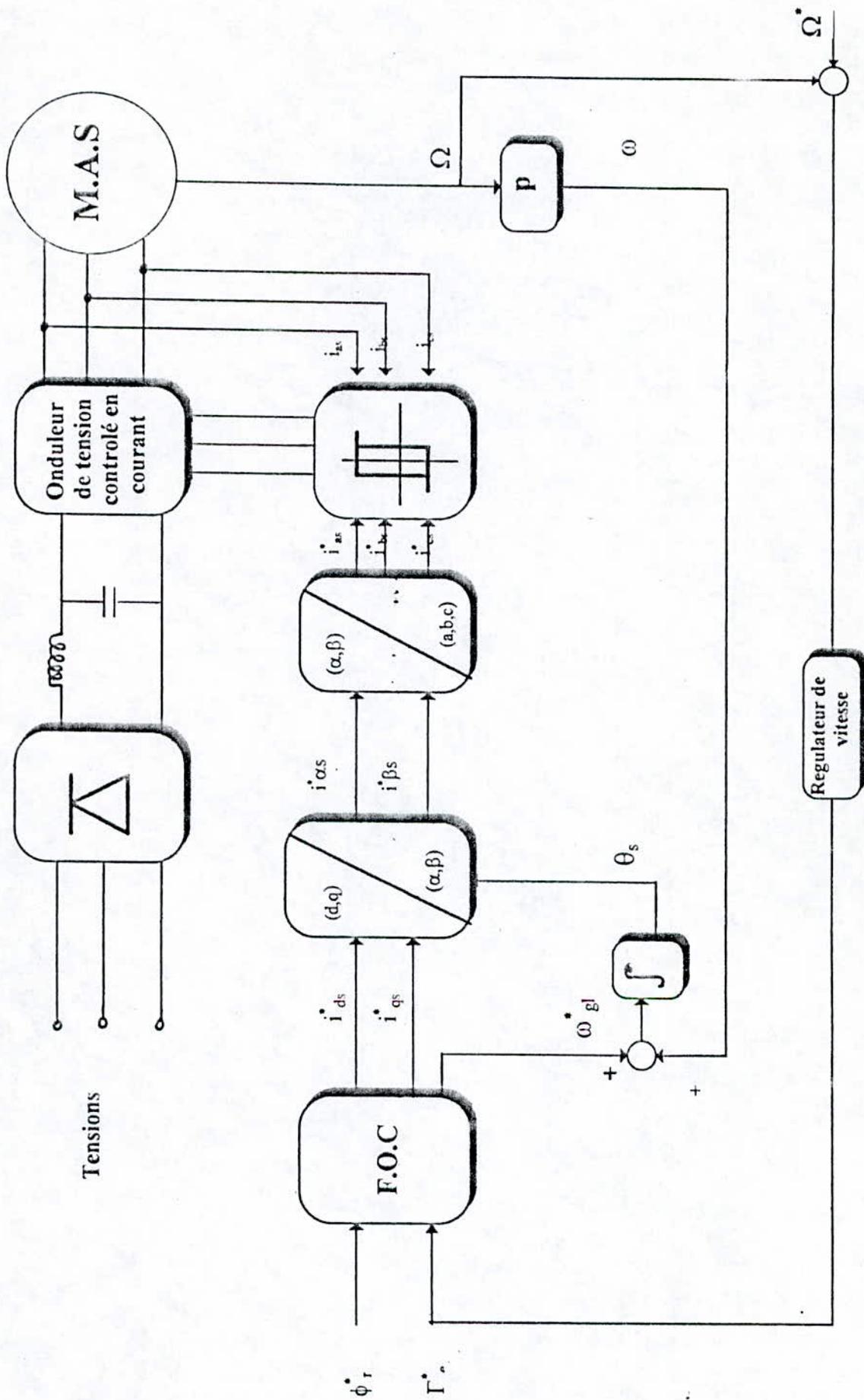
$$\frac{K_i [1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2]}{JT_r^2} = \omega_0^4$$

$$\text{Avec: } \omega_0 = \sqrt{\omega_{gl}^{*2} + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left[\frac{L_m i_{qs(\max)}}{T_r \phi_r^*} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}}$$

Ainsi, les paramètres du régulateur sont:

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

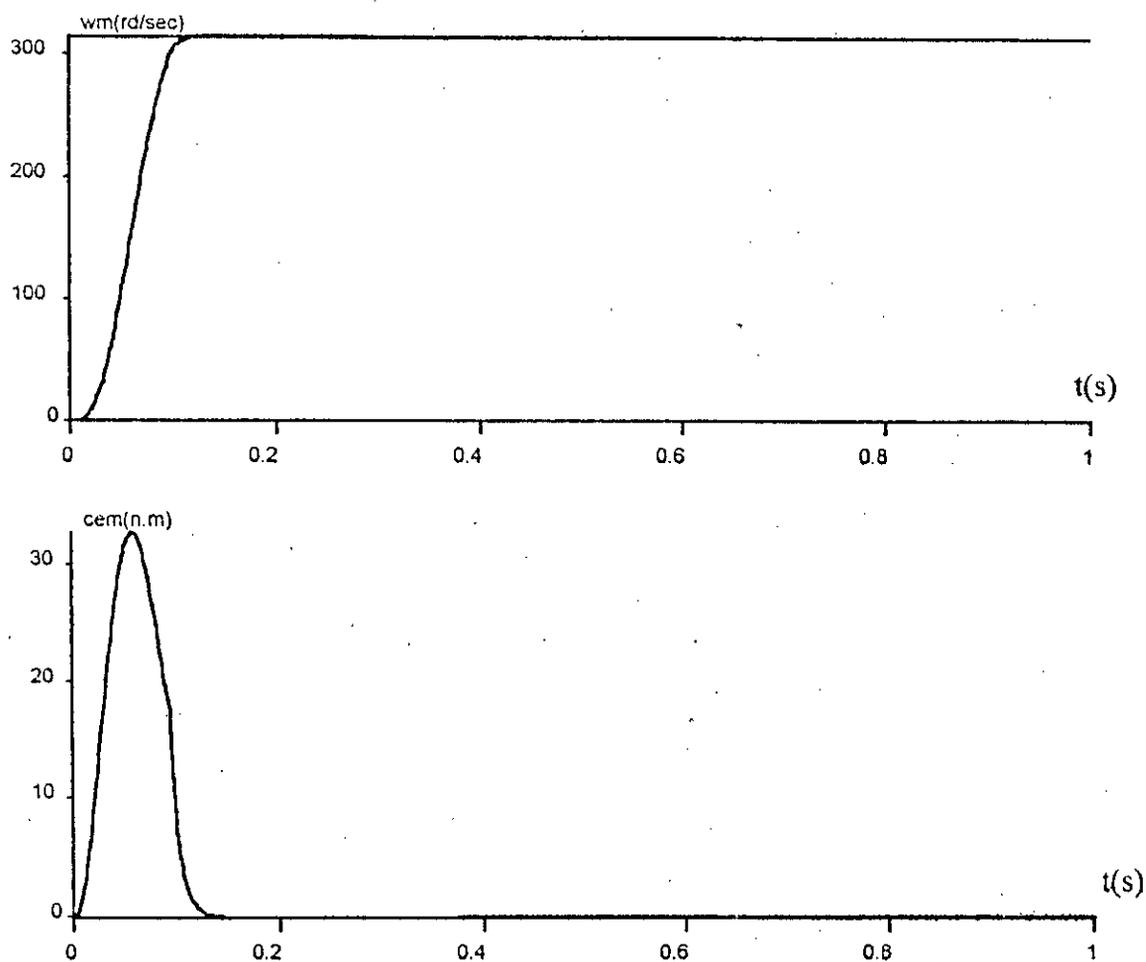
$$K_i = J \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{T_r^2}$$



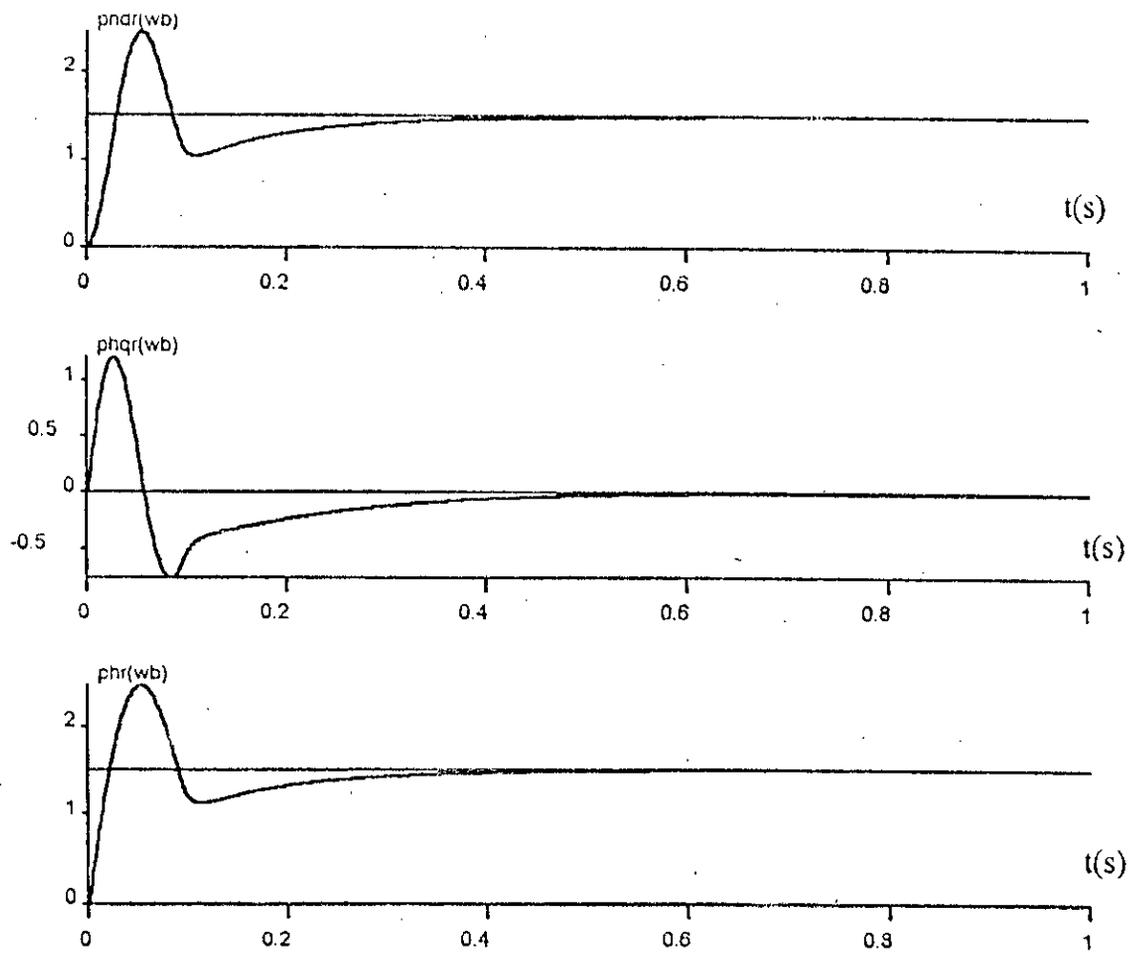
Contrôle vectoriel de l'association onduleur MAs. Flux rotorique.
Méthode indirecte. Commande en boucle fermée.

