

وزارة التربية الوطنية
MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

*seul
exempl*

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONTROLE VECTORIEL D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION

Proposé par :

M^r B. HEMICI

M^r H. MAHMOUDI

Etudié par :

M^r L. IGHMOURACENE

M^r A. BENBELLIL

Dirigé par

M^r B. HEMICI

M^r H. MAHMOUDI

PROMOTION

SEPTEMBRE 1994

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

**CONTROLE VECTORIEL
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
ALIMENTEE EN TENSION**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

مكتبة
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail

- *A ma chère mère*
- *A mon cher père*
- *A mes chers frères et soeurs*
- *A ma petite nièce Linda*
- *A tous mes oncles et tantes*
- *A la mémoire de mes grands parents*
- *A toute la famille de mon ami Abdelmadjid*
- *Et à tous ceux qui me sont chers.*

L. Ighmouracene

Je dédie ce modeste travail

- *A mes parents*
- *A mes frères et soeurs*
- *A mes neveux Idir, Ferhat et Abderrahmane*
- *A ma nièce Louiza*
- *A la mémoire de mes grands parents et de mon oncle Hachemi*
- *A la mémoire de mes frères Salem et Djamel
et de ma soeur Zehoua*
- *A mes oncles et à mes tantes*
- *A toute ma famille*
- *A mes amis Youcef et Lounès*
- *A tous ceux qui me sont chers*

A. Benbellil

المدسة الوطنفة المتمددة التففنفاا
BIBLIOTHEQUE — المكككبة
Ecole Nationale Polytechnique

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force physique et intellectuelle pour accomplir ce travail, et pour les richesses dont il nous a comblé.

Nous remercions nos promoteurs M^r B.HEMICI et M^r H.MAHMOUDI pour leur aide, leurs encouragements, et la patience avec laquelle ils ont bien voulu travailler avec nous.

Nous remercions les respectables membres du jury pour avoir bien voulu évaluer notre travail.

Nous remercions M^r Y.LOUNI et M^r N.MOKHTARI pour leur aide fructueuse, ainsi que MM R.TIARTI et AISSANI pour le matériel informatique qu'ils ont bien voulu mettre à notre disposition.

Nous remercions enfin M^r T.OUAGUENOUNI et M^{lle} Z.YAHMI pour leurs encouragements, ainsi que tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à l'accomplissement de ce modeste travail.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

NOTATIONS

PARAMETRES ELECTRIQUES:

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_s, T_r : constantes de temps statorique et rotorique.

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad ; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

σ_r : coefficient de fuites rotoriques.

$$\sigma_r = \frac{L_r}{M} - 1$$

σ : coefficient de fuites totales.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

PARAMETRES MECANIQUES:

p : nombre de paires de pôles.

k_r : coefficient de frottements visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
Chapitre I	
Modélisation de l'association convertisseur statique-machine asynchrone	
✕ Introduction.....	6
✕ 1. Modélisation de la machine asynchrone.....	7
✕ 1.1. Hypothèses simplificatrices.....	7
✕ 1.2. Conventions.....	7
✕ 1.3. Modélisation de la machine asynchrone comme une machine triphasée.....	9
✕ 1.4. Modélisation de la machine asynchrone comme une machine biphasée équivalente.....	11
1.5. Introduction du flux magnétisant.....	12
1.6. Autres expressions du couple électromagnétique.....	14
1.7. Définition des différents référentiels.....	15
1.7.1. Référentiel lié au stator.....	15
1.7.2. Référentiel lié au rotor.....	15
1.7.3. Référentiel lié au champ tournant.....	16
✕ 1.8. Modèle de la machine alimentée en tension.....	17
✕ 2. Modélisation de l'alimentation de la machine.....	21
2.1. Modélisation du redresseur.....	22
2.2. Modélisation du filtre.....	25
2.3. Modélisation de l'onduleur de tension.....	27
✕ 3. modélisation de l'association convertisseur statique-machine asynchrone.....	33
Conclusion.....	41

Chapitre II

Commande par orientation du flux.

Introduction.....	43
1. Modèles en courant de la machine asynchrone.....	44

1.1. Modèle de flux rotorique commandé en courant.....	44
1.2. Modèle de flux statorique commandé en courant.....	46
1.3. Modèle de flux magnétisant commandé en courant.....	48
* 2. Description du contrôle par orientation du flux.....	54
* 3. Modèles du flux orienté.....	56
* 3.1. Orientation du flux rotorique.....	56
3.2. orientation du flux statorique.....	57
3.3. Orientation du flux magnétisant.....	59
Conclusion.....	61

Chapitre III

* Réalisation pratique du contrôle vectoriel.

* Introduction.....	63
* 1. Différentes méthodes d'orientation du flux.....	63
* 1.1. Méthodes directes.....	64
* 1.1.1. Utilisation de capteurs de flux.....	65
* 1.1.2. Modèles dynamiques de flux.....	66
* 1.2. Méthodes indirectes.....	70
* 2. Calcul des structures de commande pour la méthode indirecte.....	70
* 2.1. Structure de commande de l'orientation du flux rotor.....	71
2.2. Structure de commande de l'orientation du flux stator.....	72
2.3. Structure de commande de l'orientation du flux magnétisant.....	73
3. Influence de la constante de temps rotorique.....	75
Conclusion.....	76

Chapitre IV

* Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur de tension. Méthode indirecte.

* Introduction.....	78
* 1. Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur de tension.....	78
Conclusion.....	83

Chapitre V

Commande en boucle fermée.

Introduction.....	85
1.Fonction de transfert en boucle ouverte.....	85
2.Fonction de transfert en boucle fermée.....	90
3.Application au modèle de la machine.....	91
4.Application à l'association onduleur-machine.....	95
Conclusion.....	100

Conclusion générale.....	102
--------------------------	-----

Annexes

Annexe 1:Paramètres de la machine.....	104
Annexe 2:Aperçu sur la transformation de Park.....	105
Annexe 3:Calcul des valeurs de limitation.....	108
Bibliographie.....	110

INTRODUCTION

GENERALE

Introduction générale

Dans le monde industriel, les moteurs à courant continu, aussi bien que les moteurs asynchrones présentent des avantages très attirants, mais ont également des inconvénients qui limitent leurs utilisations.

L'avantage de la machine à courant continu réside dans la simplicité de sa commande grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple: en effet, le courant inducteur est producteur de flux alors que le courant induit est producteur de couple.

Ainsi, on peut maintenir le flux constant à sa valeur nominale en fixant le courant inducteur et obtenir un couple maximal en agissant sur le courant induit.

Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été l'inconvénient majeur de la machine à courant continu: ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse et exige une maintenance coûteuse.

De plus, à cause de ce commutateur également, la machine à courant continu ne peut être utilisée dans des ambiances difficiles comme le désert, les régions glaciales, et surtout les mines où les étincelles jaillissant des balais pourraient causer des accidents catastrophiques.

En revanche, le moteur asynchrone à cage d'écureuil est à la fois robuste, de construction simple, et nécessite peu d'entretien.

Malheureusement, sa commande est des plus difficiles car le flux et le couple électromagnétique sont fortement couplés: en effet, ces deux grandeurs essentielles dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques.

Le contrôle vectoriel du flux, ou commande vectorielle, ou commande à flux orienté est une technique de commande qui consiste à rendre le comportement de la machine asynchrone en

Introduction générale

régime transitoire analogue à celui de la machine à courant continu, ce qui est possible en choisissant un modèle particulier pour la machine asynchrone.

Le modèle de Park est celui qui convient le mieux. Ce modèle est basé sur la transformation de la machine triphasée en une machine biphasée équivalente.

Nous verrons que si le repère d'observation est aligné sur le flux rotorique (ou statorique ou magnétisant) on obtient un modèle de la machine où une composante du courant statorique commande le flux et l'autre composante commande le couple électromagnétique.

Notre travail consiste à étudier, par simulation, la commande en vitesse d'une machine asynchrone alimentée en tension, avec orientation du flux rotorique par la méthode indirecte.

L'onduleur de tension est du type PWM contrôlé en courant par la technique d'hystérésis.

Le réglage de la vitesse est un réglage classique utilisant un régulateur proportionnel intégral discret.

Ce travail se répartit sur cinq chapitres:

Dans le premier chapitre, nous avons étudié l'association convertisseur-machine asynchrone.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude de la commande par orientation du flux, pour une machine alimentée en courant.

Au troisième chapitre, nous avons essayé de présenter les deux méthodes d'orientation du flux, à savoir, la méthode directe et la méthode indirecte.

Dans le quatrième chapitre, nous avons abordé l'étude de l'association onduleur de tension-machine asynchrone avec orientation du flux rotorique par la méthode indirecte, sans réglage de la vitesse de rotation.

Le cinquième chapitre est une suite logique du quatrième et où on a étudié le réglage de la vitesse par la méthode classique.

Introduction générale

Enfin, une conclusion générale est venue faire le point sur notre travail et mettre en évidence les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

CHAPITRE I

MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR STATIQUE- MACHINE ASYNCHRONE

Introduction:

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en question.

Dans notre cas, le système à modéliser n'est pas seulement constitué de la machine asynchrone, mais également de son alimentation à cause des interactions qui existent entre ces deux sous-systèmes.

La machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire etc...

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, voire même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou, du moins, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices; puis, nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée) après une brève mise au point sur certaines conventions. Nous présenterons ensuite le modèle général de Park, duquel, nous déduirons, après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine alimentée en tension.

La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à la modélisation de l'alimentation de la machine, constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre LC et d'un onduleur de tension contrôlé en courant par la technique d'hystérésis. Nous étudierons d'abord ce convertisseur débitant sur une charge RL.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous étudierons

l'association convertisseur statique-machine asynchrone proprement dite.

1. Modélisation de la machine asynchrone:

1.1. Hypothèses simplificatrices:

Comme nous l'avons déjà soulevé, il est nécessaire de s'imposer certaines hypothèses simplificatrices qui sont:

1. La machine n'est pas saturée, de là, on peut écrire que les flux sont proportionnels aux courants qui les produisent.
2. Le matériau magnétique est parfaitement feuilleté, d'où absence de courants de Foucault. Par conséquent, les flux s'expriment uniquement en fonction des courants d'enroulement.
3. On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice tournante; il s'en suit que l'inductance propre d'un enroulement est constante, et que l'inductance mutuelle entre deux enroulements ne dépend que de l'angle entre ces enroulements.
4. On néglige les effets dus à la présence d'encoches, et on considère l'entrefer constant.
5. On néglige l'effet pelliculaire; par conséquent, la résistance des barres rotoriques varie peu en fonction de la vitesse de rotation.

1.2. Conventions:

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 et c_r .

Remarque:

Notons que la machine est, en principe, à cage d'écureuil, mais, on ne change rien dans les équations si on la considère à rotor bobiné.

Chaque phase est représentée par son axe magnétique.

L'angle électrique entre deux phases statoriques ou entre deux phases rotoriques est de $2\pi/3$. (fig I.1)

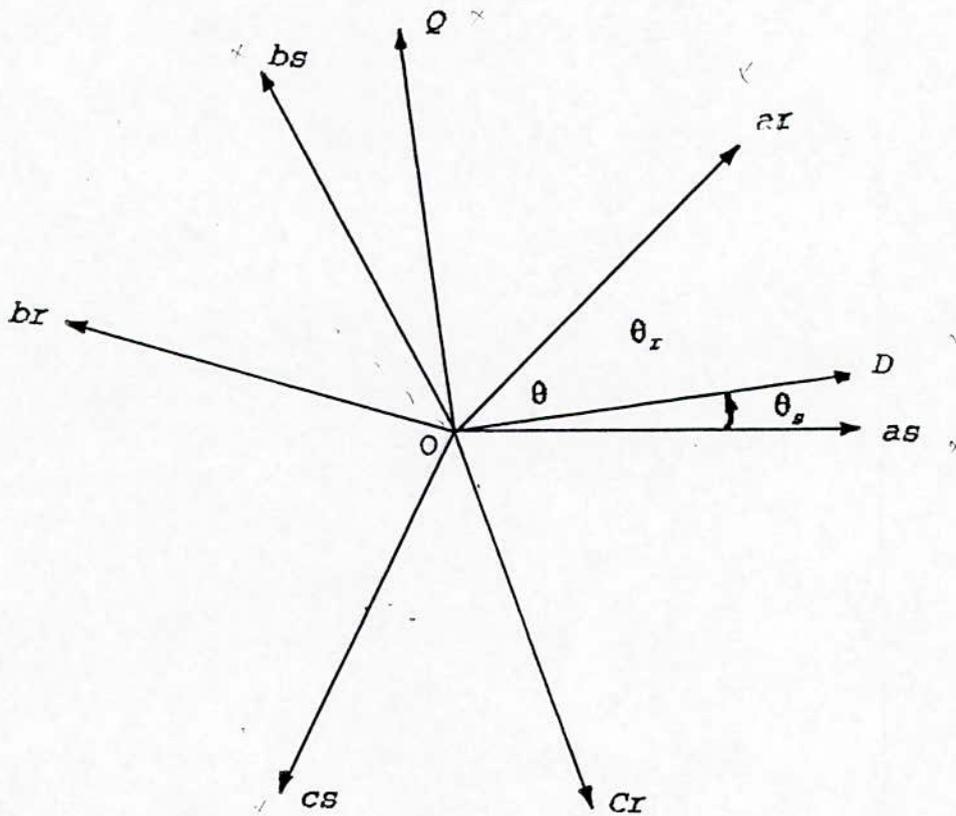


Fig I.1 Axes magnétiques des bobines statoriques et rotoriques et référentiel général (D,Q).

On adopte les conventions suivantes:

1. L'axe magnétique Oas de la bobine statorique as est considéré comme origine des phases.

2. Le rotor est repéré par l'axe magnétique Oar de la bobine rotorique ar.

3. Le référentiel (D,Q) est repéré par l'axe OD.

On utilise alors les notations suivantes:

θ : angle électrique stator/rotor.

θ_m : angle mécanique stator/rotor;

$$\theta_m = \frac{\theta}{p}$$

ω : vitesse de rotation électrique du rotor;

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Ω : vitesse de rotation mécanique du rotor;

$$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt}$$

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

θ_r : angle électrique rotor/référentiel (D,Q).

ω_r : vitesse de rotation du référentiel (D,Q) par rapport au rotor;

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

θ_s : angle électrique stator/référentiel (D,Q).

ω_g : vitesse de rotation du repère (D,Q) par rapport au stator;

$$\omega_g = \frac{d\theta_g}{dt}$$

D'après le principe du mouvement relatif, nous avons:

$$\omega_g = \omega_r + \omega$$

1.3. Modélisation de la machine asynchrone comme une machine triphasée:

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations [3], [4], à savoir:

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

On définit les vecteurs tension, courant et flux, statoriques et rotoriques:

$$[V_s] = [v_{as} v_{bs} v_{cs}]^t$$

$$[V_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^t$$

$$[I_s] = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^t$$

$$[I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^t$$

$$[\phi_s] = [\phi_{as} \phi_{bs} \phi_{cs}]^t$$

$$[\phi_r] = [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^t$$

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations citées plus haut s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

Equations électriques:

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$$

Equations magnétiques:

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

$$[\Phi_r] = [L_r] [I_r] + [L_{sr}]^t [I_s]$$

Equation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

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

Les matrices $[L_s]$, $[L_r]$ et $[L_{sr}]$ étant définies par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

1.4. Modélisation de la machine asynchrone comme une machine biphasée équivalente:

Pour un observateur lié à un repère bidimensionnel orthogonal tournant à la vitesse de rotation quelconque ω_g , la machine asynchrone triphasée est vue comme une machine biphasée, et les équations précédentes, transcrites dans ce référentiel, ont pour expression:

Equations électriques:

$$\begin{aligned} v_{Ds} &= R_s i_{Ds} + \frac{d\phi_{Ds}}{dt} - \omega_g \phi_{Qs} \\ v_{Qs} &= R_s i_{Qs} + \frac{d\phi_{Qs}}{dt} + \omega_g \phi_{Ds} \end{aligned} \tag{I.1}$$

$$0 = R_r i_{Dr} + \frac{d\phi_{Dr}}{dt} - (\omega_g - \omega) \phi_{Qr} \quad (I.2)$$

$$0 = R_r i_{Qr} + \frac{d\phi_{Qr}}{dt} + (\omega_g - \omega) \phi_{Dr}$$

Equations magnétiques:

$$\phi_{Ds} = L_s i_{Ds} + M i_{Dr} \quad (I.3)$$

$$\phi_{Qs} = L_s i_{Qs} + M i_{Qr}$$

$$\phi_{Dr} = L_r i_{Dr} + M i_{Ds} \quad (I.4)$$

$$\phi_{Qr} = L_r i_{Qr} + M i_{Qs}$$

L'équation mécanique reste inchangée, par contre, le couple électromagnétique a pour nouvelle expression :

$$C_e = \frac{3}{2} p M (i_{Qs} i_{Dr} - i_{Ds} i_{Qr}) \quad (I.5)$$

Ces équations traduisent le modèle général de Park.

Un aperçu sur la transformation de Park sera donné en annexe.

1.5. Introduction du flux magnétisant:

En réalité, les flux statorique et rotorique ne sont pas mesurables, seul le flux magnétisant est accessible.

Ainsi, on décompose le flux statorique ϕ_s (respectivement le flux rotorique ϕ_r) en deux composantes:

- Un flux principal (ou magnétisant ou d'entrefer) ϕ_m .
- Un flux de fuite ϕ_{rs} (respectivement ϕ_{rr}).

D'où les équations vectorielles suivantes:

$$\vec{\phi}_s = \vec{\phi}_m + \vec{\phi}_{fs} \quad (I.6)$$

$$\vec{\phi}_r = \vec{\phi}_m + \vec{\phi}_{fr} \quad (I.7)$$

Pour exprimer le flux magnétisant en fonction des courants statoriques i_{sa} et i_{sb} (respectivement des courants rotoriques i_{ra} et i_{rb}), on définit:

-L'inductance magnétisante L_m .

-L'inductance de fuite statorique L_{fs} (respectivement l'inductance de fuite rotorique L_{fr}).

Ainsi, nous aurons les équations suivantes:

$$\vec{\phi}_s = L_{fs} \vec{i}_s + L_m (\vec{i}_s + \vec{i}_r)$$

$$\vec{\phi}_r = L_{fr} \vec{i}_r + L_m (\vec{i}_s + \vec{i}_r)$$

ou encore:

$$\vec{\phi}_s = (L_{fs} + L_m) \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r$$

$$\vec{\phi}_r = (L_{fr} + L_m) \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s$$

D'autre part, l'écriture vectorielle des équations (I.3) et (I.4) est:

$$\vec{\phi}_s = L_s \vec{i}_s + M \vec{i}_r$$

$$\vec{\phi}_r = L_r \vec{i}_r + M \vec{i}_s$$

Par identification, nous déduisons que:

$$L_m = M$$

$$L_{fs} = L_s - M$$

$$L_{fr} = L_r - M$$

Les composantes D et Q du flux magnétisant s'obtiennent par projection des équations (I.6) et (I.7) sur les axes D et Q:

$$\begin{aligned}\phi_{Dm} &= \phi_{Ds} - L_{fs} i_{Ds} \\ \phi_{Qm} &= \phi_{Qs} - L_{fs} i_{Qs}\end{aligned}\tag{I.8}$$

ou

$$\begin{aligned}\phi_{Dm} &= \phi_{Dr} - L_{fr} i_{Dr} \\ \phi_{Qm} &= \phi_{Qr} - L_{fr} i_{Qr}\end{aligned}\tag{I.9}$$

1.6. Autres expressions du couple électromagnétique:

Partant de l'expression (I.5) du couple électromagnétique et en utilisant les équations des flux (I.3), (I.4), (I.8) et (I.9), d'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être obtenues, à savoir:

$$\begin{aligned}C_e &= \frac{3}{2} p M (\phi_{Qs} \phi_{Dr} - \phi_{Ds} \phi_{Qr}) \\ C_e &= \frac{3}{2} p (\phi_{Qr} i_{Dr} - \phi_{Dr} i_{Qr}) \\ C_e &= \frac{3}{2} p (\phi_{Ds} i_{Qs} - \phi_{Qs} i_{Ds}) \\ C_e &= \frac{3}{2} p \frac{M}{L_s} (\phi_{Qs} i_{Dr} - \phi_{Ds} i_{Qr}) \\ C_e &= \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\phi_{Dr} i_{Qs} - \phi_{Qr} i_{Ds}) \\ C_e &= \frac{3}{2} p (\phi_{Dm} i_{Qs} - \phi_{Qm} i_{Ds}) \\ C_e &= \frac{3}{2} p (\phi_{Qm} i_{Dr} - \phi_{Dm} i_{Qr})\end{aligned}$$

1.7. Définition des différents référentiels:

Le référentiel (D,Q) est constitué par le système d'axes (OD,OQ) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui.

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park présenté n'est pas entièrement défini puisque la vitesse de rotation ω_g du repère (D,Q) par rapport au stator est quelconque.

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique suivant la vitesse ω_g choisie, à savoir:

- Référentiel lié au stator: $\omega_g=0$
- Référentiel lié au rotor: $\omega_g=\omega$
- Référentiel lié au champ tournant: $\omega_g=\omega_s$

Remarquons que seules les équations électriques sont affectées par le choix du référentiel.

1.7.1. Référentiel lié au stator:

Ce référentiel est noté (α,β) et les équations électriques se simplifient en:

$$V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} \tag{I.10}$$

$$V_{\beta s} - R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt}$$

$$0 - R_r i_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} + \omega \phi_{\beta r} \tag{I.11}$$

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

Ce référentiel est choisi dans le cas de variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.

1.7.2. Référentiel lié au rotor:

Ce référentiel est noté (x,y) et les équations électriques se simplifient en:

$$\begin{aligned}
 V_{xs} &= R_s i_{xs} + \frac{d\phi_{xs}}{dt} - \omega \phi_{ys} \\
 V_{ys} &= R_s i_{ys} + \frac{d\phi_{ys}}{dt} + \omega \phi_{xs}
 \end{aligned}
 \tag{I.12}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r i_{xr} + \frac{d\phi_{xr}}{dt} \\
 0 &= R_r i_{yr} + \frac{d\phi_{yr}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{I.13}$$

Ce choix est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante.

1.7.3. Référentiel lié au champ tournant:

Ce référentiel est noté (d,q), les équations électriques ne subissent aucune simplification et s'écrivent:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_{gl} \phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_{gl} \phi_{ds}
 \end{aligned}
 \tag{I.14}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{I.15}$$

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

ω_{gl} étant la pulsation de glissement:

On choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante.

1.8. Modèle de la machine alimentée en tension:

Le but même du contrôle vectoriel est de réaliser des variateurs de vitesse à courant alternatif aussi performants que les moteurs à courant continu.

Le modèle en tension doit donc traduire le comportement d'une machine asynchrone où la vitesse doit varier soit sans variation 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).

Par conséquent, le repère d'observation le plus indiqué pour le modèle en tension est le référentiel (α, β) lié au stator.

Plusieurs modèles en tension peuvent être proposés, les uns plus ou moins complexes que les autres, suivant le vecteur d'état choisi.

Parmi les vecteurs d'état que l'on pourrait choisir, nous citons:

$$(\Omega \ \phi_{\alpha S} \ \phi_{\beta S} \ i_{\alpha S} \ i_{\beta S})^t \quad (I.16)$$

$$(\Omega \ \phi_{\alpha S} \ \phi_{\beta S} \ \phi_{\alpha R} \ \phi_{\beta R})^t \quad (I.17)$$

$$(\Omega \ \phi_{\alpha R} \ \phi_{\beta R} \ i_{\alpha R} \ i_{\beta R})^t \quad (I.18)$$

$$(\Omega \ i_{\alpha S} \ i_{\beta S} \ i_{\alpha R} \ i_{\beta R})^t \quad (I.19)$$

Nous choisissons le vecteur d'état (I.16) car, d'une part, nous pensons que c'est le plus simple, d'autre part, il nous permet d'avoir en sortie les courants statoriques, essentiels pour le contrôle de l'onduleur de tension.

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

Equations électromagnétiques:

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

Equation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

Avec:

$$\omega = p\Omega$$

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

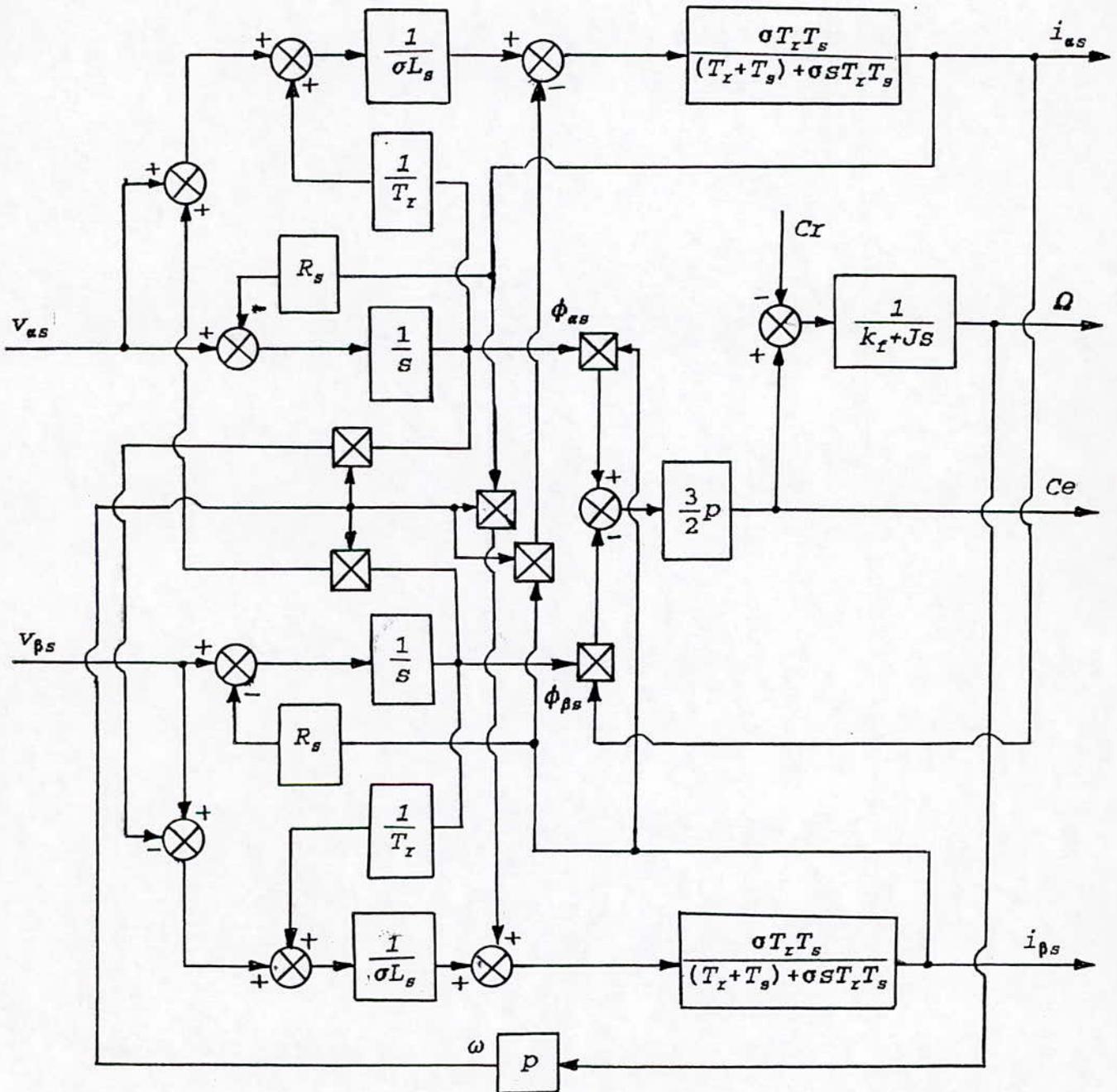
Flux rotorique:

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

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

Ces équations peuvent être traduites par un schéma bloc:

Schéma bloc:



Modèle en tension de la machine asynchrone.

