

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

27/96

وزارة التربية الوطنية

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT *Genie Electrique*

## PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

### SUJET

INFLUENCE DE LA SATURATION  
MAGNETIQUE SUR LA COMMANDE  
VECTORIELLE D'UNE MAS  
ALIMENTEE EN TENSION

Proposé par :  
M.O.MAHMOUDI  
B.HEMICI

Etudlé par :  
D.LALILI  
D.ALLIAOUI

Dirigé par :  
B.HEMICI  
M.O.MAHMOUDI

PROMOTION

JUIN 1996

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT *Genie Electrique*

# PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## SUJET

INFLUENCE DE LA SATURATION  
MAGNETIQUE SUR LA COMMANDE  
VECTORIELLE D'UNE MAS  
ALIMENTEE EN TENSION

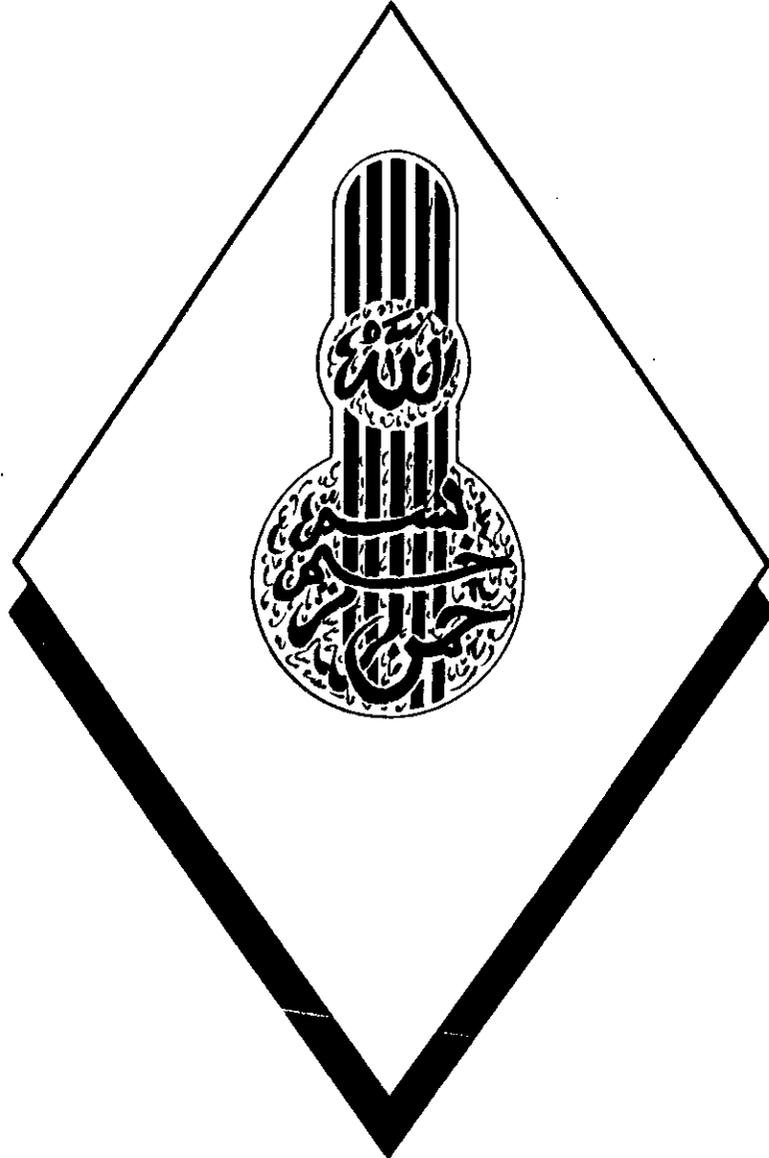
Proposé par ;  
M.O.MAHMOUDI  
B.HEMICI

Etudié par :  
D.LALILI  
D.ALLIAOUI

Dirigé par :  
B.HEMICI  
M.O.MAHMOUDI

PROMOTION  
JUN 1996

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique



## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Ma très chère mère;*

*Mon très cher père;*

*Mes frères et soeurs;*

*Ma famille;*

*Tous mes amis.*

*Djillali*

*A ma mère.*

*A mon père;*

*A tous mes frères et soeurs;*

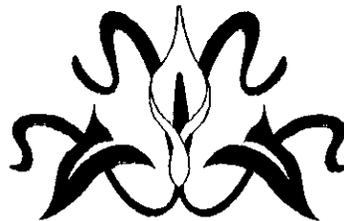
*A ma grande famille;*

*A tous mes amis;*

*.....à vous:*

*Je dédie ce modeste travail.*

*Djaafér*



## REMERCIEMENTS.

Au terme de ce travail nous tenons à remercier tous ceux qui y ont collaboré directement et indirectement.

Nous tenons Tous particulièrement à remercier Messieurs **B.HEMICI** et **M.O.MAHMOUDI**, promoteurs de cette thèse et dont les idées, les conseils, et les critiques, nous ont été d'une aide précieuse.

Nos remerciements s'adressent aussi aux enseignants participants à notre formation scientifique, et plus particulièrement ceux du département Génie-  
Electrique de l'ENP.

On tient à remercier nos familles pour leur soutien moral et matériel.

Sans oublier notre remerciement à Messieurs **L.Mohammed**,  
**D.Abdessamed**, **M.djafer**, **S.Foudil**, **S.Rachid**, et **B.Saïd** pour leur collaboration à l'élaboration de cette Mémoire.

**ملخص:** التغيرات في المعاملات الكهربائية أثناء الإستغلال تؤثر على كفاءة التحكم الشعاعي للمحركات الكهربائية اللا متزامنة. هذه التغيرات تنتج عن الظواهر المصاحبة للإستغلال كتغيرات درجة الحرارة و التشبع المغناطيسي لدارة المحرك. تهدف هذه المذكرة إلى دراسة نوعية لتأثير هذه التغيرات.

**Résumé:** Les variations des paramètres électriques de la machine asynchrone pendant le fonctionnement influent considérablement sur le contrôle vectorielle de celle-ci. Ces variations sont dues principalement aux variations de la température et à la saturation du circuit magnétique de la machine.

Ce travail est destiné à l'étude qualitative de la commande vectorielle en tenant compte de ces variations.

**Abstract:** In vector controled induction motors, parameters deviations have a big influency in the effeciency of the control. This deviation may be a result of changes in temperature, or a result of the magnetique saturation of the machine.

The qualitative effect og detunning of theses parameters is given in this study.

# SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE .....	1
SYMBOLES .....	4
<b>CHAPITRE I. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE          EN REGIME NON SATURE.</b> .....	<b>5</b>
I-1 Introduction .....	6
I-2 Description et hypothèses simplificatrices .....	6
I-3 Equations électriques de la machine .....	7
I-4 Transformation de Park .....	7
I-5 Application à la machine asynchrone .....	8
I-6 Choix du référentiel .....	9
I-6-1 Référentiel lié au stator .....	9
I-6-2 Référentiel lié au rotor .....	10
I-6-3 Référentiel lié au champ tournant .....	10
I-7 Représentation d'état du système .....	11
I-8 Modélisation du convertisseur .....	12
I-8-1 Modélisation du redresseur .....	13
I-8-2 Modélisation du filtre .....	15
I-8-3 Modélisation de l'onduleur de tension .....	16
I-8-4 Commande en MLI de l'onduleur .....	17
I-9 Simulation numérique .....	18
I-10 Conclusion .....	23
<b>CHAPITRE II. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.</b> .....	<b>24</b>
II-1 Introduction .....	25
II-2 Principe de la commande par flux orienté .....	25
II-3 Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux .....	26
II-3-1 Orientation du flux rotorique .....	27
II-3-2 Orientation du flux statorique .....	28
II-3-3 Orientation du flux magnétisant .....	30
II-4 La commande découplée .....	32
II-4-1 Découplage avec orientation du flux rotorique .....	32
II-4-2 Découplage avec orientation du flux statorique .....	36
II-4-3 Découplage avec orientation du flux magnétisant .....	40
II-5 Conclusion .....	43
<b>CHAPITRE III. IMPLANTATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE</b> .....	<b>44</b>
III-1 Introduction .....	45
III-2 La méthode indirecte .....	45
III-2-1 Principe .....	45

III-2-2 Schéma fonctionnel .....	45
III-2-3 Simulation .....	46
III-2-4 Inconvénients de la méthode indirecte .....	47
III-3 La méthode directe .....	54
III-3-1 Principe .....	54
III-3-2 Schéma fonctionnel .....	54
III-3-2-1 Circuit de découplage .....	54
III-3-2-2 Circuit de reconstitution du flux .....	56
a) Mesure directe .....	56
b) Estimation du flux rotorique .....	56
c) Observation du flux rotorique .....	56
III-3-3 Simulation numérique .....	57
III-4 Conclusion .....	63
<b>CHAPITRE IV. INFLUENCE DE LA SATURATION SUR LA COMMANDE      VECTORIELLE .....</b>	<b>64</b>
IV-1 Introduction .....	65
IV-2 Modélisation de la machine en régime saturé .....	65
IV-2-1 Modèle en flux .....	66
IV-2-2 Modèle en courant .....	68
IV-2-3 Détermination des inductances mutuelles variables .....	72
IV-2-3-a Approximation de la caractéristique par une série de segments de droites .....	73
IV-2-3-b Approximation de la caractéristique par une série de fonctions exponentielles .....	74
IV-2-4 Simulation du démarrage en pleine tension .....	76
IV-3 Application de la commande vectorielle sur le modèle saturé .....	79
IV-4 Compensation de l'effet de la saturation .....	86
IV-5 Conclusion .....	92
<b>CHAPITRE V. SENSIBILITE DE LA COMMANDE VECTORIELLE AUX      VARIATIONS DES PARAMETRES .....</b>	<b>93</b>
V-1 Introduction .....	94
V-2 Modèle mathématique du couple et du flux .....	94
V-3 Influence de la déviation de $T_r$ sur le découplage et le réglage en boucle fermé. ....	99
V-4 Identification de la constante de temps rotorique .....	104
V-4-1 Position du problème .....	104
V-4-2 Méthode d'identification basée sur le calcul de l'énergie réactive .....	105
V-4-3 Application à la compensation de l'effet de la saturation .....	111
V-5 Conclusion .....	116
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>117</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>120</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>123</b>

---

# **INTRODUCTION GENERALE**

---

Le développement connu par l'industrie mondiale exige des variateurs de vitesse de plus en plus performant, robuste, et facilement commandable. Les moteurs à courant continu offrent l'avantage d'être facilement commandable, grâce au découplage naturel qui existe entre le couple et le flux de la machine. Ces deux grandeurs sont pilotées par deux courants indépendants: le courant inducteur producteur du flux, et le courant induit producteur du couple.

En outre, la présence du commutateur mécanique (le collecteur et les balais) constitue le point faible de la machine à courant continu. Il limite sa puissance, sa vitesse, et exige une maintenance permanente, surtout dans les milieux explosifs.

Face à ces limitations, le moteur asynchrone présente des avantages attirants tels que la simplicité de construction, le faible coût d'achat et de maintenance, la robustesse,...etc.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur; sa structure dynamique est fortement non linéaire, et les variables internes de la machine tels que le couple et le flux sont couplés, ce qui complique la commande de la machine.

Avec le développement de l'électronique de puissance, plusieurs stratégies de contrôle des moteurs asynchrones ont été élaborées. La commande classique ( $V/f = \text{cte}$ ) donne des performances à la machine en régime statique, mais elle ne permet pas d'améliorer le comportement de la machine en régime transitoire.

La commande vectorielle (commande par orientation de flux) consiste à découpler le couple et le flux de la machine de telle sorte que la machine asynchrone prend le comportement d'une machine à courant continu tant en régime transitoire qu'en régime permanent, où le flux et le couple sont pilotés par deux courants indépendants.

Afin de respecter les exigences en matière de performances dynamiques de ce type de contrôle, l'élaboration d'un modèle électrique fidèle a une importance capitale. Ce modèle, basé sur des équations électriques instantanées, fait intervenir des paramètres électriques dont les valeurs peuvent varier en fonction de phénomènes qui accompagnent le fonctionnement de machine tels que l'effet thermique, l'effet pelliculaire dans les barres du rotor, ou le phénomène de **saturation** des matériaux ferromagnétiques. Ces effets mettent en jeu des variations locales des grandeurs, difficilement modélisables au niveau des équations globales. On peut appréhender ces phénomènes par l'introduction dans les équations représentatives des paramètres variables.

Dans ce travail, après avoir modéliser la machine asynchrone en vue de sa commande, nous avons exposé les différentes méthodes d'implantation de la commande vectorielle. Enfin nous avons étudié l'effet de la saturation sur les performances de la commande, et proposé une correction de cet effet indésirable.