Simulations numériques

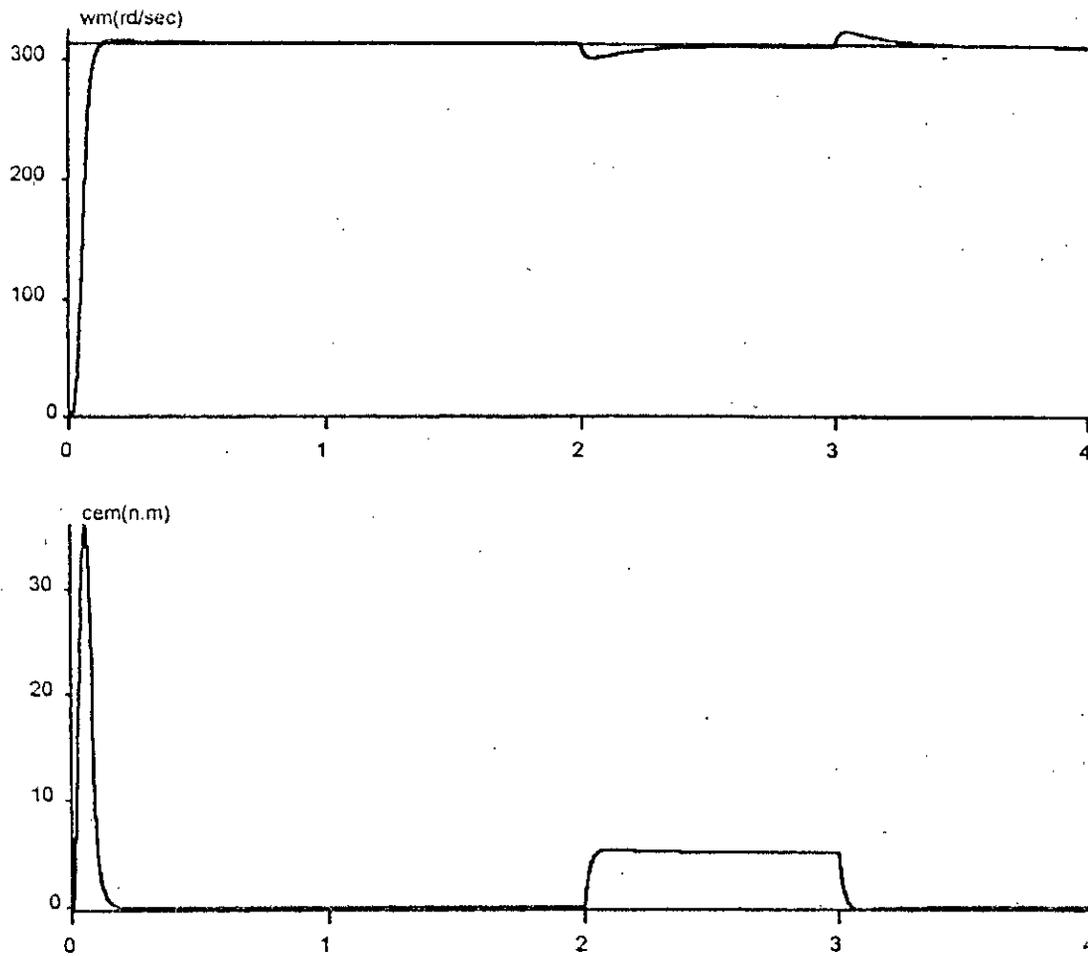
a) Association machine FOC-Régulateur:



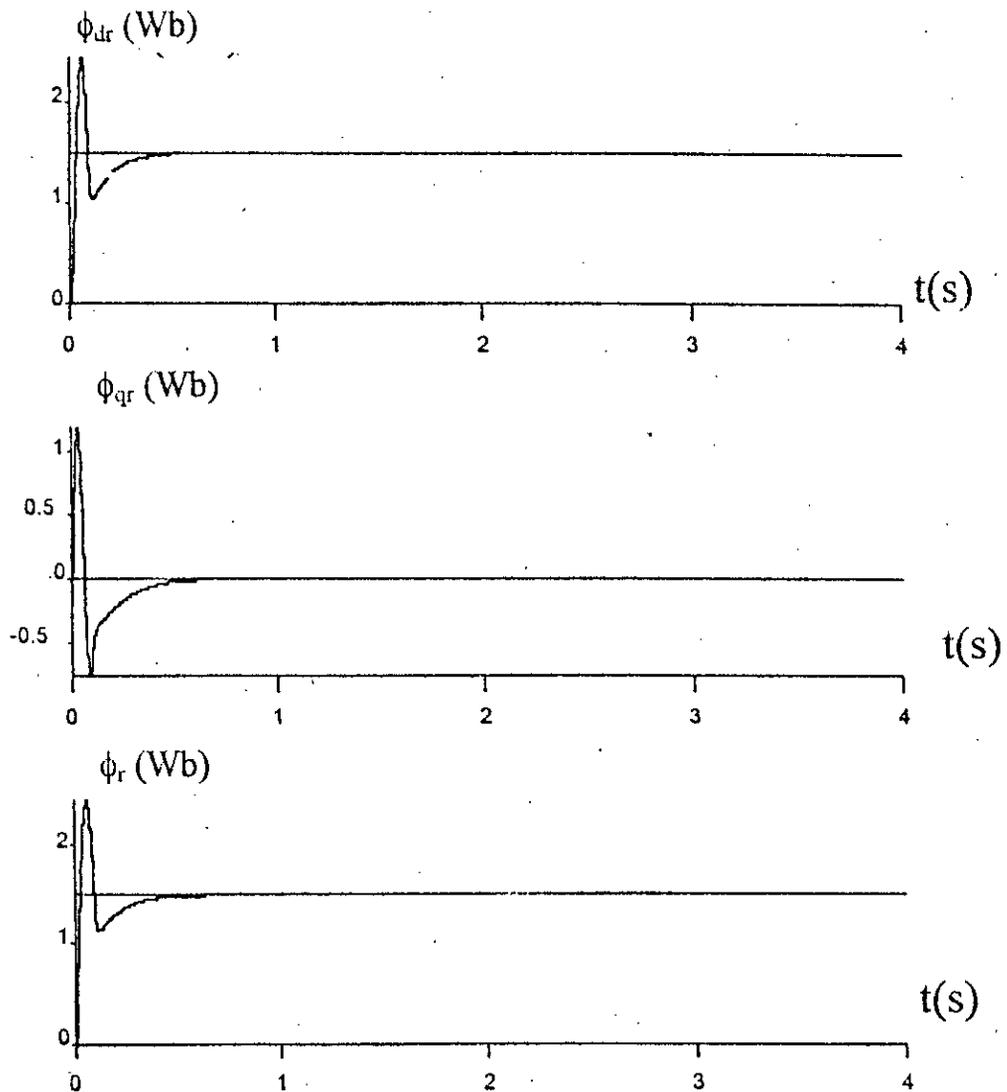
Fig(IV.1) Réglage de la vitesse pour le modèle parfait
a) Vitesse de rotation
b) couple électromagnétique



Fig(IV. 2) Flux rotorique pour le modèle parfait
a) Flux directe
b) Flux quadratique
c) Flux résultant



Fig(IV .3) Réglage de la vitesse pour le modèle parfait avec couple résistant de 5N.m
a) Vitesse de rotation
b) Couple électromagnétique



Fig(V.4) Réglage de la vitesse pour le modèle parfait avec l'application d'un couple résistant de 5N.m
a) Flux direct
b) Flux quadratique
c) Flux résultant