Simulation numérique:

Nous avons simulé le modèle de la machine alimentée en tension en utilisant le logiciel Simnon. Les résultats de la simulation sont représentés dans la figure (I.2).

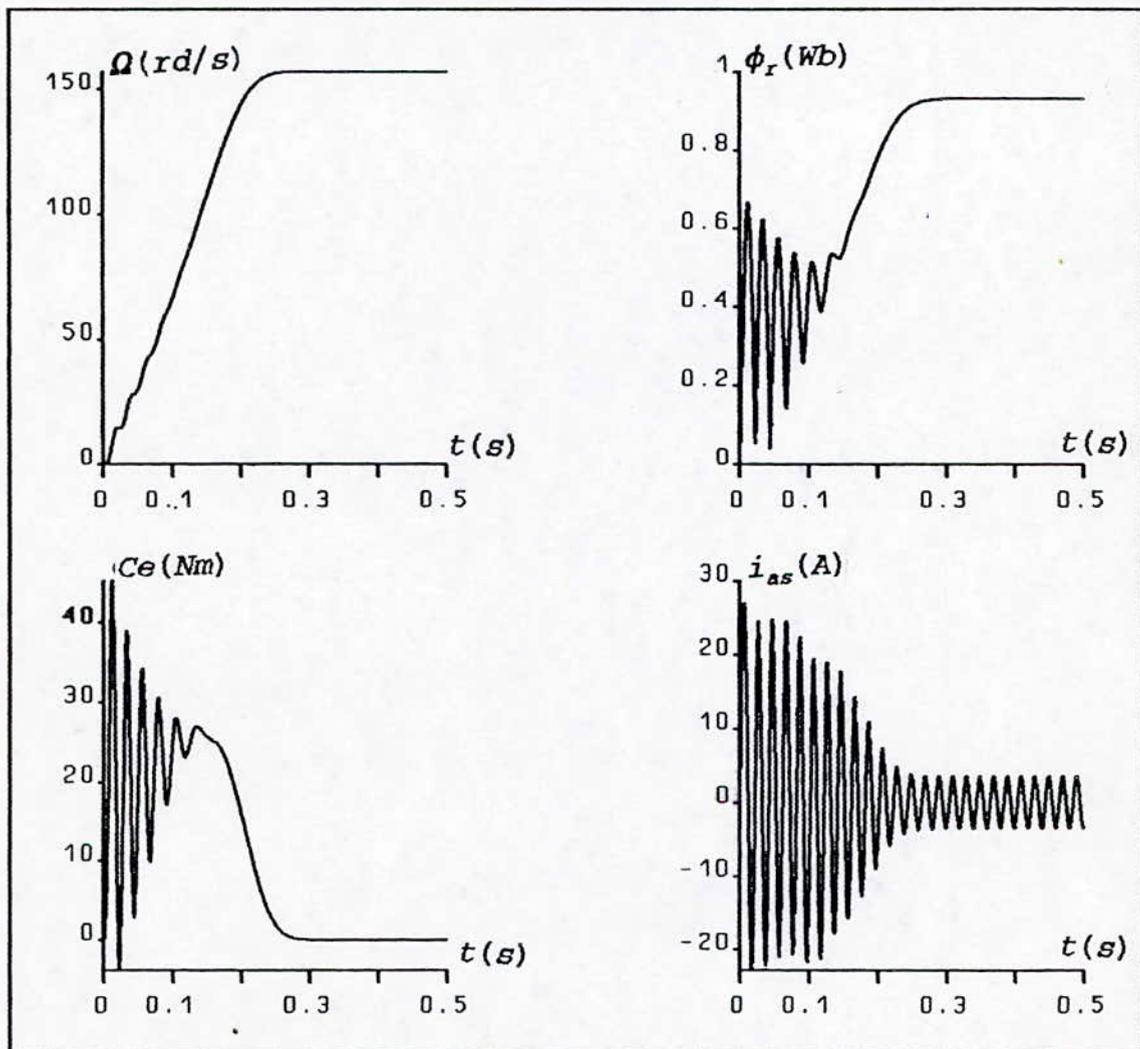


Fig I.2 Modèle en tension de la machine asynchrone. courbes de la vitesse, du couple électromagnétique, du flux rotorique, et du courant statorique.

Interprétations et commentaires:

Pour un système de tensions de fréquence 50 Hz, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 trs/min (157.08 rd/sec) puisque la charge est nulle (glissement négligeable). Cette vitesse est atteinte au bout de 0.25 seconde environ, donc la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide.

Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation (1.26 Nm) après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations et un couple maximal de 46 Nm environ.

Le flux rotorique se stabilise en régime établi à 0.93 Wb.

On remarque un fort appel de courant au démarrage (environ 25 A), ce régime a une durée équivalente au temps de démarrage et s'atténue par la suite jusqu'à se stabiliser en régime permanent à la valeur nominal.

2. Modélisation de l'alimentation de la machine:

La machine, utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. Un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion dite d'hystérésis. Il est alimenté par une tension redressée et filtrée comme l'illustre la figure (I.3)

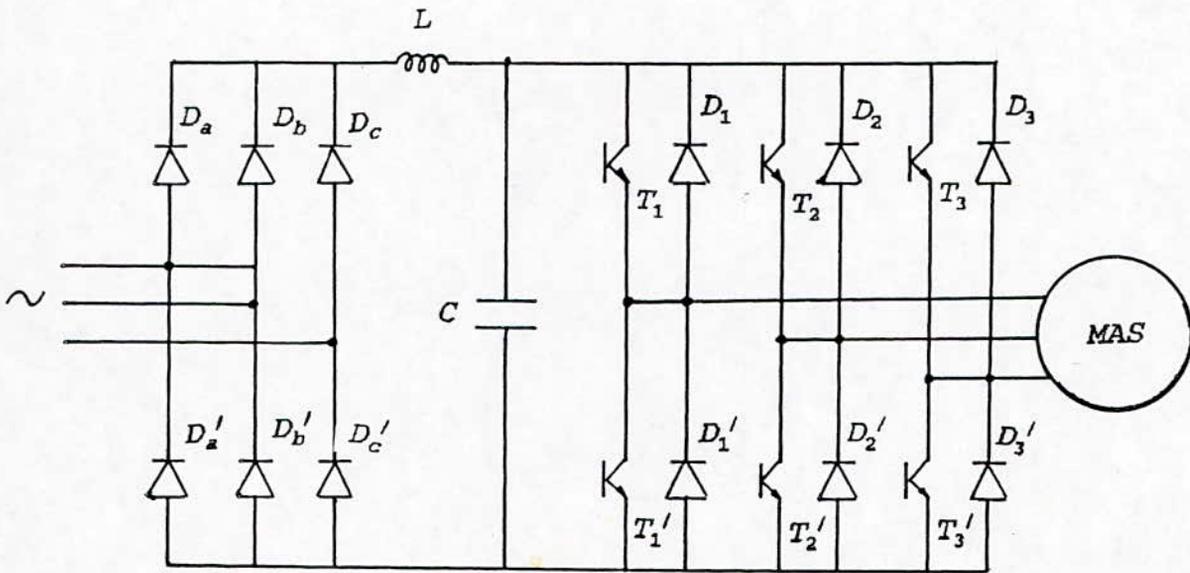


Fig I.3 Association: redresseur triphasé à diodes-filtre-
onduleur de tension-machine asynchrone.

2.1. Modélisation du redresseur:

Le redresseur est schématisé par la figure (I.4). Il est constitué d'un montage à diodes parallèle et attaqué par un système de tensions triphasé.

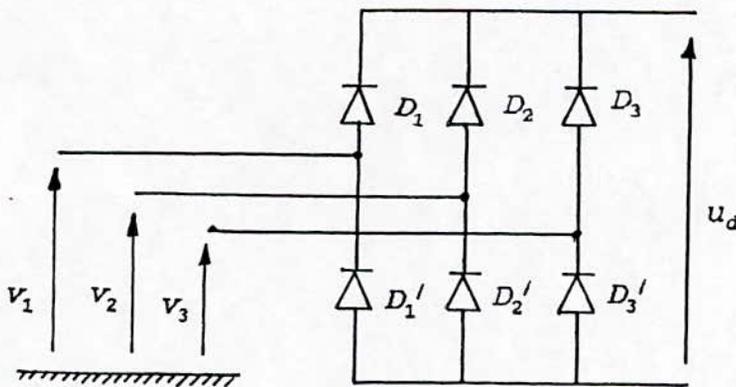


Fig I.4 Redresseur à diodes.

Le système de tensions triphasé (v_1, v_2, v_3), ainsi que les séquences de conduction des diodes sont représentés par la figure (I.5).

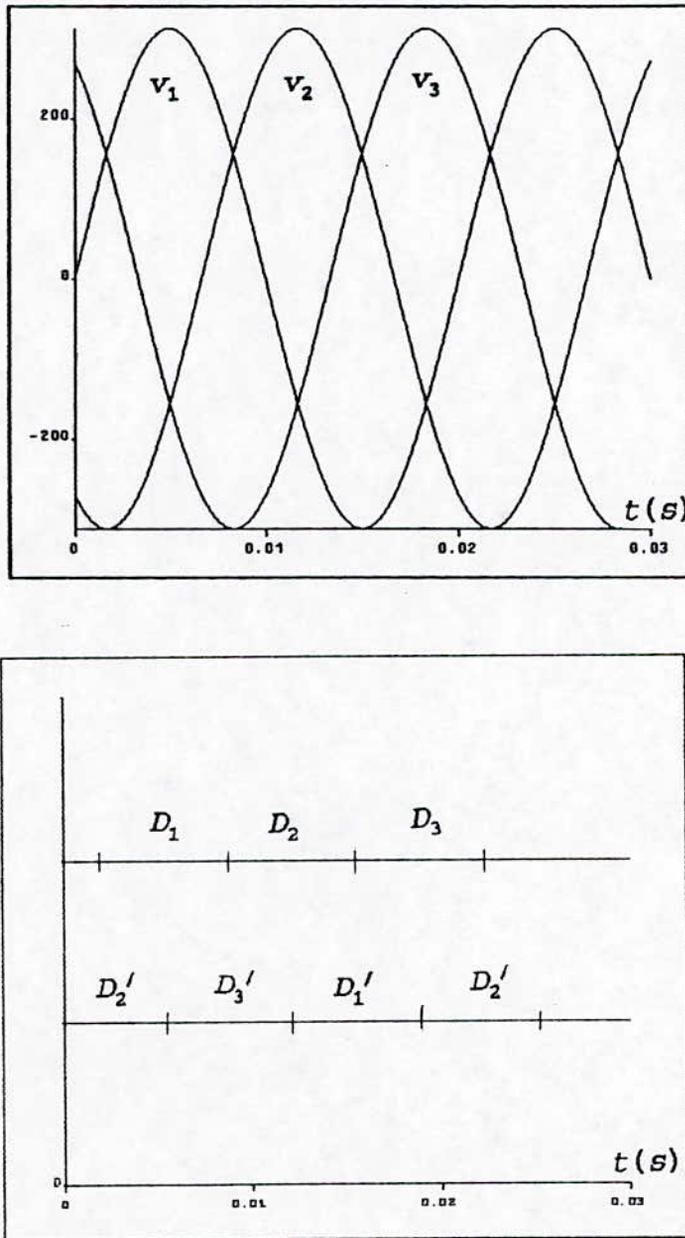


Fig I.5 Séquences de conduction des diodes.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément: lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque v_1 est supérieure à v_2 et v_3 , ou encore:

$$V_1 = \max(v_j) ; j=1,2,3$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes:

$$D_i \text{ conduit si } v_i = \max(v_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3$$

$$D_i' \text{ conduit si } v_i = \min(v_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3$$

Pendant chaque séquence de conduction (de longueur $2\pi/6$), la tension u_d à la sortie du redresseur est:

$$u_d = V_i - V_k$$

où v_i (respectivement v_k) est la tension appliquée l'anode (respectivement à la cathode) de la diode D_i (respectivement D_i') conductrice pendant cette séquence.

Par conséquent:

$$u_d = \max(v_j) - \min(v_j) ; j=1,2,3$$

Simulation numérique:

Les résultats de la simulation du redresseur sont illustrés par la figure (I.6) où on voit les tensions v_1, v_2 et v_3 ainsi que la tension redressée u_d .

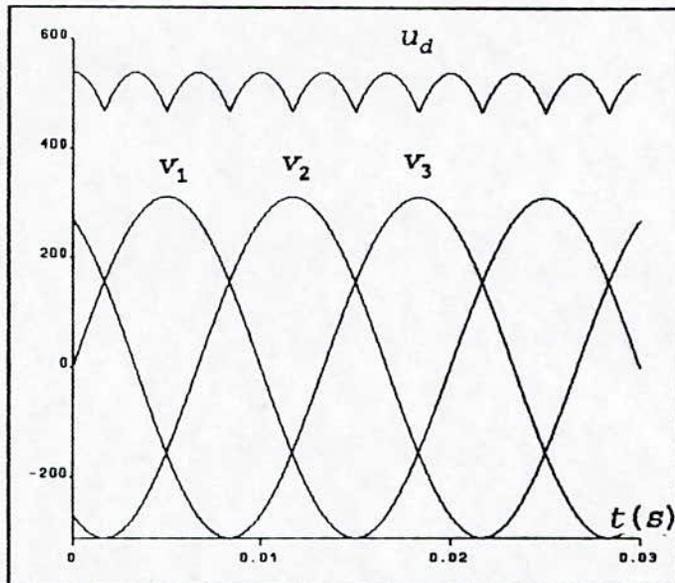


Fig I.6 Tension redressée.

Interprétations et commentaires:

Pour un réseau de valeur efficace égale à 220 V, la valeur moyenne de la tension redressée est de 514.6 V, en effet:

$$U_{d\text{ moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

Nous remarquons en outre que la tension redressée a une fréquence $f=300$ Hz et qu'elle est plus ou moins ondulée:

$u_{d\text{max}}=538.9$ V ; $u_{d\text{min}}=467.2$ V, d'où la nécessité de la filtrer avant d'attaquer l'onduleur de tension.

2.2. Modélisation du filtre:

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe-bas pour éliminer les hautes fréquences.

Habituellement, on utilise un filtre LC (fig I.3).
Ce filtre est schématisé par la figure (I.7)

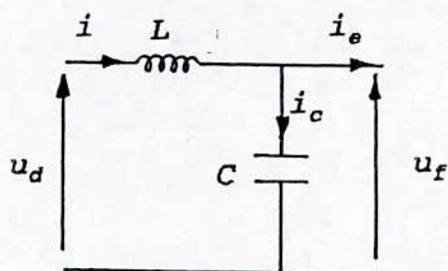


Fig I.7 Filtre LC.

i_e étant le courant à l'entrée de l'onduleur, les équations du filtre sont:

$$U_d - L \frac{di}{dt} + u_f$$
$$\frac{du_f}{dt} = \frac{1}{C} (i - i_e)$$

Calcul des paramètres du filtre:

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert du filtre:

$$F_t = \frac{u_f}{U_d} = \frac{1}{1 - LC\omega^2} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC}s)^2}$$

C'est donc un filtre du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Chapitre I Modélisation de l'association convertisseur-MAS

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures, nous devons imposer le choix:

$$f_c < 2f$$

Ce qui nous amène à:

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

Nous choisissons:

$$LC = 12 \cdot 10^{-6}$$

D'où, nous déduisons les paramètres du filtre:

$$L = 20 \text{ mH}$$

$$C = 600 \text{ } \mu\text{F}$$

2.3. Modélisation de l'onduleur de tension:

L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras étant constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire, c'est à dire que lorsque l'un conduit, l'autre est bloqué.

chaque transistor est shunté par une diode montée en antiparallèle permettant de renvoyer le courant vers la source lorsque celui-ci est négatif (diode de récupération). figure(I.8)

Soient v_a, v_b et v_c les tensions de sorties simples et u_{ab}, u_{bc} et u_{ca} les tensions composées. Alors:

$$u_{ab} = v_a - v_b$$

$$u_{bc} = v_b - v_c$$

$$u_{ca} = v_c - v_a$$

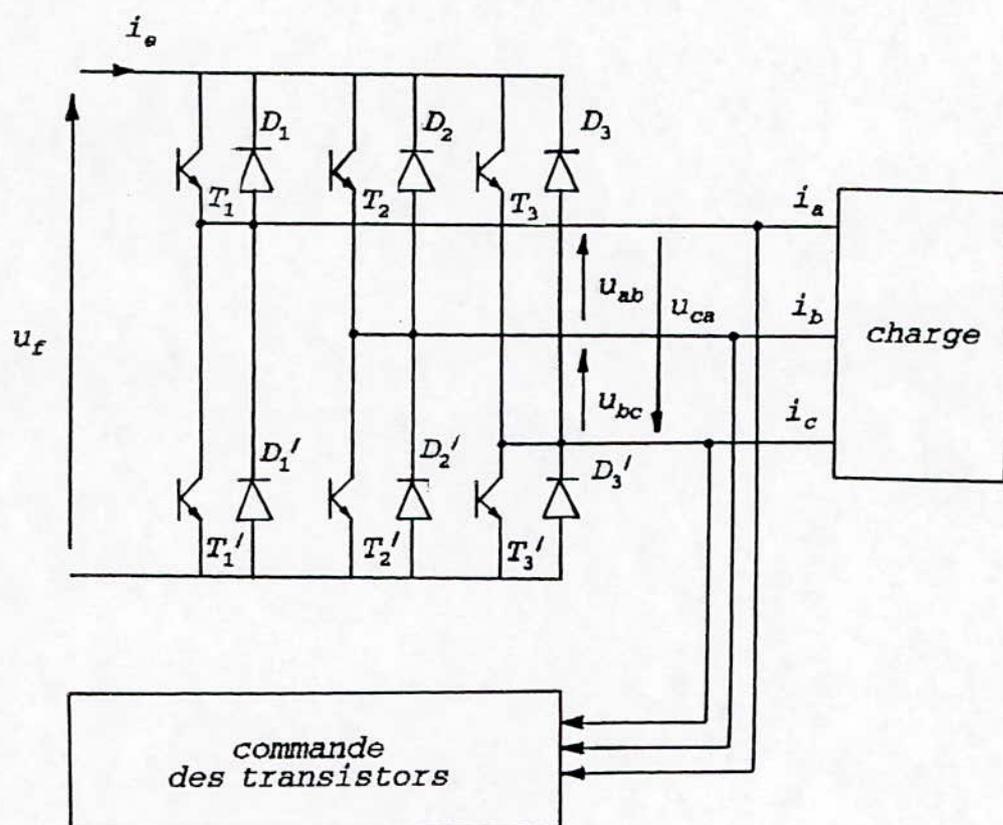


Fig I.8 Onduleur de tension.

D'où on déduit les tensions simples:

$$V_a = \frac{1}{3} (u_{ab} - u_{ca})$$

$$V_b = \frac{1}{3} (u_{bc} - u_{ab})$$

$$V_c = \frac{1}{3} (u_{ca} - u_{bc})$$

L'association d'un transistor T_1 et de la diode D_1 correspondante donne un composant bidirectionnel, d'autre part, la commande des transistors est complémentaire. Par conséquent, nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (I.9)

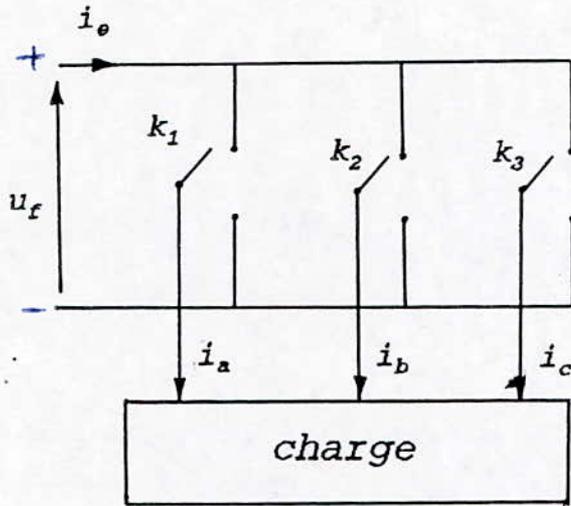


Fig I.9 Représentation des transistors par des interupteurs.

A chaque interrupteur k_i on associe une fonction logique F_i définie par:

$F_i = +1$ si K_i est connecté à la borne (+) de la source

$F_i = -1$ si K_i est connecté à la borne (-) de la source

$$i=1, 2, 3$$

Il en découle que:

$$u_{ab} = \frac{1}{2} u_f (F_1 - F_2)$$

$$u_{bc} = \frac{1}{2} u_f (F_2 - F_3)$$

$$u_{ca} = \frac{1}{2} u_f (F_3 - F_1)$$

Par conséquent, les tensions simples v_a , v_b et v_c s'expriment en

fonction des fonctions logiques F_i par la relation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} U_f \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

Le courant i_e à l'entrée de l'onduleur a pour expression:

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

Il reste à déterminer les fonctions logiques F_i . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

Commande par modulation de largeur d'impulsion

Stratégie delta:

On utilise des techniques de contrôle en courant pour obtenir des convertisseurs capables d'imposer la forme des courants de telle sorte qu'elle soit adaptée aux caractéristiques de la machine; ainsi, pour une machine à répartition sinusoidale d'induction, il faut des courants sinusoidaux si l'on veut minimiser les ondulations du couple délivré par le moteur [7].

Le principe du contrôle des courants par hystérésis est de maintenir les courants réels à l'intérieur d'une bande, de largeur donnée, centrée autour des courants de référence. Ce principe est schématisé par la figure (I.10) [7].

Pour chaque bras de l'onduleur, les transistors T_i et T_i' ($i=1,2,3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. L'entrée du comparateur est attaqué par un signal image de la différence Δi_{ei} entre le courant réel i_{ei} et le courant de référence i_{eiref} .

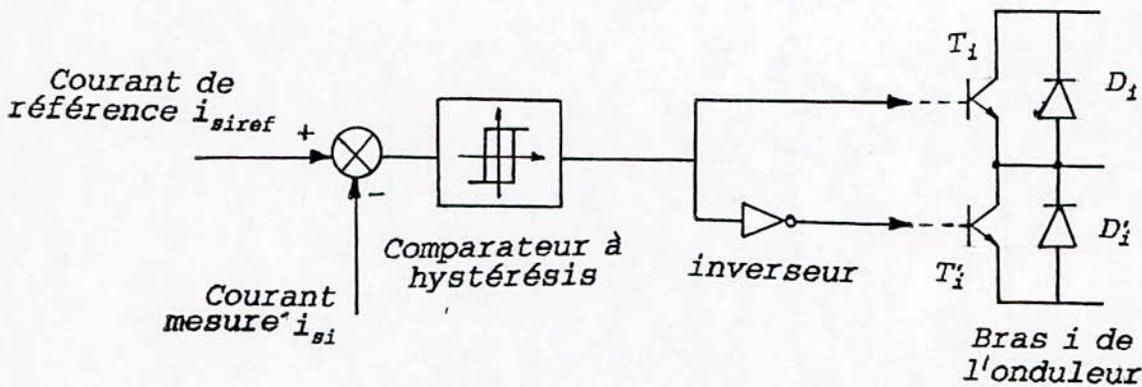


Fig I.10 Principe du controle des courants par hystérésis.

Le changement de signe de cette différence entraîne le basculement du comparateur. Par conséquent, l'un des deux transistors T_1 et T_1' qui conduisait initialement cesse de conduire et laisse la relève à l'autre. Cependant, du fait de l'effet d'hystérésis, le comparateur ne bascule pas instantanément au changement de signe de Δi_{a1} : ainsi, le transistor T_1 continue de conduire tant que $\Delta i_{a1} < h$. Pendant ce temps, le courant réel i_{a1} évolue en augmentant jusqu'à ce que Δi_{a1} soit égale à h . Là, le comparateur bascule et le transistor T_1' reçoit un courant de base lui permettant de conduire à son tour et continue de conduire tant que $\Delta i_{a1} < -h$. Le courant réel i_{a1} décroît alors jusqu'à atteindre la valeur $i_{a1ref} - h$ et ainsi de suite.

Notons que h est la demi-largeur de la bande d'hystérésis.

Suite à cette description, les fonctions logiques F_i représentant les interrupteurs sont définies par les équations suivantes:

$$F_i^{k+1} = -1 \text{ si } i_{si} \geq i_{siref} + h$$

$$F_i^{k+1} = +1 \text{ si } i_{si} \leq i_{siref} - h$$

$$F_i^{k+1} = F_i^k \text{ si } i_{siref} - h < i_{si} < i_{siref} + h$$

F_i^k : valeur de F_i à la $k^{\text{ème}}$ itération

F_i^{k+1} : valeur de F_i à la $k+1^{\text{ème}}$ itération

$$i = 1, 2, 3$$

$$i_{si} = i_a, i_b, i_c$$

$$i_{siref} = i_{aref}, i_{bref}, i_{cref}$$

Simulation numérique:

Nous avons simulé le comportement de l'onduleur sur une charge RL. Les résultats sont représentés par la figure (I.11)

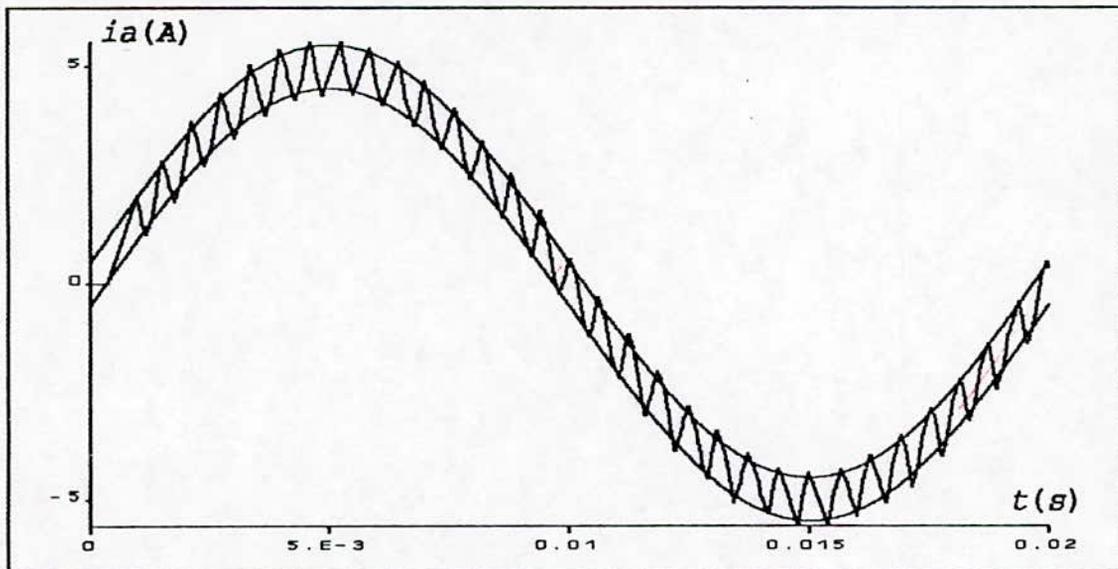


Fig I.11 Courant dans la charge RL:

Interprétations et commentaires:

Nous constatons que le courant dans la charge (nous avons représenté uniquement le courant de la phase a) évoluent bien à l'intérieur d'une bande centrée sur le courant de référence.