## LISTE DE SYMBOLES

<b>s, r</b>	:Indices correspondants au stator et au rotor;
<b>a, b, c</b>	:Indices correspondants aux trois phases a, b, c;
<b>d, q</b>	:Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant;
<b><math>\alpha, \beta</math></b>	:Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator;
<b>Ls, Lr</b>	:Inductances cycliques statorique et rotorique par phase;
<b>ls, lr</b>	:Inductances de fuite statorique et rotorique par phase;
<b>Lm</b>	:Inductance mutuelle cyclique;
<b>Rs, Rr</b>	:Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase;
<b>Ts, Tr</b>	:Constantes de temps statorique et rotorique;
<b><math>\sigma_s, \sigma_r</math></b>	:Coefficients de fuite statorique et rotorique;
<b><math>\sigma</math></b>	:Coefficient de fuite totale;
<b>p</b>	:Nombre de paire de pôle;
<b>Cem</b>	:Couple électromagnétique;
<b>Cr</b>	:Couple résistant;
<b>J</b>	:Moment d'inertie de la partie tournante;
<b><math>\theta_s, \theta_r</math></b>	:Angles électriques statorique et rotorique;
<b><math>\theta_{gl}</math></b>	:Angle de glissement;
<b><math>\omega_s, \omega_r</math></b>	:Pulsations électriques statorique et rotorique;
<b><math>\omega_{gl}</math></b>	:Pulsation de glissement;
<b><math>\Omega</math></b>	:Vitesse mécanique du rotor;
<b><math>\Phi_s, \Phi_r, \Phi_m</math></b>	:Flux statorique, rotorique, et magnétisant;
<b>V</b>	:Tension;
<b>i</b>	:Courant.

# CHAPITRE -I-

---

**MODELISATION DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE EN REGIME NON SATURE**

---

## **I.1 Introduction:**

La modélisation des éléments d'un système quelconque est fondamentale pour réaliser une étude quelconque sur ce système. Cette exigence est particulièrement importante dans le cas d'une machine électrique.

La modélisation de la machine asynchrone par le schéma équivalent classique permet de calculer les grandeurs principales de fonctionnement (tels que le couple développé, le facteur de puissance...etc) dans le régime permanent, à vitesse constante, et à tension d'alimentation sinusoïdale équilibrée.

Néanmoins, le schéma équivalent est insuffisant pour l'analyse des régimes transitoires de fonctionnement, le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système de six équations différentielles à coefficients fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. L'utilisation de la transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté.

Dans ce chapitre, on donnera un modèle dynamique des différents éléments constituant notre système:

- Le redresseur à diodes avec le filtre capacitif,
- L'onduleur de tension et sa commande;
- Le moteur asynchrone à cage d'écureuil.

## **I.2 Description et hypothèses simplificatrices:**

La machine asynchrone comporte deux armatures, le stator portant un enroulement triphasé, et le rotor qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil.

Afin de modéliser la machine asynchrone on suppose les hypothèses suivantes[1]:

- On suppose les circuits magnétiques non saturés (sauf dans le cas où on l'indiquera), et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont donc linéaires.

- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est donc négligeable.

- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer étant constant, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les enroulements statoriques et rotoriques.

### 1.3 Equations électriques de la machine:

Avec les hypothèses citées précédemment, les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent:

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \quad (1.1)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s])$$

avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

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

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

### 1.4 Transformation de Park:

La transformation de Park fait correspondre un enroulement formé de deux bobines en quadratures  $d, q$  tournantes, aux enroulements triphasés réels formés de trois bobines  $a, b, c$ . Elle est définie par la matrice de transformation suivante[2]:



Désignons par  $A(\theta_s)$  la matrice de transformation de Park d'angle  $\theta_s$  appliquée aux enroulements statoriques, et par  $A(\theta_r)$  celle d'angle  $\theta_r$  appliquée aux enroulements rotoriques.

Dans le système (I.1), on applique les changements des variables suivants:

$$\begin{aligned} [Vs] &= [A(\theta_s)]^{-1} [Vcs] & [Is] &= [A(\theta_s)]^{-1} [Ics] \\ [Vr] &= [A(\theta_r)]^{-1} [Vcr] & [Ir] &= [A(\theta_r)]^{-1} [Icr] \end{aligned}$$

avec:

$$\begin{aligned} [Vcs] &= [Vso \quad Vsd \quad Vsq]^t & [Vcr] &= [Vro \quad Vrd \quad Vrq]^t \\ [Ics] &= [Iso \quad Isd \quad Isq]^t & [Icr] &= [Iro \quad Ird \quad Irq]^t \end{aligned}$$

## I.6 Choix du référentiel:

Pour des raisons de simplifications, on pose la relation  $\theta_s = \theta_r + \theta$ . En tenant compte du fait que le rotor est en court-circuit, et en faisant abstraction des composantes homopolaires, la solution de l'équation précédente conduit à trois choix différents du référentiel d'observation.

### I.6.1 Référentiel lié au stator:

Il se traduit par la relation:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega_m \quad (I-2)$$

Les équations électriques prennent la forme:

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\
V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\
0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_m \Phi_{qr} \\
0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_m \Phi_{dr}
\end{aligned} \tag{I.3}$$

### I.6.2 Référentiel lié au rotor:

Il se traduit par la relation:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \qquad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m \tag{I.4}$$

Les équations de tension deviennent:

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_m \Phi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_m \Phi_{ds} \\
0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\
0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt}
\end{aligned} \tag{I.5}$$

### I.6.3 Référentiel lié au champ tournant:

Il se traduit par la relation:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \qquad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m \tag{I.6}$$

Ce choix est préférable en vue d'étudier la commande de la machine où l'on a besoin d'une orientation du flux. On choisit ce référentiel pour la suite de ce travail. Les principales

équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce référentiel sont données au tableau suivant:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \\
 \Phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\
 \Phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
 \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\
 \Phi_{dm} &= L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\
 \Phi_{qm} &= L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\
 C_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\
 J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - K\Omega
 \end{aligned} \tag{I.7}$$

### 1.7 Représentation d'état du système:

La représentation d'état consiste à mettre les équations du système sous la forme:

$$\dot{X} = f(X, U, t)$$

$$Y = f(X, U, t)$$

avec:

X: vecteur d'état;

U: vecteur d'entrée;

Y: vecteur de sortie.

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur d'état X. Parmi ces choix, citons:

$$X = (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega_m)^t$$

$$X = (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr} \quad \omega_m)^t$$

$$X = (\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad i_{dr} \quad i_{qr} \quad \omega_m)^t$$

$$X = (\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega_m)^t$$

$$X = (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad \omega_m)^t$$

Pour le vecteur d'état  $X = (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega_m)^t$  on a le système suivant:

$$\dot{X} = A X + B U \quad (1.8)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r - \frac{K}{p} \omega_m)$$

avec:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & \omega_s - \omega_m & \frac{1}{\sigma T_r T_s} & \frac{\omega_m}{\sigma L_s} \\ -(\omega_s - \omega_m) & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & -\frac{\omega_m}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r T_s} \\ -R_s & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & -R_s & -\omega_s & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$U = [V_{ds} \quad V_{qs}]^t$$

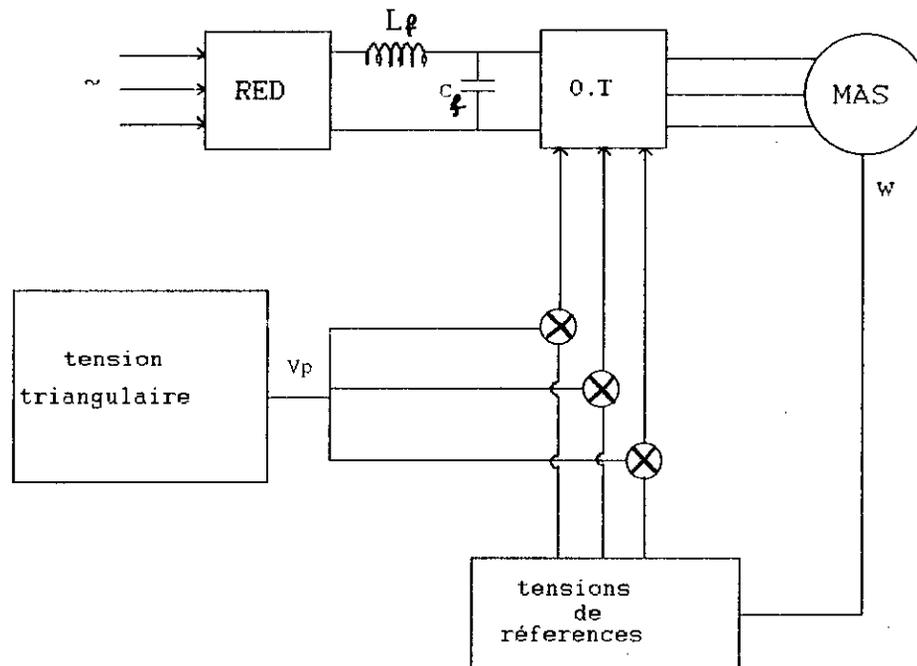
La représentation d'état présente la non linéarité de l'équation mécanique, à cause de l'expression du couple qui présente un couplage entre les axes  $d$  et  $q$ .

### 1.8 Modélisation du convertisseur:

L'alimentation directe de la machine à partir du réseau ne permet pas la variation de la vitesse de rotation. On doit alimenter la machine par l'intermédiaire d'un convertisseur statique qui permet de varier la fréquence d'alimentation. Ce convertisseur se constitue de

trois étages: un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

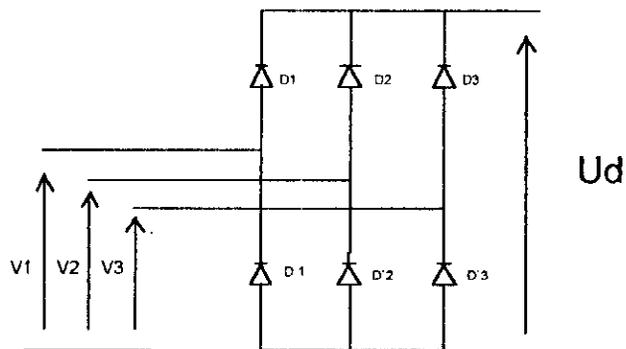
L'onduleur pose le problème d'apparition d'harmoniques, ce qui nuit le fonctionnement de la machine. Pour réduire l'effet de ces harmoniques, l'onduleur est commandé par une technique de modulation de largeur d'impulsion(MLI). Le schéma de l'association onduleur-machine asynchrone est donné à la fig(I.2).



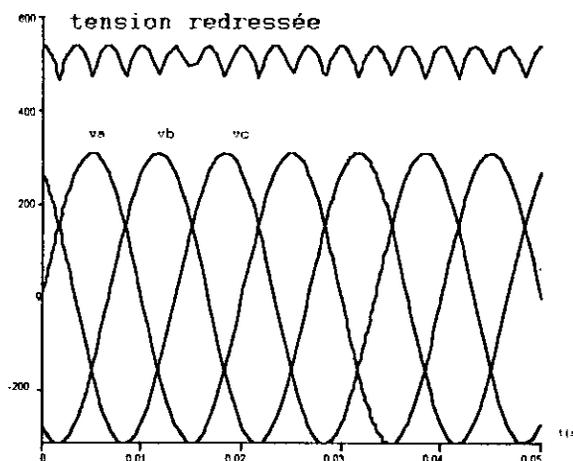
fig(I.2) Association onduleur-MAS.

### 1.8.1 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes (figs(I.3), (I-4)).



fig(1.3) Schéma du redresseur.



Fig(1.4) Tension redressée.

La séquence de conduction des diodes :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j), \quad j=1,3, \quad i=1,3;$$

$$D'_i \text{ conduit si } V_i = \min(V_j), \quad j=1,3, \quad i=1,3.$$

La tension de sortie  $U_d$  est donnée par:

$$U_d = V_i - V_q$$

où:

$D_i, D'_q$  : les diodes en conduction;

$V_i$  : La tension à l'anode de  $D_i$ ;

$V_q$  : La tension à la cathode de  $D'_q$ .

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par:

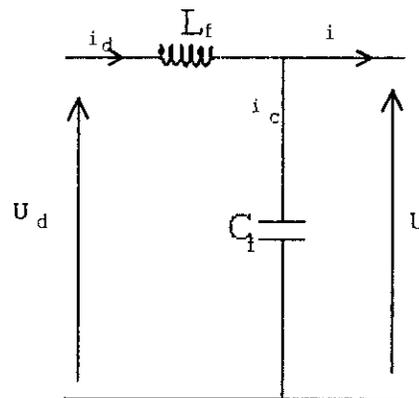
$$U_{d_{\text{moy}}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

et sa fréquence:

$$f = f_{ud} = 6.f$$

### 1.8.2 Modélisation du filtre:

Le filtre utilisé est schématisé à la fig(1.5)



Fig(1.5) Schéma du filtre.