2. Association Machine asynchrone avec l'application d'un régulateur de vitesse

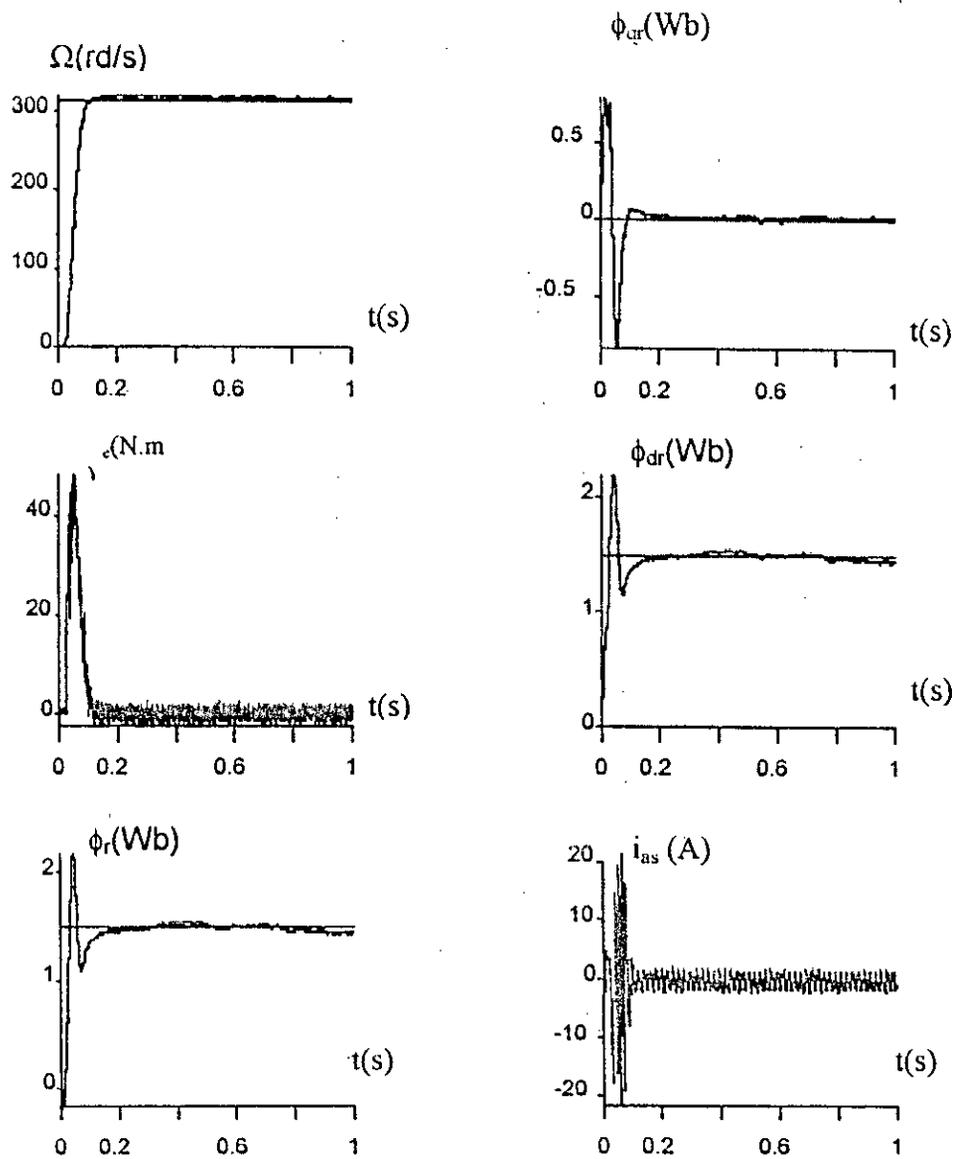
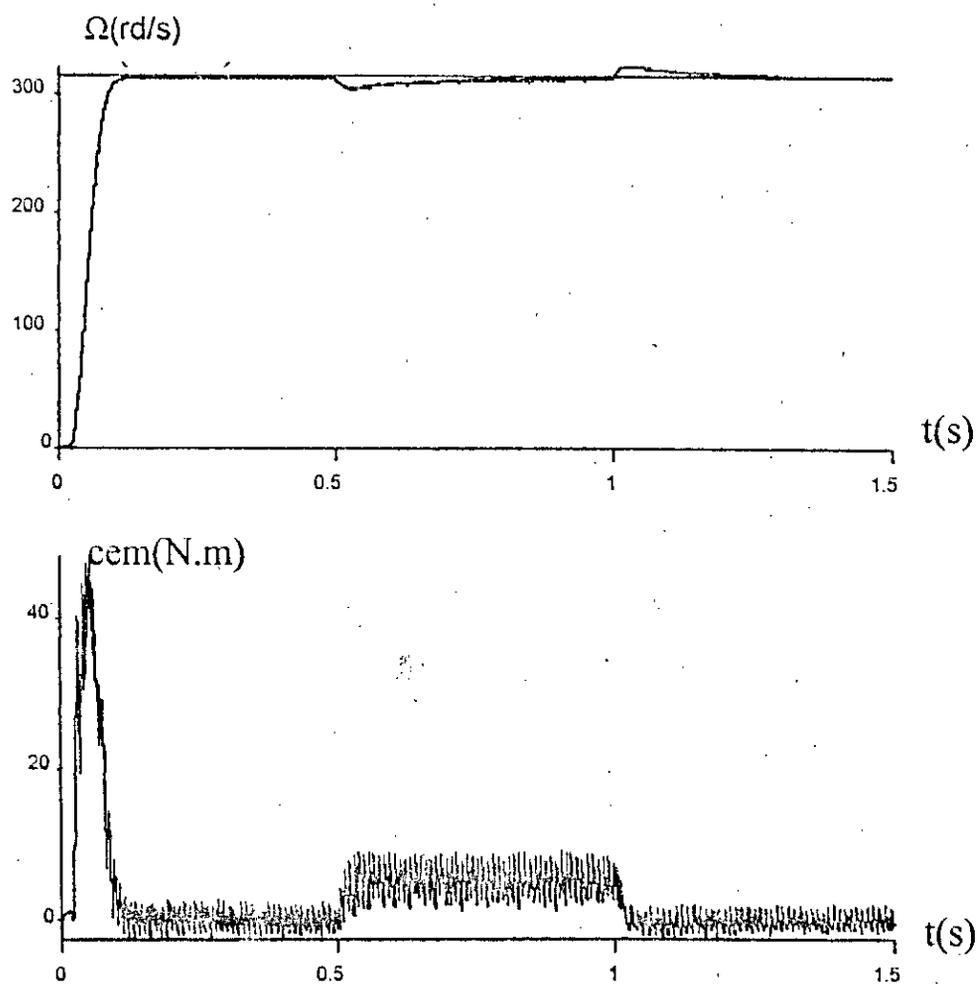
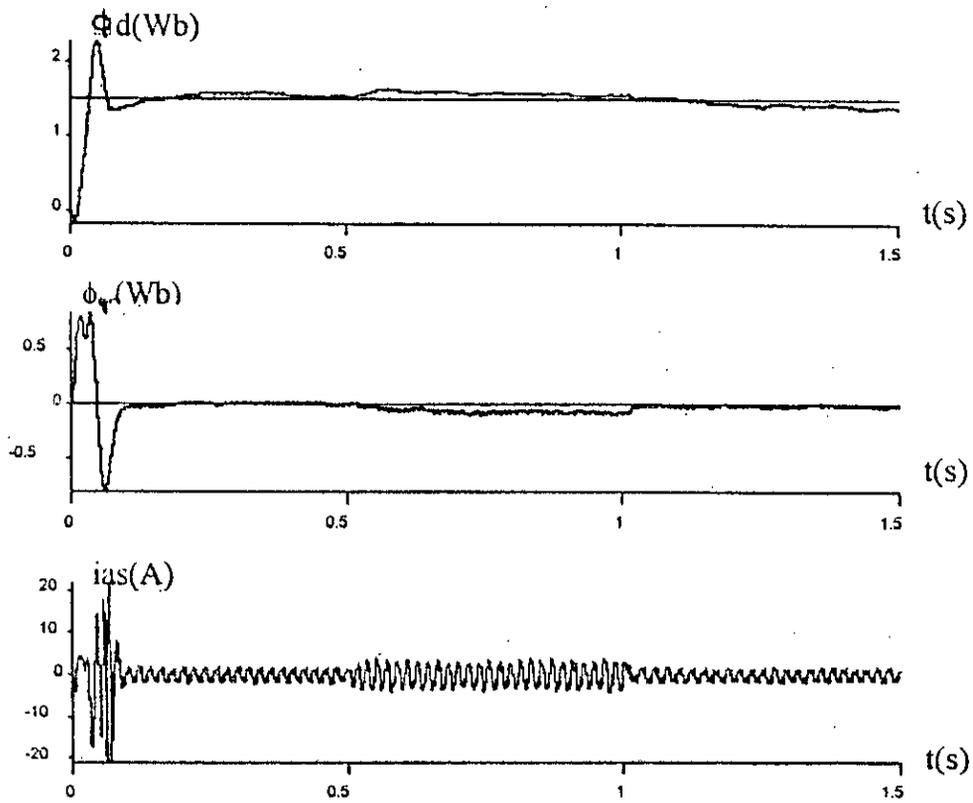


Fig 5 Commande en boucle fermée de l'association Onduleur-Machine



Fig(IV.6) Association Machine-Onduleur-Régulateur avec l'application d'une charge de 10N.m



Fig(IV-7) Commande Vectorielle de l'association Machine-Onduleur-Régulateur avec l'application d'une charge de 10N.m
a) Flux rotorique direct
b) Flux rotorique quadratique
c) Courant statorique de phase a

Interprétations et commentaires:

a) Association FOC-machine-régulateur:

En appliquant la régulation au modèle parfait de la machine (figure *W.1*), on constate que la composante directe ϕ_{dr} est parfaitement superposable avec le module ϕ_r tandis que la composante inverse ϕ_{qr} est nulle, donc le flux est orienté suivant l'axe « OD ».

La vitesse du rotor atteint rapidement la valeur de (3000tr/min) au bout de 0.1 seconde.

A l'instant $t=2$ secondes, nous avons appliqué un échelon de couple résistant comme l'indique les figures *W.3* et *W.4*. Nous observons que l'application de la charge entre les instants ($t=2$ seconde) et ($t=3$ seconde), n'influe en aucune façon sur l'allure du flux ϕ_r et de ses deux composantes ϕ_{dr} et ϕ_{qr} .

La vitesse subit une légère diminution qui est vite corrigé par le régulateur.

b) Association MAS onduleur régulateur

La réponse de la vitesse s'est améliorée puisque la MAS démarre au bout de (0.1 seconde environ) alors qu'en absence du régulateur, elle démarre au bout de 2 secondes.

La composante directe ϕ_{dr} du flux ϕ_r est parfaitement identique avec celui-ci, tandis que la composante ϕ_{qr} est nulle, donc le flux ϕ_r est orienté suivant l'axe (OD).

L'application d'une charge entre l'instant ($t=0.5$ s et l'instant $t=1$ s) n'influe pas sur la dynamique du système grâce au régulateur de vitesse dont les paramètres sont $K_p = 0.736$ et $K_i = 0.11$.

CONCLUSION :

L'application du régulateur améliore considérablement la réponse de la vitesse et du couple électromagnétique sans perdre le découplage.

CHAPITRE V
COMMANDE ADAPTATIVE

Commande adaptative:**historique :**

A la fin des années cinquante, la commande adaptative fit l'objet d'importantes recherches dont le but était la conception de pilotes automatiques d'avions, malheureusement, les moyens technologiques de cette époque ne permettaient pas la réalisation de ce type de commande et l'intérêt pour cette commande s'émoûsât.

Aujourd'hui, avec les progrès de l'informatique et de la micro-électronique, cette technique de commande semble tout à fait assimilée des ingénieurs et plusieurs réalisations ont vue le jour .

1. Définition de la commande adaptative :

Parmi toutes les définitions qui existent, citons celle donnée par LANDAU à savoir :

« LA commande adaptative est l'ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement en ligne et en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont soit inconnus, soit variables dans le temps ».