Nous relevons également, d'après les courbes obtenues, un caractère particulier de cette méthode de contrôle; cette particularité est que la fréquence de commutation des tensions est libre et variable.

D'autres tests ont montré que cette fréquence de commutation dépendait essentiellement de l'inductance de la charge et aussi de la largeur de la bande d'hystérésis.

Enfin, il est utile de noter ici que le principal avantage du contrôle en courant est d'atténuer le taux d'harmoniques: en effet, plus la largeur de la bande d'hystérésis est petite, plus la fréquence de commutation est grande; ainsi, les harmoniques de courants sont de hautes fréquences et, par conséquent, leur amplitude est petite. Cependant, il faut veiller à ce que cette fréquence ne dépasse pas la fréquence admissible par les transistors.

En outre, ce type d'onduleurs nous permet d'imposer les courants en fréquence et en amplitude.

3. Modélisation de l'association convertisseur-machine:

Cette association est schématisée par la figure (I.12)

On mesure les courants statoriques absorbés par le moteur. Ces courants sont comparés à des courants de référence dont on aura choisis l'amplitude et la fréquence.

Sur la base de cette comparaison sont commandés les transistors. La machine est donc alimentée en tension mais commandée en courant: en effet, les tensions de sortie de l'onduleur ne sont pas des commandes primaires mais des variables d'état puisqu'elles dépendent des états de l'onduleur.

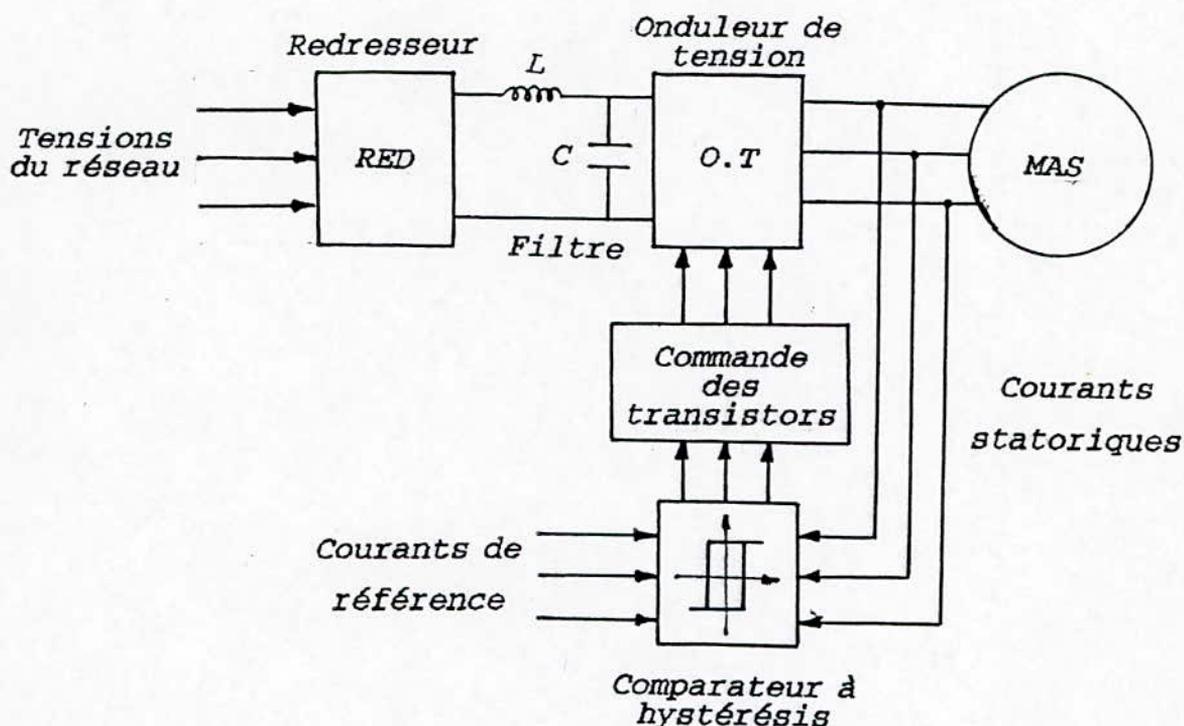


Fig I.12 Association convertisseur-machine.

L'association convertisseur statique-machine asynchrone est modélisé par l'ensemble des équations suivantes:

Tensions du réseau:

$$v_1 = V_m \sin wt$$

$$v_2 = V_m \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_3 = V_m \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Tension redressée:

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

Tension filtrée:

$$U_d - L \frac{di}{dt} + u_f$$

$$\frac{du_f}{dt} = \frac{1}{C} (i - i_e)$$

Equations d'état de l'onduleur:

$$F_i^{k+1} = -1 \text{ si } i_i \geq i_{iref} + h$$

$$F_i^{k+1} = +1 \text{ si } i_i \leq i_{iref} - h$$

$$F_i^{k+1} = F_i^k \text{ si } i_{iref} - h < i_i < i_{iref} + h$$

$$i = a_s, b_s, c_s$$

Tensions de sortie de l'onduleur:

$$V_{as} = \frac{u_f}{6} (2F_{as} - F_{bs} - F_{cs})$$

$$V_{bs} = \frac{u_f}{6} (-F_{as} + 2F_{bs} - F_{cs})$$

$$V_{cs} = \frac{u_f}{6} (-F_{as} - F_{bs} + 2F_{cs})$$

Transformation (a, b, c) / (α, β)

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

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

Equations d'état de la machine asynchrone:

$$\frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} = v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}$$

$$\frac{d\phi_{\beta s}}{dt} = v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}$$

$$\frac{di_{\alpha s}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} \phi_{\alpha s} + \omega \phi_{\beta s} + v_{\alpha s} \right) - \omega i_{\beta s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) i_{\alpha s}$$

$$\frac{di_{\beta s}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} \phi_{\beta s} - \omega \phi_{\alpha s} + v_{\beta s} \right) + \omega i_{\alpha s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) i_{\beta s}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

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

Transformation $(\alpha, \beta) / (a, b, c)$

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

$$i_{bs} = \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta s} - \frac{1}{2} i_{\alpha s}$$

$$i_{cs} = -\frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta s} - \frac{1}{2} i_{\alpha s}$$

Vers l'onduleur.

Flux rotorique:

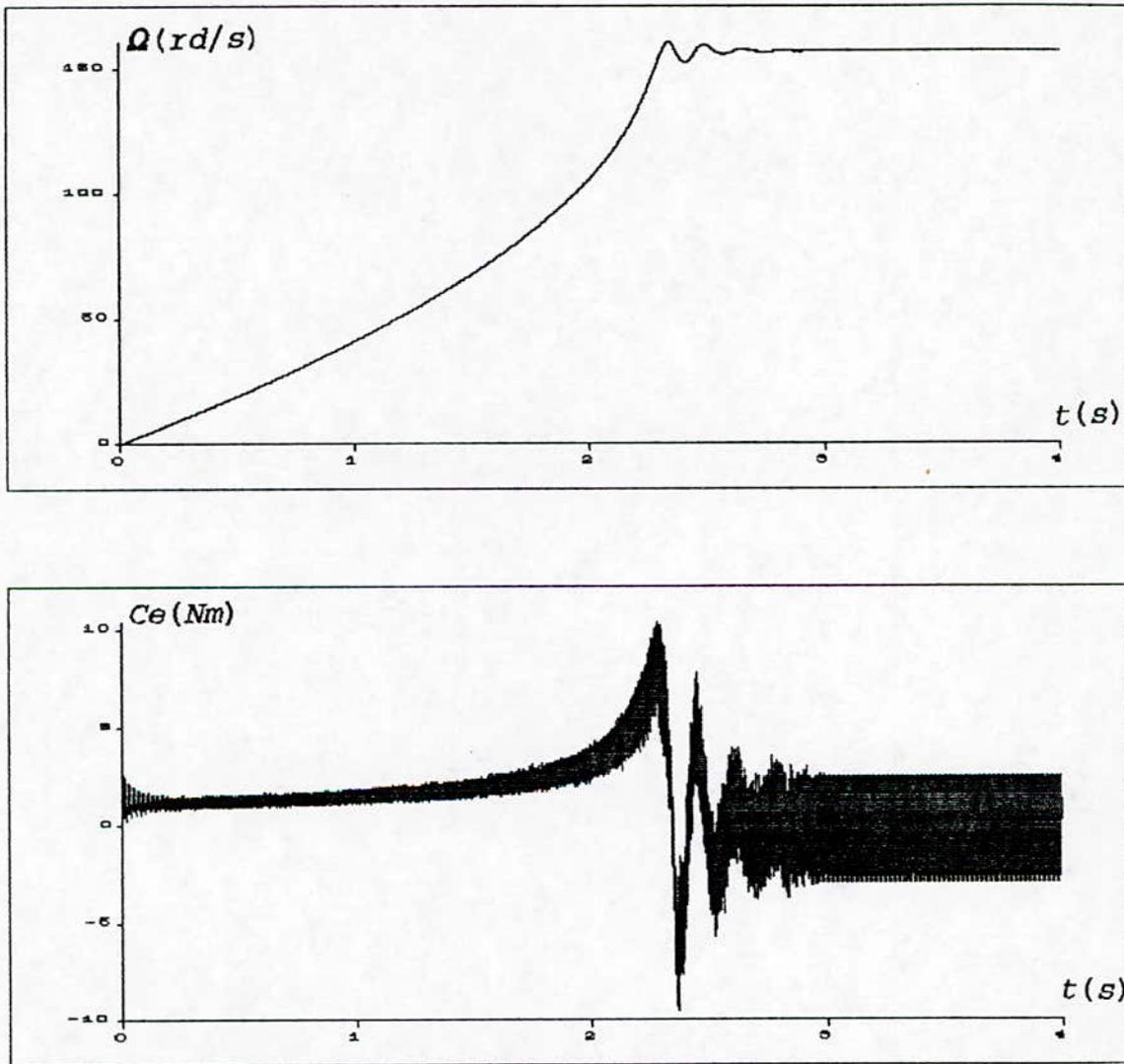
$$\phi_{\alpha r} = \frac{L_r}{M} \phi_{\alpha s} - \sigma L_s \frac{L_r}{M} i_{\alpha s}$$

$$\phi_{\beta r} = \frac{L_r}{M} \phi_{\beta s} - \sigma L_s \frac{L_r}{M} i_{\beta s}$$

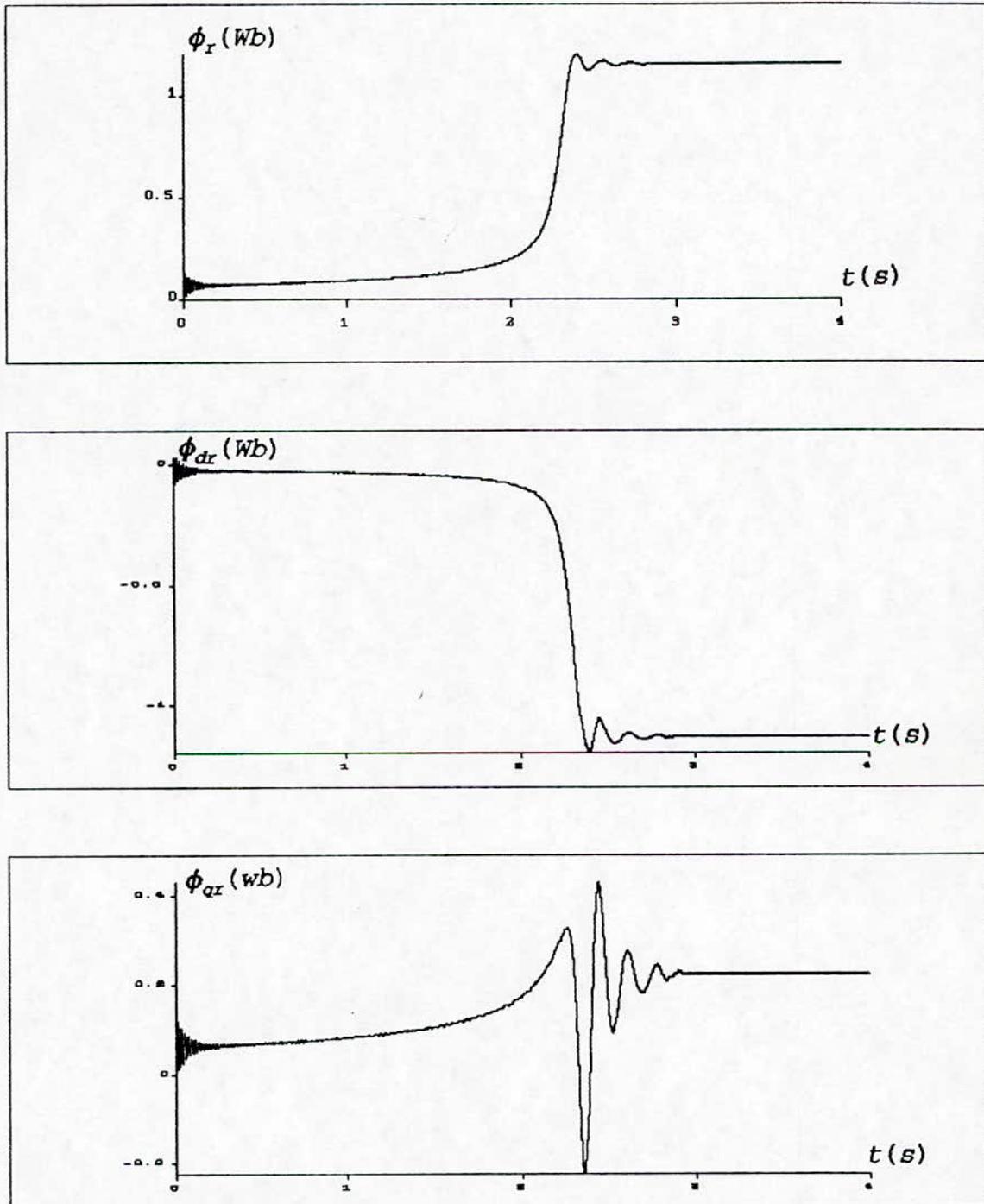
$$\phi_r = \sqrt{\phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2}$$

Simulation numérique:

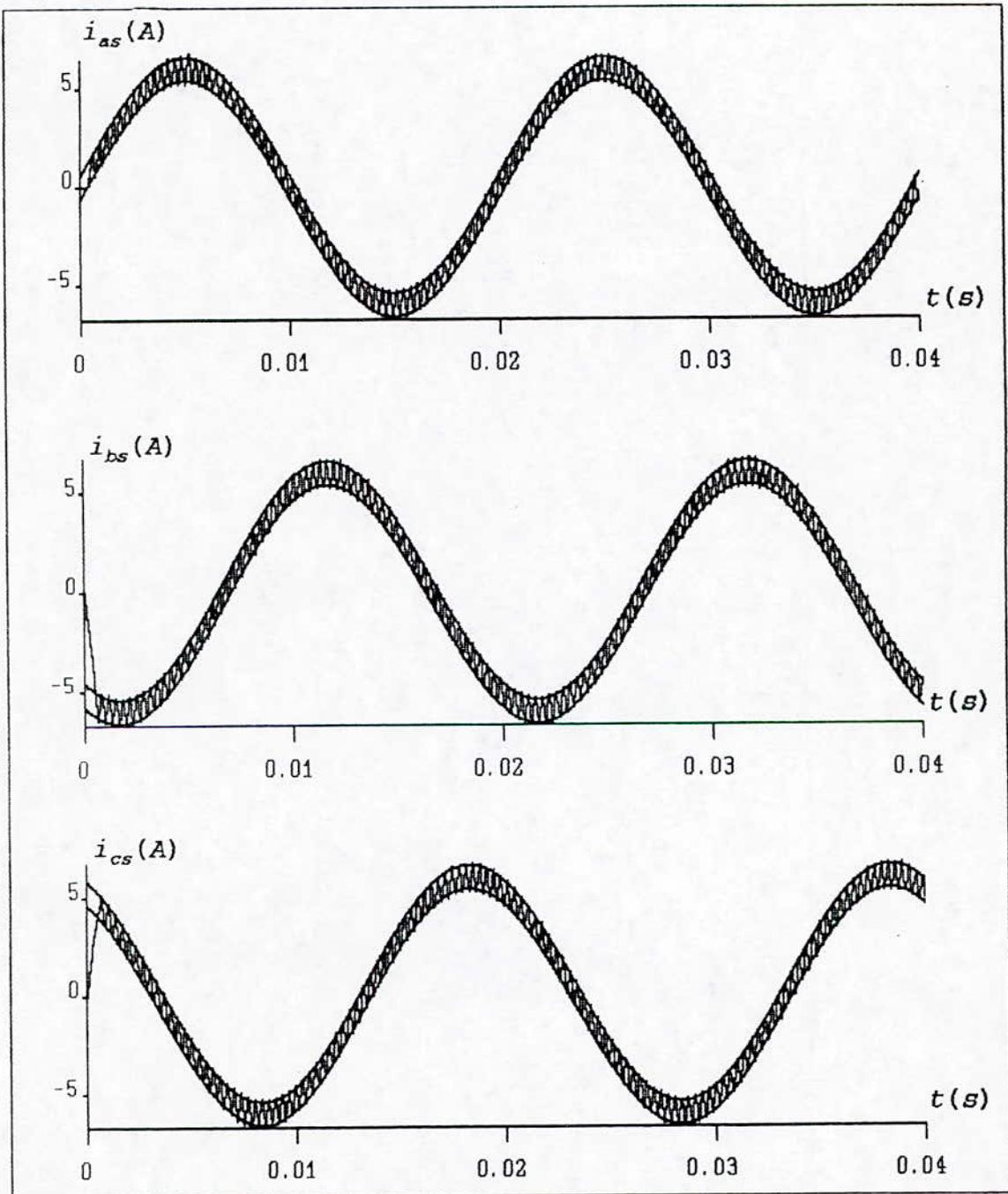
Nous avons simulé l'association convertisseur statique-machine asynchrone, les résultats de la simulation sont représentés aux figures (I.13), (I.14) (I.15) et (I.16).



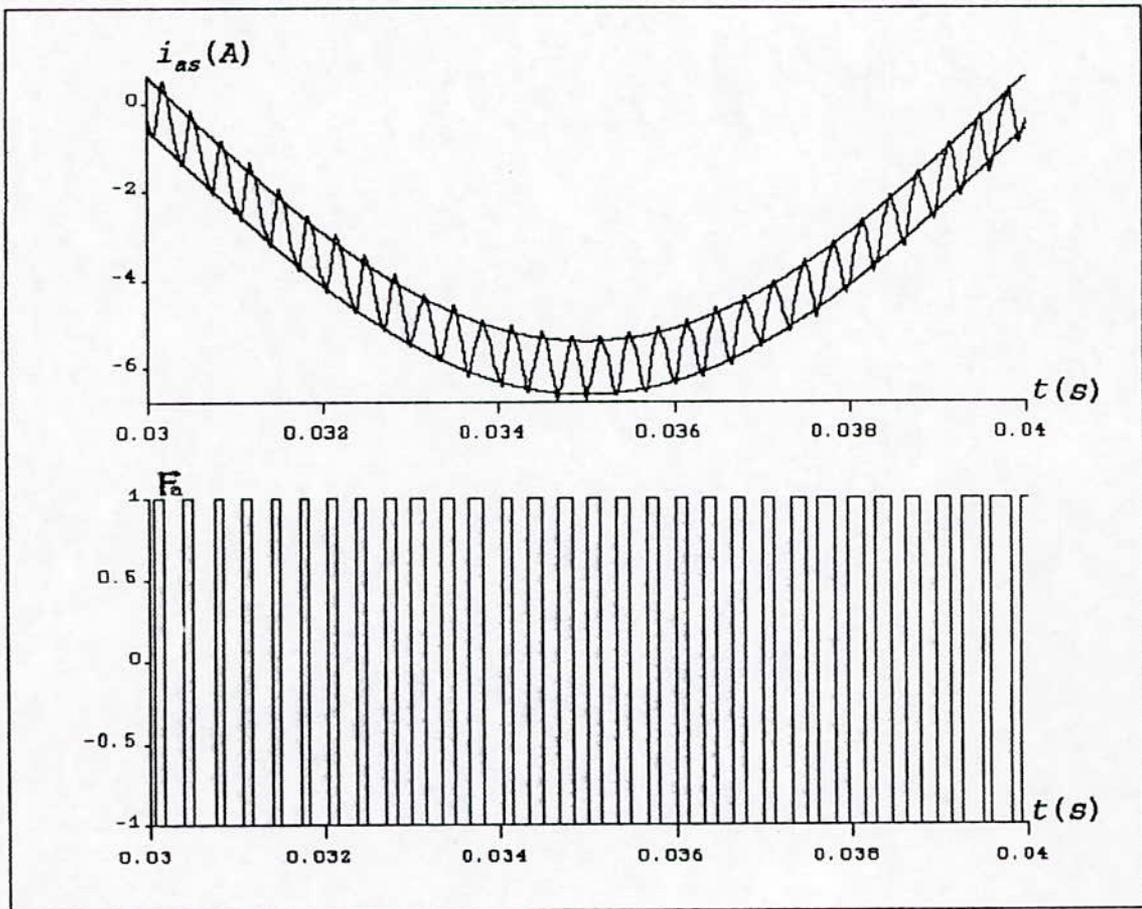
*Fig I.13 Association onduleur-machine.
Vitesse de rotation et couple electromagnetique.*



*Fig I.14 Association onduleur-machine.
Flux rotorique et ses composantes d et q.*



*Fig I.15 Association onduleur machine.
Courants statoriques.*



*Fig I.16 Association onduleur machine.
signal de commutation des transistors.*

Interpretation et commentaires:

La comparaison de ces figures obtenues pour l'association onduleur de tension-machine asynchrone avec les courbes obtenues pour la simulation du modèle de la machine alimentée par un système de tensions sinusoïdales montre de grandes différences:

1. Le démarrage est nettement plus long (la machine atteint 1500 trs/min en 2.8 secondes environ)

2. Les allures du couple électromagnétique et du flux rotorique sont totalement différentes.

Les courbes obtenues caractérisent une machine alimentée en courant. Ceci s'explique par le fait que l'onduleur de tension soit contrôlé en courant et bien que la machine soit alimentée en tension, les tensions de sortie de l'onduleur n'interviennent pas dans la dynamique du moteur. Ces tensions ne sont pas des variables de contrôle primaires car elles dépendent des états de l'onduleur qui eux, dépendent des courants de référence imposés comme le montre la figure (I.16).

Sur les figures (I.13), nous constatons que le couple électromagnétique est très ondulé. Ces ondulations sont dues en grande partie au pas de simulation choisi: avec un pas de simulation plus petit on aurait un couple beaucoup moins ondulé mais le temps de simulation et la capacité mémoire nécessaire seraient extrêmement grands. Cependant, les ondulations ne peuvent être éliminées car elles sont dues aux ondulations des courants statoriques inhérentes à la stratégie de contrôle de l'onduleur.

La valeur moyenne du couple électromagnétique correspond aux pertes par frottements et ventilation.

Le flux rotorique se fixe en régime établi 1.2 Wb et nous remarquons une similarité entre le couple et la composante ϕ_{ar} du flux.

Enfin, la figure (I.15) montre les courants statoriques évoluant à l'intérieur d'une bande de largeur 1.4 A environ.

Conclusion:

La principale conclusion à tirer de ce chapitre est que lorsque la machine est alimentée par un onduleur contrôlé en courant, la machine se comporte comme une machine alimentée en courant (le terme alimentée ici signifie que les courants sont imposés). Ceci nous amène à étudier les modèles de la machine alimentée en courant dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

COMMADE PAR ORIENTATION DU FLUX

Introduction:

L'idée de rallier les avantages de la machine à courant continu à ceux de la machine asynchrone a toujours occupé les esprits des électrotechniciens. On obtiendrait alors une machine à la fois robuste, peu coûteuse et où le flux et le couple électromagnétique seraient complètement découplés.

Il existe plusieurs techniques de découplage en automatique mais, le contrôle vectoriel du flux est une technique typiquement électrotechnique.

Cette technique a été proposée pour la première fois par BLASCHKE en 1972. Cependant, elle est restée au stade d'études théoriques et n'a pu connaître d'application pratique avant le début des années 1980.

Aujourd'hui, grâce au développement de l'électrotechnique de puissance et de l'électrotechnique de commande, de nombreux microprocesseurs très performants et très rapides ont vu le jour et, de ce fait, le contrôle vectoriel des moteurs asynchrones est de plus en plus utilisé dans l'industrie, notamment dans les techniques de traction électrique.

Cependant, de nombreux aspects restent à étudier, en particulier, l'influence de la variation des paramètres de la machine ainsi que la saturation.

Dans ce chapitre, nous présenterons les trois modèles de la machine commandée en courant, à savoir, les modèles de flux rotorique, statorique et magnétisant.

A partir de ces trois modèles, nous déduirons les modèles réduits, obtenus par orientation du flux.

Rappelons que le sujet de notre étude est la commande par orientation du flux rotor. Pour cela, seules les équations relatives au flux rotorique seront appuyées par une simulation.

1. Modèles en courant de la machine asynchrone:

Lorsque les courants statoriques sont imposés (machine contrôlée en courant) le modèle de la machine asynchrone se réduit aux équations rotoriques:

$$0 = R_r i_{Dr} + \frac{d\phi_{Dr}}{dt} - (\omega_g - \omega) \phi_{Qr}$$

$$0 = R_r i_{Qr} + \frac{d\phi_{Qr}}{dt} + (\omega_g - \omega) \phi_{Dr}$$

Par ailleurs, pour réaliser le contrôle vectoriel du flux, il faut que le repère (D,Q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc nécessaire de choisir un référentiel lié au champ tournant.

Ainsi, on obtient directement le modèle de flux rotorique à partir des équations (I.15).

Les modèles de flux statorique et magnétisant s'obtiennent à partir du modèle de flux rotor grâce à une transformation adéquate.