Les équations du filtre sont:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_f} (u_d - u) \\ \frac{du}{dt} &= \frac{1}{C_f} (i_d - i) \end{aligned} \quad (1.9)$$

Le rôle de la capacité  $C_f$  est de rétablir le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance  $L_f$  est de lisser le courant  $i_d$  à travers la source de tension. Un critère de minimisation des harmoniques de  $i_d$  et  $u$  conduit aux conditions

suivantes sur le choix de  $L_r$  et  $C_r$  [3]:

$$\sqrt{L_r C_r} \omega \gg 1$$

$$C_r \omega \gg \frac{I}{U}$$

avec:

I: Valeur moyenne du courant  $i$ ;

U: Valeur moyenne de la tension  $u$ ;

$\omega$ : Pulsation de la tension  $u$ .

et on a:

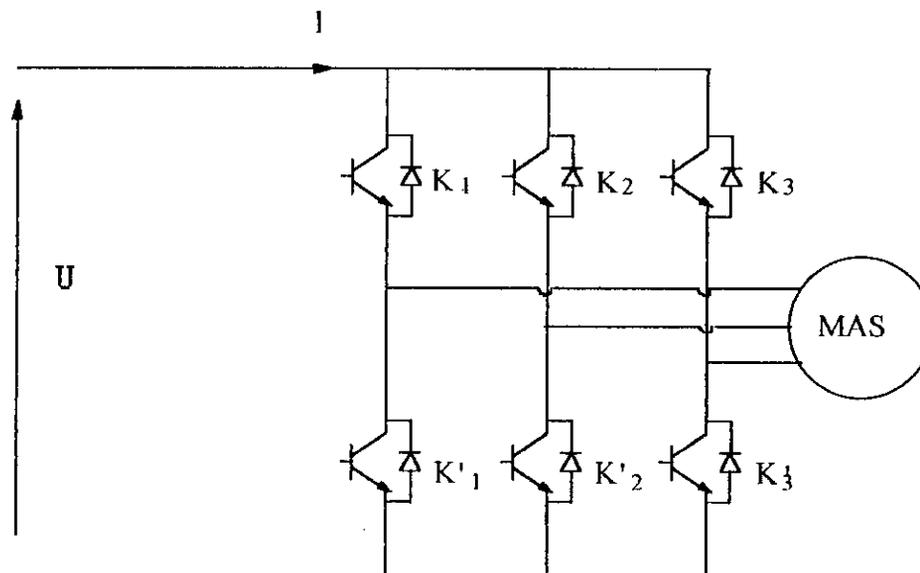
$$C_r = 250 \mu\text{F}$$

$$L_r = 0.1 \text{ H}$$

### I.8.3 Modélisation de l'onduleur:

L'onduleur est un pont triphasé à transistors constitué de trois bras menus de diodes de récupérations. La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire; Lorsqu'un interrupteur conduit, l'autre est bloqué.

Les interrupteurs sont unidirectionnels en tension, et bidirectionnels en courant. L'onduleur est commandé en MLI par la stratégie triangulo-sinusoïdale. Le schéma de l'onduleur est donné à la fig(I.6).



fig(I.6) Schéma de l'onduleur de tension.

On définit les fonctions logiques:

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ fermé et } k_i' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k_i \text{ ouvert et } k_i' \text{ fermé} \end{cases}$$

En tenant compte de cette définition, on déduit les relations suivantes:

$$\begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} = \frac{u}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (I.10)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur:

$$i = F_1 i_{sa} + F_2 i_{sb} + F_3 i_{sc} \quad (I.11)$$

#### 1.8.4 Commande en MLI de l'onduleur:

Cette technique consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé présente l'avantage d'éliminer les harmoniques de tension et permet la variation de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection d'un signal de référence appelé « modulatrice » avec un signal triangulaire appelé « porteuse » de fréquence élevée par rapport à la fréquence de la modulatrice. Pour la stratégie triangulo-sinusoidale, le signal de référence est défini par:

$$V_{refj} = r \sin(2\pi f t - 2(j-1)\pi/3) \quad j = 1,2,3 \quad (I.12)$$

La porteuse est donnée par:

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } t \in (nT_p, \frac{(n+1)T_p}{2}) \\ \frac{-4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } t \in (\frac{(n+1)T_p}{2}, (n+1)T_p) \end{cases} \quad (I.13)$$

avec:  $T_p$ : Période de  $V_p$

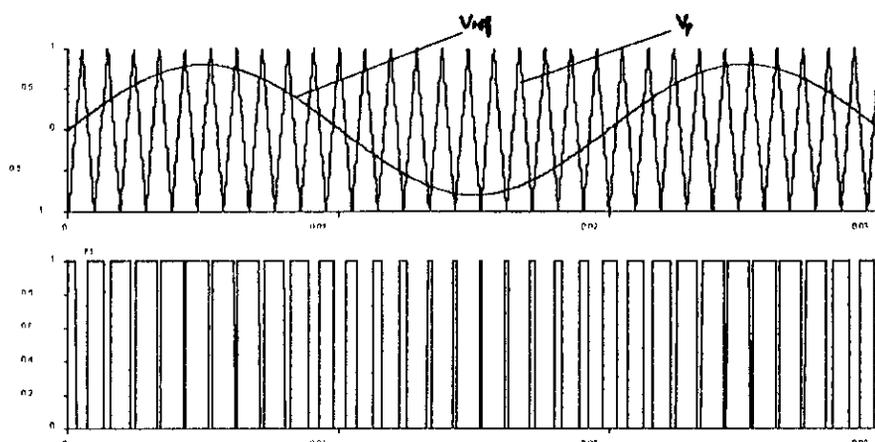
La stratégie triangulo-sinusoïdale (fig(1.7)) est caractérisée par deux grandeurs:

- L'indice de modulation  $m = f_p/f$

avec:  $f_p$ : fréquence de la porteuse.

$f$ : fréquence de la référence.

- Le coefficient de réglage  $r$  qui représente le rapport entre l'amplitude de la référence et la valeur de crête de la porteuse.

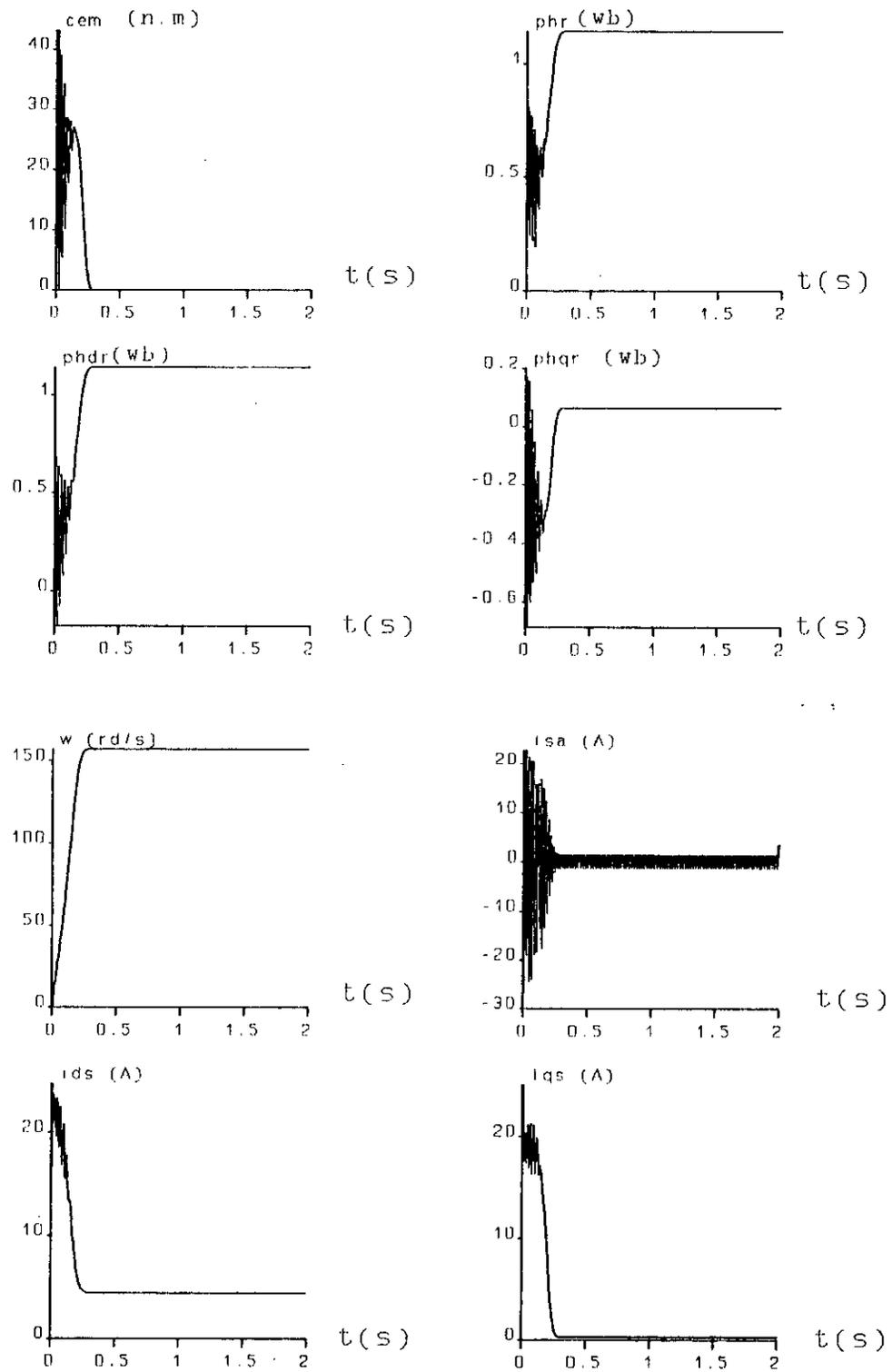


fig(1.7) MLI triangulo-sinusoïdale.

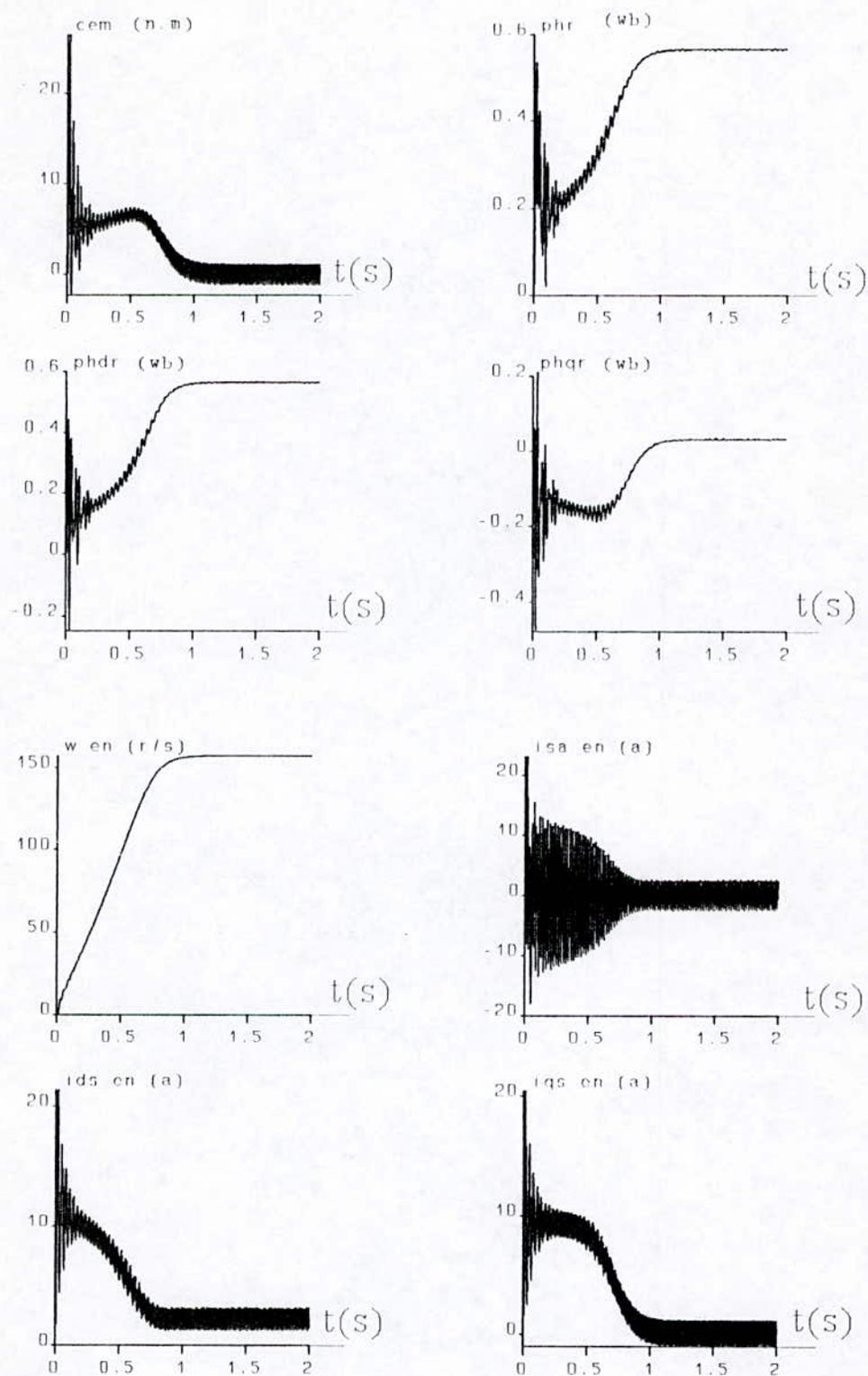
### I.9 Simulation numérique:

Pour illustrer l'application du modèle dynamique proposé dans l'étude des régimes transitoires du moteur, on simule le démarrage sous pleine tension de celui-ci, puis on simule le démarrage du moteur alimenté à travers l'onduleur.