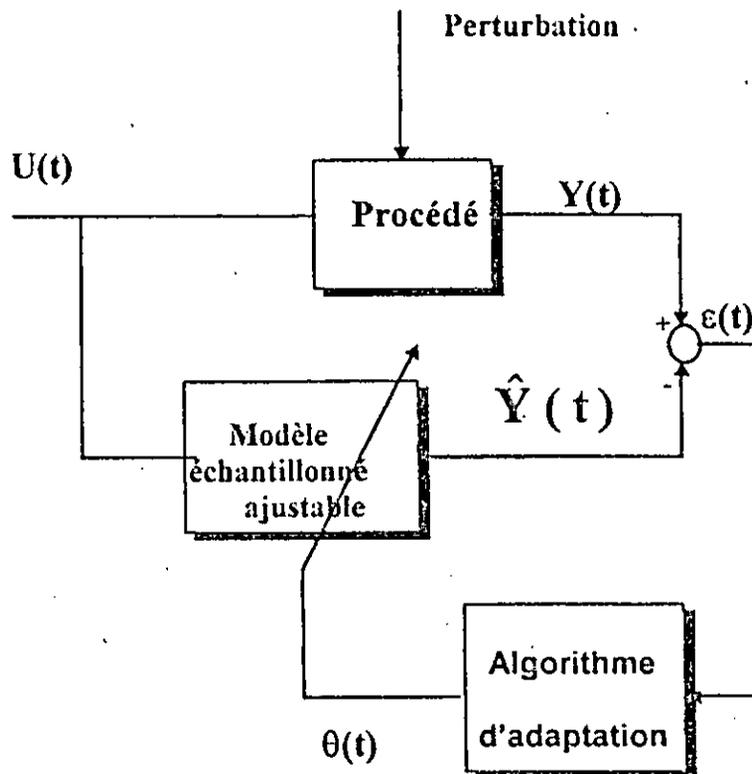
C'est à dire que lorsque le système commandé est non linéaire et que les paramètres de son modèle varient sans cesse, la commande adaptative devient une alternative qui permet de corriger ces imperfections .

2. Identification des modèles dynamiques de procédés:

L'identification d'un système (procédé) consiste à déterminer les caractéristiques dynamiques (variation de la sortie du système en fonction des variations de l'entrée autour d'un point de fonctionnement) du procédé nécessaire par la conception et l'ajustement d'un système de régulation approprié et dont la mise en oeuvre doit passer par les étapes suivantes:

- 1. Spécifier les performances désirées pour la boucle de commande de régulation.*
- 2. Disposer d'une méthode appropriée de calcul du régulateur.*
- 3. Connaître le modèle dynamiques du procédé.*

Cette approche moderne conduit à l'utilisation des algorithmes d'identification performants ayant une formulation récursive adaptés aux problèmes d'identification temps réel basés sur l'acquisition des entrées-sorties du système réel et la minimisation d'un critère quadratique exprimé en fonction de la différence entre la sortie du procédé $Y(t)$ et la sortie $\hat{Y}(t)$.



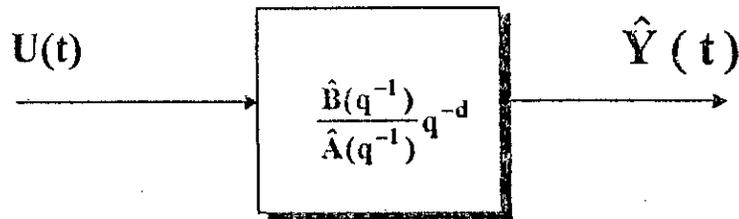
Principe de l'identification

Il est à noter que la convergence de l'erreur de prédiction $\epsilon(t)$ vers zéro n'implique pas dans tous les cas la convergence des paramètres estimés du modèle vers les vrais paramètres du système, il faut donc appliquer au système une entrée riche en fréquence qui permet de détecter tous les modes du système, ceci est obtenu en utilisant des séquences binaires pseudo-aléatoires (S.B.P.A) qui sont une succession d'impulsions rectangulaires modulées en largeur, générées par un registre à décalage un des éléments clés pour la mise en oeuvre de cette approche pour l'identification des modèles de procédés est l'algorithme d'adaptation paramétriques qui pilotent les paramètres du modèle de prédiction à partir des informations recueillies sur le système

à chaque pas d'échantillonnage, dans notre étude nous avons utilisé l'algorithme des moindres carrés récurrents pour l'adaptation paramétriques.

3. Algorithme des moindres carrés récurrents:

Le modèle de prédiction est de la forme :



$$\hat{A}(q^{-1}) = 1 + \hat{a}_1 q^{-1} + \hat{a}_2 q^{-2} + \dots + \hat{a}_n q^{-n}$$

Avec: $\hat{B}(q^{-1}) = \hat{b}_1 q^{-1} + \hat{b}_2 q^{-2} + \dots + \hat{b}_m q^{-m}$
avec ($m \leq n$)

La sortie de prédiction est à priori donnée par

$$\hat{Y}^0(t+1) = -\sum_{i=1}^n \hat{a}_i(t) Y(t+1-i) + \sum_{i=1}^m \hat{b}_i(t) u(t-d-i+1)$$

$$\hat{Y}^0(t+1) = \hat{\theta}^T(t) \phi(t) \dots \dots \dots (V.1)$$

avec: $\hat{\theta}^T(t) = [\hat{a}_1(t), \dots, \hat{a}_n(t), \hat{b}_1(t), \dots, \hat{b}_m(t)]$
 $\phi^T(t) = [-Y(t), \dots, -Y(t-n+1), u(t-d), \dots, u(t-d-m+1)]$
 $\hat{\theta}^T$: Vecteurs des paramètres
 ϕ : Vecteurs des observations

La sortie de prédiction à posteriori est donnée par:

$$\hat{Y}(t+1) = \hat{\theta}^T(t+1) \phi(t) \dots \dots \dots (V.2)$$

On définit l'erreur de prédiction priori comme suit:

$$\varepsilon^0(t+1) = Y(t+1) - \hat{Y}^0(t+1) \dots \dots \dots (V.3)$$

On définit l'erreur de prédiction à posteriori comme suit:

$$\varepsilon^0(t+1) = Y(t+1) - \hat{Y}(t+1) \dots \dots \dots (IV.4)$$

Soit J le critère quadratique à minimiser :

$$J(t) = \sum_{i=1}^t [Y(i) - \hat{\theta}^T(t)\phi(i-1)]^2$$

$$\frac{\partial J(t)}{\partial \hat{\theta}(t)} = 0 \dots \dots \dots (V.6)$$

La minimisation de J donne l'algorithme récursif suivant:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t)\varepsilon(t+1) \dots \dots \dots (V.7)$$

$$F(t+1) = F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi^T(t)F(t)}{1 + \phi^T(t)F(t)\phi(t)}$$

$$\varepsilon(t+1) = \frac{Y(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t)}{1 + \phi^T(t)F(t)\phi(t)}$$

La matrice F_1 appelée matrice d'adaptation du gain, est construite à partir du vecteur d'observation $\phi []$:

$$F(t) = \sum_{i=1}^t \phi(i-1)\phi^T(i-1)$$

L'équation (V.8) s'obtient en appliquant le lemme d'inversion matricielle [] à l'équation :

$$F(t+1)^{-1} = F(t)^{-1} + \phi(t)\phi^T(t)$$

$F(t)$ est une fonction décroissante dans le temps [$F(t+1) < F(t)$] afin de corriger la direction du gradient et la longueur du pas d'adaptation.

Initialisation des paramètres:

Nous avons choisi : $\hat{e}^T(0) = [\dots\dots]$

On choisit également F telle que : $F(0) = gI$

I : matrice identité

g : réel très grand ($g=1000$ est une valeur typique)

La formule qui donne $F(t+1)^{-1}$ se généralise en introduisant deux coefficients de pondérations $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$:

$$F(t+1)^{-1} = \lambda_1(t)F(t)^{-1} + \lambda_2(t)\phi(t)\phi^T(t)$$

L'équation (V.8) devient alors :

$$F(t) = \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi^T(t)F(t)}{\frac{\lambda_1(t)}{\lambda_2(t)} + \phi^T(t)F(t)\phi(t)} \right]$$

a) si on a : $\lambda_1(t) = \lambda_2(t) = 1$.

L'algorithme est dit à gain décroissant, le critère quadratique minimisé est celui de l'équation (V.5).

b) si on a : $\lambda_1(t) = \lambda_1$; $0 < \lambda_1 < 1$; $\lambda_2(t) = 1$

Le critère minimisé est $J(t) = \sum_{i=1}^t \lambda_1^{(t-i)} [Y(i) - \hat{\theta}^T(t)\phi(i-1)]^2$

L'effet de ($\lambda_1 < 1$) est d'introduire une pondération de plus en plus faible sur les erreurs anciennes.

4.Synthèse du régulateur(Autoajustable):

Donc cette partie nous présenterons une approche polynomiale pour le calcul de la commande, cette technique est basée sur le placement des pôles en boucle fermée avec régulateur à structure R.S.T.

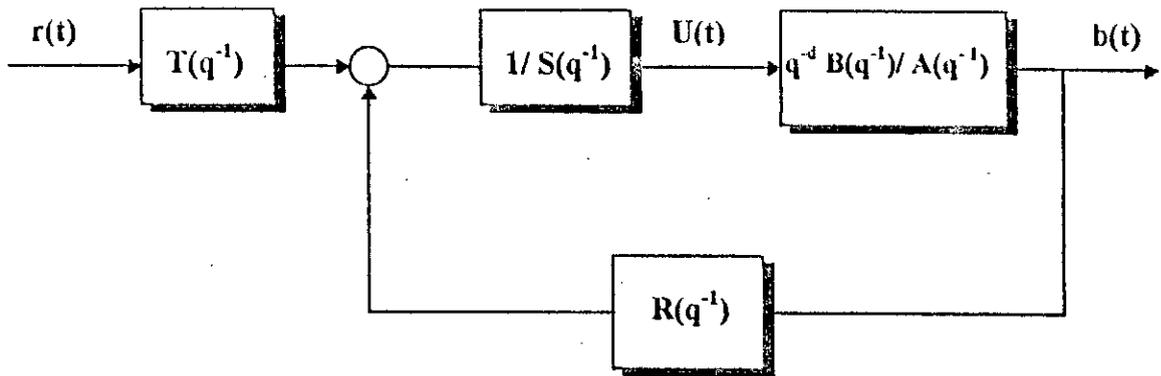


Fig V.2 Structure du Régulateur R -S-T

$$H(q^{-1}) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}$$

$H(q^{-1})$: Modèle de prédiction

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_n q^{-n} \quad (V.2)$$

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_m q^{-m} \quad (V.3)$$

La fonction de transfert du système en B.F est donnée par:

$$H_{BF}(q^{-1}) = \frac{q^{-d} B(q^{-1}) T(q^{-1})}{A(q^{-1}) S'(q^{-1}) + q^{-d} B(q^{-1}) R(q^{-1})}$$

On introduit une action intégrale dans la chaîne directe pour avoir une erreur statique nulle à une entrée

$$S'(q^{-1}) = (1 - q^{-1}) S(q^{-1}) \quad (V.5)$$

$$S(q^{-1}) = S_0 + S_1 q^{-1} + S_2 q^{-2} + \dots + S_p q^{-p} \quad (V.6)$$

$$R(q^{-1}) = R_0 + R_1 q^{-1} + R_2 q^{-2} + \dots + R_q q^{-q} \quad (V.7)$$

$$\text{deg}(S) = p$$

$$\text{deg}(R) = q$$

On impose les pôles désirés par le polynôme caractéristique $P(q^{-1})$.

$$A(q^{-1}) S(q^{-1}) (1 - q^{-1}) + q^{-d} B(q^{-1}) R(q^{-1}) = P(q^{-1}) \quad (V.8)$$

Pour calculer $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ il faut résoudre l'équation polynomiale (V.8) connue sous le nom de « identité de BEZOUT » ou « Equation Diophantine ».