1.1. Modèle de flux rotorique commandé en courant:

Ce modèle s'exprime dans l'espace d'état par les équations suivantes:

$$\frac{d\phi_{Dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{Dr} + \omega_{gl} \phi_{Qr} + \frac{M}{T_r} i_{ds}$$

$$\frac{d\phi_{Qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{Qr} - \omega_{gl} \phi_{Dr} + \frac{M}{T_r} i_{qs}$$

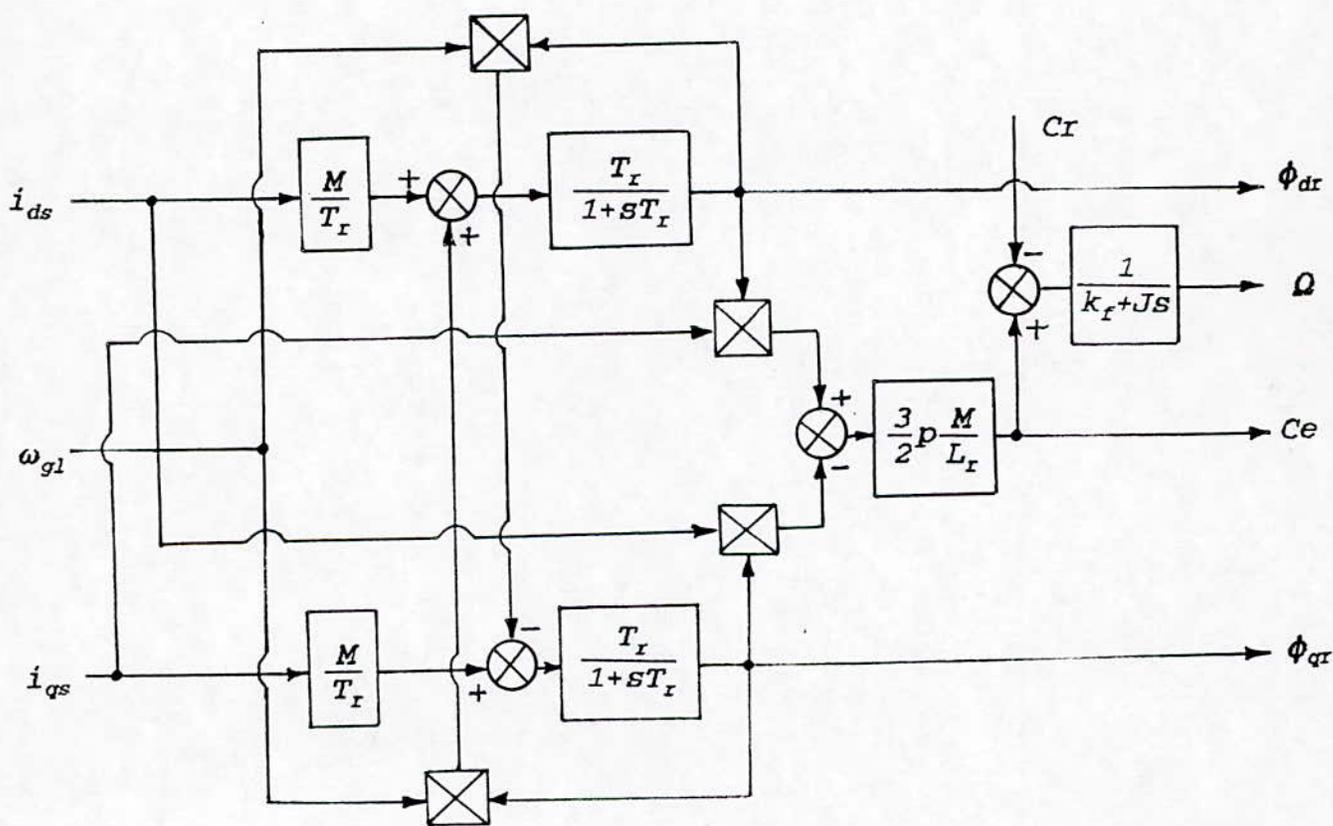
$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr})$$

$$\omega = p\Omega$$

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

Schéma bloc:



Modèle de flux rotorique commandé en courant.

1.2. Modèle de flux statorique commandé en courant:

Ce modèle est déduit du modèle de flux rotorique à partir de la transformation suivante:

$$\phi_{ds} = \frac{M}{L_r} \phi_{dr} + \sigma L_s i_{ds}$$

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

Les équations du modèle sont:

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

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds})$$

$$\omega = p \Omega$$

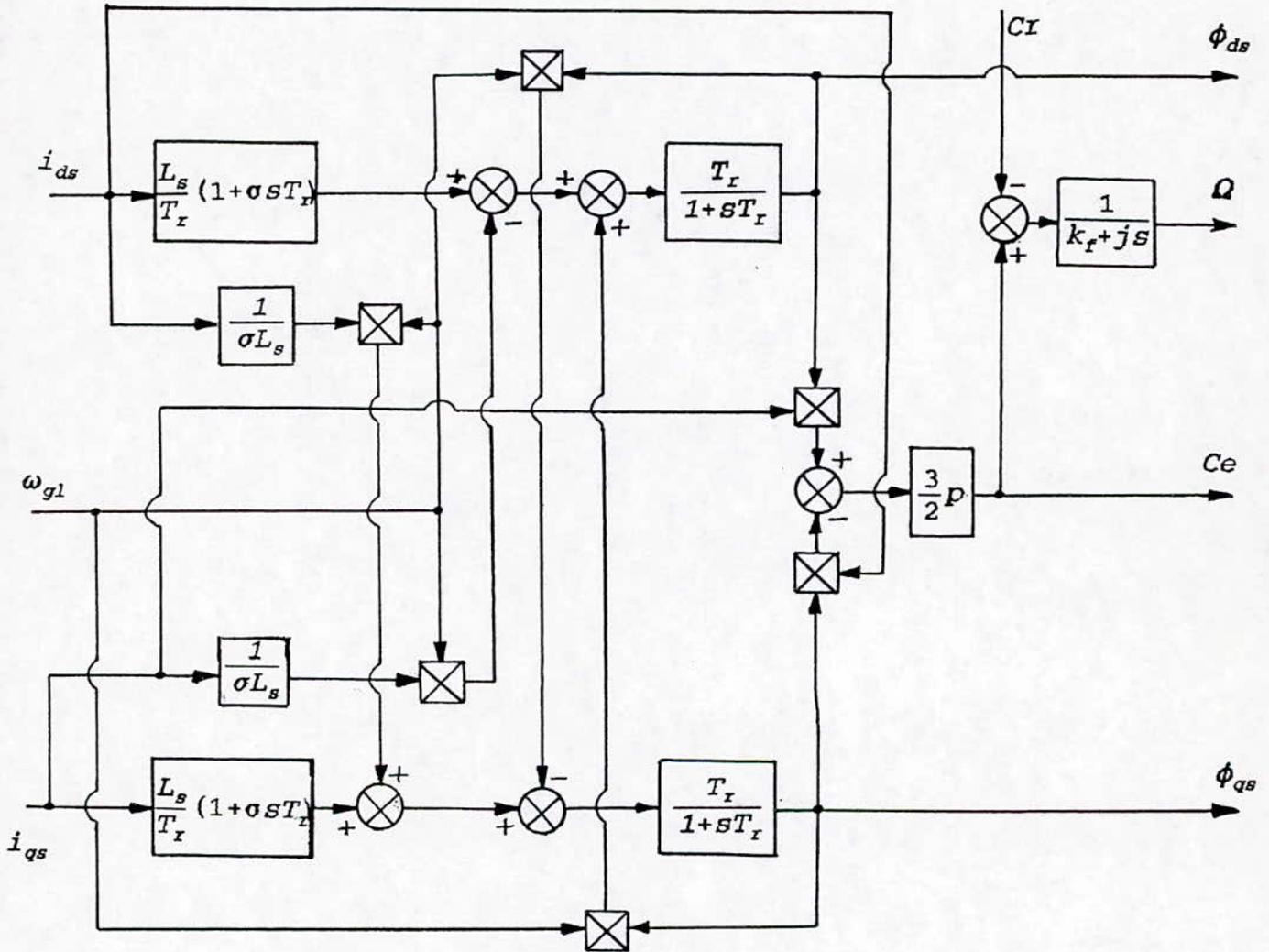
$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega$$

Dans ce modèle, les variables d'état sont: la vitesse du rotor Ω et les composantes du flux statorique ϕ_{ds} et ϕ_{qs} .

Le module du flux statorique se calcule par la relation suivante:

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

Schéma bloc:



Modèle de flux statorique commandé en courant.

1.3. Modèle de flux magnétisant commandé en courant:

Ce modèle s'obtient à partir du modèle de flux statorique grâce à la transformation suivante:

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

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

Les équations du modèle sont:

$$\frac{d\phi_{dm}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{dm} + \omega_{gl} \phi_{qm} + M \frac{L_{fr}}{L_r} \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{T_r} i_{ds} - M \frac{L_{fr}}{L_r} \omega_{gl} i_{qs}$$

$$\frac{d\phi_{qm}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{qm} - \omega_{gl} \phi_{dm} + M \frac{L_{fr}}{L_r} \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{T_r} i_{qs} + M \frac{L_{fr}}{L_r} \omega_{gl} i_{ds}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

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

$$\omega = p \Omega$$

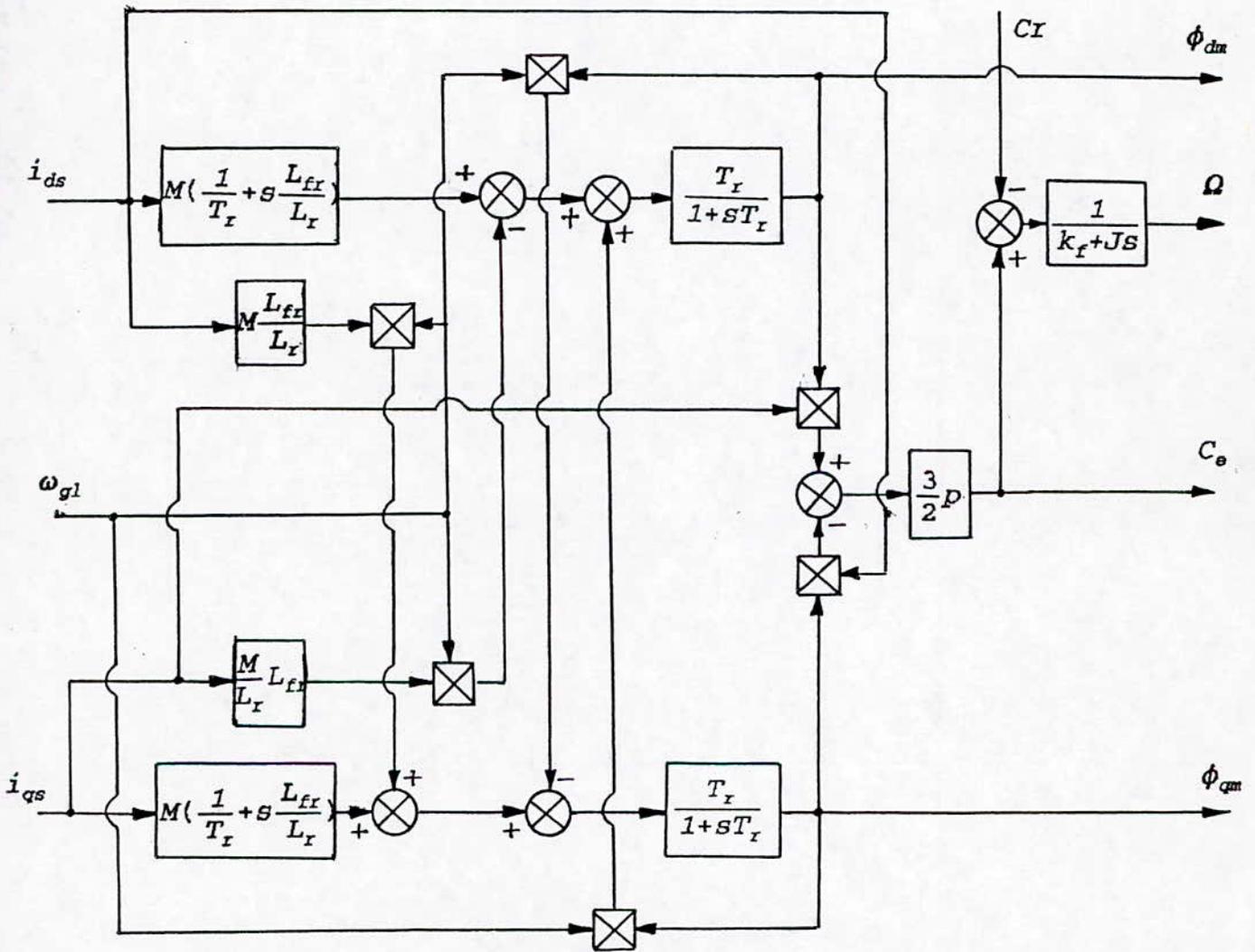
$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega$$

Dans ce modèle, les variables d'état sont la vitesse du rotor Ω et les composantes du flux magnétisant ϕ_{dm} et ϕ_{qm} .

Le module du flux magnétisant se calcule par l'expression suivante:

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{dm}^2 + \phi_{qm}^2}$$

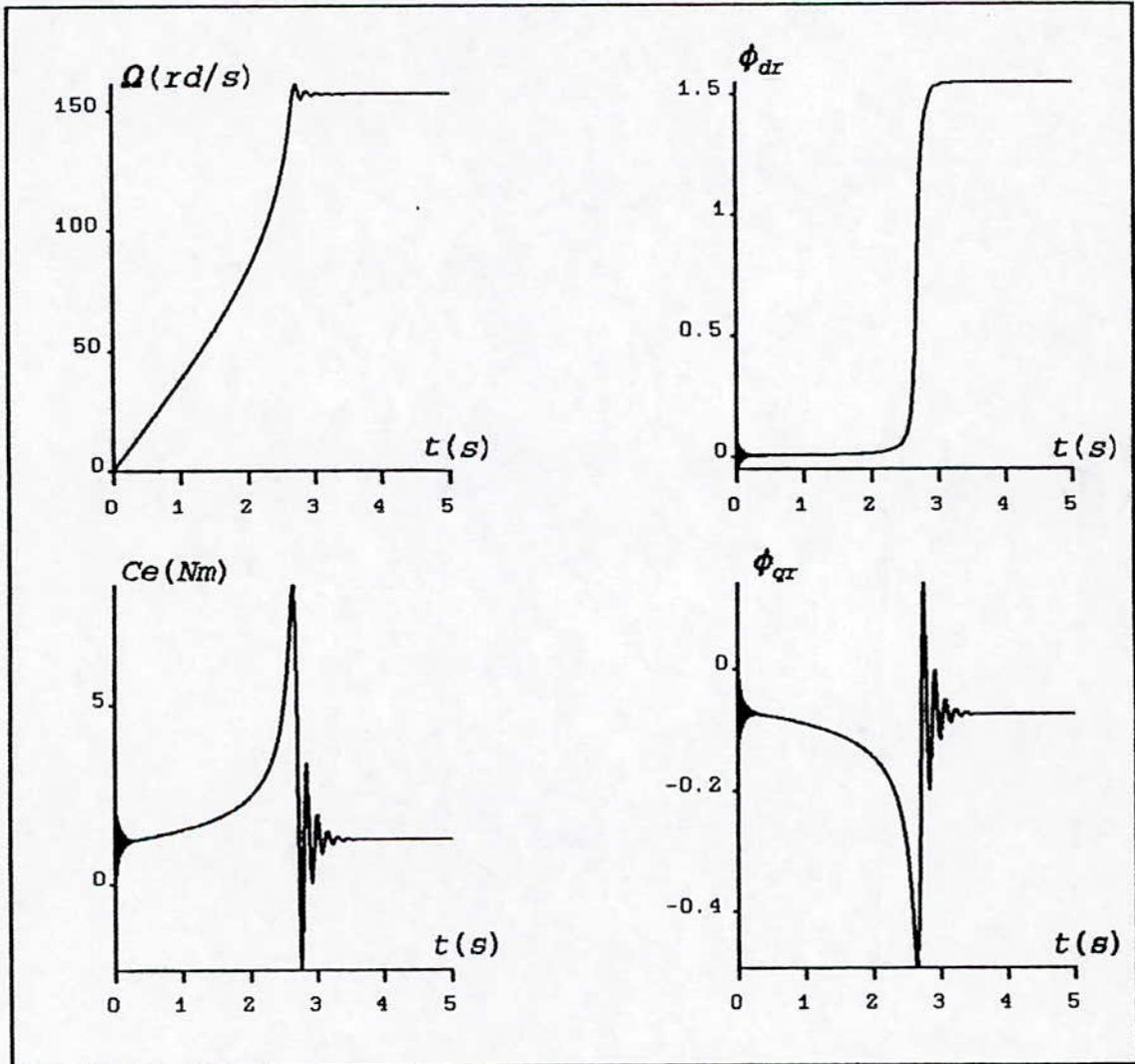
Schéma bloc:



Modèle de flux magnétisant commandé en courant.

Simulation numérique:

La simulation numérique d'une machine asynchrone commandée en courant a donné les résultats suivants:



*Fig II.1 Modèle de flux rotorique commandé en courant.
Vitesse, couple, composantes du flux rotor.*

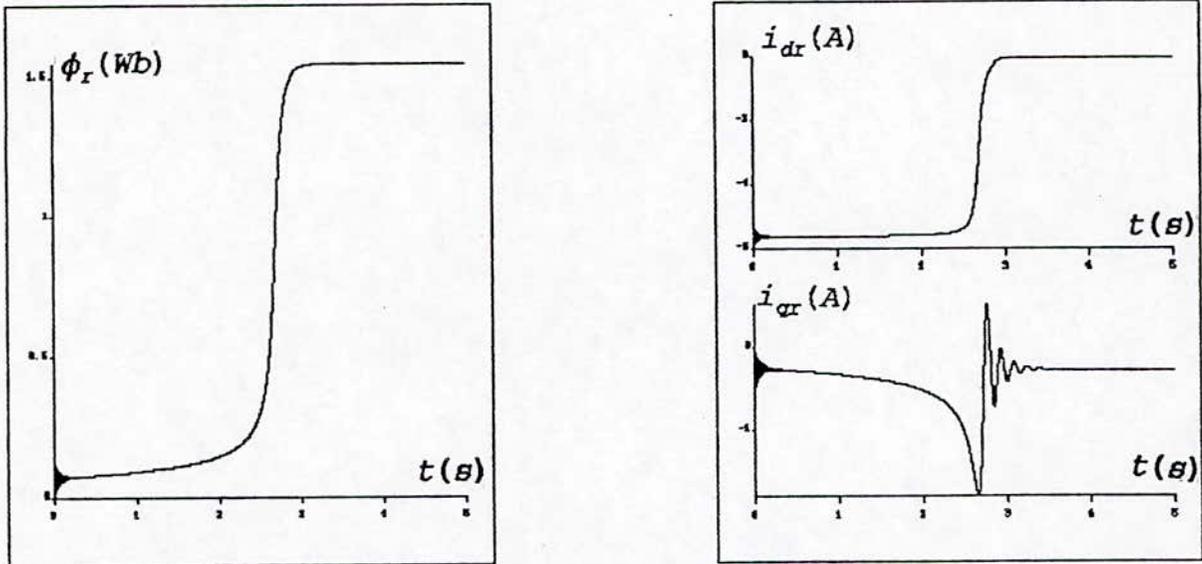


Fig II.2 Modèle de flux rotorique commande en courant.
 Module du flux et courants rotoriques.
 Démarrage à vide.

Interpretations et commentaires:

Pour des courants statoriques de fréquence 50 Hz ($i_{ds}=6A$, $i_{qs}=0$), et pour un démarrage à vide, le rotor atteint sa vitesse nominale de 1500 trs/min (157 rd/sec) au bout de 3.5 secondes. La machine alimentée en courant démarre donc plus lentement en comparaison avec la machine alimentée en tension.

Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation après le régime transitoire où il atteint une valeur maximale de 8.7 Nm. La composante directe du flux est superposable avec le module du flux, alors que l'allure de la composante inverse est semblable à celle du couple au signe près.

On a effectué d'autres essais pour d'autres valeurs de i_{ds} et i_{qs} , et on a remarqué que le fait de prendre $i_{qs}=0$ allonge considérablement le temps de démarrage.

Nous remarquons également que les courants rotoriques i_{dr} et i_{qr}

sont nuls en régime établi, ce qui s'explique par l'absence de charge.

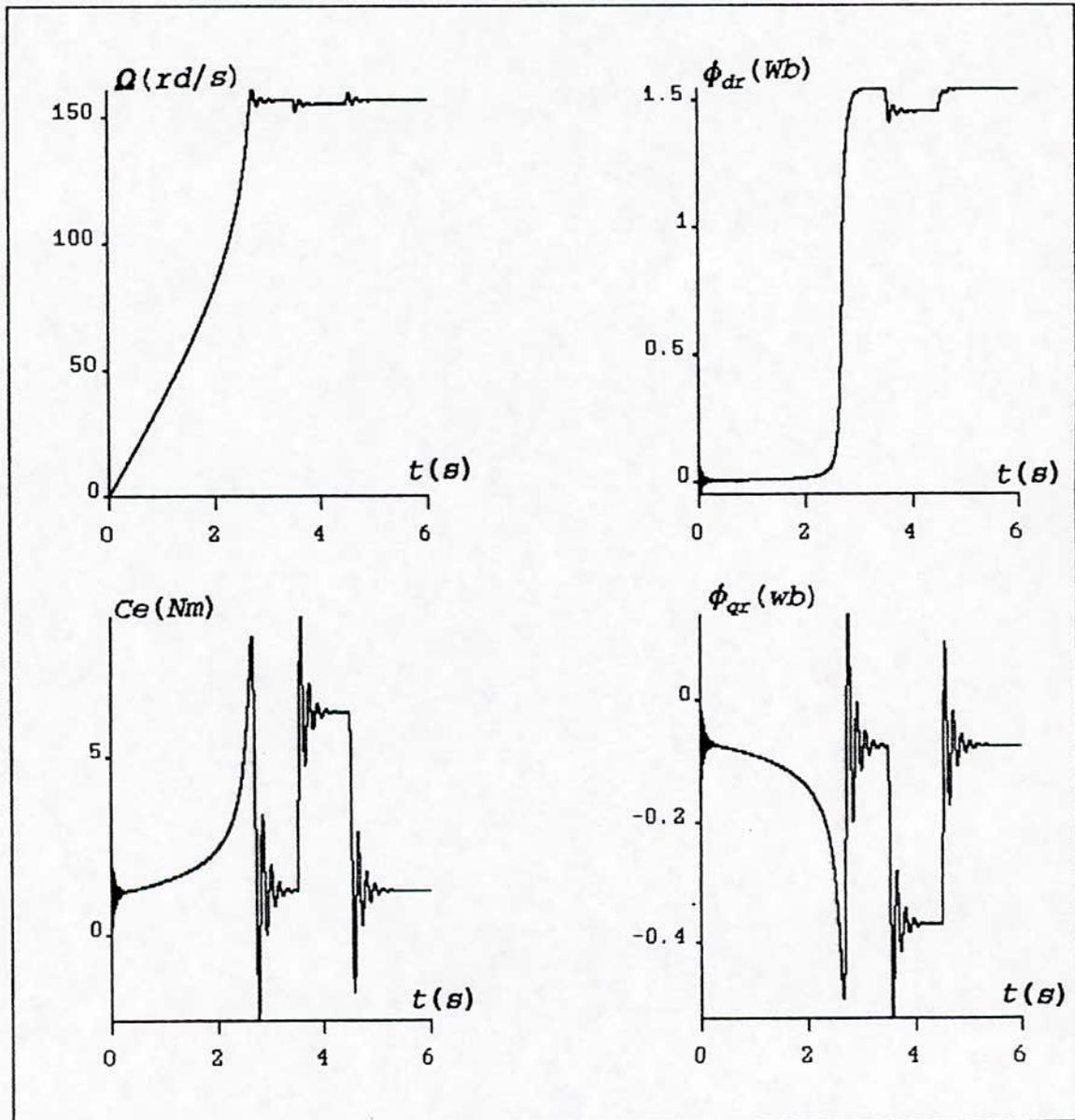


Fig II.3 Modele de flux rotorique commande en courant.
 Vitesse, couple, composantes du flux rotor.
 Application d'une charge de 5 Nm entre 3.5 sec et 4.5 sec.

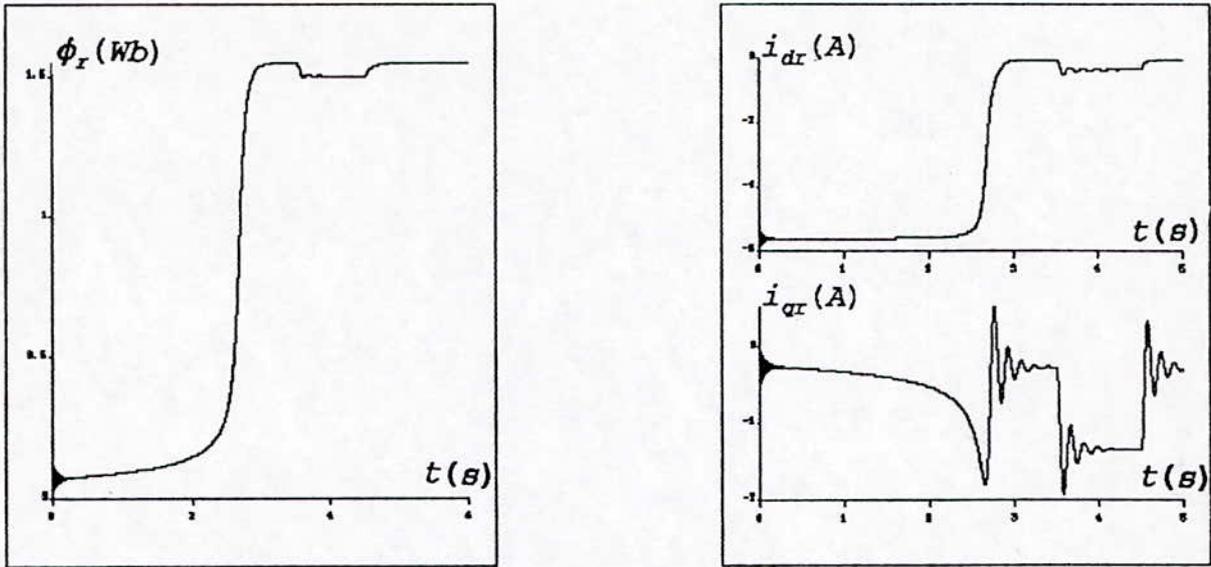


Fig II.4. Modèle de flux rotorique commande en courant.

Module du flux et courants rotoriques.

Application d'une charge de 5 Nm entre 3.5 sec et 4.5 sec.

Interpretations et commentaires:

Dans ce cas, la machine démarre à vide, puis, on applique une charge de 5 Nm qui dure 1 seconde (entre 3.5 sec et 4.5 sec), les principales remarques que nous pouvons relever sont:

Le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation et se fixe en régime établi à 6.24 Nm, valeur qui compense le couple résistant (5 Nm) et les pertes par frottements et ventilation (1.24 Nm), avec un dépassement de 42.6 % et un amortissement suffisamment rapide (environ 0.5 secondes). Le même comportement est constaté lorsque la charge est supprimée. La vitesse ne varie pratiquement pas lorsque le moteur est chargé.

Les flux ont subi une légère diminution durant le temps où la charge a été appliquée, ceci étant dû au couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique.

Nous constatons également l'apparition des courants rotoriques ($i_{ar} = -0.3$ A et $i_{qr} = -1.3$ A).

2. Description du contrôle par orientation du flux:

Les trois modèles en courant présentés au paragraphe précédent peuvent avoir une écriture unifiée:

$$\frac{d\phi_d}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_d + \omega_{gl} \phi_q + f_d\left(\frac{di_{ds}}{dt}, i_{ds}\right) + g_d(i_{qs}) \quad (\text{II.1})$$

$$\frac{d\phi_q}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_q - \omega_{gl} \phi_d + f_q(i_{ds}) + g_q\left(\frac{di_{qs}}{dt}, i_{qs}\right)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

$$C_e = \alpha (i_{qs} \phi_d - i_{ds} \phi_q) \quad (\text{II.2})$$

f_d, f_q, g_d et g_q sont des fonctions qui dépendent des paramètres de la machine, de la pulsation de glissement et du flux considéré. α est un coefficient qui dépend de la machine et du flux considéré.

A travers ces expressions, nous relevons que la machine asynchrone est un système:

- Multivariable.
- Non linéaire.

-Fortement couplé.

Ce dernier caractère est celui qui nous intéresse. En effet, les deux variables d'état ϕ_d et ϕ_q et, de ce fait, le couple électromagnétique C_e , dépendent à la fois des trois grandeurs de commande i_{ds} , i_{qs} et ω_{gl} .

L'orientation du flux a pour but d'obtenir des modèles réduits, découplés de la machine asynchrone.