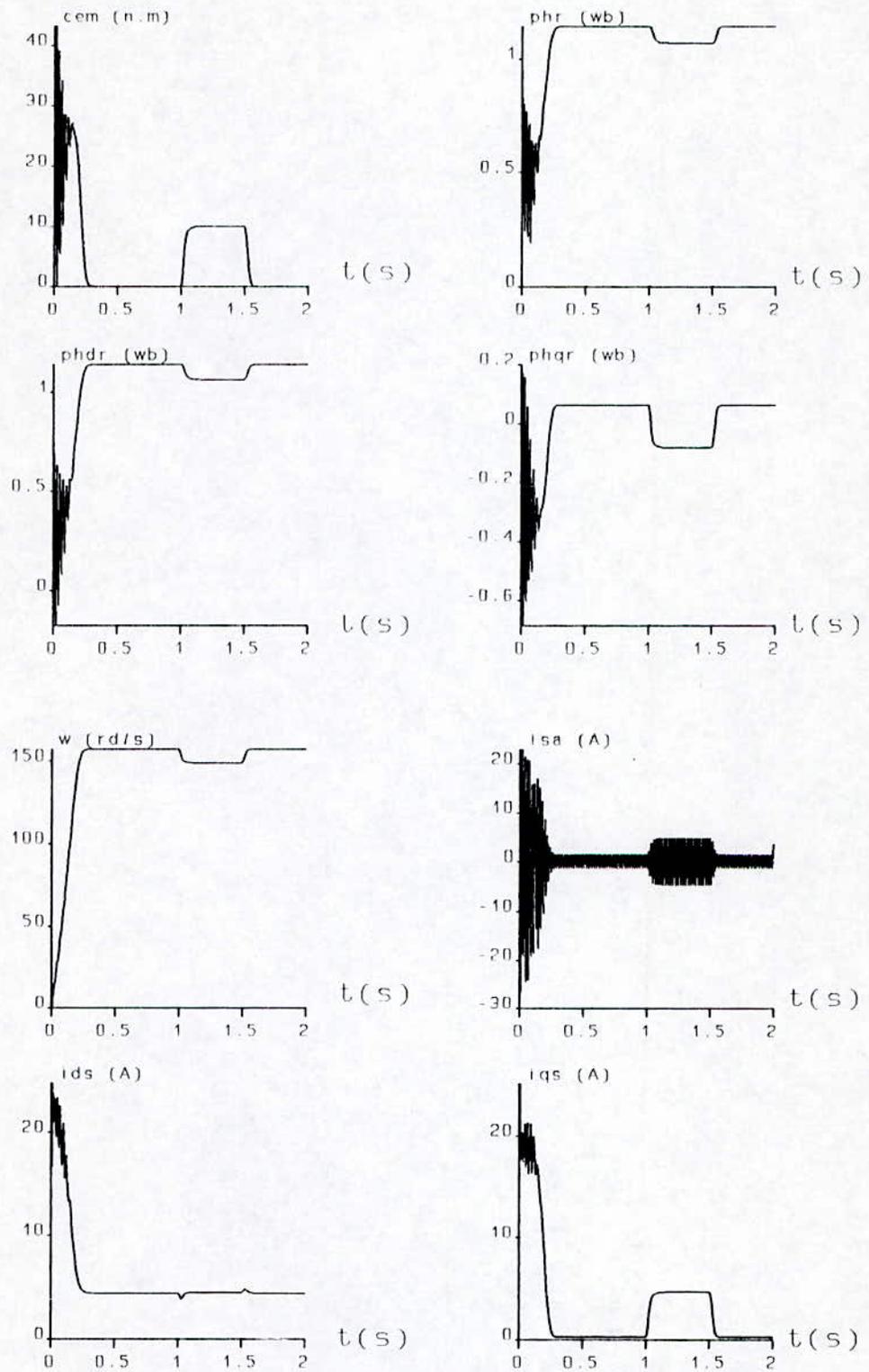
Les résultats de simulations sont donnés aux figures (I.9), (I.10), (I.11), (I.12). Le couple électromagnétique présente des fortes oscillations pendant le démarrage. La partie oscillatoire du couple correspond à une accélération qui amène la vitesse à sa valeur permanente de 1500 tr/mn, au bout de 0,3s. Le courant statorique  $i_{sa}$  est oscillatoire. Il atteint des valeurs qui arrivent jusqu'à 5 fois sa valeur en régime permanent. Les composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  prennent des valeurs constantes après la période transitoire. Les oscillations du couple électromagnétique conduisent à la détérioration du couplage mécanique, et les oscillations du courant causent un échauffement excessif du moteur.



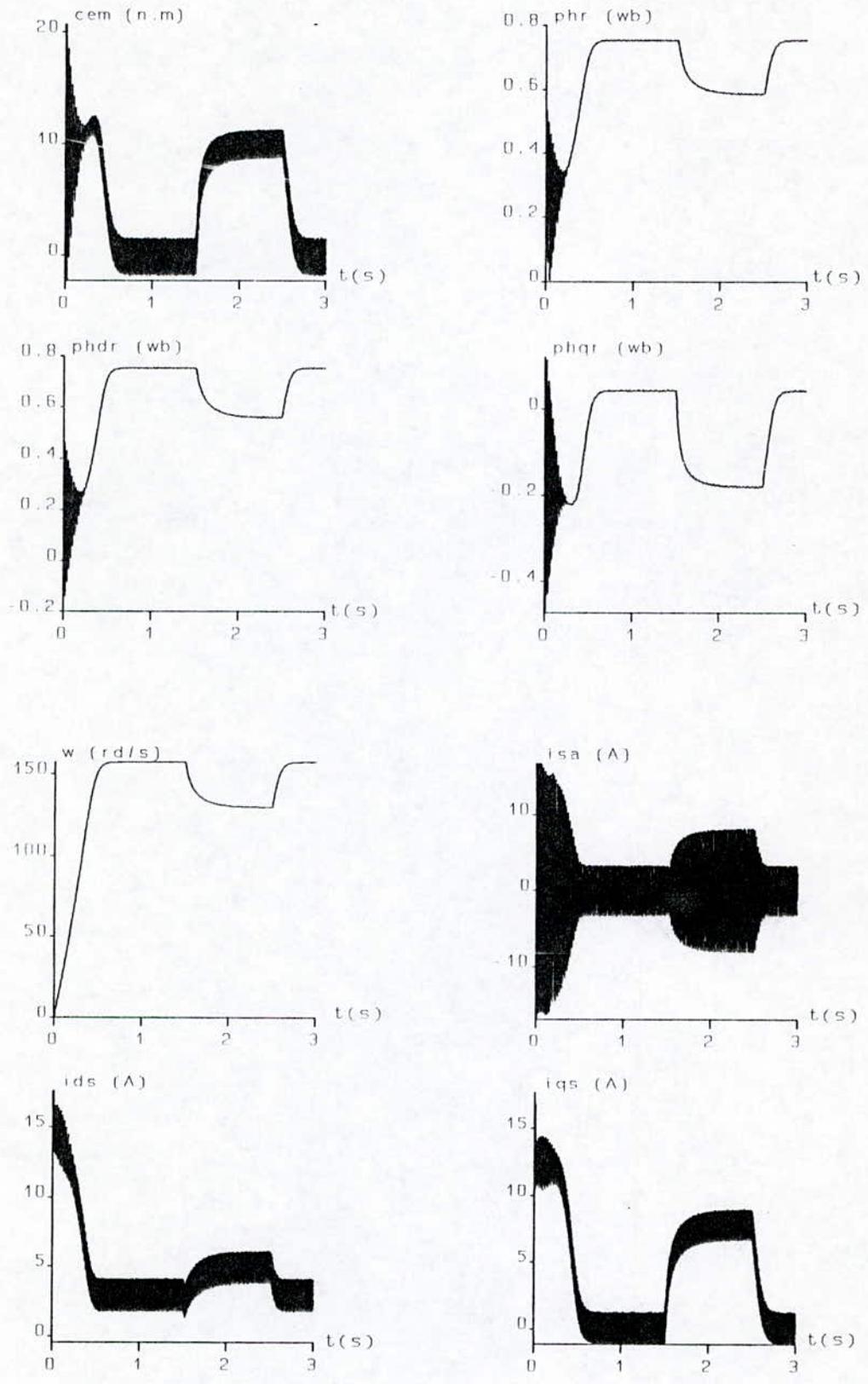
Fig(I.9): Simulation du démarrage sous pleine tension à vide.



Fig(I.10): Simulation de l'association Onduleur-MAS.



Fig(I.11): Simulation du démarrage sous pleine tension en charge.



Fig(I.12): Association onduleur-MAS avec application d'une charge.

**I.10 Conclusion:**

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Dans les chapitres suivants, on va exploiter ce modèle pour l'étude de la commande vectorielle de la machine.

# CHAPITRE -II-

---

## PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

---

## **II-1 Introduction:**

En général, un moteur électrique peut être considéré comme une source contrôlée du couple. Les systèmes de hautes performances, tels que ceux utilisés pour le contrôle de position nécessitent un contrôle précis de la valeur instantanée du couple [7].

Le contrôle précis et indépendant du couple et du flux est possible pour les machines à courant continu à excitation séparée.

Les machines asynchrones présentent une structure dynamique non linéaire. En effet le couple électromagnétique développé est le produit vectoriel du vecteur flux et du vecteur courant. Ces deux vecteurs ne sont pas fortement en quadrature. Par suite, le contrôle indépendant du couple et du flux n'est plus facile comme dans le cas des machines à courant continu [7][8].

La condition optimale de production du couple pour un moteur à induction est l'orthogonalité entre le vecteur flux rotorique et le vecteur courant rotorique. La commande par orientation du flux permet de satisfaire ces conditions, et de provoquer un découplage entre le contrôle du couple et le contrôle du flux, tant en régime permanent qu'en régime transitoire [7].

Dans ce chapitre, on donne une représentation générale de la commande vectorielle, et on montre le découplage obtenu entre le couple et le flux d'un moteur asynchrone commandé par ce type de contrôle.

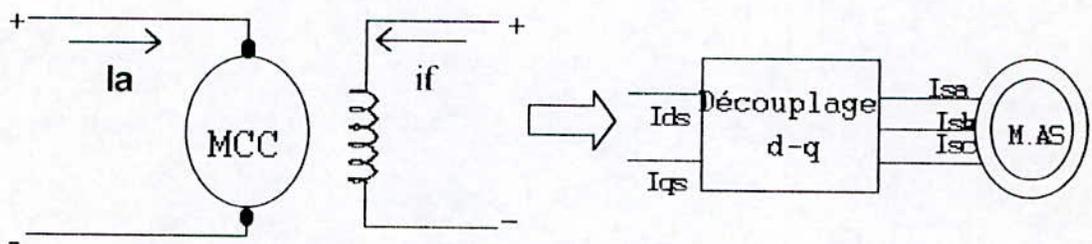
## **II-2 Principe de la commande par orientation du flux:**

Le principe de la commande vectorielle a été proposé pour la première fois par Hasse en 1968, et Blashke en 1971. Il consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects:

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.

- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire[7].