Le polynôme de poursuite $T(q^{-1})$ est calculé de manière à simplifier la dynamique de régulation:

$$T(q^{-1}) = G \cdot P(q^{-1}) \quad (V.9)$$

G: Gain statique

$$G = \begin{cases} \frac{1}{B(1)} & \text{si } B(1) \neq 0 \\ 1 & \text{si } B(1) = 0 \end{cases} \quad (V.10)$$

La fonction de transfert du système B.F devient :

$$H_{BF} = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{P(q^{-1})} T(q^{-1}) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{B(1)} \quad (V.11)$$

3.1. Résolution de l'équation de Diophantine: []

$A(q^{-1})(1-q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ étant premier entre eux, l'équation admet une solution si:

$$\deg[P(q^{-1})] = \text{MAX} \{ \deg[A(q^{-1})(1-q^{-1})S(q^{-1})]; \deg[q^{-d} B(q^{-1})R(q^{-1})] \}$$

$$\deg[P(q^{-1})] = \text{MAX} \{ n+p+1; m+q+d \} \quad (V.12)$$

De plus pour avoir une solution minimale on pose:

$$n+p+1 = m+q+d \quad (V.13)$$

Posons :

$$S = (S_0, S_1, \dots, S_p)^T; \quad R = (R_0, R_1, \dots, R_q)^T$$

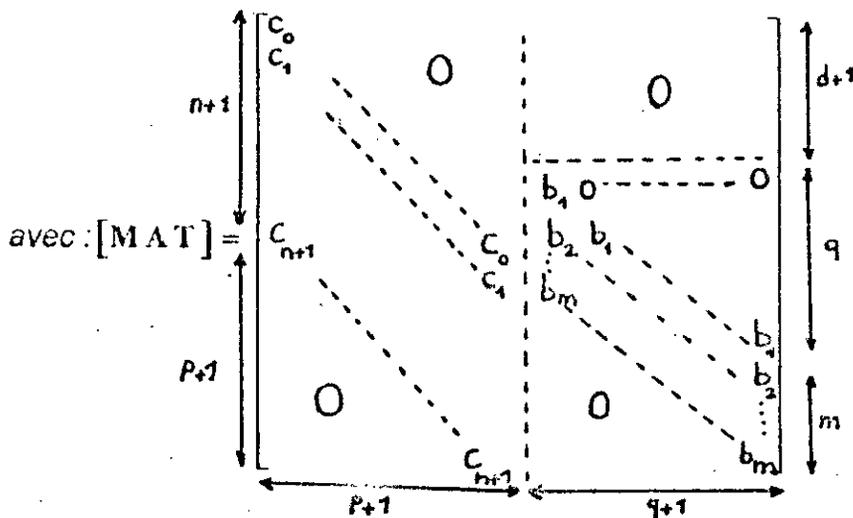
$$P = (P_0, P_1, \dots, P_x)^T$$

$$C(q^{-1}) = A(q^{-1})(1-q^{-1}) = C_0 + C_1 q^{-1} + \dots + C_{n+1} q^{-(n+1)}$$

La résolution de l'équation de Diophantine revient à résoudre le système :

$$[MAT] \cdot \begin{pmatrix} S \\ R \end{pmatrix} = [P]$$

$$\begin{pmatrix} S \\ R \end{pmatrix} = [MAT]^{-1} [P]$$



Le nombre d'équations doit être égal au nombre d'inconnues d'où:

$$x+1=P+1+q+1 \text{ (V.14)}$$

En utilisant les équations (V.12,13,14), on trouve:

$$P=m+d - 1$$

$$q=n$$

$$x=P+q+1$$

La loi de commande $U(t)$ est donnée par:

$$U(t) = \frac{T(q^{-1})r(t) - R(q^{-1})Y(t)}{S'(q^{-1})}$$

4. Application de la commande adaptative à la MAS

4.1. Commande de vitesse:

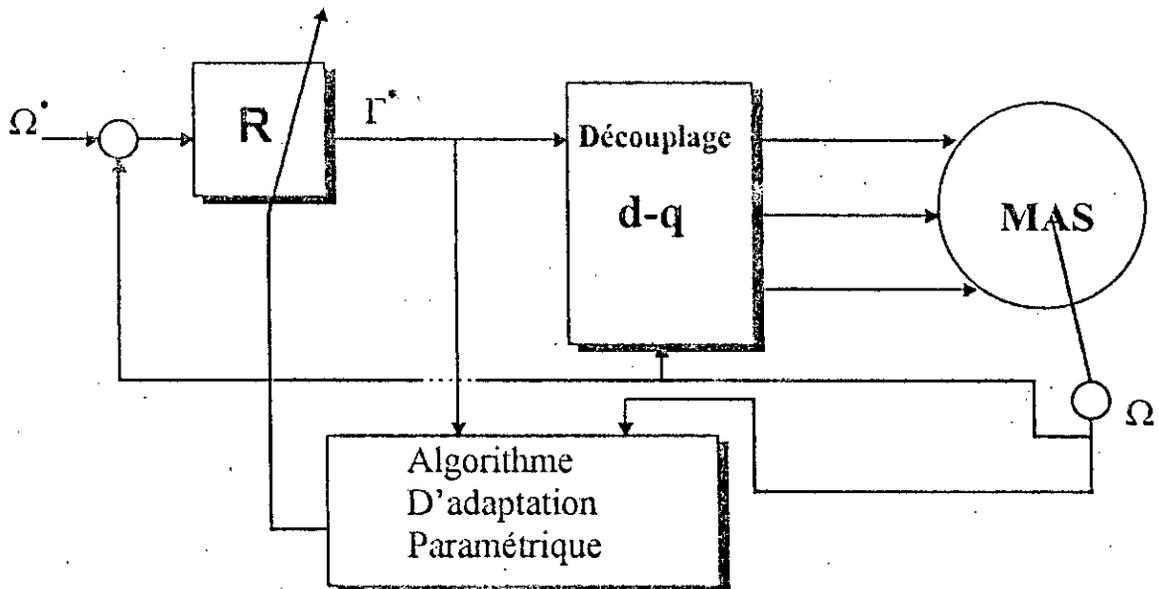
Le modèle mathématique de la MAS comporte des non linéarités assez importantes dues au couplage complexe entre les variables internes de la machines, ce problème peut-être surmonté par une orientation du flux rotorique qui permettra un découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Le découplage étant réalisé, on se trouve confronté à un autre problème concernant cette fois ci, le choix des paramètres du régulateur classique qui est étroitement lié au modèle mathématique de la machine asynchrone, incluant le comportement dynamique instantanée de l'onduleur.

Dans la modélisation de l'ensemble (MAS+convertiseur statique), on a remarqué que le modèle mathématique prenait une forme particulière à chaque changement de mode. Ce qui ne permettait pas de définir un modèle unique pour la synthèse du régulateur classique.

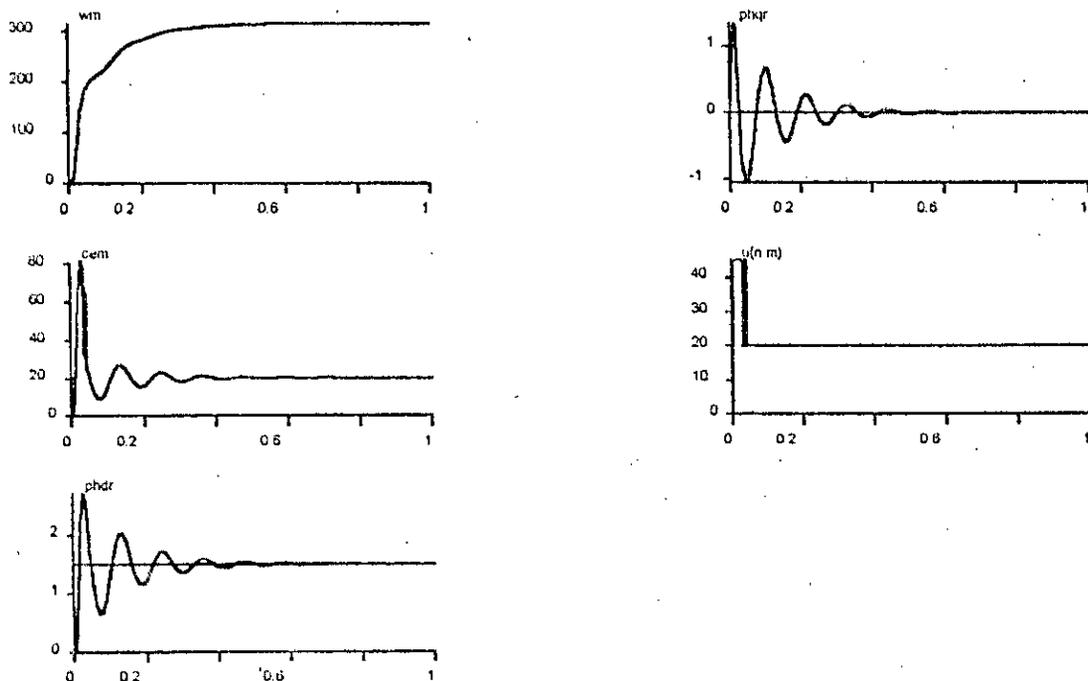
Donc le comportement dynamique de l'onduleur a rendu notre système à structure variable dans le temps, c'est ce qui nous a poussé à appliquer une commande adaptative pour assurer un ajustement automatique du régulateur en fonction du mode de fonctionnement du système. Cette commande consiste à identifier le modèle dynamique par une fonction de transfert échantillonnée afin d'ajuster les paramètres du régulateur.