Observons l'expression du couple (II.2):

$$C_e = \alpha (i_{qs}\phi_d - i_{ds}\phi_q)$$

Si on dispose le référentiel d'observation (d,q) de telle sorte que la composante ϕ_q du flux soit nulle, cette expression devient:

$$C_e = \alpha i_{qs}\phi_d$$

Cette expression nous rappelle celle de la machine à courant continu:

$$C_{e_{mdc}} = k\phi I_a$$

k : coefficient dépendant de la machine

ϕ : flux inducteur

I_a : courant induit.

D'autre part, les équations (II.1) se réduisent à la seule équation:

$$\frac{d\phi_d}{dt} = -\frac{1}{T_r}\phi_d + f_d(i_{ds}, \frac{di_{ds}}{dt}) + g_d(i_{qs}) \quad (II.1)$$

La fonction g_a est négligeable (nous verrons que pour le flux rotorique, elle est nulle, et pour les flux statorique et magnétisant, elle est due à la présence de fuites) de sorte que le flux ϕ_a ne soit commandé que par i_{ds} .

On obtient donc un modèle réduit de la machine où une composante du courant statorique commande le flux, et l'autre composante commande le couple.

3. Modèles du flux orienté:

3.1. Orientation du flux rotorique:

On oriente le flux rotorique en disposant le référentiel (d,q) de telle sorte que le flux ϕ_r soit aligné avec l'axe Od . Ainsi:

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

$$\phi_{qr} = 0$$

Les équations du modèle s'écrivent:

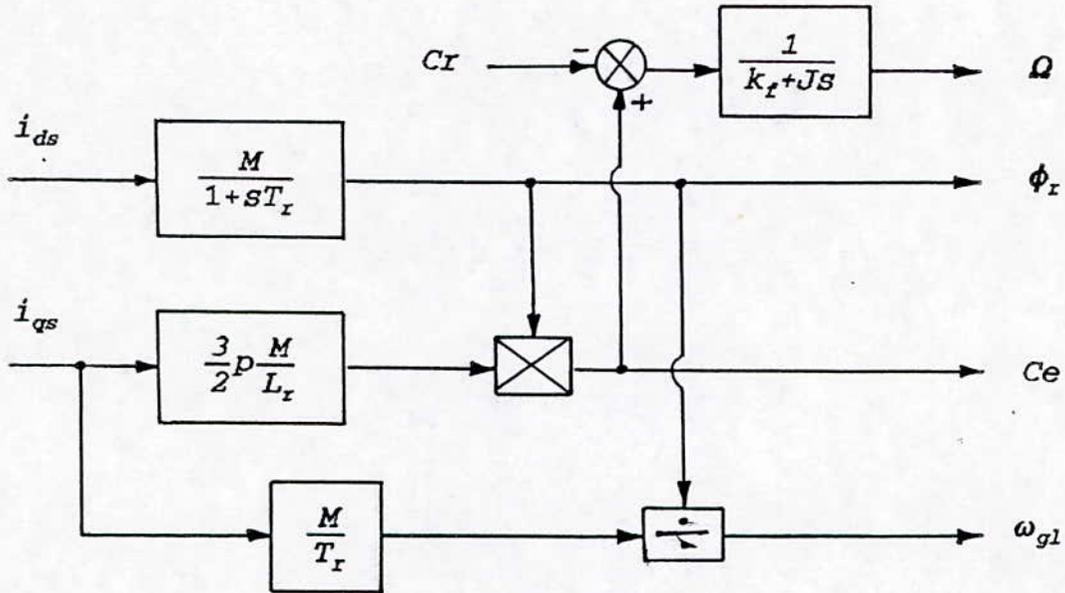
$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{ds}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} i_{qs} \phi_r$$

$$\omega_{gl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r}$$

Schéma bloc:



Modèle en courant avec orientation du flux rotorique.

Nous remarquons que le flux rotorique est commandé par la seule composante i_{ds} du courant statorique à travers la constante de temps T_r . Le couple électromagnétique est lui commandé par l'autre composante i_{qs} . Le découplage est dans ce cas total.

3.2. Orientation du flux statorique:

On oriente le flux statorique en l'alignant sur l'axe Od du repère d'observation (d,q) .

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

$$\phi_{qs} = 0$$

Les équations du modèle sont:

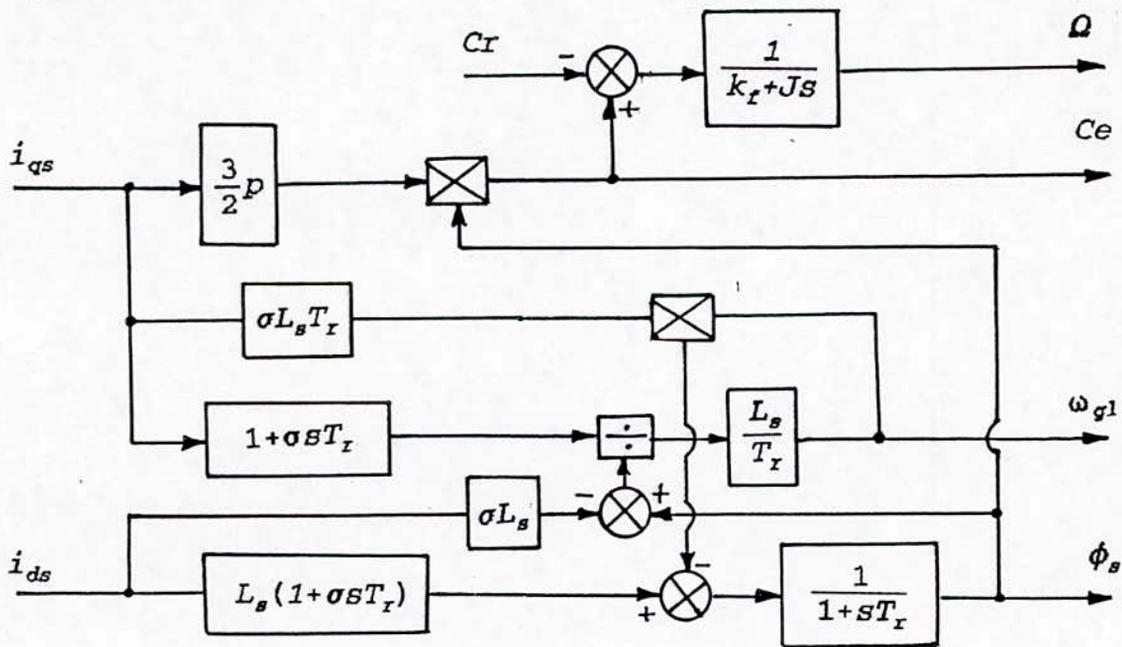
$$\frac{d\phi_s}{dt} = -\frac{1}{T_r}\phi_s + \frac{L_s}{T_r}i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \sigma L_s \omega_{gl} i_{qs}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} p i_{qs} \phi_s$$

$$\omega_{gl} = \frac{L_s}{T_r} \frac{i_{qs} + \sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt}}{\phi_s - \sigma L_s i_{ds}}$$

Schéma bloc:



Modèle en courant avec orientation du flux statorique.

Nous remarquons que le couple électromagnétique est toujours commandé par la composante i_{qs} du courant statorique, mais, il dépend aussi de la composante i_{ds} à travers le flux ϕ_m , lequel dépend des deux composantes i_{ds} et i_{qs} .

Le découplage n'est donc pas parfait et ceci est dû aux fuites statoriques et rotoriques.

3.3. Orientation du flux magnétisant:

On oriente le flux magnétisant en disposant le repère (d,q) de manière à annuler la composante ϕ_{qm} .

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

$$\phi_{qm} = 0$$

Les équations du modèle sont:

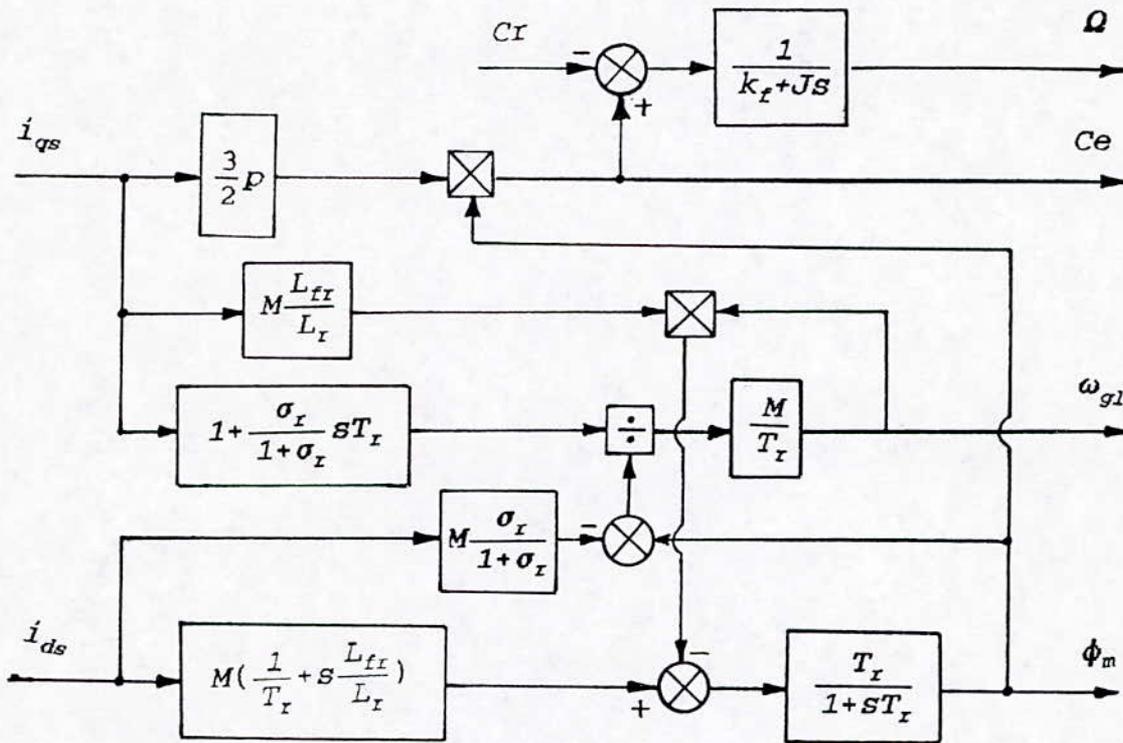
$$\frac{d\phi_m}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_m + \frac{M}{T_r} i_{ds} + M \frac{L_{fr}}{L_r} \frac{di_{ds}}{dt} - M \frac{L_{fr}}{L_r} \omega_{gl} i_{qs}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} p i_{qs} \phi_m$$

$$\omega_{gl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs} + T_r \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} \frac{di_{qs}}{dt}}{\phi_m - M \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} i_{ds}}$$

Schéma bloc:



Modèle en courant avec orientation du flux magnétisant.

Là aussi, nous remarquons que malgré l'orientation du flux magnétisant ϕ_m suivant l'axe O_d , un léger couplage dû aux fuites statoriques persiste encore.

Remarque:

Pour les trois modèles d'orientation du flux, la pulsation de glissement ω_{gl} est obtenue à partir de la deuxième équation du système (II.1) après annulation du terme $\dot{\phi}_d$.

$$\omega_{gl} \phi_d - f_q(i_{ds}) - g_q(i_{qs}, \frac{di_{qs}}{dt}) = 0$$

Conclusion:

La commande par orientation du flux est une technique de découplage typiquement électrotechnique: elle intervient sur une grandeur physique interne de la machine qui est le flux en l'orientant suivant l'axe direct du repère d'observation (d,q).

Ainsi, on peut réaliser trois types d'orientation du flux: rotorique, statorique et magnétisant. Cependant, le flux rotorique est celui qui se prête le mieux à la commande vectorielle, car le découplage entre le flux et le couple est total; pour les flux statorique et magnétisant, un léger couplage dû aux fuites persiste encore.

CHAPITRE III

***REALISATION PRATIQUE
DU CONTROLE VECTORIEL***

Introduction:

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que en disposant le référentiel d'observation (d,q) de manière à ce que le flux (rotorique, statorique ou magnétisant) soit aligné sur l'axe Od, nous obtenons un modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés, de sorte que l'on puisse agir sur l'un sans influencer l'autre.

Dans ce chapitre, nous aborderons les différents aspects de la réalisation pratique du contrôle vectoriel.

Nous commencerons par présenter les principales méthodes d'orientation du flux, à savoir, les méthodes directes (utilisation de capteurs de flux, modèles dynamiques de flux) et la méthode indirecte.

Nous insisterons sur la méthode indirecte car elle fait l'objet principal de notre travail. Là, nous calculerons les structures de commande relatives à cette méthode.

1. Différentes méthodes d'orientation du flux:

Dans la pratique, le contrôle des machines asynchrones par orientation du flux trouve son utilisation surtout dans la traction électrique.

Un entraînement à vitesse variable utilisant le principe de la méthode à flux orienté peut être représenté par le schéma de la figure (III.1)

θ_a est la position du flux ϕ par rapport au référentiel fixe (α, β).

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs, à savoir:

1. La position du flux θ_a , nécessaire pour les transformations de coordonnées diphasé-triphasé et inversement.
2. Le module du flux ϕ , nécessaire pour la régulation du flux.
3. La composante i_{qs} du courant statorique, nécessaire pour la

1.1.1. Utilisation de capteurs de flux:

Afin d'accéder au flux, on place convenablement des capteurs dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être:

-Des capteurs à effet Hall placés sous les dents statoriques. Ces capteurs donnent des valeurs locales du flux. Le flux global est obtenu après traitement de ces valeurs.

Le flux mesuré par ce genre de capteurs est très sensible aux encoches rotoriques et est de ce fait très riche en harmoniques.

-Des bobines supplémentaires placées sur un pôle du stator, comme l'indique la figure (III.2)

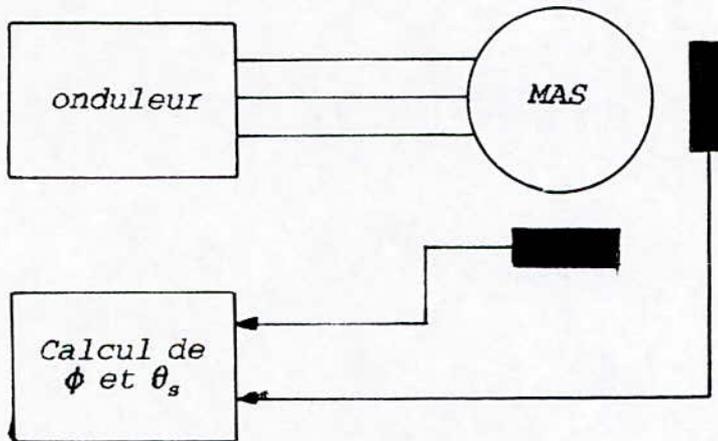


Fig III.2 Capteurs de flux-Utilisation de bobines supplémentaires au stator.

Chacune des deux bobines nous fournit instantanément la valeur d'une composante du flux (ϕ_α, ϕ_β).

Le module et la phase du flux sont alors calculés par les relations suivantes:

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

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

-Les bobines statoriques elles-mêmes: en effet, les tensions aux bornes du moteur peuvent renseigner sur le flux.
 Cette dernière méthode ne peut être utilisée à basse vitesse [5].
 Les deux premières méthodes rendent les moteurs fragiles. On les utilise pour des moteurs spéciaux et les avantages de la machine asynchrone (simplicité, robustesse et faible coût) sont perdus.
 Pour cela, on utilise rarement des capteurs de flux [5].

1.1.2. Modèles dynamiques de flux:

Pour contourner les difficultés liées à l'utilisation des capteurs, on a pensé à développer des modèles dynamiques de flux.
 Le schéma du contrôle vectoriel avec un modèle de flux est donné par la figure III.3 [5].

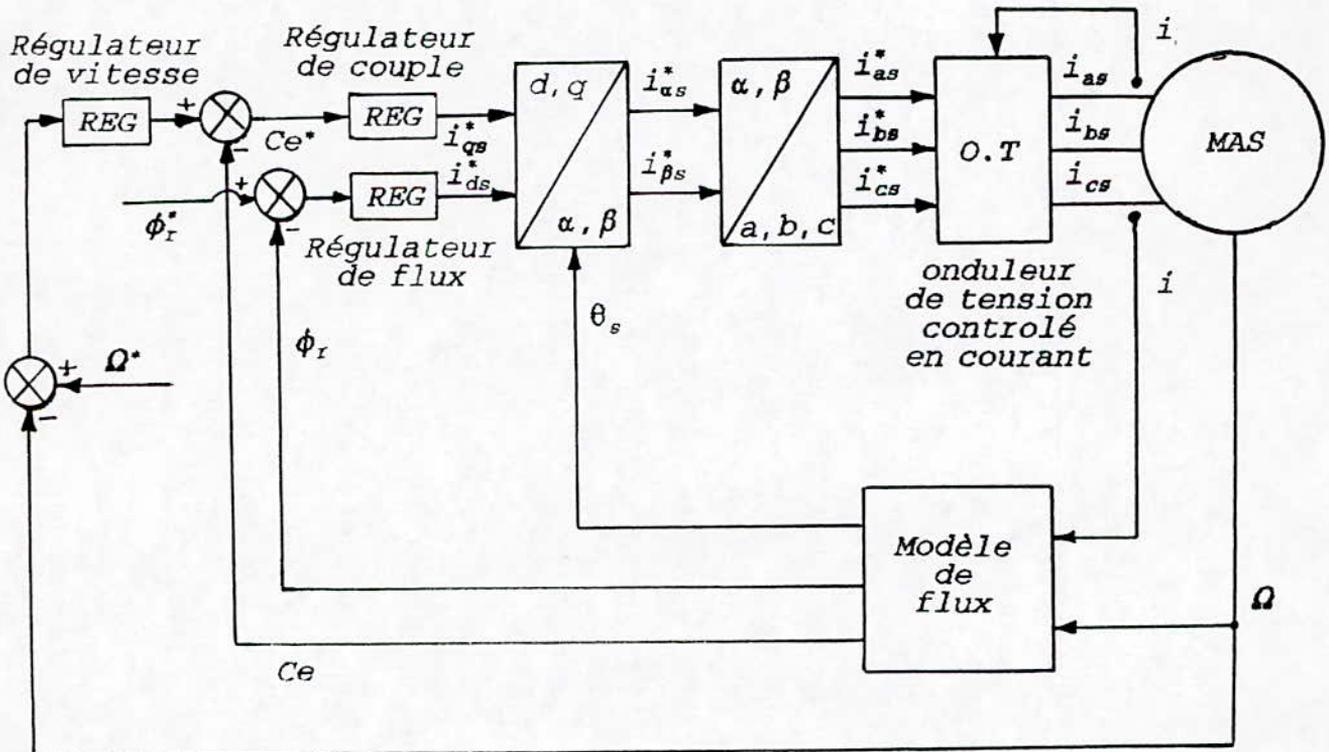


Fig III.3 Contrôle à flux orienté-méthode directe-modèle dynamique de flux.

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

Plusieurs modèles dynamiques peuvent être obtenus, aussi bien pour le flux rotorique que pour les flux statorique et magnétisant, les plus simples sont:

Modèle de flux rotorique:

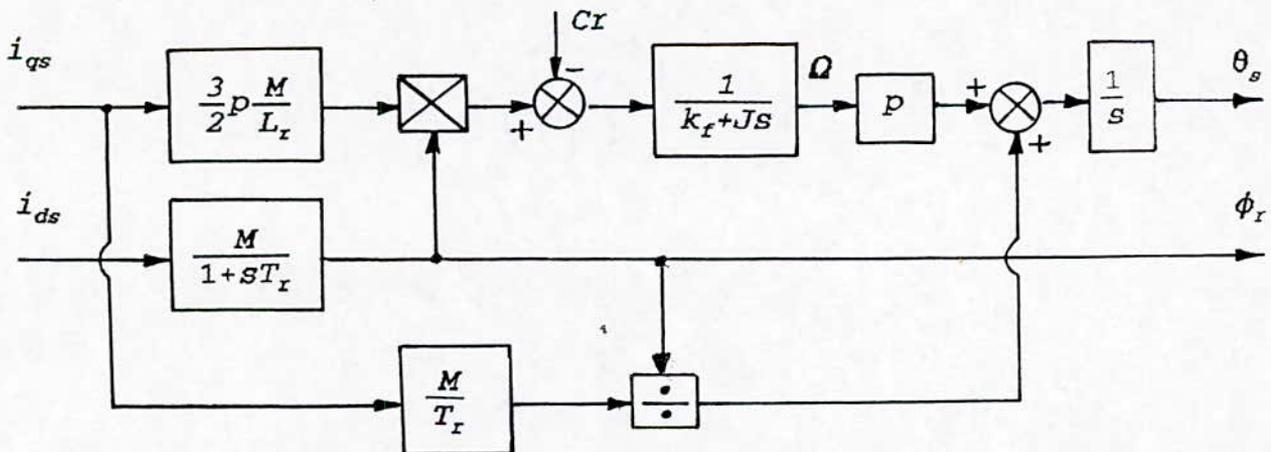
On utilise directement les équations de la machine dans le référentiel lié au flux rotor.

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r}\phi_r + \frac{M}{T_r}i_{ds}$$

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

La mesure des courants statoriques et de la vitesse de rotation donne directement le module et la phase du flux rotorique.

Ce modèle peut être traduit par le schéma bloc suivant:



Modèle dynamique de flux rotorique.

Modèle de flux statorique.

On utilise les équations de la machine dans le référentiel lié au flux stator.

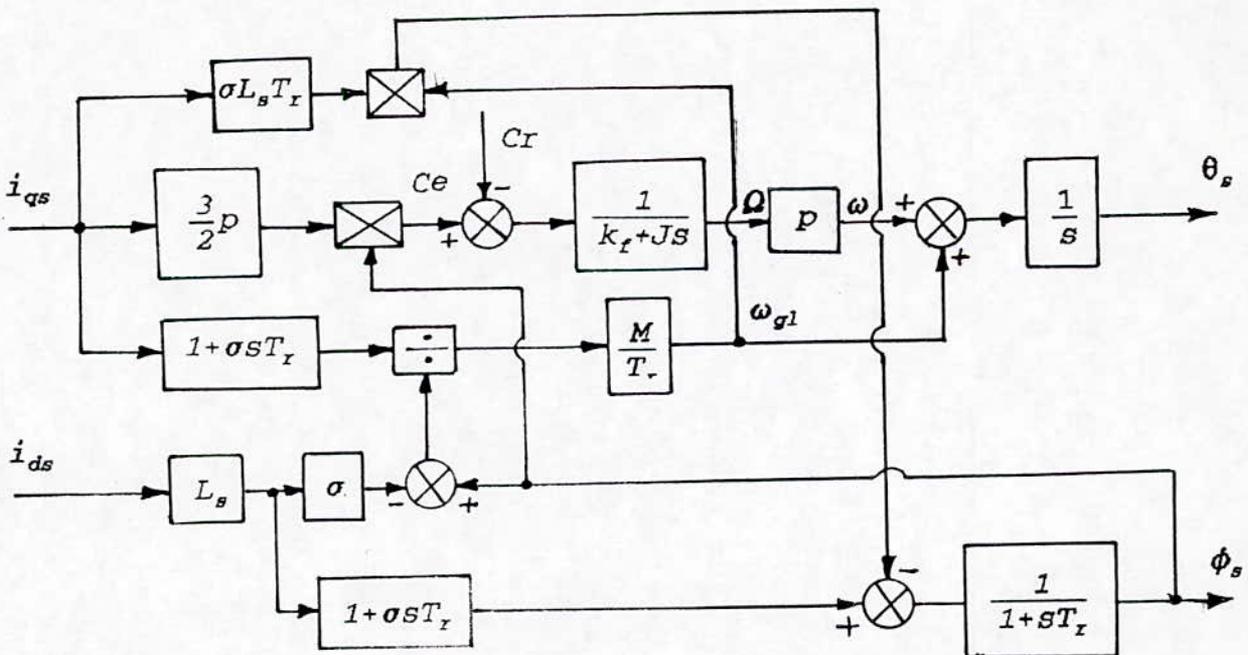
La donnée des courants statoriques et de la vitesse de rotation fournit directement le module et la phase du flux statorique.

Le modèle se traduit par les équations suivantes:

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

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega + \frac{L_s}{T_r} \frac{i_{qs} + \sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt}}{\phi_s - \sigma L_s i_{ds}}$$

Schéma bloc:



Modèle dynamique de flux statorique.

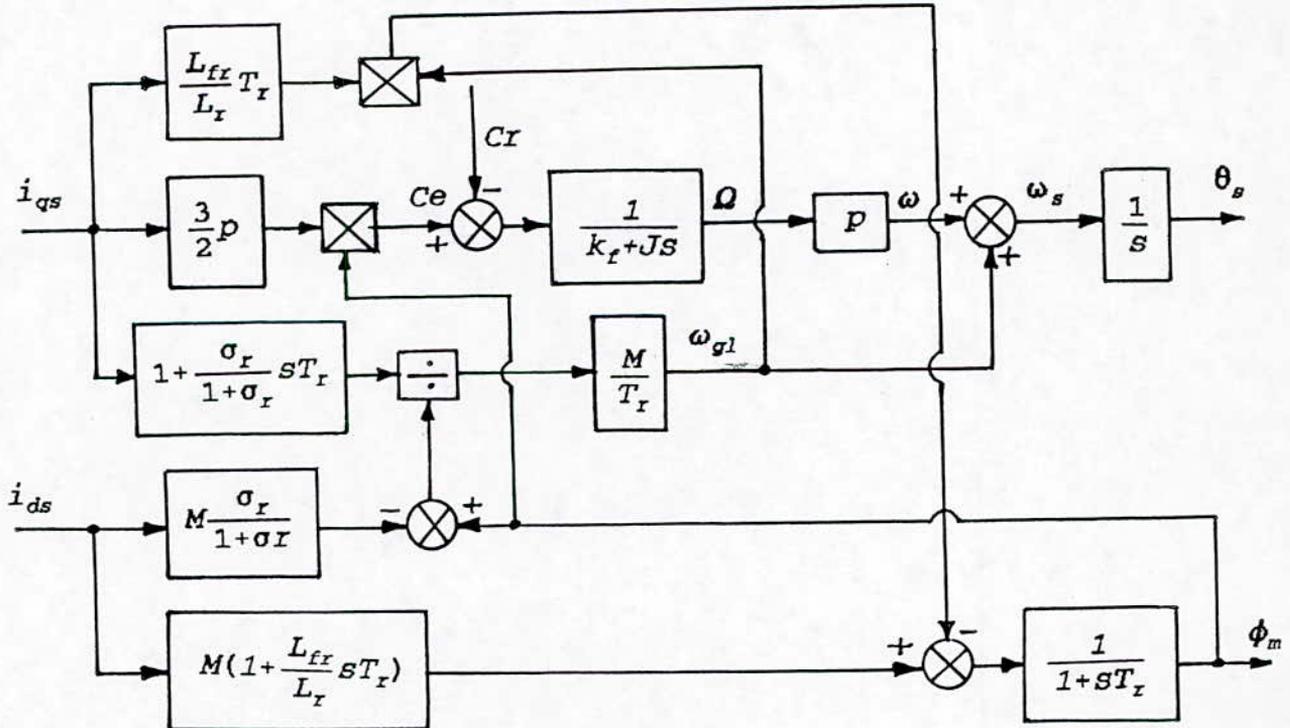
On utilise les équations de la machine dans le référentiel lié au flux magnétisant:

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

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s - \omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs} + T_r \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} \frac{di_{qs}}{dt}}{\phi_m - M \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} i_{ds}}$$

La mesure des courants statoriques et de la vitesse de rotation donne directement le module et la phase du flux magnétisant.