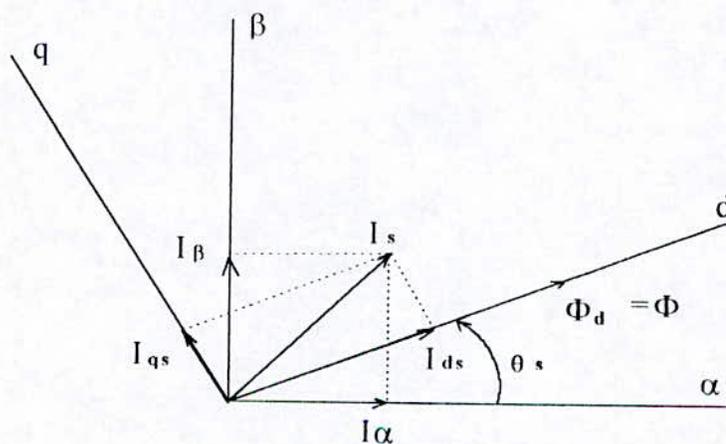
Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel **d-q** et les champs ( statorique, rotorique, et d'entrefer) de la machine tournent à la même vitesse (vitesse de synchronisme). L'orientation d'un de ces trois champs suivant l'axe **d** du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation de flux-commande vectorielle-. Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (fig ( II.1)).



Fig(II.1): Principe du découplage.

### II-3 Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux:

Dans le modèle biphasé de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant, de telle sorte que l'axe-**d** de ce référentiel coïncide avec un des trois flux de la machine (statorique, rotorique ou d'entrefer) (fig (II.1)).



Fig(II.2): Orientation du flux.

Le flux  $\Phi$  représenté à la fig (II.2) peut être le flux rotorique (plus fréquemment), statorique, ou d'entrefer, ce qui implique que la commande par orientation du flux peut se faire de trois manières:

- Orientation du flux rotorique, avec les conditions:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r, \quad \Phi_{qr} = 0$$

-Orientation du flux statorique, avec les conditions:

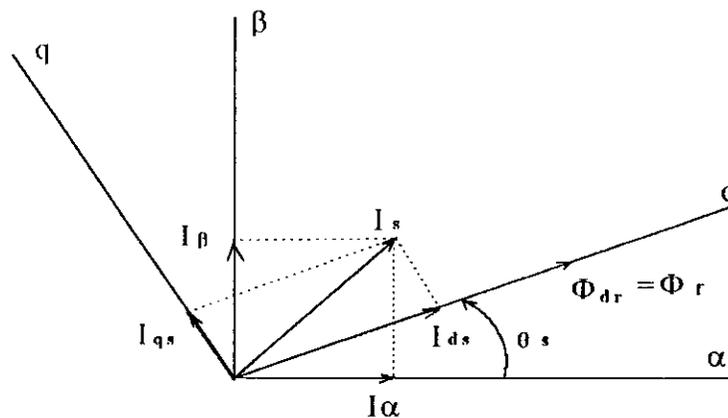
$$\Phi_{ds} = \Phi_s, \quad \Phi_{qs} = 0$$

-Orientation du flux magnétisant, avec les conditions:

$$\Phi_{dm} = \Phi_m, \quad \Phi_{qm} = 0$$

### II-3-1 Orientation du flux rotorique:

On choisi un référentiel  $d-q$  de telle sorte que l'axe directe  $d$  coïncide avec le vecteur du flux rotorique  $\bar{\Phi}_r$ . Dans ces conditions la composante en quadrature du flux rotorique est nulle (fig (II-3)).



Fig(II.3): Référentiel lié au flux rotorique.

on a:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r$$

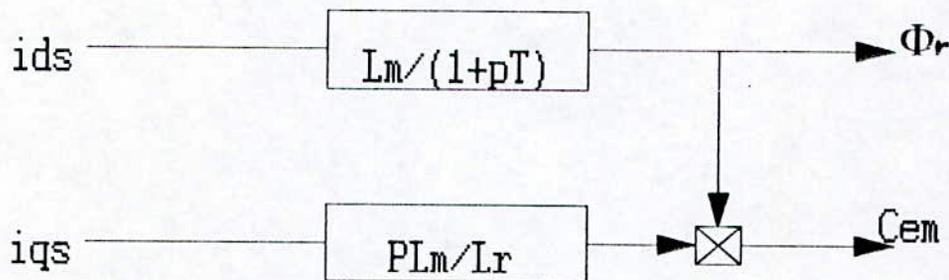
$$\Phi_{qr} = 0$$

(II.1)

En imposant (II.1) dans (I.7) on obtient:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\
 \Phi_r &= \frac{L_m i_{ds}}{1 + pT} \\
 c_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\
 \omega_{gl} &= \frac{L_m i_{qs}}{T_r \Phi_r}
 \end{aligned} \tag{II.2}$$

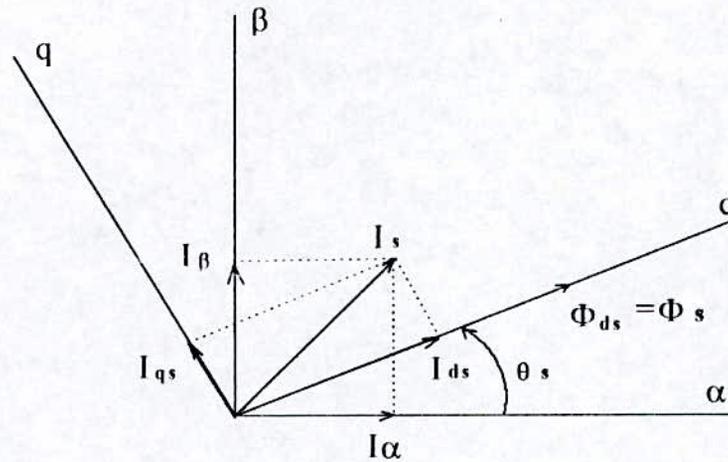
On constate que seule la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique  $\Phi_r$ , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $i_{qs}$ , si le flux rotorique  $\Phi_r$  est maintenu constant (fig II.4). Par contre, les équations de tensions montrent un couplage indésirable, ce qui nécessite d'utiliser un circuit de découplage lors de l'implémentation de la commande.



Fig(II.4): Découplage avec orientation du flux rotorique

### II-3-2 Orientation du flux statorique:

Nous avons vu que le choix d'un référentiel lié au champ tournant rotorique conduit à un découplage automatique entre le flux et le couple. Cependant, on peut arriver au même découplage en choisissant un référentiel lié au vecteur flux statorique. Ce choix présente des avantages tel que la facilité d'estimer le flux statorique (fig(II.5)).



Fig(II.5): Référentiel lié au flux statorique.

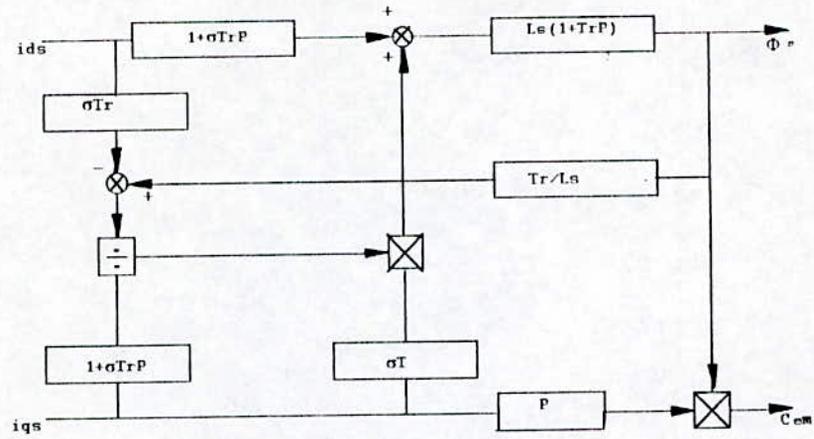
Dans ce cas on a:

$$\begin{aligned}\Phi_{ds} &= \Phi_s \\ \Phi_{qs} &= 0\end{aligned}\quad (II.3)$$

L'imposition des équations (II.3) dans (I.7) conduit aux équations suivantes:

$$\begin{aligned}V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_s \\ \Phi_s &= \frac{(1 + \sigma T_r p) L_s i_{ds} - L_s \sigma T_r \omega_l i_{qs}}{1 + p T_r} \\ c_{em} &= p \Phi_s i_{qs} \\ \omega_{gl} &= \frac{\frac{i_{qs}}{\Phi_s} + p i_{qs}}{\frac{\Phi_s}{\sigma L_s}} - i_{ds} \\ p &= \frac{d}{dt}\end{aligned}\quad (II.4)$$

Le système (II.4) montre que le courant  $i_{qs}$  et le courant  $i_{ds}$  ne sont pas découplés (fig(II.6)), d'où la nécessité d'un circuit de découplage entre ces deux grandeurs lors de l'implémentation de la commande, en plus du circuit de découplage entre les tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$ .

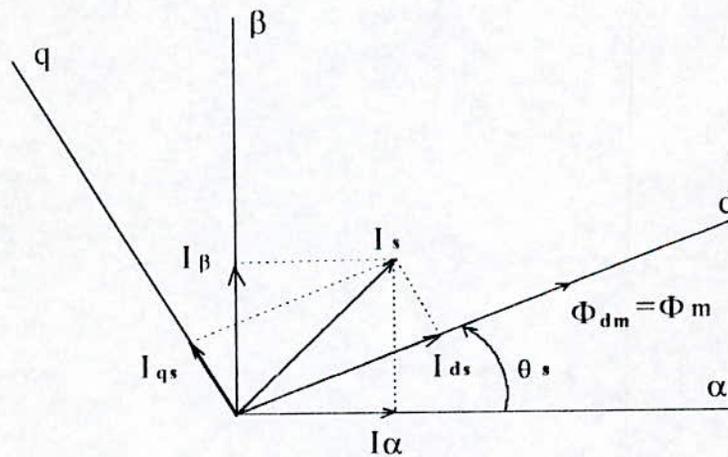


Fig(II.6): Découplage avec orientation du flux statorique.

**II-3-3 Orientation du flux magnétisant:**

L'orientation du flux magnétisant est semblable à l'orientation du flux statorique. Elle est utilisée surtout pour les machines à double cage, car l'existence de deux cages rotoriques conduit à une sorte de deux champs rotoriques d'où la difficulté d'implanter une orientation du flux rotorique [8].

L'axe **d** du référentiel est colinéaire avec le vecteur flux magnétisant (fig (II.7)).



Fig(II.7): Référentiel lié au flux magnétisant.

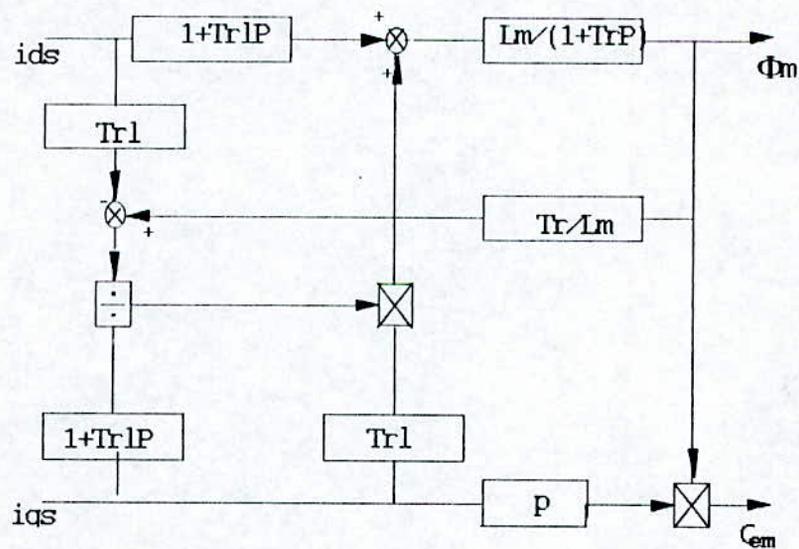
En imposant les conditions:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{dm} &= \Phi_m \\
 \Phi_{qm} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{II-5}$$

dans le système (I-7), on obtient:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s p i_{ds} + p \Phi_m - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s p i_{qs} + \omega_s \Phi_m + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\
 \Phi_m &= \frac{(1 + \sigma T_{rl} p) L_m i_{ds} - L_m \sigma T_{rl} \omega_g i_{qs}}{1 + p T_{rl}} \\
 c_{em} &= p \Phi_m i_{qs} \\
 \omega_g &= \frac{\frac{i_{qs}}{T_{rl}} + p i_{qs}}{\frac{\Phi_m}{\sigma L_m} - i_{ds}} \\
 p &= \frac{d}{dt} \\
 T_{rl} &= \frac{l_r}{R_r}
 \end{aligned}
 \tag{II.6}$$

Ce système montre le couplage existant entre  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  (fig(II.8)), ainsi que le couplage entre  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$ . On remarque aussi une analogie avec le système (II.4), en remplaçant  $\sigma T_r$  par  $T_{rl}$  et  $L_s$  par  $L_m$ .