La structure de commande est illustrée par la figure (V.3):



Simulation numérique :

La simulation du système donné par la figure (V.3) a donné les résultats suivants :



Interprétation et conclusion :

Nous constatons que la composante quadrature s'annule après quelques oscillations alors que la composante directe du flux rotor se stabilise à une valeur de 1.5 Wb

le couple électromagnétique de la machine après un régime transitoire d'une durée de 0.6seconde suit le couple de consigne (la commande u) à la valeur de 20N.m.

La vitesse du rotor atteint la valeur de 3000trs/min au bout de 0.52 seconde.

• La commande adaptative apporte une solution au contrôle des procédés dont le comportement dynamique et variable ou inconnue dans le temps.

Dans notre cas, après avoir identifier la procédé (MAS) et en appliquant l'algorithme d'adaptation paramétrique (aap), le régulateur nous a permis de maintenir les performances préalablement choisies(découplage et régulation de la vitesse).

CHAPITRE VI
COMMANDE NUMÉRIQUE
À FLUX ORIENTÉ

1. Introduction:

Dans ce chapitre, nous présentons la structure matérielle de la commande numérique du processus expérimental constitué de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur continu-alternatif.

Cette structure est développée autour de la carte d'interface RTI-820 reliant le microprocesseur au système expérimental (fig VI.1) qui va nous permettre de convertir l'entrée analogique (la vitesse) en grandeurs numériques à l'acquisition, et de convertir les sorties numériques en grandeurs analogiques (les trois courants de référence) à la restitution des signaux.

Nous allons décrire brièvement dans ce chapitre le fonctionnement de la carte d'interface RTI-820 ainsi que les programmes utilisateurs qui vont nous permettre toutes les opérations nécessaires pour la commande par flux orienté à savoir :

- Calcul des références des courants pour les envoyer sur le convertisseur digital analogique.

- Calcul de la vitesse de glissement ω_{gl} .

- Le changement de coordonnées du référentiel tournant (D,Q) au référentiel statorique fixe (α, β)

- La transformation inverse de Park du repère (α, β) au repère (a,b,c).

2. Description générale de la RTI-820:

La RTI-820 est une carte d'interface multi-fonctions qui peut effectuer une variété d'opérations d'entrées-sorties analogiques ou digitales.

Cette carte fait partie d'une famille de cartes d'interfaces en temps réels qui sont compatibles avec IBM@PC, PC/XT™, PC/AT™ ou PC équivalent. Ces cartes sont utilisées pour réaliser une interface directe entre le PC IBM (ou 100% compatible) et le processus expérimental pour une variété d'acquisition de données sorties analogiques et d'entrées-sorties digitales.

La carte d'interface RTI -820 est directement connectée au bus d'extension p1 (appendice 3) de l'ordinateur dans un espace mémoire compris entre l'adresse 300H et 31FH.

La RTI-820 est alimentée à partir du PC par deux sources de tensions (5v et +12v). La RTI -820 fournit à son tour une tension de (+5v) pour alimenter la carte de multiplexage dont la charge ne doit pas dépasser (750 mA)

3. Configuration de la carte RTI-820 :

Avant l'installation de la carte RTI-820, nous devons configurer cette carte suivant le fonctionnement de l'ensemble de la commande du système. Les fonctions suivantes sont configurables sur la carte RTI-820:

- La sélection des adresses d'E/S de la carte RTI-820 dans les adresses d'E/S du PC en agissant sur le SWITCH SW1.
- La sélection du temps d'acquisition de l'entrée analogique : Le début de conversion analogique numérique est normalement retardé après que l'adresse du multiplexeur soit chargé, la sélection du temps est effectuée par les jumpers de la façon suivante :

Temps d'acquitin	Jumper
20 μ s *	E2AB
100 μ s	E3AB

- La sélection de l'entrée de commande de conversion : la conversion analogique - numérique sont initialisés par une commande de conversion logicielle qui est activée automatiquement à chaque lecture ou en attachant un signal à l'entrée de la commande de conversion externe, la sélection s'effectue par les jumpers comme le montre le tableau suivant :

source d'initialisation conversion A/N	jumpers
Commande de conversion logicielle*	E1AB
Entrée de commande de conversion externe	E1BC

- La sélection du type du domaine de variation de la tension (unipolaire ou bipolaire) en positionnant les jumpers de façon suivante :

Mode	Range	Jumpers
Bipolaire *	+5 V	E4BC,E5BC,E8AB,E9AB
Unipolaire	0 à 5 V	E4AB,E5AB

La sélection du code de donnée du convertisseur numérique - analogique soit en code binaire naturel soit en code binaire du complément à deux en positionnant les jumpers de la façon suivante :

Code de donnée	Jumpers
Complément à deux *	E4BC
Binaire naturel	E4AB

• REMARQUE :

Nous avons affecté l'exposant * pour les choix que nous avons effectué (Voir manuel RTI - 820).

4.ACQUISITION DES SIGNAUX:

L'acquisition des signaux nécessitent tout d'abord un multiplexage des entrées pour pouvoir acheminer le signal sélectionné vers la RTI-820.

Un multiplexeur de 8 voies (CD 4051), nous permet de sélectionner une des 4 entrées (dans notre cas uniquement la vitesse w) en mode lecture.

La sortie du multiplexeur est un signal analogique dont la tension est comprise entre 0 et 5V, 3 bits d'adresses (a,b,c) et une ligne de sélection d'entrée véhiculée par le connecteur J_1 (26 pins) pour contrôler l'adressage des quatre canaux d'entrées analogiques (E1,E2,E3,E4) fig VI.3

L'entrée sélectionnée est transmise au convertisseur analogique -numérique de 12 bits (4096 comptes) dont la vitesse est de $25\mu s$ (c'est à dire qu'il peut convertir 19000 canaux /seconde).

5.Restitution des signaux:

Les données stockées dans la mémoire RAM de l'ordinateur sont transférées vers le convertisseur numérique-analogique de 12 bits qui est contrôlé par le microprocesseur de 8 bits (8741).

Le signal analogique ainsi obtenu est véhiculé vers l'une des 4 sorties analogique (s_1, s_2, s_3, s_4) dont nous n'utiliserons que trois nécessaires aux trois courants de référence (i_a, i_b, i_c) par un deuxième multiplexeur de 8 voies (CD 4051), trois bits d'adresses (A,B,C) et une ligne de sélection nous permet nt d'activer le multiplexeur et d'adresser une des 4 sorties analogiques (Fig VI.3).

Pour maintenir l'information à chaque fois que l'on change de canal de sortie, nous utilisons un circuit de maintien réaliser à base d'amplificateurs operationels.

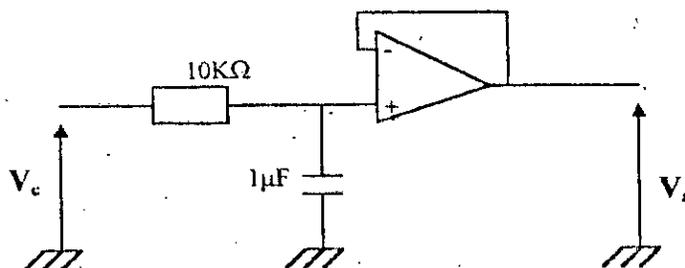


Fig VI.2

Schéma d'E / S :

- Octet d'adresse 300H : mot d'état et de contrôle du convertisseur ADC, il sert comme un indicateur de l'état de conversion en court .
- Octet d'adresse 301H : C'est un octet qui sert à la sélection de l'adresse du canal du convertisseur ADC ,les bits (0,1,2,3,4,5) représentent l'adresse du canal voulu ou on a utilisé que trois bits (0,1,2) pour adresser les huit E / S (E1,E2,E3,E4,S1,S2,S3,S4).
- Octet d'adresse 302H : Octet de commande de conversion (octet d'écriture) .
- Octet d'adresse 303H et l'octet d'adresse 304H :C'est le mot du résultat de la conversion ,le premier octet de poids faible et le deuxième de poids fort .Tous les bits de l'octet de poids faible sont significatifs alors que seuls les quatre premiers bits (0,1,2,3) de l'octet de poids fort sont significatifs et les quatre qui restent sont toujours mis à zéro ,celà nous donne un résultat sur 12 bits qui est interprété de la manière suivante :

Tension	Notation en complément a deux	Notation HEX	Notation Décimal
+5,0000V (+4,9976V)	0000 0111 1111 1111	07FF	+2047
+2,5000V	0000 0100 0000 0000	0400	1024
0,0000V	0000 0000 0000 0000	0000	0
-2,5000V	1111 1100 0000 0000	FC00	-1024
-5,0000V	1111 1000 0000 0000	F800	-2048

- Octet d'adresse 306H :Il a le même rôle que les octets d'adresse 303H et 304H mais appliqué au convertisseur DAC .Le tableau de conversion des tensions et le même que celui donné plus haut .
- Octet d'adresse 307H : C'est le mot qui traduit l'état du convertisseur DAC
- Octet d'adresse 308H : Il n'est pas utilisé .
- Octet d'adresse 309H : Il sert à initialiser les bits du convertisseur ADC
- Octet d'adresse (30AH,30BH) : Ne sont pas utilisés.
- Octet d'adresse 30CH : Il sert à la configuration de l' E / S .
- Octet d'adresse (30DH,30EH,30FH): Réservés