Schéma bloc:



Modèle dynamique de flux magnétisant.

L'utilisation des modèles dynamiques de flux ne résoud pas tous les problèmes du contrôle vectoriel: en effet, ces modèles ont un inconvénient majeur: ils dépendent fortement des paramètres internes de la machine (constante de temps rotorique, inductances...).

Si ces paramètres ne sont pas bien identifiés, le module et la phase du flux seront entachés d'erreurs et le découplage entre le flux et le couple électromagnétique ne sera pas total.

1.2. Méthode indirecte:

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position ou de la vitesse du rotor.

La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

2. Calcul des structures de commande pour la méthode indirecte:

Le calcul des structures de commande se fait en exprimant les grandeurs de commande i_{ds} , i_{qs} et ω_{gl} en fonction des variables de sortie C_e et ϕ en partant des équations générales:

$$\frac{d\phi}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi + f_d\left(\frac{di_{ds}}{dt}, i_{ds}\right) + g_d(i_{qs})$$

$$C_e = \alpha i_{qs} \phi$$

$$\omega_{gl} \phi - f_q(i_{ds}) - g_q\left(\frac{di_{qs}}{dt}, i_{qs}\right) = 0$$

Dans ces expressions, les grandeurs mises en jeux représentent des valeurs de référence. Elles se distinguent des grandeurs réelles dans la machine par l'exposant *.

2.1. Structure de commande de l'orientation du flux rotor:

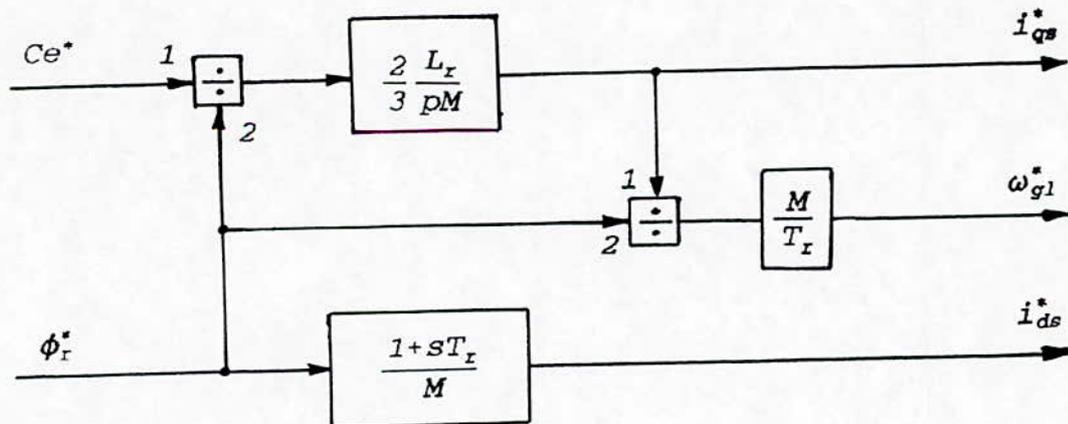
Elle est donnée par les équations suivantes:

$$i_{ds}^* = \frac{1}{M} (\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt})$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pM} \frac{C_e^*}{\phi_r^*} \tag{III.1}$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*}$$

Schéma bloc:



Structure de commande de l'orientation du flux rotor.

2.2. Structure de commande de l'orientation du flux stator:

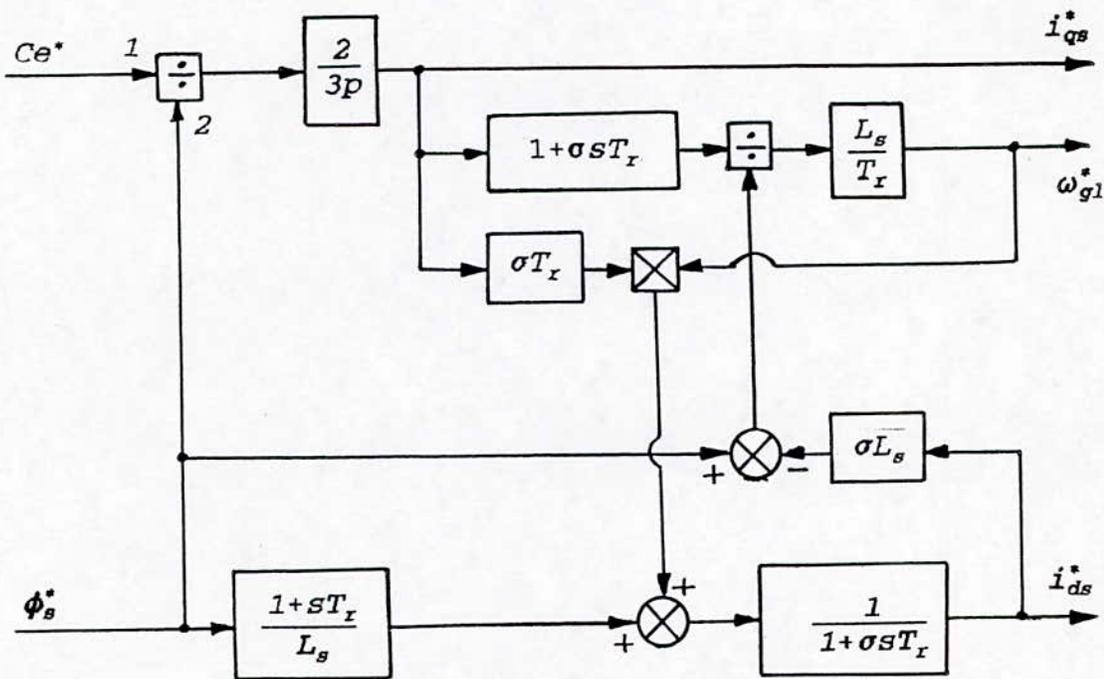
Elle est donnée par les équations suivantes:

$$i_{ds}^* + \sigma T_r \frac{di_{ds}^*}{dt} = \frac{1}{L_s} (\phi_s^* + T_r \frac{d\phi_s^*}{dt}) + \sigma T_r \omega_{gl}^* i_{qs}^*$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3p} \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \tag{III.2}$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{L_s}{T_r} \frac{i_{qs}^* + \sigma T_r \frac{di_{qs}^*}{dt}}{\phi_s^* - \sigma L_s i_{ds}^*}$$

Schéma bloc:



Structure de commande de l'orientation du flux stator.

2.3. Structure de commande de l'orientation du flux magnétisant:

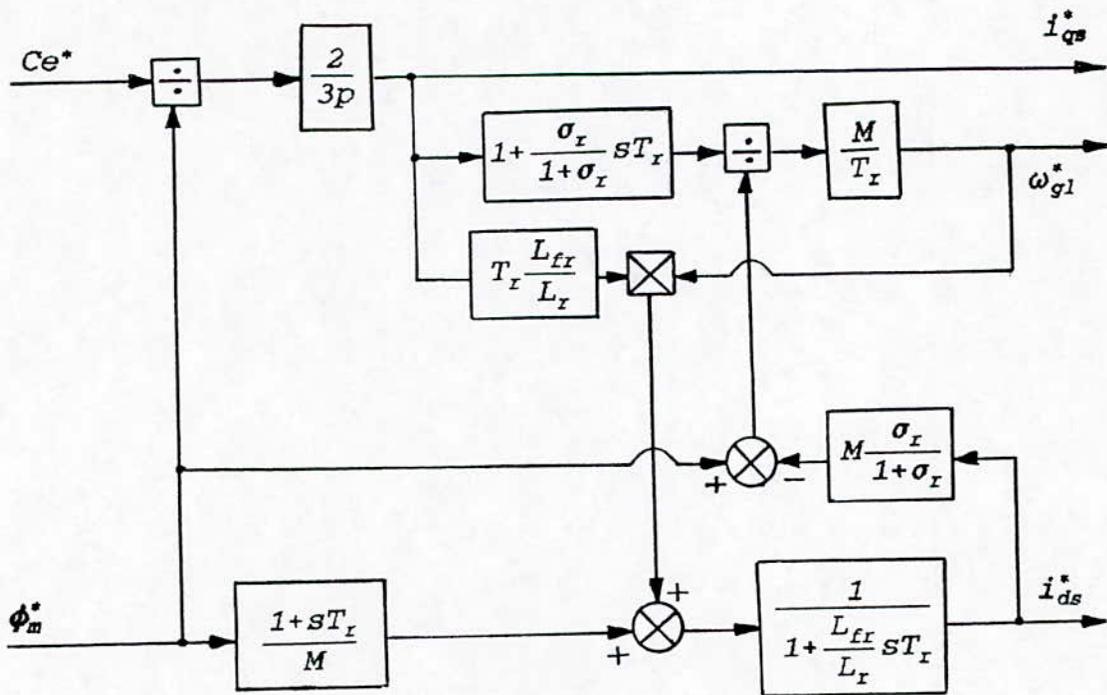
Elle est donnée par les équations suivantes:

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

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3p} \frac{Ce^*}{\phi_m^*}$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^* + T_r \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} \frac{di_{qs}^*}{dt}}{\phi_m^* - M \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} i_{ds}^*}$$

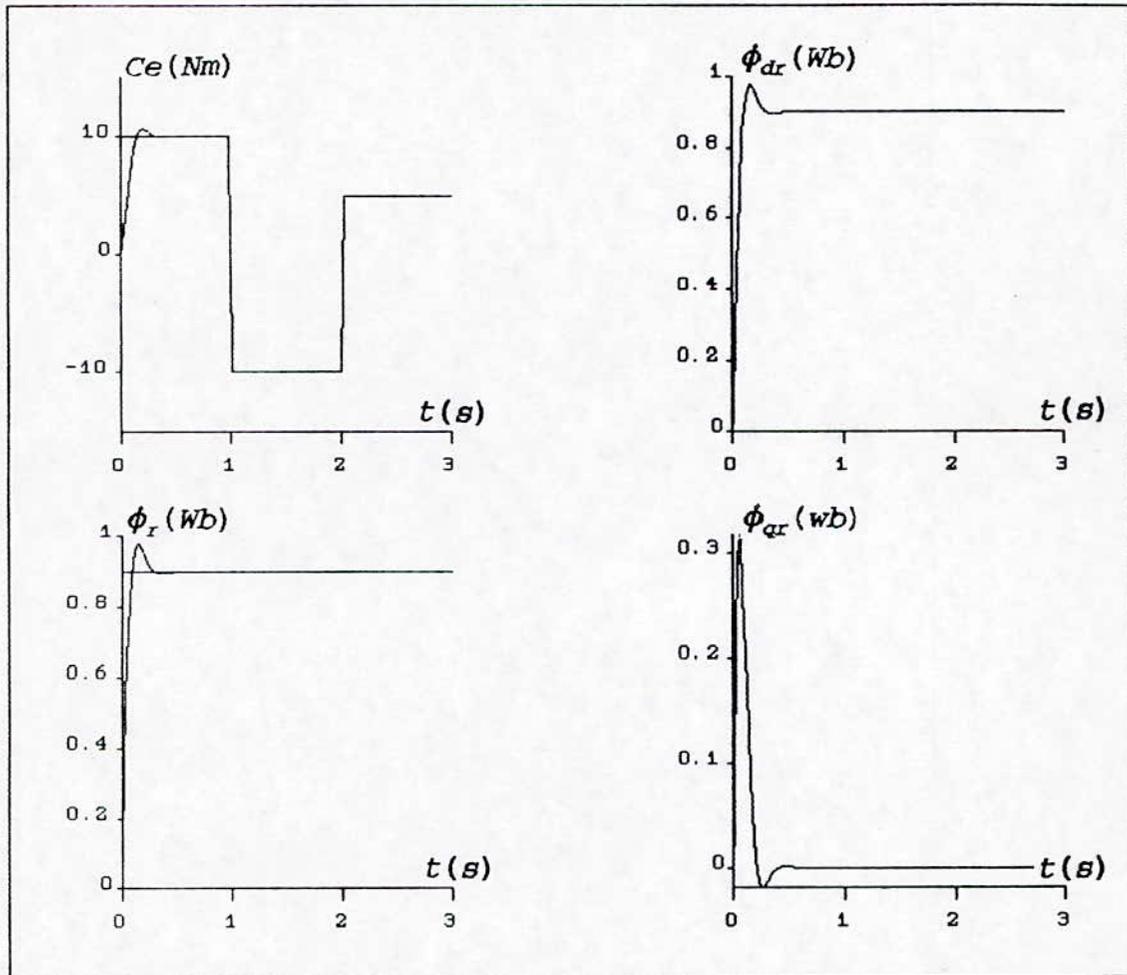
Schéma bloc:



Structure de commande de l'orientation du flux magnétisant.

Simulation numérique:

Pour valider la structure de commande de l'orientation du flux rotorique, nous l'avons appliquée au modèle de la machine alimentée en courant. Les résultats de la simulation sont représentés à la figure (III.4)



*Fig III.4 Orientation du flux rotor.
Application sur le modèle de la machine
commandée en courant.*

Interpretations et commentaires:

Les courbes obtenues montrent clairement l'orientation du flux rotorique et le découplage entre celui-ci et le couple électromagnétique: en effet, le module du flux ϕ_r se stabilise en régime permanent à la valeur de consigne $\phi_r^*=0.9$ Wb.

La composante directe ϕ_{dr} du flux est parfaitement identique à son module ϕ_r alors que la composante inverse ϕ_{qr} s'annule en régime établi. Le vecteur flux rotor ϕ_r est donc bien orienté suivant l'axe Od du référentiel d'observation (d,q).

Pour le couple électromagnétique, nous avons appliqué une consigne de 10 Nm pendant la première seconde, puis de -10 Nm pendant la deuxième seconde, puis de 5 Nm pendant la troisième seconde; nous remarquons que la réponse du couple est instantanée, sans aucun dépassement ni aucune erreur statique (mis à part le petit dépassement dû à la période d'initialisation du flux qui a duré pendant le premier tiers de la première seconde).

Remarquons que le flux ne réagit pas aux variations du couple électromagnétique, ce qui prouve le découplage parfait de ces deux grandeurs.

3. Influence de la constante de temps rotorique:

La constante de temps rotorique T_r est un paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux, aussi bien pour la méthode directe que pour la méthode indirecte.

Pour la méthode directe, elle intervient dans les modèles dynamiques du flux.

Pour la méthode indirecte, elle est utilisée pour le calcul des courants de référence statoriques et de la position du flux.

Cette constante de temps du rotor est difficilement mesurable dans le cas d'un moteur à cage d'écureuil. De plus, le problème majeur est qu'elle dépend énormément des conditions de fonctionnement de la machine: en effet, en régime dynamique, la température du rotor n'est jamais constante, et comme la

résistance des barres rotoriques dépend de la température, la constante de temps T_r varie en permanence.

D'autre part, si la machine est saturée, l'inductance du rotor varie et, de ce fait, la constante de temps également.

Tout ces problèmes font que T_r n'est jamais connue avec précision et ceci se répercute sur le découplage entre le flux et le couple qui ne sera plus assuré dans la commande de la machine.

De nombreuses recherches se penchent sur ce problème à travers le monde, ce qui fait que la commande par orientation du flux est toujours une technique de commande d'actualité. On essaye par exemple de compenser les variations en mesurant directement les paramètres, ou alors, de calculer les variations en utilisant des informations sur une grandeur auxiliaire comme la puissance, la température etc... [5].

Conclusion:

Pour pouvoir réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs dont les plus importantes sont le module et la position du flux. Pour accéder à ces grandeurs, plusieurs méthodes sont utilisées. Ces méthodes sont regroupées dans deux grandes catégories: les méthodes directes et les méthodes indirectes.

Les méthodes directes consistent à déterminer le module et la phase du flux en utilisant des observateurs (capteurs physiques ou modèles dynamiques).

Les méthodes indirectes utilisent seulement la position du flux qui est déterminée par un modèle mathématique connaissant la vitesse de rotation.

Si nous avons une bonne connaissance de ces paramètres et un calculateur numérique assez rapide, nous parvenons à découpler le flux et le couple électromagnétique, mais, le problème majeur pour la commande à flux orienté réside dans sa forte dépendance de la constante de temps rotorique T_r qui varie en général suivant le régime de fonctionnement de la machine.

CHAPITRE IV

CONTROLE VECTORIEL

FLUX ROTOR-

ONDULEUR DE TENSION

METHODE INDIRECTE

Chapitre IV Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur de tension

Introduction:

Dans le chapitre I, nous avons étudié l'association onduleur de tension PWM-machine asynchrone et nous avons vu que l'on pouvait imposer en amplitude et en fréquence des courants statoriques à la machine à travers les courants de référence.

En particulier, si on affiche à l'onduleur les courants de référence calculés par la structure de commande de l'orientation du flux rotorique, on réalisera directement le contrôle vectoriel sans avoir à capter l'amplitude du flux. C'est la méthode indirecte.

Dans ce chapitre, nous allons étudier le contrôle vectoriel flux rotorique-onduleur de tension par la méthode indirecte et en boucle ouverte (sans réglage de la vitesse).

1. Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur de tension:

Le principe de ce contrôle peut être schématisé par la figure (V.1) page 79.

Ayant choisi les références de couple et de flux, les commandes i_{ds}^* , i_{qs}^* et ω_{gl}^* seront calculées par la structure de commande représentée sur la figure par un bloc avec les lettres FOC (en anglais: field oriented controller):

$$i_{ds}^* = \frac{1}{M} (\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt})$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{PM} \frac{C e^*}{\phi_r^*}$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*}$$

Un passage en coordonnées relatives au repère fixe (α, β) est nécessaire. Ce passage s'effectue par la transformation suivante:

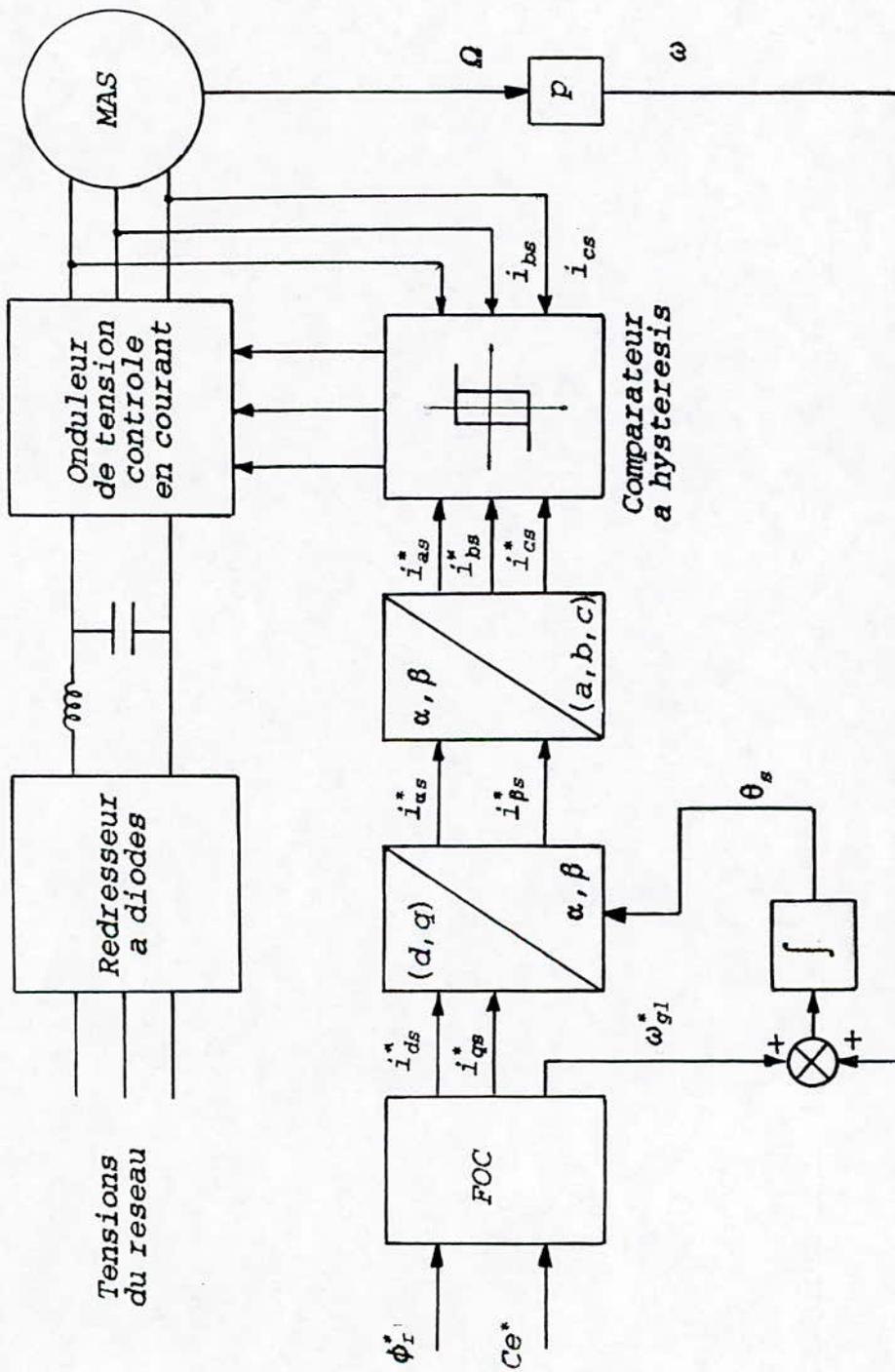


Fig IV.1 Controle vectoriel de l'association onduleur-machine.

Flux rotor. Methode indirecte.

Commande en boucle ouverte.

Chapitre IV Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur de tension

$$i_{\alpha s}^* - \cos(\theta_p) i_{ds}^* - \sin(\theta_p) i_{qs}^*$$

$$i_{\alpha s}^* - \sin(\theta_p) i_{ds}^* + \cos(\theta_p) i_{qs}^*$$

Une autre transformation de coordonnées est nécessaire, il s'agit de passer des coordonnées relatives au repère bidimensionnel fixe (α, β) aux coordonnées relatives au référentiel triphasé (a, b, c) . Cette transformation est décrite par les équations suivantes:

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

$$i_{bs}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta s}^* - \frac{1}{2} i_{\alpha s}^*$$

$$i_{cs}^* = -\frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta s}^* - \frac{1}{2} i_{\alpha s}^*$$

Pour effectuer ces transformations de coordonnées, il est nécessaire de connaître la position du flux instantanément, ou, du moins, à des intervalles de temps suffisamment courts pour pouvoir réaliser la commande en temps réel.

La position du flux est déterminée par le modèle mathématique suivant:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*}$$

La mesure de la vitesse de rotation Ω nous fournit la vitesse électrique ω du rotor. Celle-ci, ajoutée à la pulsation de glissement ω_{g1} , donne la vitesse ω_s du flux. En intégrant cette dernière, nous obtenons la phase du flux, après avoir choisi convenablement la position initiale θ_{s0} .

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{IV.1})$$

Tous ces calculs sont effectués par un calculateur numérique

Chapitre IV Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur de tension

fonctionnant à une période d'échantillonnage de l'ordre de quelques millisecondes (entre 1 msec et 5 msec).

Il est clair que plus la fréquence d'échantillonnage est grande, meilleures sont les performances dynamiques de la commande.

L'expression exacte de la position du flux est alors obtenue en discrétisant la relation (IV.1)

$$\theta_s^{k+1} - \theta_s^k + \omega_s T_e$$

$$\theta_s^0 = \theta_{s0}$$

La position initiale θ_{s0} est déterminée par la formule suivante:

$$\operatorname{tg}(\theta_s^0) = \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}$$

Simulation numérique:

Nous avons simulé la commande vectorielle en boucle ouverte de l'association onduleur de tension-machine asynchrone, en appliquant un flux rotor de référence ϕ_r^* constant et égal 0.9 Wb et un couple de référence C_e^* de 9 Nm, et une perturbation C_r dont l'expression est donnée par la formule suivante:

$$C_r = \left(\frac{C_e}{\Omega^*} - k_f \right) \Omega$$

La charge évolue donc avec la vitesse, lorsque celle-ci atteint la référence fixée à 1000 trs/min (104.72 rd/sec), le couple résistant ajouter aux pertes par frottements sont alors compensés par le couple électromagnétique C_e qui aura atteint sa référence.

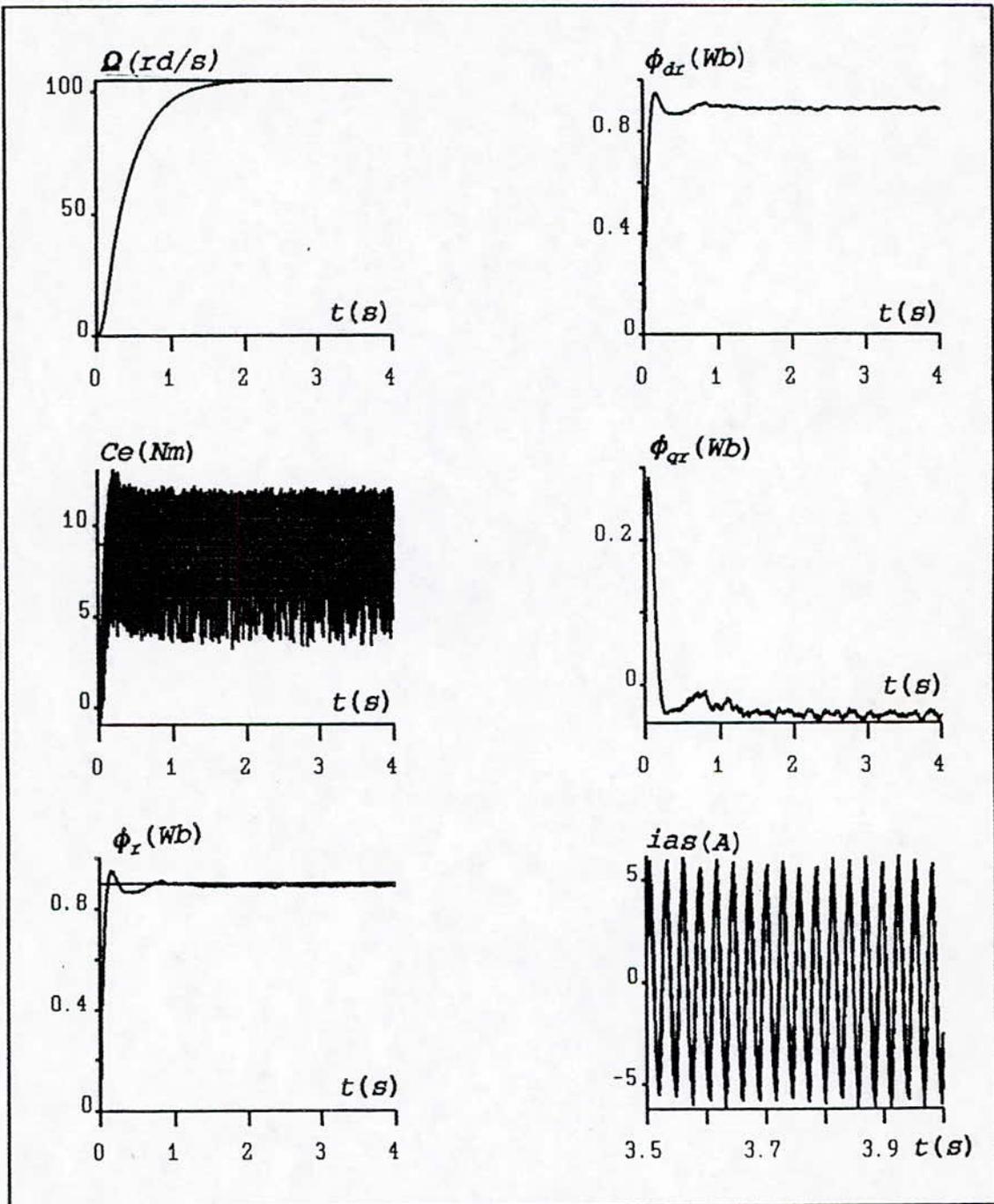


Fig IV.2 Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur de tension-machine asynchrone.