Fig(II.8): Découplage avec orientation du flux magnétisant.

**II-4 La commande découplée:**

Cette commande consiste à contrôler la composante directe  $i_{ds}$  et en quadrature  $i_{qs}$  du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine. On peut implanter le modèle de cette commande de trois manières différentes suivant le flux choisi à orienté.

**II-4-1 Découplage avec orientation du flux rotorique:**

A partir du système (II.2), on peut déduire les composantes  $i_{ds}^*$  et  $i_{qs}^*$  en fonction du couple de référence  $C_{em}^*$  et du flux de référence  $\Phi_r^*$  comme suite:

$$\begin{aligned}
 i_{ds}^* &= \frac{1}{L_m} (\Phi_r^*) (1 + T_r p) \\
 i_{qs}^* &= \frac{L_r}{p L_m} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \\
 \omega_{gl}^* &= \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\Phi_r^*}
 \end{aligned}
 \tag{II.7}$$

A partir du système ( II.7), on peut implanter le schéma de la commande par orientation du flux rotorique fig (II.9).

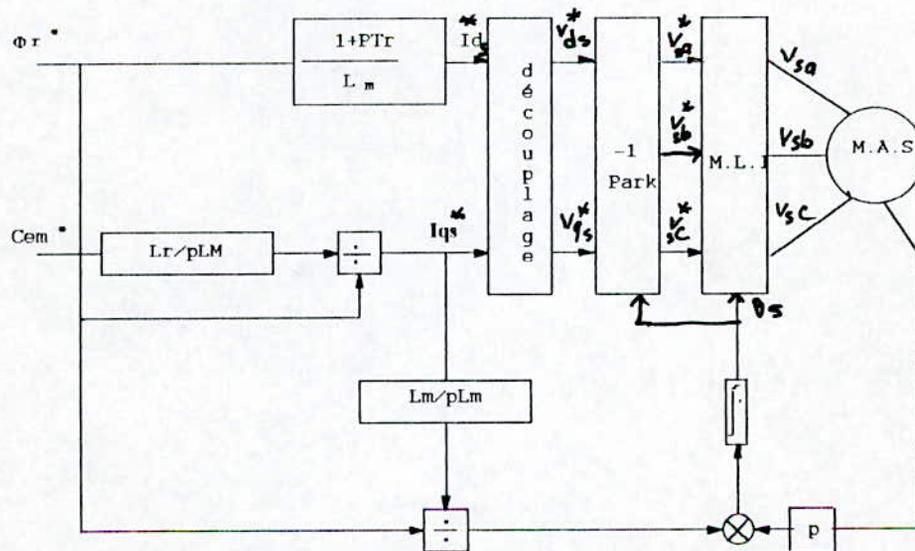
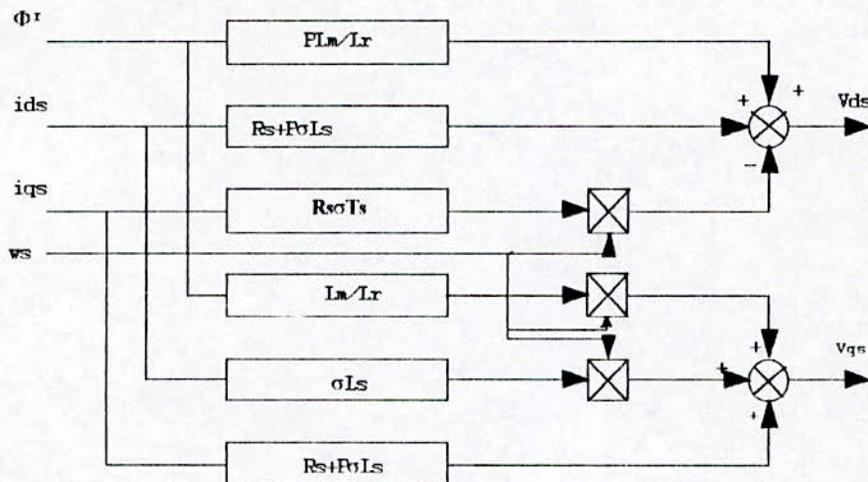


Fig (II.9): Schéma bloc de la commande découplée par orientation du flux rotorique.

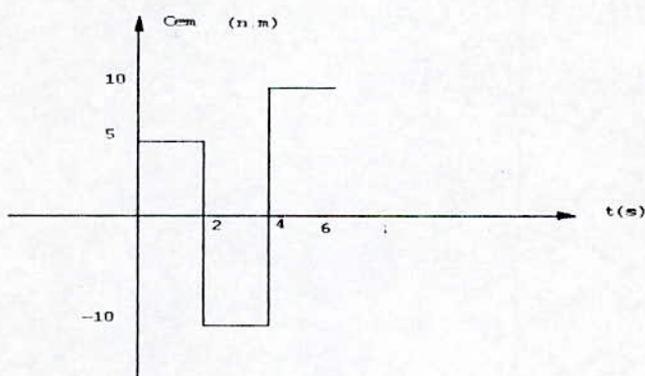
A partir de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , on obtient les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , suivant le schéma fonctionnel de la fig(II.10).



Fig(II.10): Découplage entre  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  avec orientation du flux rotorique.

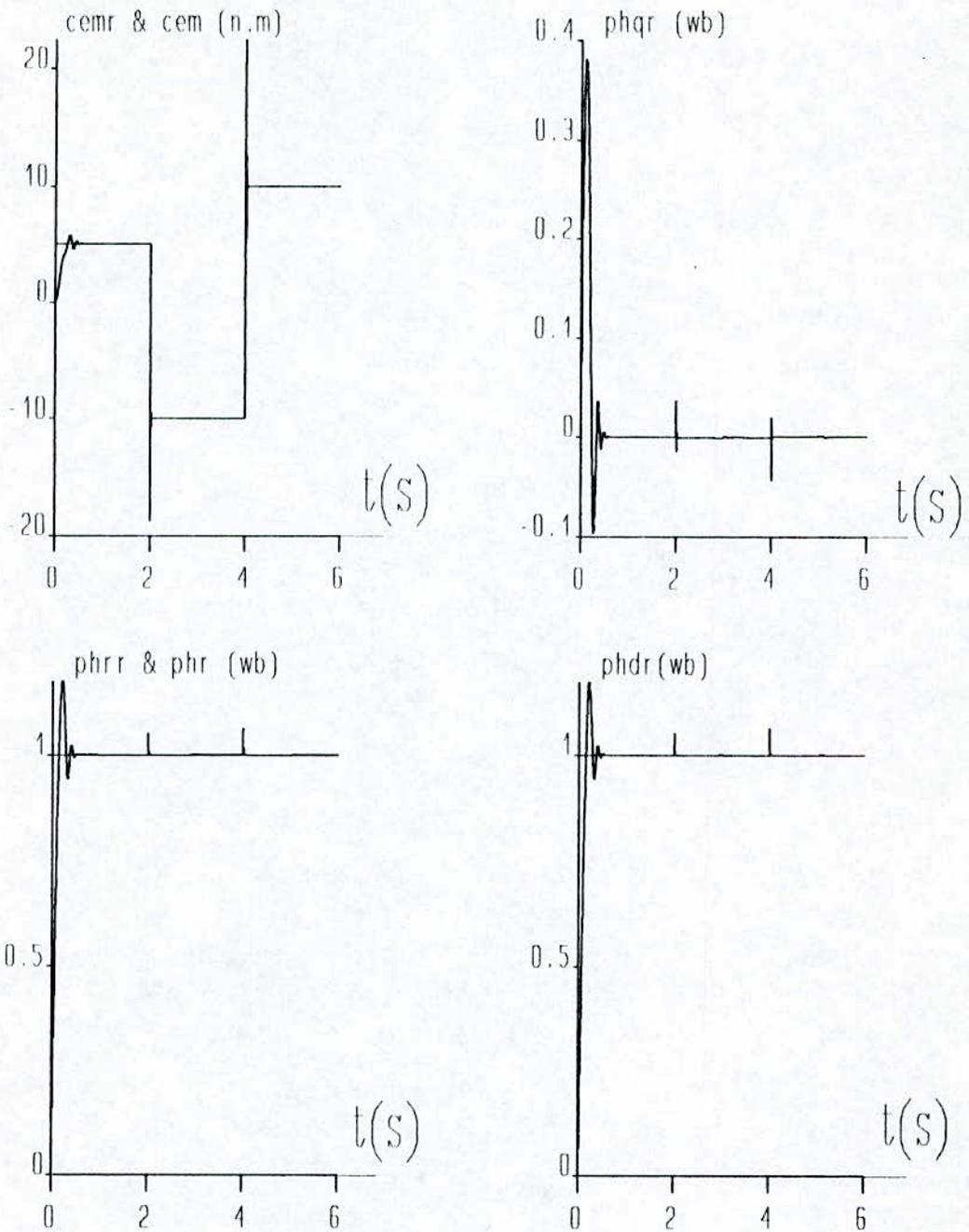
**Simulation numérique:**

Afin de vérifier le découplage introduit par cette commande entre le flux et le couple, on fait recours à la simulation numérique. On impose le flux de référence  $\Phi_r^* = 1\text{wb}$ , et le couple de référence ayant la forme suivante:

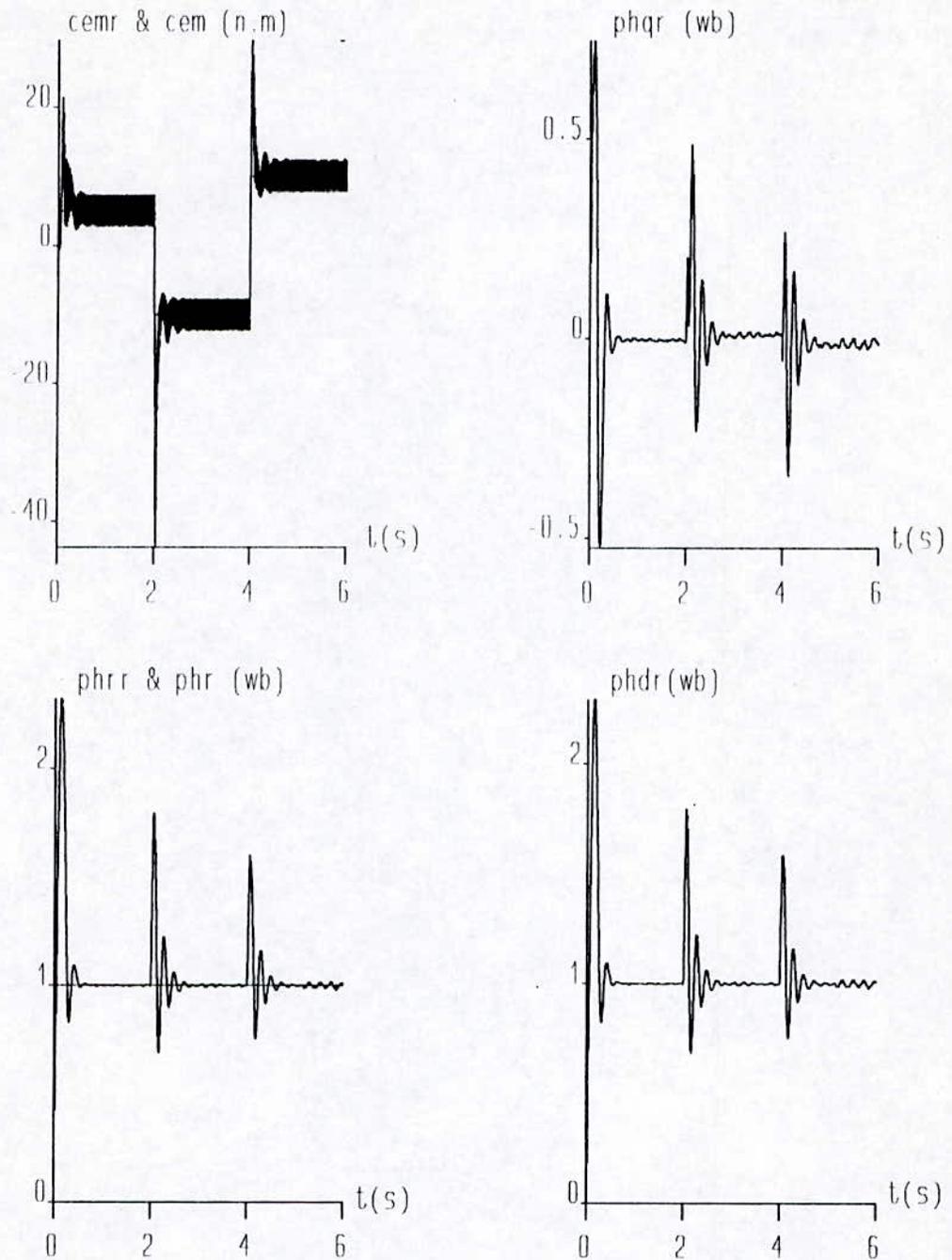


Fig(II.11) Référéncie du couple.