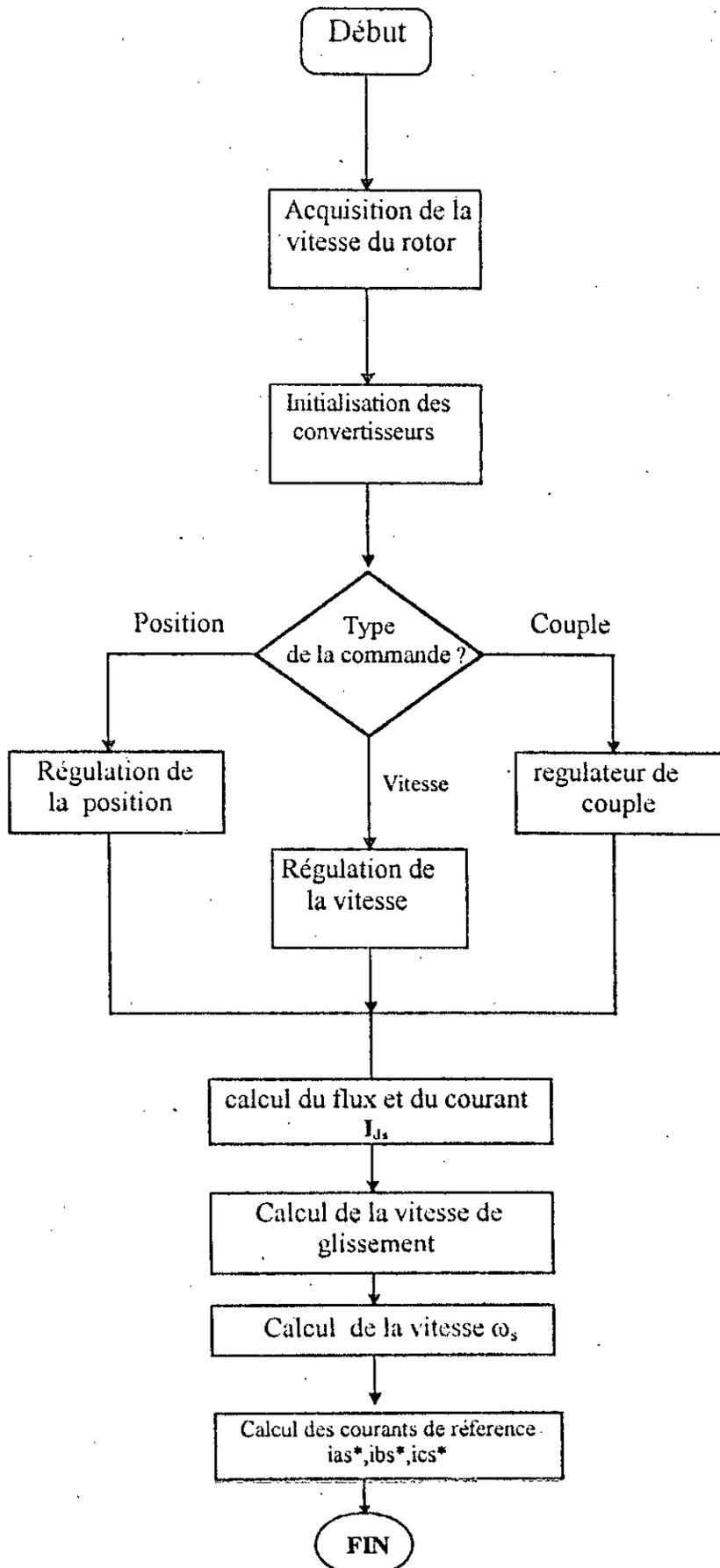


Fig VI.3 Organigramme de la Commande numérique

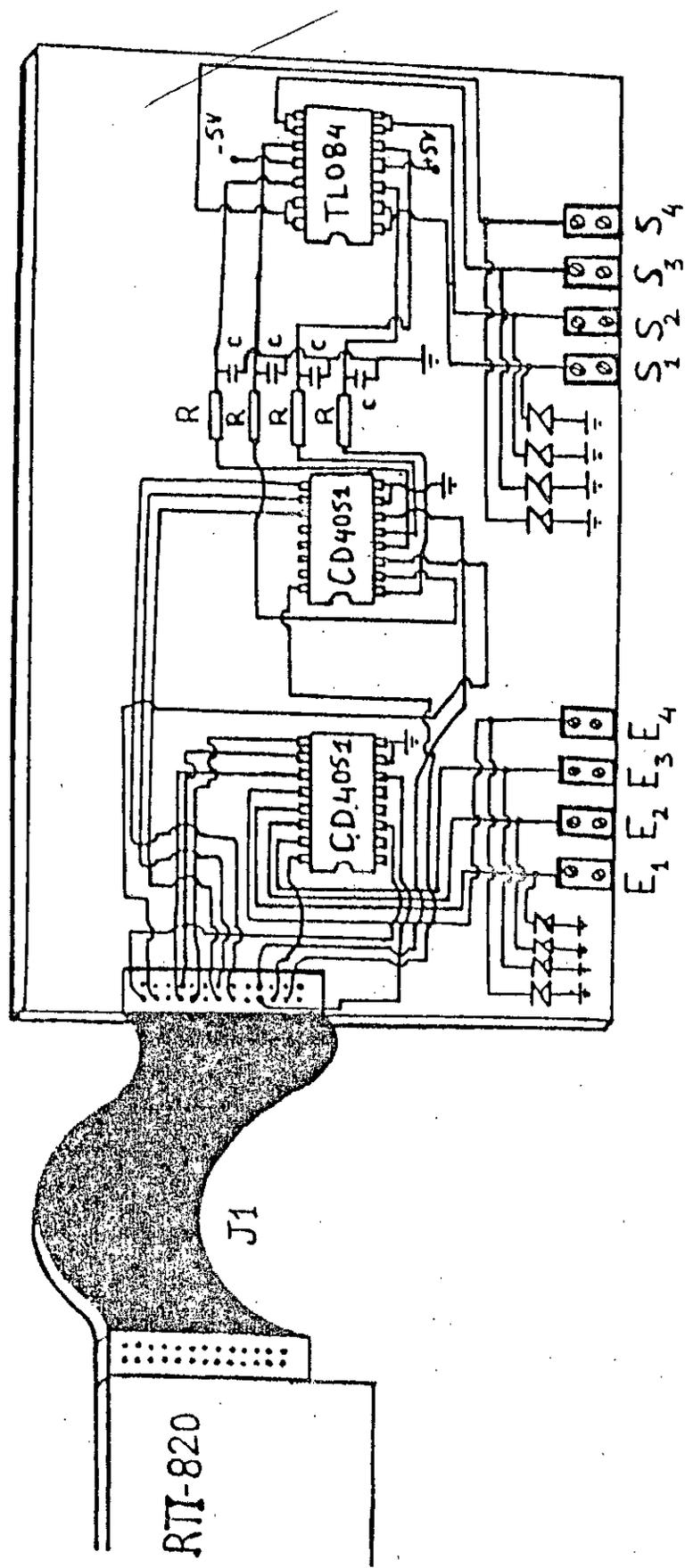


fig VI.3 Schema électrique.

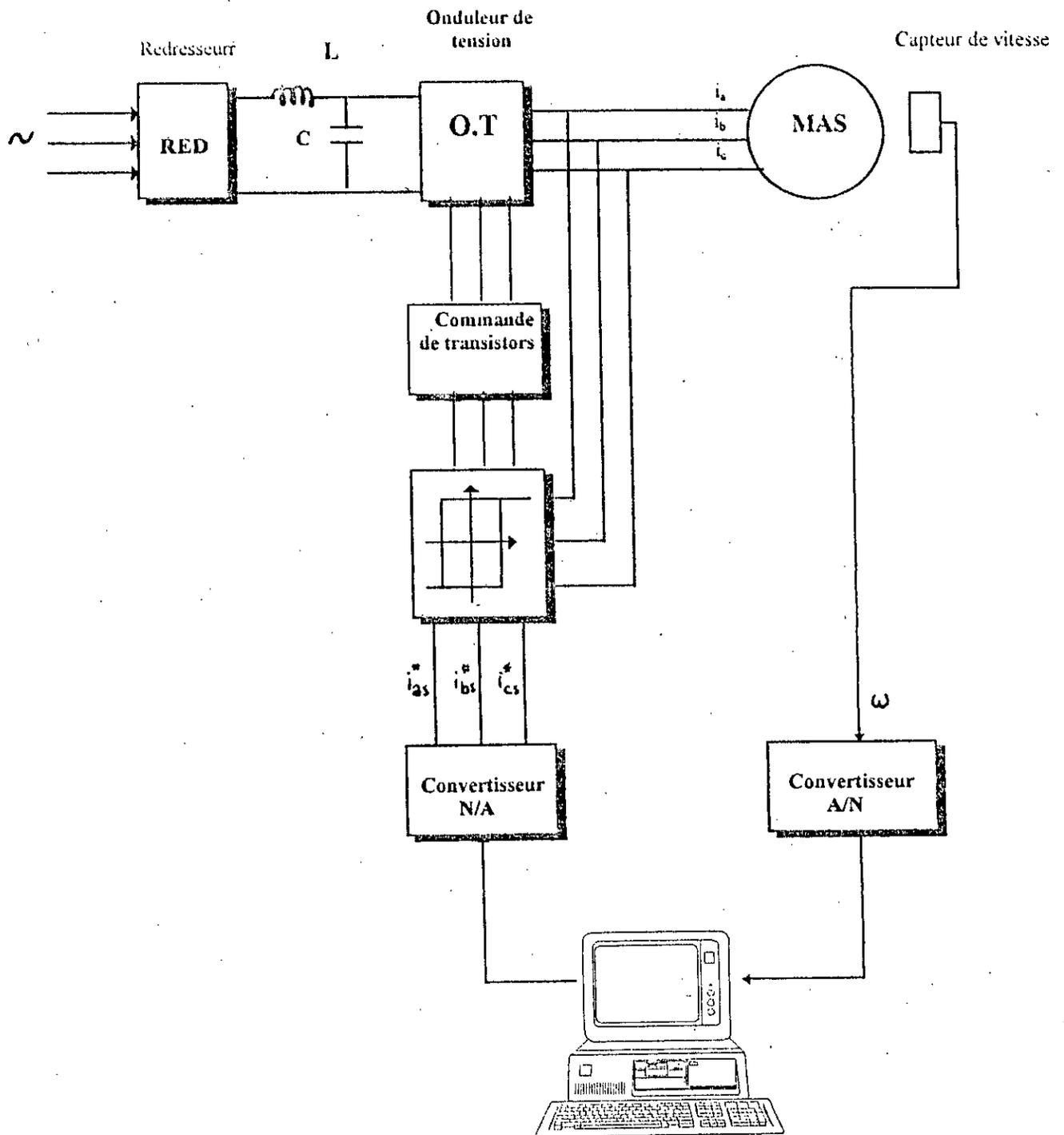


Fig VI.1 : Schéma bloc du processus expérimental

CONCLUSION :

L'implantation numérique en temps réel de la commande par flux orienté d'une MAS présente une grande simplicité et flexibilité en comparant avec la commande analogique qui nécessite une mise au point des circuits électriques, de plus, il est pratiquement difficile de réaliser certaines fonctions arithmétiques telles que la racine carrée, cosinus, sinus, qui sont utilisées dans la commande indirecte par flux orienté.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale :

La commande par orientation du flux de la MAS est une technique de commande fort intéressante qui permet de rallier les avantages de la machine à courant continu à ceux de la MAS pour obtenir alors une machine à la fois robuste, peu coûteuse et où le couple électromagnétique serait complètement découplé.