Chapitre IV Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur de tension

Interpretations et commentaires:

La vitesse de rotation atteint 1000 trs/min (104.72 rd/sec) après un temps de démarrage d'environ 2 secondes avec absence d'oscillations.

L'allure du couple électromagnétique est nettement différente de l'allure obtenue au chapitre I où les courants de référence imposés étaient quelconques et où nous n'avions pas encore appliqué le contrôle vectoriel. Nous constatons principalement une réponse rapide du couple électromagnétique dont la valeur moyenne atteint la consigne fixée à 9 Nm après 0.2 seconde environ avec toutefois de fortes ondulations dues aux ondulations des courants statoriques et, surtout, au pas de simulation choisi.

Le flux rotorique se stabilise également à la valeur de consigne fixée à 0.9 Wb après une période d'initialisation qui dure environ 0.8 seconde. Nous constatons la parfaite superposabilité entre le flux et sa composante directe ϕ_{dr} alors que la composante inverse ϕ_{dq} s'annule pratiquement. L'orientation du flux est donc réalisé.

Enfin, le courant statorique suit la référence aussi bien en fréquence qu'en amplitude.

Conclusion:

Le contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur de tension-machine asynchrone donne une bonne réponse du couple électromagnétique qui atteint très rapidement la valeur de consigne.

Le flux rotorique est orienté suivant l'axe direct du référentiel lié au champ tournant.

Cependant, la réponse de la vitesse est lente d'où la nécessité de faire un réglage de la vitesse.

CHAPITRE V

COMMANDE EN BOUCLE FERMEE

Introduction:

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la commande vectorielle de l'association onduleur de tension contrôlé par hystérésis-machine asynchrone. Nous nous sommes intéressés à l'orientation du flux rotorique par la méthode indirecte et en boucle ouverte.

Dans ce chapitre, nous abordons l'étude en boucle fermée.

Plusieurs types de réglages peuvent être utilisés, le plus simple étant le réglage classique.

Nous nous limiterons à l'étude du réglage de la vitesse de rotation, mais, d'autres grandeurs peuvent également être réglées, par exemple: le flux rotor, le couple électromagnétique, les courants statoriques...

Pour le réglage de la vitesse, un régulateur PI suffit normalement pour avoir une bonne réponse dynamique du système. Les paramètres du régulateur seront calculés sur la base du modèle en courant (II.1) (modèle de flux rotorique commandé en courant). [1], [2].

1. Fonction de transfert en boucle ouverte:

Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la boucle de régulation peut être schématisé par la figure (V.1)

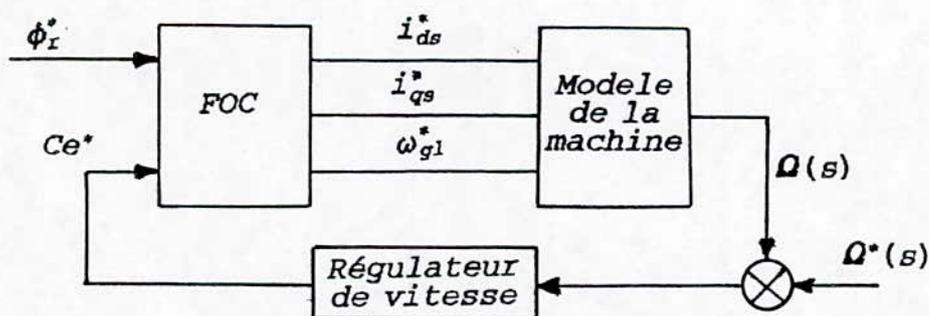


Fig V.1 Boucle de régulation.

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande Ce^* est donnée par:

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{Ce^*(s)}$$

pour obtenir l'expression finale de $F_0(s)$, nous utilisons les équations de la machine:

$$T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} - T_r \omega_{gl} \phi_{qr} + M i_{ds} \quad (V.1)$$

$$T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} - T_r \omega_{gl} \phi_{dr} + M i_{qs}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega - Ce - Cr$$

$$Ce - \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr})$$

Les commandes i_{ds} , i_{qs} et ω_{gl} sont données par la structure de commande (III.1).

Dans le cas présent:

1. ϕ_r^* est constant donc i_{ds} également.

2. Ce^* est un échelon donc i_{qs} également.

D'où les équations suivantes:

$$i_{ds} = i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M}$$

$$i_{qs} = i_{qs}^* \varepsilon(t) = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pM} \frac{Ce^*}{\phi_r^*} \varepsilon(t)$$

$$\omega_{gl} = \omega_{gl}^* = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r^*}$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = 0$$

et, en régime permanent:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = 0$$

Pour éliminer i_{ds} et i_{qs} des équations (V.1), dérivons-les par rapport au temps:

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

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

Ces équations exprimées dans le domaine fréquentiel s'écrivent:

$$s^2 T_r \phi_{dr}(s) - s T_r \left. \frac{d\phi_{dr}}{dt} \right|_{t=0} + s \phi_{dr}(s) - s T_r \omega_{gl} \phi_{qr}(s)$$

$$s^2 T_r \phi_{qr}(s) - s T_r \left. \frac{d\phi_{qr}}{dt} \right|_{t=0} + s \phi_{qr}(s) = -s T_r \omega_{gl} \phi_{dr}(s)$$

Les conditions initiales sont déterminées par les équations suivantes:

$$T_r \left. \frac{d\phi_{dr}}{dt} \right|_{t=0} + \phi_{dr}(0) - M i_{ds}^* + T_r \omega_{gl}^* \phi_{qr}(0)$$

$$T_r \left. \frac{d\phi_{qr}}{dt} \right|_{t=0} + \phi_{qr}(0) - M i_{qs}^* \varepsilon(0) - T_r \omega_{gl}^* \phi_{dr}(0)$$

A l'instant initial, nous avons les conditions suivantes:

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

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

$$e(0) = 1$$

D'où, nous déduisons que:

$$T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} \Big|_{t=0} = -Mi_{ds}^* - \phi_r^*$$

$$T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} \Big|_{t=0} = -Mi_{qs}^*$$

Les équations (V.2) se simplifient alors et prennent la formulation suivante:

$$(1 + sT_r) \phi_{dr}(s) - T_r \omega_{gl}^* \phi_{qr}(s) = \phi_r^*$$

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

La résolution de ce système nous conduit à l'expression de $\phi_{dr}(s)$ et de $\phi_{qr}(s)$:

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

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

A partir de ces expressions, nous pouvons déduire la transformée de Laplace du couple électromagnétique:

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

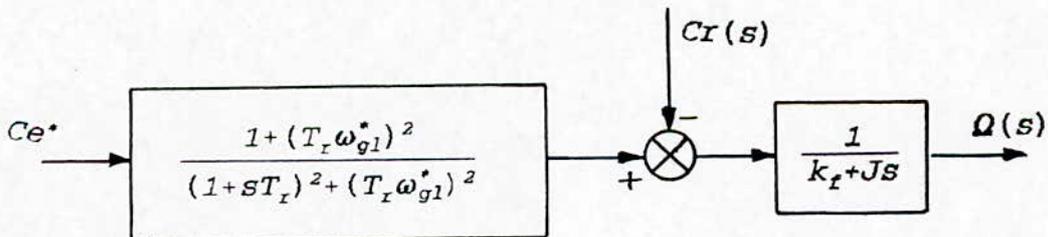
A partir de l'équation mécanique, nous calculons la transformée de Laplace de la vitesse de rotation:

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

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte:

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

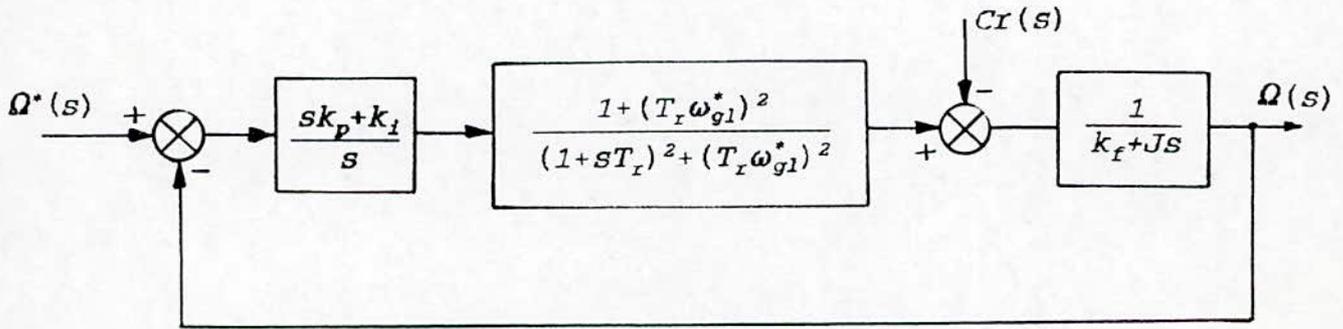
Schema structurel:



Schema structurel du
systeme a regler

2. Fonction de transfert en boucle fermée:

En insérant un régulateur PI dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée se présente comme suit:



La fonction de transfert du régulateur est:

$$F_r(s) = \frac{sK_p + K_i}{s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée se calcule par la relation suivante:

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

et a pour expression finale:

$$F_f(s) = \frac{1}{K_f + Js} \frac{sk_p + k_i}{s(sk_p + K_i) [1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2]} \frac{1 + (T_r + \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}$$

L'équation caractéristique du système est:

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

D'après [1], Pour avoir une réponse optimale, les paramètres du régulateur sont:

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

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

3. Application sur le modèle de la machine:

On a appliqué la régulation au modèle de la machine comme l'indique la figure (V.1) et on a obtenu les résultats suivants:

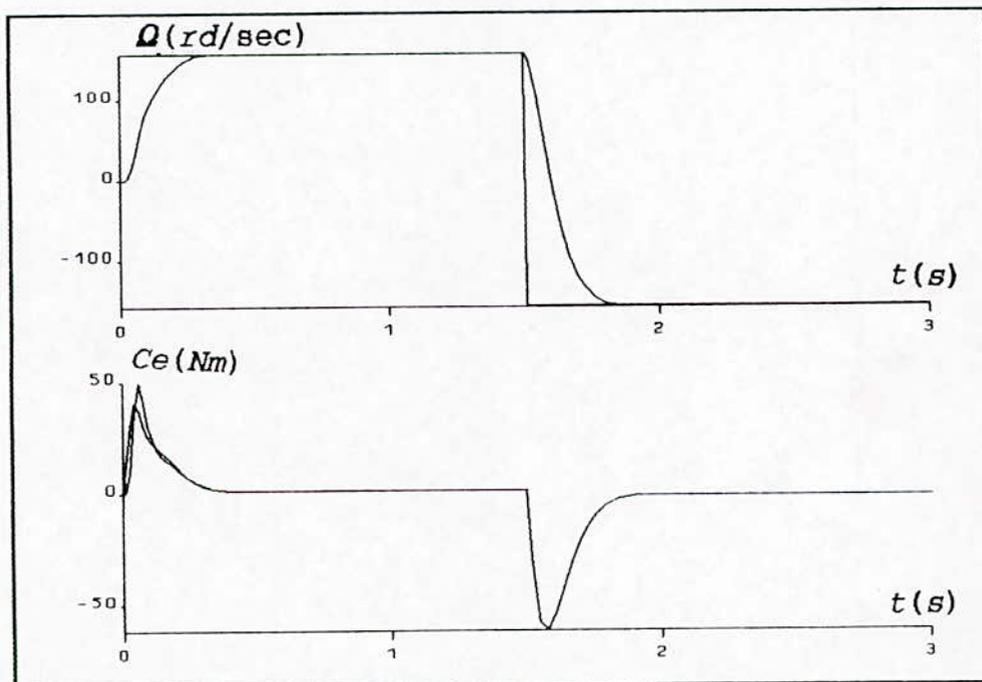


Fig V.2 Réglage de la vitesse. Application au modèle parfait.
 Changement du sens de rotation.
 Courbes de la vitesse et du couple électromagnétique.

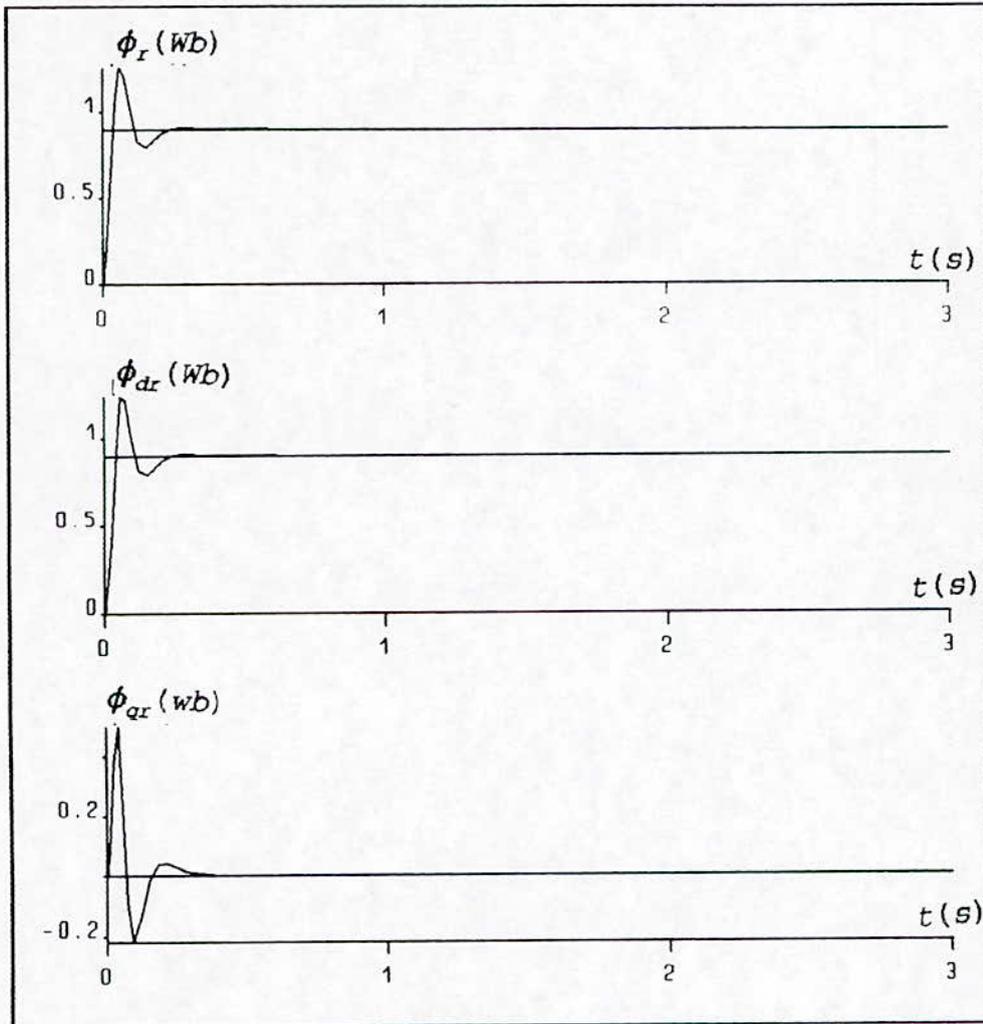


Fig V.3 Réglage de la vitesse. Application au modèle parfait.

Changement du sens de rotation

Courbes du flux rotor et de ses composantes.

Le flux rotorique est orienté suivant l'axe direct du repère d'observation lié au champ tournant: la composante directe ϕ_{dr} est parfaitement superposable avec le module ϕ_r du flux (0.9 Wb en régime permanent) et la composante inverse ϕ_{qr} est nulle. La vitesse du rotor atteint rapidement la valeur de consigne (1000 trs/min) en quelques dixièmes de seconde (0.2 seconde environ).

Le couple électromagnétique s'annule en absence de charge après 0.2 seconde avec un dépassement appréciable (50 Nm). Ce dépassement peut être évité en utilisant un limiteur de couple mais ceci va se répercuter sur la réponse dynamique (allongement du temps de démarrage).

Nous avons également appliqué un changement du sens de rotation à l'instant $t=1.5$ seconde, la vitesse du rotor est passée de 1000trs/min à -1000 trs/min en 0.33 seconde environ. Ce changement du sens de rotation n'influe pas sur le flux mais occasionne un dépassement du couple électromagnétique.

Nous avons également appliqué un échelon du couple résistant à l'instant $t=1.5$ seconde, comme l'indiquent les figures (V.4) et (V.5).

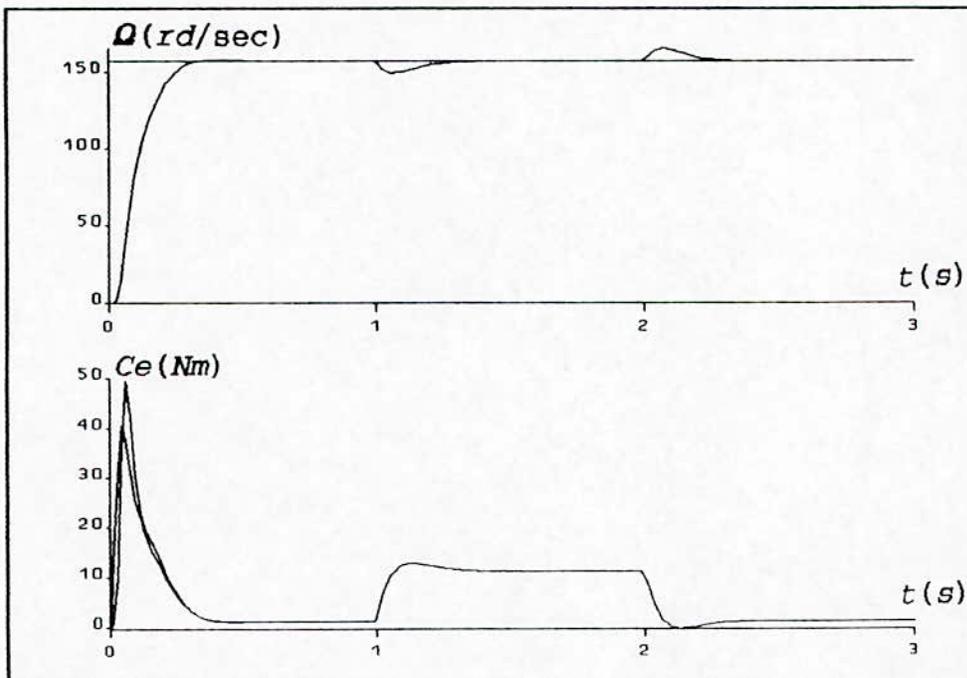


Fig V.4 Réglage de la vitesse. Application au modèle parfait.

Application d'un couple résistant.

Courbes de la vitesse et du couple électromagnétique.

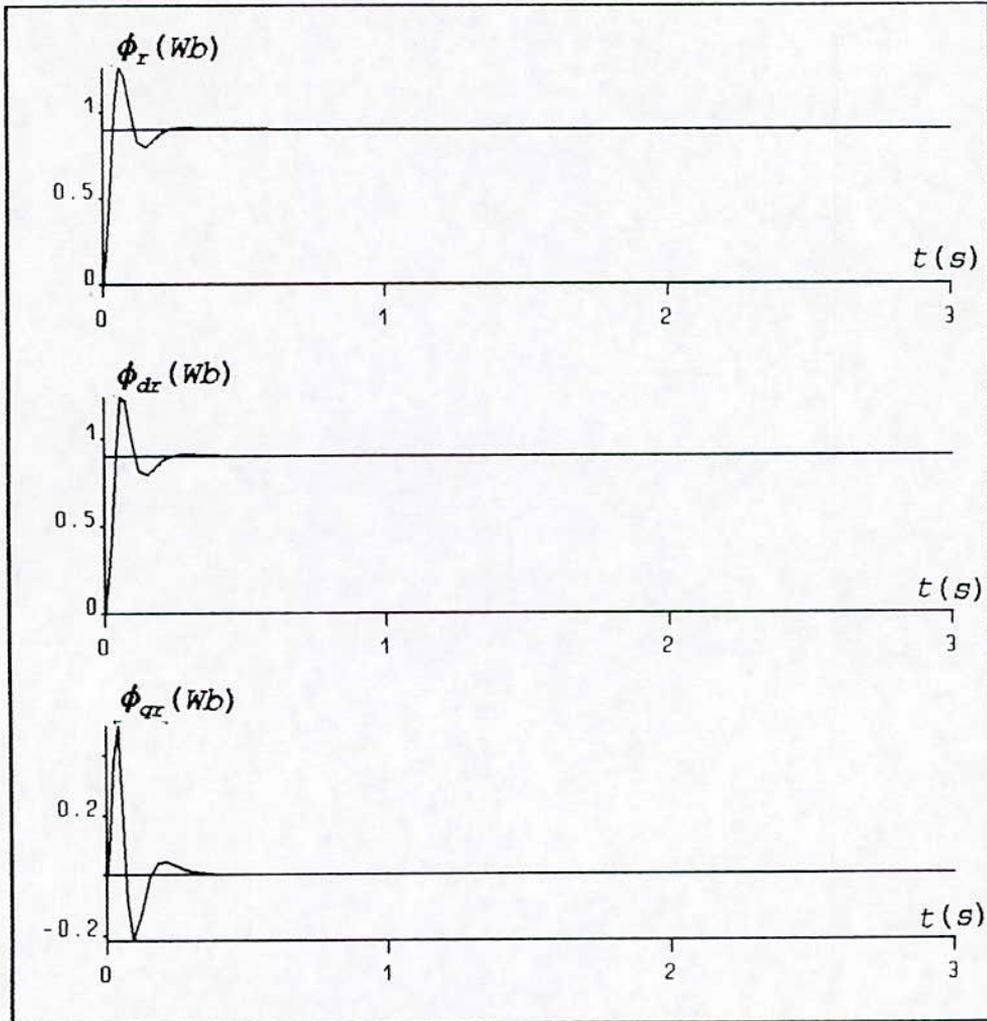


Fig V.5 Réglage de la vitesse. Application au modèle parfait.

Application d'un couple résistant.

Courbes du flux rotor et de ses composantes.

Les mêmes constatations peuvent être faites concernant le flux rotorique et ses composantes d et q: l'application de la charge n'influe pas sur ces trois grandeurs.

Le couple électromagnétique répond rapidement à la charge sollicitée et on remarque une légère diminution de la vitesse qui est vite compensée par le régulateur (en 0.3 seconde environ).

Les mêmes constatations sont faites lorsque la charge est supprimée.

4. Application sur l'association onduleur- machine:

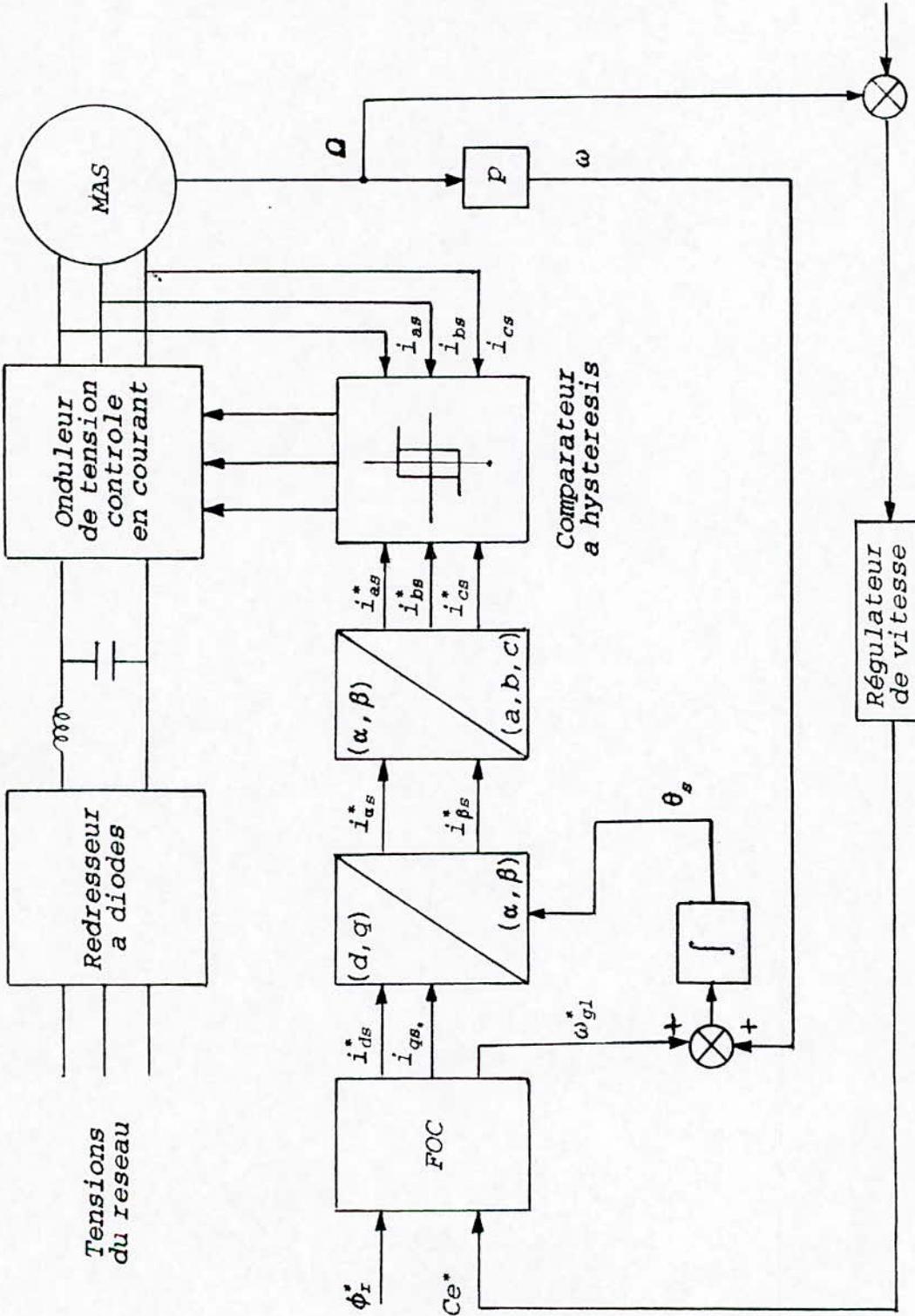


Fig V.6 Controle vectoriel de l'association onduleur-machine
 Flux rotor. Methode indirecte.
 Commande en boucle fermee.

Le schéma global de l'association onduleur de tension-machine asynchrone avec application du contrôle vectoriel et réglage de la vitesse est représenté par la figure (V.6)

La simulation numérique a donné les résultats présentés aux figures (V.7), (V.8), (V.9) et (V.10).