Les résultats de simulations sont montrés aux figs (II.12) et (II.13). Le couple  $C_{em}$  suit la référéncie du couple. Le flux  $\Phi_r$  s'oriente suivant l'axe  $d$  (car  $\Phi_{qr} = 0$ ).



Fig(II.12): Simulation du découplage avec orientation du flux rotorique.



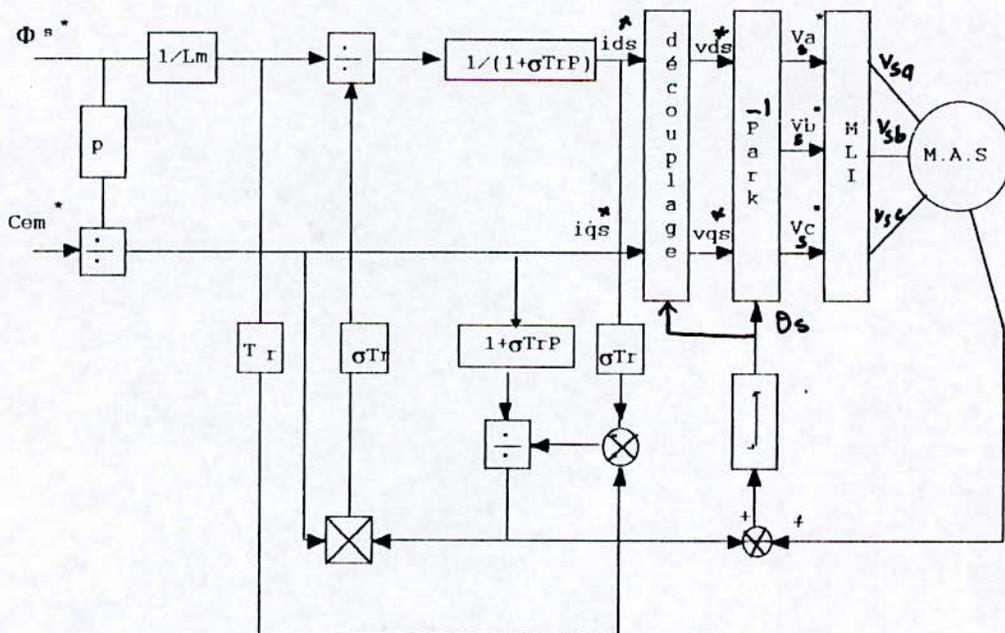
Fig(II.13): Découplage avec orientation du flux rotorique. machine alimentée par l'onduleur.

**II-4-2-2 Découplage avec orientation du flux statorique:**

A partir du système (II.4) on obtient:

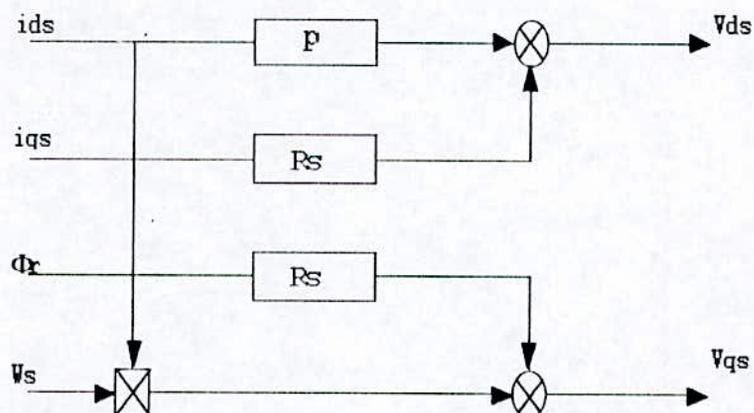
$$\begin{aligned}
 i_{ds}^* &= \frac{1}{1 + pTr\sigma} \left( \frac{\Phi_s^*}{L_s} + \frac{\sigma Tr \omega_{gl}^*}{p\Phi_s^*} \right) \\
 i_{qs}^* &= \frac{C_{em}^*}{p\Phi_s^*} \\
 \omega_{gl}^* &= \frac{(1 + p\sigma Tr) i_{qs}^*}{\frac{\Phi_s^* Tr}{L_s} - \sigma Tr i_{ds}^*} \\
 \omega_s^* &= \omega_{gl}^* + \omega_m \\
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + p\Phi_s \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_s
 \end{aligned}
 \tag{II.8}$$

Le schéma bloc de la commande découplée par orientation du flux statorique est donné par la fig(II.14):



Fig(II.14): Schéma bloc de la commande découplée par orientation du flux statorique.

A partir des équations de tension on déduit le schéma simple de découplage entre  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ :



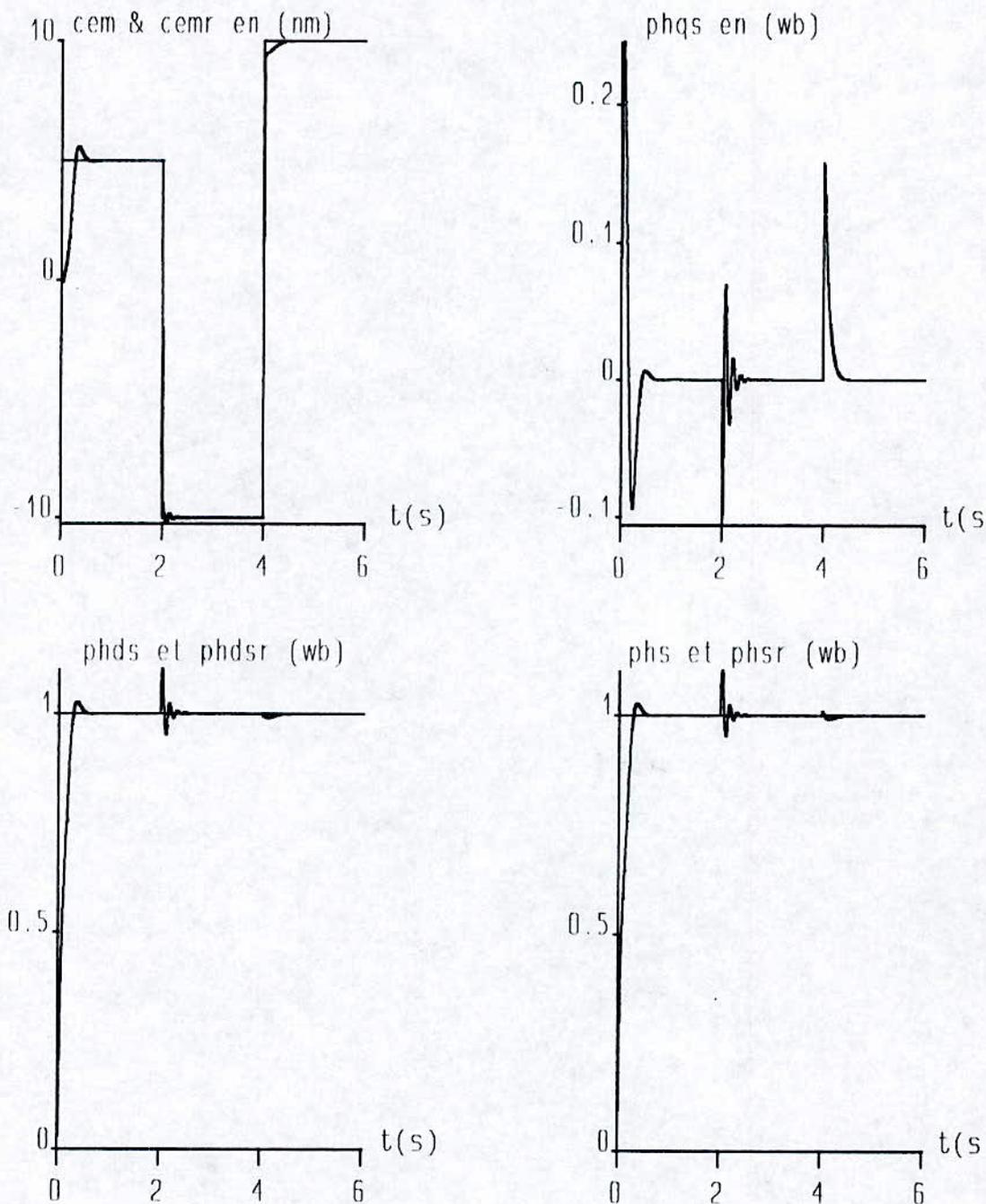
Fig(II.15): Découplage entre  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  avec orientation du flux statorique.

### Simulation numérique:

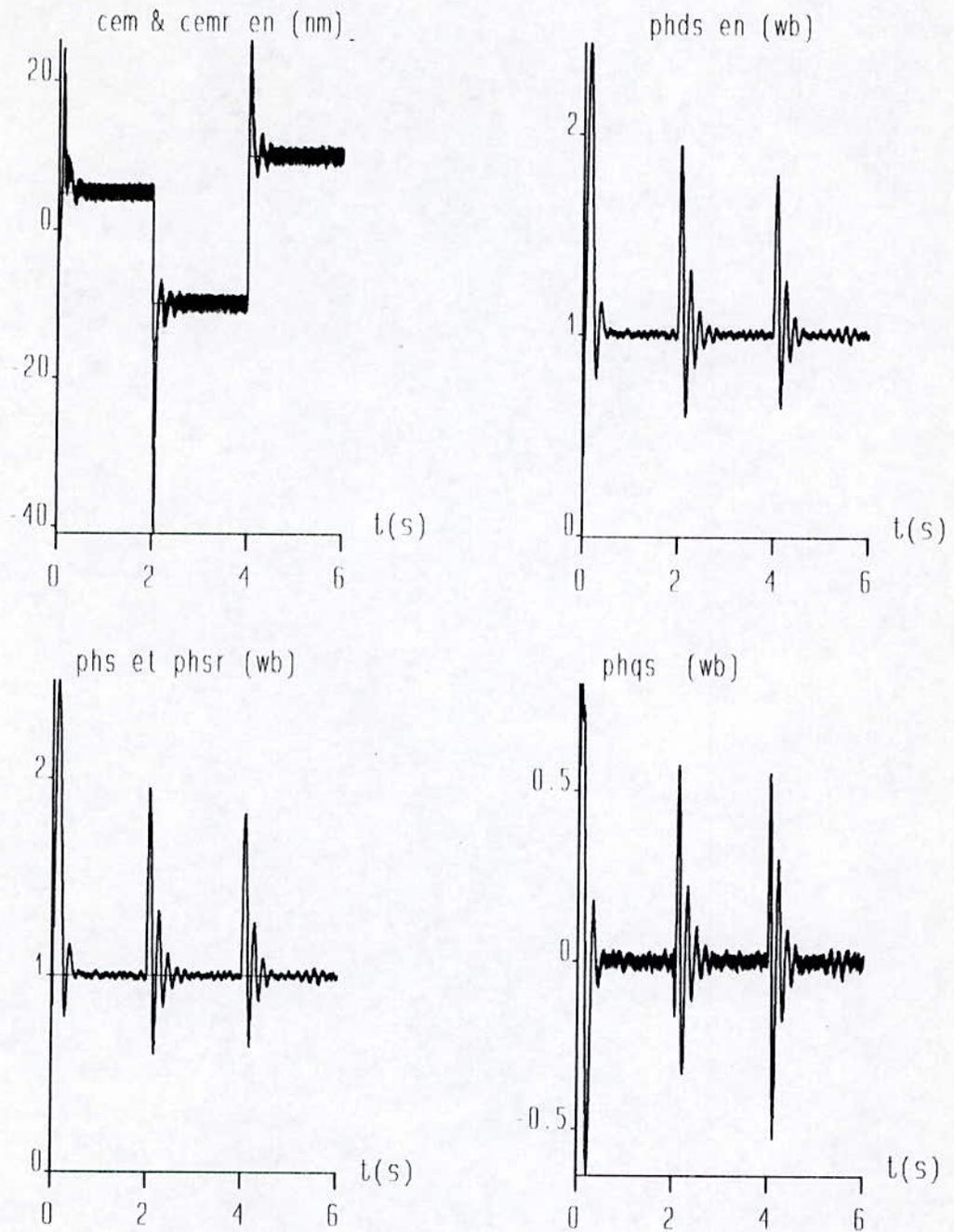
On simule le découplage du couple électromagnétique et du flux statorique, en prenant les mêmes références du couple et du flux que pour le cas d'orientation du flux rotorique.

Sur les figures (II.16) et (II.17), le couple et le flux suivent leurs références.

La variation brusque du couple n'influe pas sur le flux statorique. Les oscillations du couple et du flux sont dues au découplage inséré entre  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , et l'utilisation de la dérivée  $\frac{di_{ds}}{dt}$  dans le modèle de la commande pour calculer la fréquence de glissement.