Après avoir présenté le modèle de Park de la MAS dans les différents repères, nous avons appliqué la technique de la commande vectorielle à la MAS alimentée en tension. Trois types d'orientation sont donc possibles:

- Orientation du flux statorique**
- Orientation du flux rotorique**
- Orientation du flux magnétisant**

Ensuite, nous avons présenté les méthodes d'orientation du flux: la méthode directe et la méthode indirecte.

La méthode dite directe consiste à déterminer directement le flux par une mesure ou une estimation, alors que la méthode indirecte consiste à utiliser uniquement la position du flux à partir de la mesure de la vitesse de rotation.

Nous avons testé les algorithmes de commande par flux orienté et surtout observé leur faiblesse au niveau de la sensibilité paramétrique sur le processus. Nous avons appliqué la régulation de vitesse du moteur asynchrone en boucle fermée. Les résultats obtenus, nous ont permis d'évaluer la qualité du contrôle réalisé.

Les performances obtenus pour la commande en vitesse de la MAS sont très bonnes: la réponse de la vitesse s'est améliorée (rapidité erreur statique faible) ainsi que la réponse du couple électromagnétique. Toutefois, la variation de la constante de temps rotorique est due à la variation des paramètres de la machine pose énormément de problèmes pour le contrôle par orientation du flux, cet aspect, nous a semblé indispensable pour justifier l'utilisation de la commande adaptative.

L'application de la commande adaptative à la machine asynchrone nous a permis de maintenir le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et les performances de la commande en vitesse.

La dernière partie de notre travail a fait l'objet d'une réalisation expérimentale développée autour d'une carte d'interface E/S (RTI-820) compatible IBM PC en vue d'une commande par micro-ordinateur.

ANNEXES

ANNEXE 1

La machine utilisé porte la plaque signalétique les indications suivantes:

- Puissance nominale : $P=1.4\text{KW}$
- fréquence : $f=50\text{Hz}$
- Nombre de paire de pole : $p=1$
- Tension d'alimentation : $220/380\text{ V}$
- Courant nominal : $4.4/2.6\text{ A}$

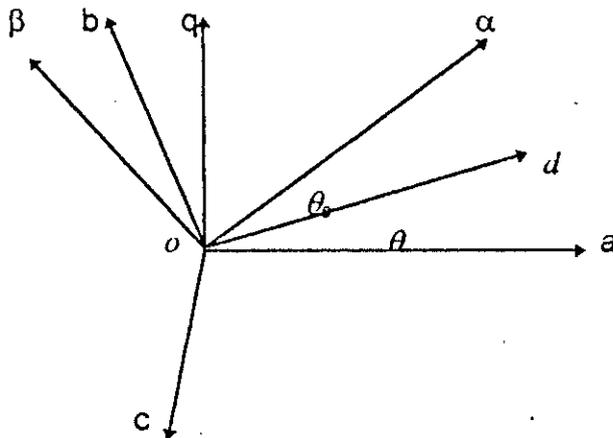
son identification a donné les paramètres suivantes:

- Résistance statorique : $R_s=7\Omega$
- Résistance rotorique : $R_r=6.2\Omega$
- L'inductance statorique : 0.792 H
- L'inductance rotorique : 0.792 H
- La mutuelle : 0.769 H
- L'inertie des masses tournantes : $J=0.66*10^{-2}\text{ Nm/rds}^{-2}$
- Coefficient de frottement : $K_f=2.83*10^{-7}\text{ Nm/rds}^{-1}$

ANNEXE 2

Rappel de la transforme de Park

En régime transitoire les équations différentielle d'une machine asynchrone tournant contiennent des terme à coefficient périodiques provenant des mutuelles inductances pour surmonter ces problèmes ,on a préféré utiliser la transforme de Park ,qui,nous permet d'avoir un modèle équivalent plus simple .



θ : Angle entre l'axe de référence triphasé et l'axe de référence biphasé .

d,q : Repère de référence biphasé (fixe ou mobile).

α , β : Repère de référence biphasé lié au rotor.

a,b,c : axes des enroulements du stator biphasé.

Les matrices de transformations :

- Passage triphasé -biphasé :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Passage biphasé-triphasé:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

Les grandeurs de flux et de couple peuvent être représentées dans un repère fixe ou mobile par l'intermédiaire des matrices de transformations.

Transformations du repère mobile-repère fixe:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

Transformation du repère fixe-repère mobile:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

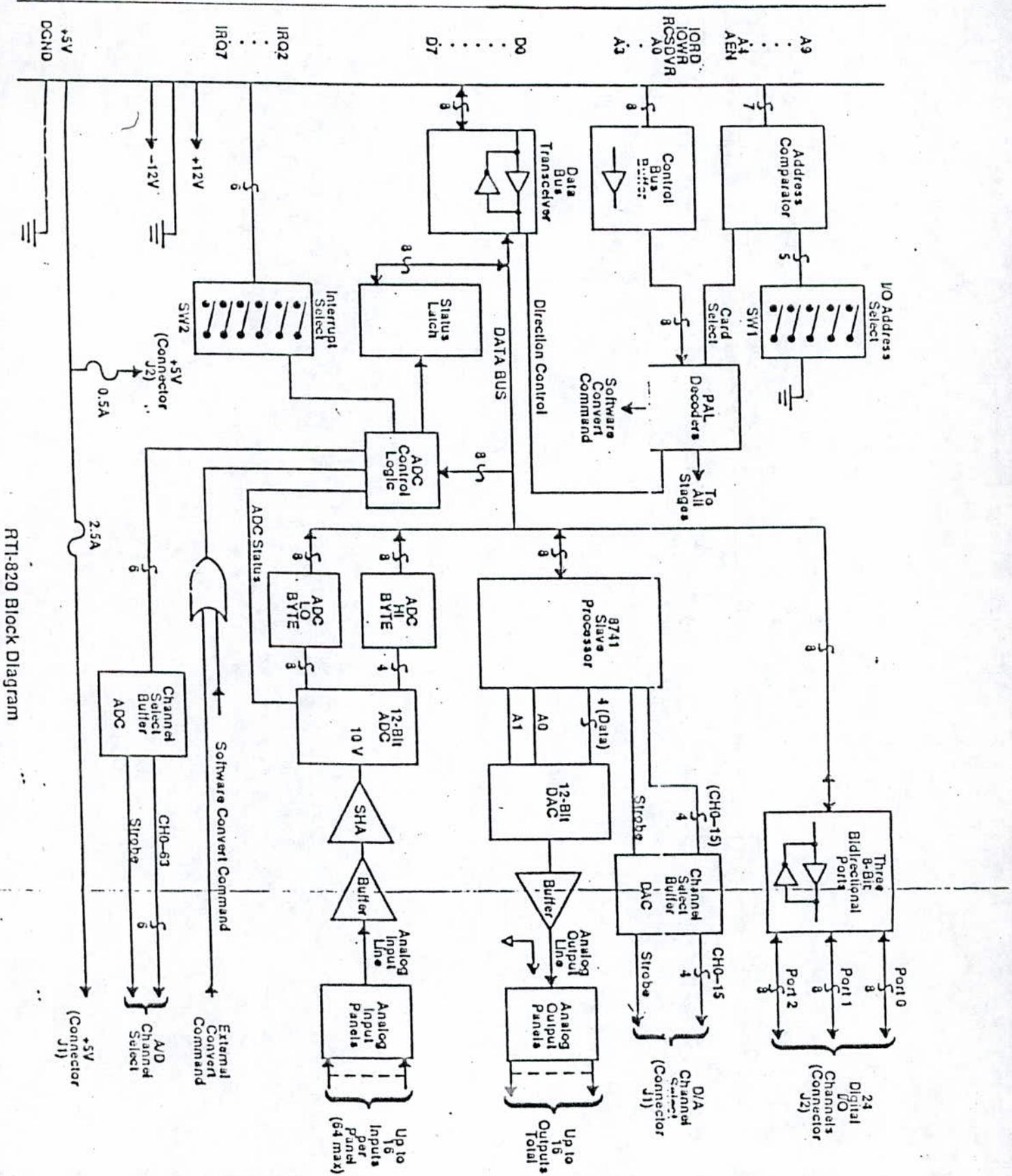
La matrice de transformation de park utilise un repère qui n'est pas orthonormé, il suffit de remplacer $2/3$ par $\sqrt{2}/3$ et $1/2$ par $1/\sqrt{2}$ dans les matrices de passage.

La matrice orthonormé nous permet d'avoir une puissance invariante quand on fait la transformation triphasée - biphasée, mais dans notre travail on a utilisé la transformation ou la puissance n'est pas invariante []

La matrice X peut présenter des courants, des tensions, des flux, dans notre cas la machine est équilibrée est en étoile

On a $(i_a+i_b+i_c=0)$ et $(V_a+V_b+V_c=0)$ donc la composante X est toujours nulle

ANNEXE 3



RTI-820 Block Diagram

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[1] : Yayuan Fu

Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées

*Thèses de doctorat 1991
Université de Montpellier II*

Sciences et techniques du Languedoc

[2] : Linda BARAZANE

Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en courant

*Thèse de majister 1993
Ecole nationale polytechnique d'Alger*

[3] GHERBI et BRAHMI

Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension

PFE-USTHB

[4] : Lajoie-Mazence

*Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance
Electricite de France , Janvier 1992*

[5] : Technique de l'ingenieur

Fasicule D 3631 page 1 et 2

[6] : Maali et Tradi

*Commande optimale en position d'une MAS par la méthode du flux orienté
ENITA-1994*

[7] Chatelain

Machines electriques

[8]: Nait seghir et Bouzida

*Commande adaptative directe des systemes multivariables
ENP-1993*

[9]: Ioan Doré Landau

*Identification et commande des systèmes
HERMES*

Autres références

Maria Pietrzak-David et Bernard de Fournel

Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle
Journées d'études à Lille. 1992

G.A. Capolino, H.Henao et V.T.Nguyen

Méthodes de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction
Journées d'études à Lille. 1992

G.Segulier et F.Labrique

Les convertisseurs de l'électronique de puissance
Volume 4: conversion continu / alternatif
Collection Tecc et Doc
Lavoisier 1989

Manuel
User's manual
RTi-820