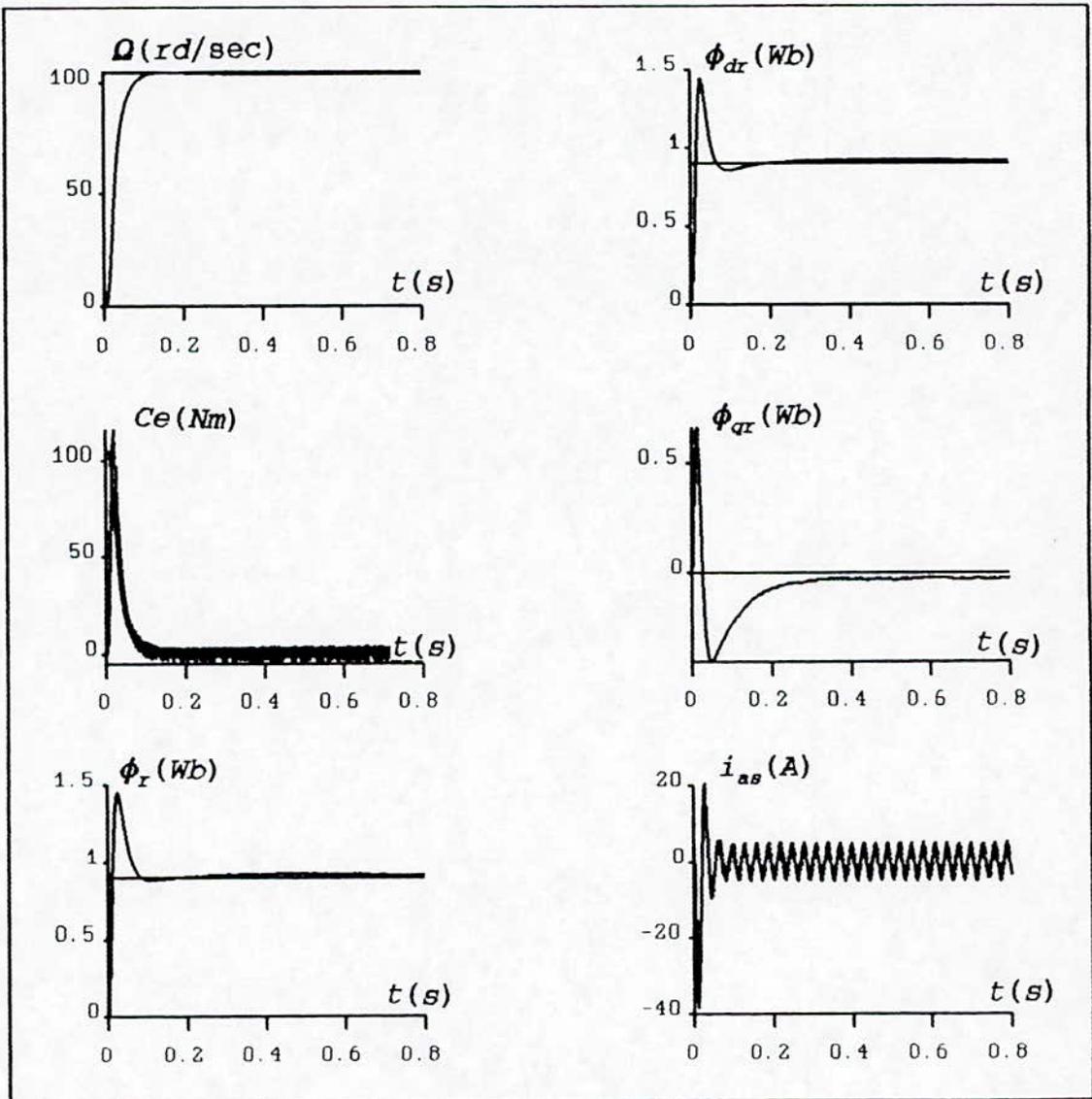


Fig V.7 Contrôle vectoriel onduleur-machine.

Commande en boucle fermée. Bouclage unitaire. $k_p=1, k_i=0$

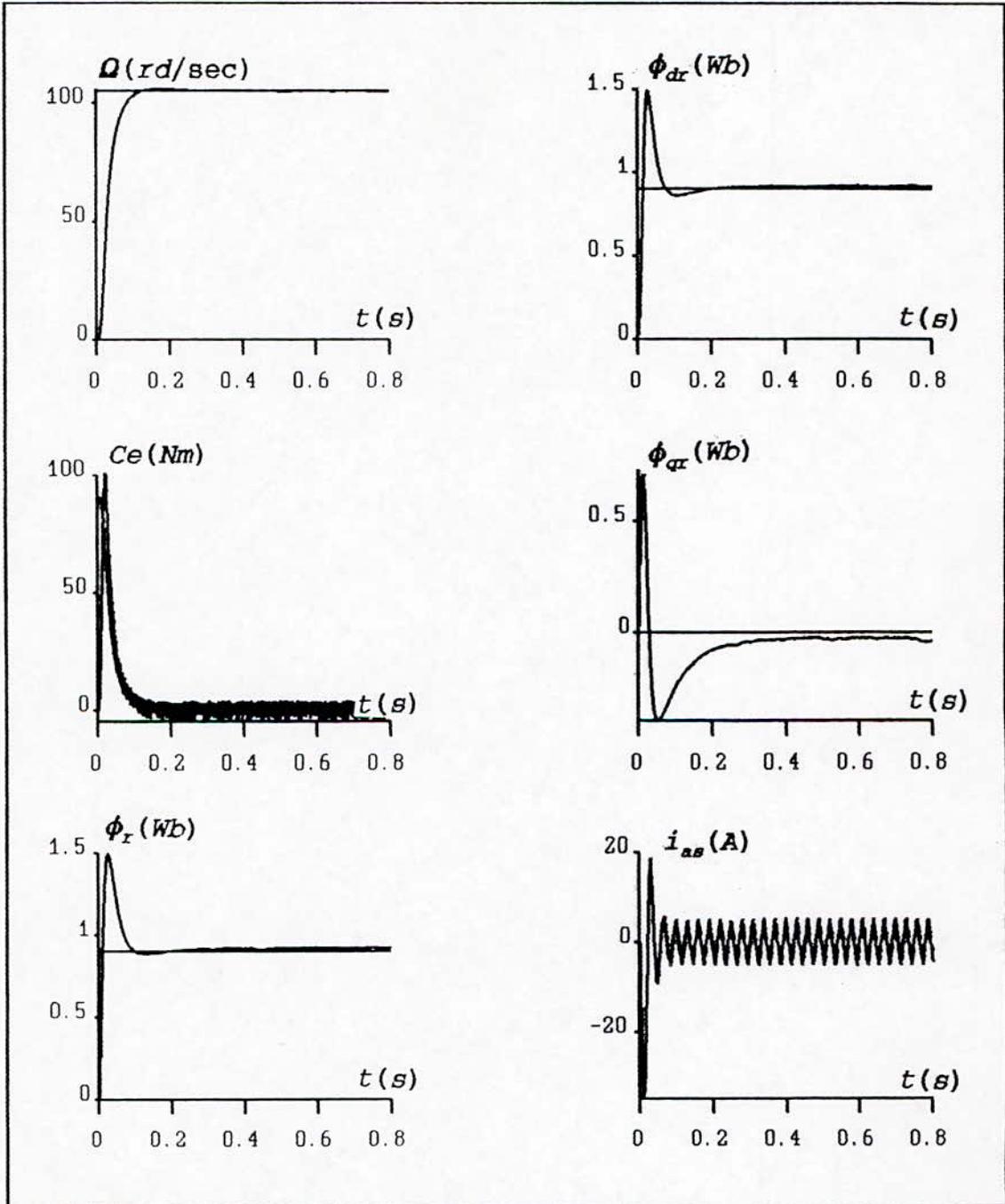


Fig V.8 Contrôle vectoriel onduleur-machine.
 Commande en boucle fermée. $k_p=0.860985, k_i=0.22$

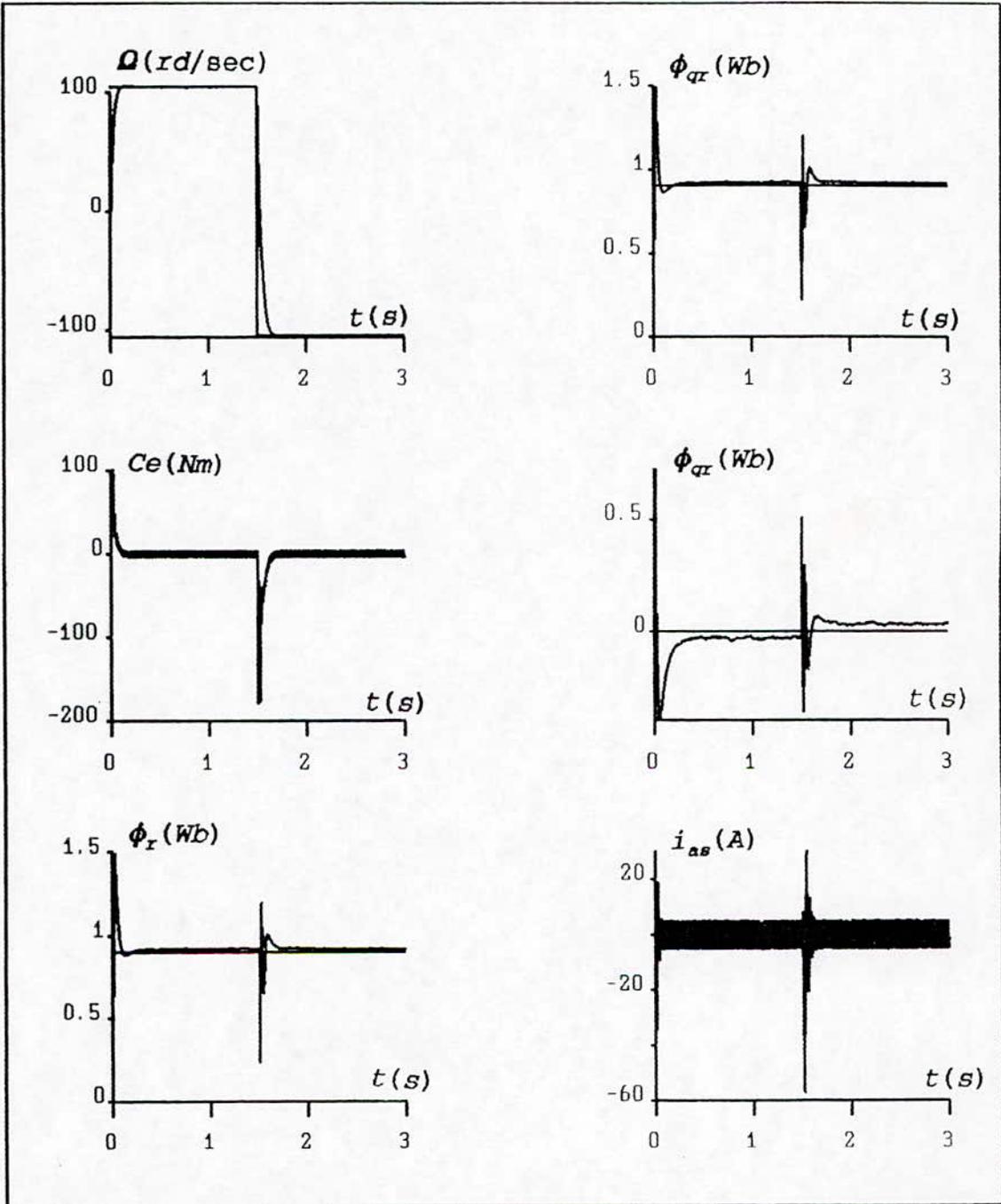


Fig V.9 Controle vectoriel onduleur-machine.
 Commande en boucle fermee. $k_p=0.860985$, $k_i=0.22$
 Inversion du sens de rotation.

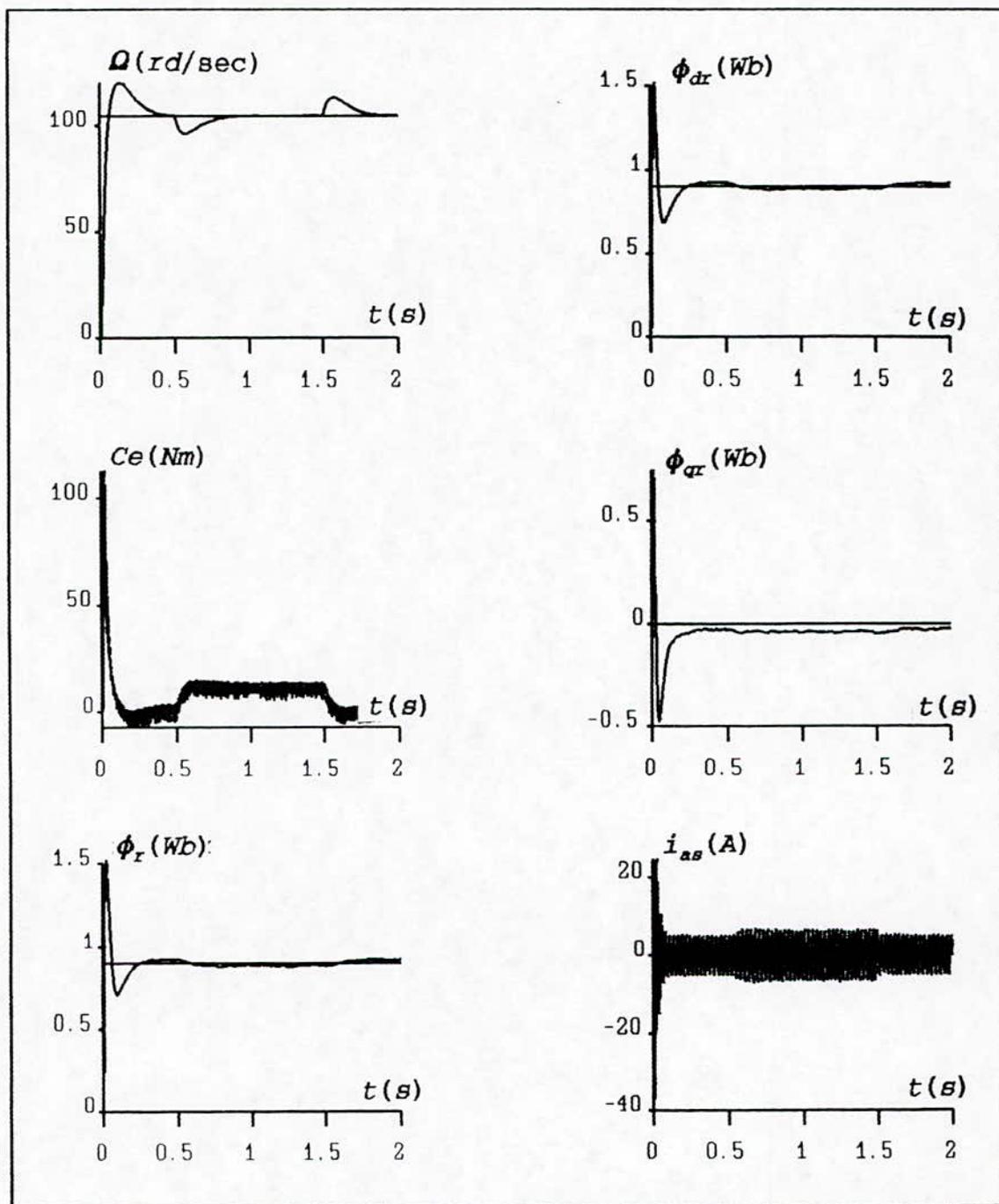


Fig V.10 Contrôle vectoriel onduleur-machine.
 Commande en boucle fermée. $k_p=0.860985$, $k_i=6.5$
 Application d'une charge de 10Nm

Interpretations et commentaires:

Les courbes obtenues montrent que le flux rotorique est orienté suivant l'axe directe du référentiel lié au champ tournant: en effet, la composante directe ϕ_{ra} est identique avec le module du flux ϕ_r et la composante inverse ϕ_{ar} est nulle.

Par ailleurs, nous constatons une nette amélioration de la réponse de la vitesse; en effet, la machine démarre au bout de 0.15 seconde environ alors qu'elle ne démarre qu'après 2 secondes en absence de régulation.

Cependant, les valeurs des paramètres du régulateur calculées par [1] ne donne pas une bonne réponse dynamiques et doivent être prises, d'après nous comme des valeurs estimatrices. Pour avoir une bonne réponse dynamique, nous avons été obligé de "jouer" sur les paramètres.

Dans la figure (V.7), nous avons appliqué un réglage unitaire et nous constatons que l'erreur statique sur la vitesse est de 0.75 %

Dans la figure (V.8), les paramètres du régulateur sont $k_p=0.860985$ et $k_i=0.22$, l'erreur statique n'est plus que de 0.048 %

Dans la figure (V.9), nous avons appliqué un changement du sens de rotation et nous constatons que, pour les mêmes valeurs des paramètres, la machine passe de 1000 trs/min à -1000 trs/min en 0.65 seconde environ avec apparition d'impulsion sur le couple électromagnétique et sur le flux.

Dans la figure (V.10), nous avons appliqué une charge entre 0.5 sec et 1.5 sec et nous constatons une réponse rapide du couple électromagnétique sans dépassement, avec une diminution de la vitesse du rotor qui est compensée par le régulateur en quelques dixièmes de secondes.

Conclusion:

D'après les résultats obtenus, nous concluons que le variateur de vitesse que nous avons étudié est conseillée lorsqu'on exige

une réponse rapide du couple électromagnétique et un changement rapide du sens de rotation. En revanche, il est déconseillé lorsque la charge varie fréquemment et brusquement à cause de la réponse relativement lente de la vitesse.

CONCLUSION

GENERALE

Conclusion générale

Le contrôle vectoriel est une technique de commande qui consiste à orienter le flux suivant l'axe direct du repère d'observation (d,q). Dans le cas de la machine asynchrone, cette opération conduit à un découplage entre le flux et le couple électromagnétique permettant ainsi de réunir les avantages de la machine à courant continu à excitation séparée (découplage entre le flux et le couple donc facilité de la commande) et les avantages de la machine asynchrone (faible coût de construction et de maintien, robustesse, fiabilité ect...).

Suivant le type de modélisation choisie pour la machine asynchrone, trois types de contrôle vectoriel sont possibles: orientation du flux rotor, orientation du flux stator et orientation du flux magnétisant. Chacune de ces méthodes de contrôle permet d'obtenir une commande de flux et une commande de couple découplées.

Dans la pratique, on utilise deux méthodes: la méthode dite directe car elle consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou une estimation à l'aide d'un observateur, et la méthode indirecte qui consiste à déterminer uniquement la position du flux considéré à partir de la mesure de la vitesse de rotation.

Ces deux méthodes étaient au début très différentes, mais, elles sont aujourd'hui assez semblable:

La méthode indirecte utilise de nombreux paramètres de la machine (inductance, constante de temps rotorique...), ce qui la rend peu robuste aux variations de ces paramètres.

La méthode directe utilise des estimateurs de flux pour éviter l'utilisation de capteurs physiques qui sont très fragiles. Ces estimateurs font appel aux mêmes paramètres.

Il faut toutefois garder à l'esprit que le contrôle à flux orienté ne peut remplacer le contrôle scalaire classique du type $V/f=C^{*}\omega$ dans toutes les applications. Le contrôle classique

Conclusion générale

suffit en général pour avoir une bonne réponse dynamique lorsque les contraintes en régime transitoire et en régime permanent ne sont pas très importantes.

Dans le cas de la machine que nous avons étudié, nous avons constaté qu'il est intéressant de lui appliquer le contrôle vectoriel lorsqu'on exige une réponse rapide et précise du couple électromagnétique et une très faible erreur statique sur la vitesse avec un changement rapide du sens de rotation. Cependant, il est difficile d'obtenir une réponse satisfaisante à une charge fréquemment et brusquement variable: en effet, en jouant sur les paramètres du régulateur, on peut obtenir une réponse rapide mais avec un dépassement de la vitesse qui peut être nuisible.

Indiquons enfin que les recherches sont aujourd'hui orientées vers une résolution des difficultés posées par les principes mêmes du contrôle à flux orienté. Ces problèmes sont résolus du point de vue théorique grâce aux outils de l'automatique et sur le plan pratique grâce aux progrès de la micro électronique

En particulier, les recherches se penchent vers l'estimation en temps réel des paramètres de la machine pour éliminer les problèmes de robustesse aux variations de ces paramètres.

Il est également nécessaire d'évaluer l'influence de la numérisation de la commande sur les performances dynamiques de la machine.

ANNEXES

Annexe 1
Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine que nous avons utilisée dans nos simulations sont:

Puissance nominale:	1.5 kW
Tension nominale:	220 V
Rendement nominal:	0.78
Facteur de puissance nominal:	0.8
Vitesse nominale:	1420 trs/min
Fréquence nominale:	50 Hz
Courant nominal:	3.64 A (Y) et 6.31 A (Δ)
Résistance stator:	4.85 Ω
Résistance rotor:	3.805 Ω
Inductance cyclique stator:	0.274 H
Inductance cyclique rotor:	0.274 H
Inductance mutuelle cyclique:	0.258 H
Nombre de paires de pôles:	2
Moment d'inertie:	0.031 kg.m ²
Coefficient de frottement:	0.008 N.m.s/rd

Annexe 2

Appercus sur la transformation de Park

La modélisation la plus adaptée pour l'étude des régimes transitoires des machines à courant alternatif est la modélisation de Park [5]. Elle consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine diphasée équivalente. Les équations obtenues peuvent alors être écrites soit dans un repère fixe (lié au stator par exemple), soit dans un repère mobile (lié au rotor, au champ tournant...) en utilisant des grandeurs réelles, ou des grandeurs complexes. La figure 1 donne la position des différents repères.

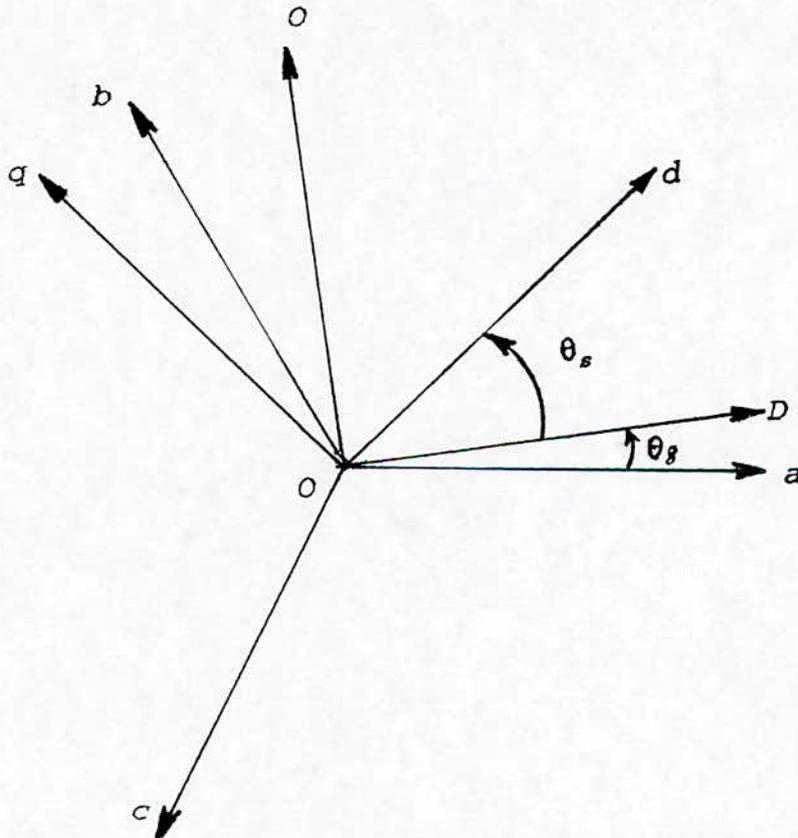


Fig A2.1 Passage triphasé-diphasé/referentiel fixe-mobiles.

θ_s : angle entre l'axe OD Od lorsque le référentiel (D,Q) est fixe

θ_g : angle entre l'axe de référence triphasé et l'axe de référence diphasé.

(D,Q): repère de référence diphasé (fixe ou mobile)

(d,q): repère de référence diphasé lié au champ tournant.

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

Les matrices de transformation d'un repère à un autre sont données ci-après:

*Passage triphasé*diphasé:*

$$\begin{bmatrix} X_D \\ X_Q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \cos (\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos (\theta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta_g & \sin (\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & \sin (\theta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

*Passage diphasé*triphase:*

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \sin \theta_g & 1 \\ \cos (\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & \sin (\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos (\theta_g - \frac{4\pi}{3}) & \sin (\theta_g - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_D \\ X_Q \\ X_o \end{bmatrix}$$

De plus, les grandeurs tension, courant et flux peuvent être exprimées soit dans un repère fixe, soit dans un repère mobile. Les matrices de passage sont:

Transformation 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 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 transformation triphasé→diphase correspond ici aux coefficients originaux de Park. La matrice de passage n'est pas orthonormée; pour la rendre orthonormée, il suffit de remplacer $2/3$ par $\sqrt{2}/3$ et $1/2$ par $1/\sqrt{2}$ dans la matrice de passage triphasé→diphase. La matrice inverse est alors la transposée (remplacer 1 par $1/\sqrt{2}$). L'avantage de la matrice orthonormée est que la puissance est invariante dans la transformation triphasé→diphase. Nous n'adoptons pas cette transformation où la puissance est invariante.

Dans les matrices précédentes X peut représenter une tension, un courant, ou un flux.

De plus, en supposant que la machine étudiée est couplée en étoile, et est équilibrée ($i_a+i_b+i_c=0$ et $v_a+v_b+v_c=0$) la composante X_0 est toujours nulle.

Annexe 3

Calcul des valeurs de limitation

Toutes les variables de commande ont, en général des valeurs de limitation lorsque le principe de contrôle par orientation du flux est appliqué. Dans le cas de l'orientation du flux rotor, Les valeurs de limitation sont calculées à partir des équations de la structure de commande de l'orientation du flux rotorique.

$$i_{ds} = \frac{1}{M} (T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^*)$$

$$i_{qs} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pM} \frac{Ce^*}{\phi_r^*}$$

$$\omega_{gl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r^*}$$

En régime permanent, nous avons:

$$\frac{d\phi_r^*}{dt} = 0$$

Les équations précédentes s'écrivent alors:

$$i_{ds} = \frac{\phi_r^*}{M}$$

$$i_{qs} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pM} \frac{Ce^*}{\phi_r^*}$$

$$\omega_{gl} = \frac{2}{3} \frac{R_r}{p} \frac{Ce^*}{\phi_r^{*2}}$$

D'où nous obtenons les valeurs de limitation:

$$0 \leq i_{ds} \leq \frac{\phi_r^*}{M}$$

$$|i_{qs}| \leq \frac{2}{3} \frac{L_r}{PM} \frac{Ce_{max}^*}{\phi_r^*}$$

$$|\omega_{gl}| \leq \frac{R_r}{p} \frac{Ce_{max}^*}{\phi_r^{*2}}$$

BIBLIOGRAPHIE

[1]:Yayuan FU

Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées.

Thèse de doctorat 1991.

Université 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]:P.BARRET

Régimes transitoires des machines tournantes électriques

Collection: direction des études et recherches d'EDF.

Ecole supérieure d'électricité.

Eyrolles 1982.

[4]:J.Chatelain

Machines électriques

[5]:Lajoie-Mazence

Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance.

Electricité de France. Janvier 1992.

[6]:Techniques de l'ingénieur.

Facicule D 3631 Page 1 et 2.

AUTRES REFERENCES

Maria PIETRZAK-DAVID et Bernard de FORNEL

Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle.

Journées d'études à Lille. Mercredi 2 Décembre 1992.

G.A.CAPOLINO, H.HENAO et V.T.NGUYEN.

Méthode de conception d'une commande vectorielle pour
machine à induction.

Journées d'étude à Lille. Mercredi 2 Décembre 1992.

G.SEGUIER et F.LABRIQUE.

Les convertisseurs de l'électronique de puissance.

Volume 4: conversion continu/alternatif.

Collection Tecc et Doc.

Lavoisier 1989.