Fig(II.16): Découplage avec orientation du flux statorique.



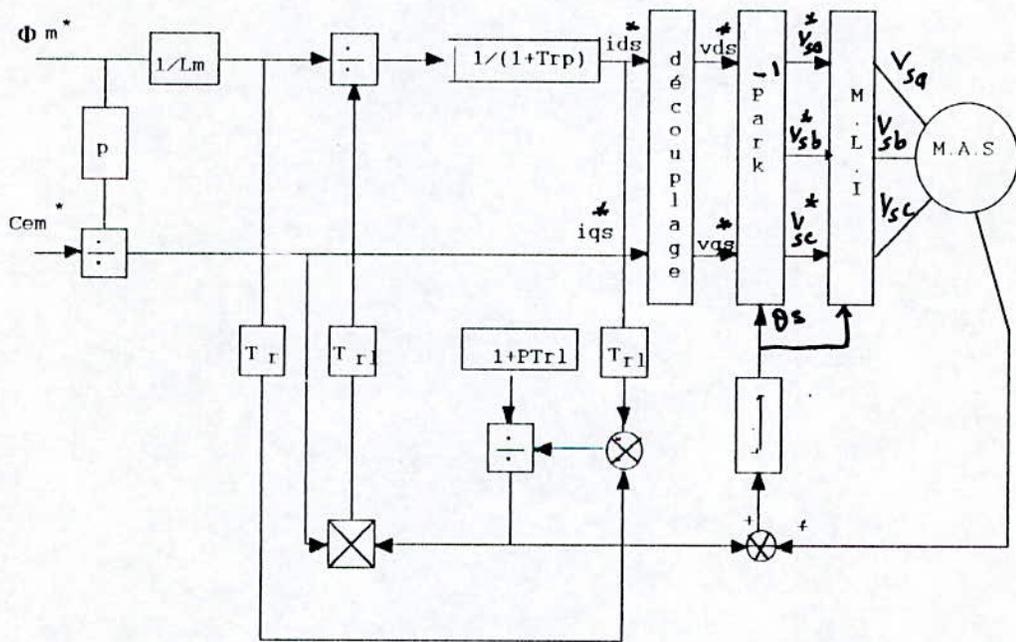
Fig(II.17): Découplage avec orientation du flux statorique. machine alimentée par l'onduleur.

**II-4-3 Découplage avec orientation du flux magnétisant:**

A partir du système (II.6), on obtient:

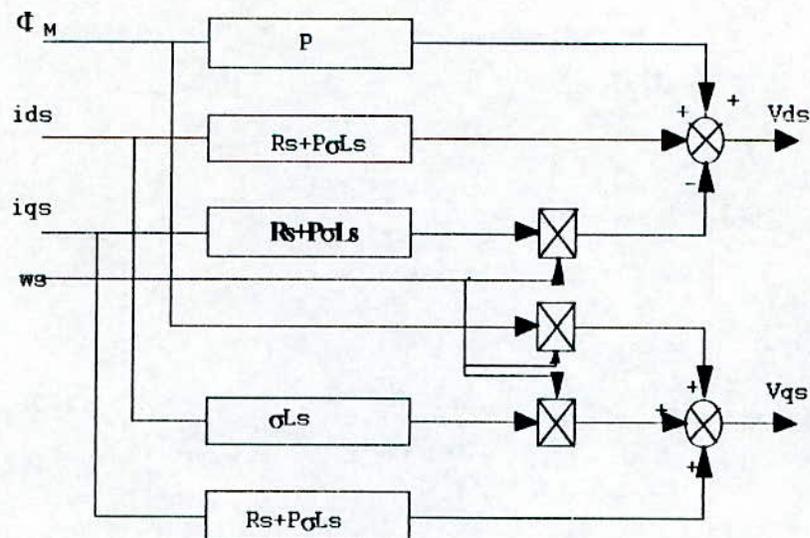
$$\begin{aligned}
 i_{ds}^* &= \frac{1}{1+pT_{rl}} \left( \frac{\Phi_m^*}{L_m} + \frac{T_{rl}\omega_{gl}^*}{p\Phi_m^*} \right) \\
 i_{qs}^* &= \frac{C_{em}^*}{p\Phi_m^*} \\
 \omega_{gl}^* &= \frac{(1+pT_{rl})i_{qs}^*}{\Phi_m^*T_{rl} - T_{rl}i_{ds}^*} \\
 &\quad L_m
 \end{aligned}
 \tag{II-9}$$

On peut implanter le schéma de la commande par orientation du flux magnétisant fig(II.18):



Fig(II.18) schéma bloc de la commande découplée avec orientation du flux magnétisant.

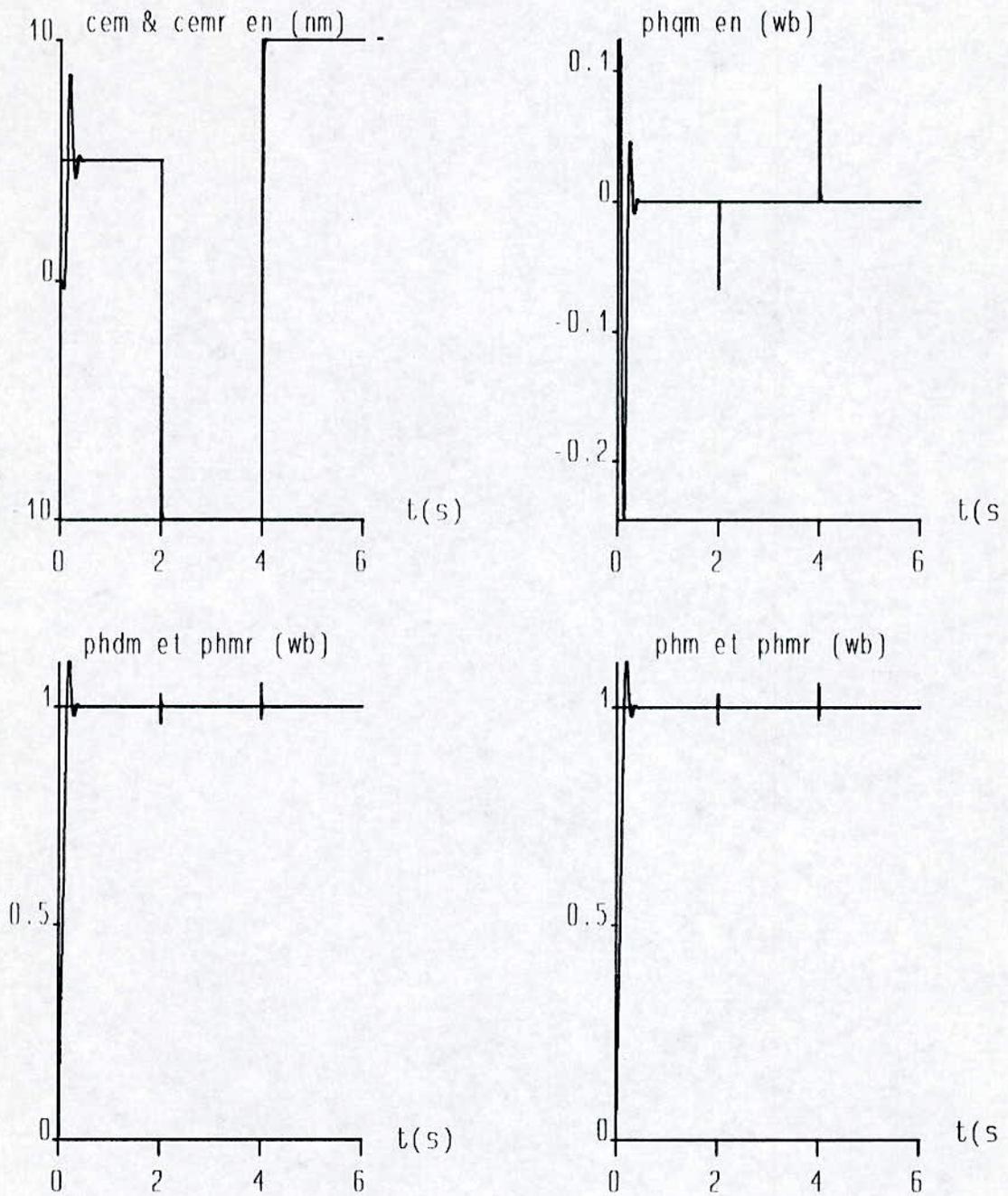
En se basant sur les équations de tension du système (II.6), on déduit le circuit de découplage entre Vds et Vqs fig(II.19):



Fig(II.19): Découplage de  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , avec orientation du flux magnétisant.

### Simulation numérique:

Les mêmes références du couple et du flux sont appliquées au système. Les résultats de simulations sont donnés à la figure (II.20). Le découplage prévu entre le couple électromagnétique et le flux magnétisant est maintenu.



Fig(II.20): Découplage avec orientation du flux magnétisant.

**Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à présenter des principes de la commande vectorielle. Nous avons discuté les trois types d'orientation du flux dans la machine asynchrone. Ces orientations permettent de séparer la commande du flux de celle du couple.

L'orientation du flux rotorique conduit à un découplage entre les composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  du courant statorique. L'orientation du flux statorique ou du flux magnétisant présente un certain couplage entre  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Ces remarques nous ont permis d'orienter notre choix vers l'orientation du flux rotorique dans le reste de ce travail.

## CHAPITRE -III-

---

### IMPLANTATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE

---

### III-1 Introduction:

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone, il existe deux méthodes: la méthode indirecte, et la méthode directe. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence la position et du module du flux tournant choisi [7][10]. Pour la méthode indirecte, cette position est estimée en fonction des grandeurs des références et des paramètres internes de la machine. Pour la méthode directe, la position et le module du flux sont mesurés ou estimés en fonction des grandeurs facilement mesurables telles que la tension et le courant statoriques.

### III.2 La méthode indirecte:

#### III-2-1 Principe:

Le principe de cette méthode consiste à calculer la position du flux en calculant la vitesse de glissement  $\omega_{gl}$ , et en captant la position du rotor [10].

#### III-2-2 Le schéma fonctionnel:

Le schéma fonctionnel d'une régulation de vitesse est donné à la fig (III-1).

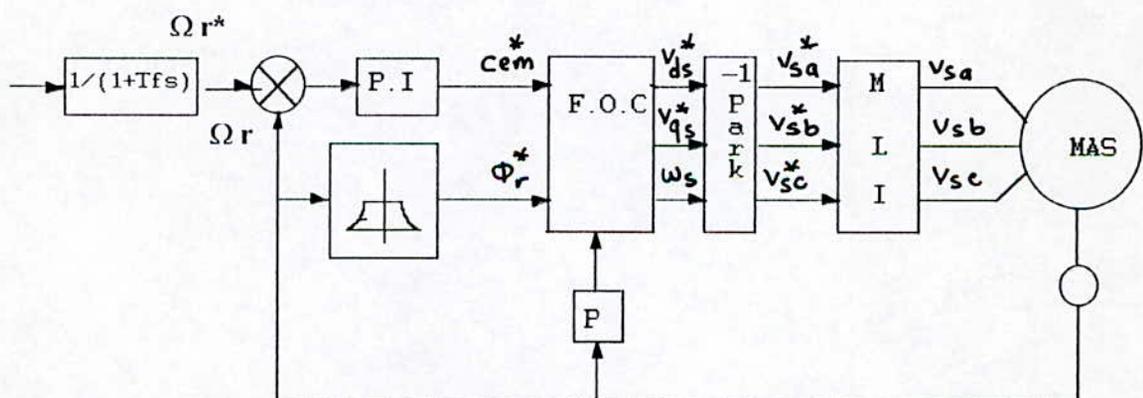


Fig (III.1) Schéma fonctionnel de la commande vectorielle - méthode indirecte.

Le schéma fonctionnel de la fig(III-1) présente les éléments suivants:

- Le FOC: ce bloc était développé au paragraphe (II-4-1)
- Un bloc de défluxage: pour le fonctionnement à flux constant, le fondamental de la

tension est proportionnel à la vitesse de rotation  $\omega$ . Or la tension statorique ne doit pas dépasser la valeur maximale admissible par l'onduleur, on fait recours à une diminution du flux lors du fonctionnement à grandes vitesses, au-delà du régime nominal.

$$\Phi_r = \begin{cases} \Phi_n & \text{si } |\Omega| < \Omega_n \\ \frac{\Phi_n \times \Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Un bloc de limitation inséré entre les tensions de référence et l'onduleur pour des raisons de sécurité de celui-ci.

La référence du flux  $\Phi_r^*$  est obtenue à partir du bloc de défluxage, et la référence du couple  $C_{em}^*$  est obtenue à partir d'un régulateur numérique PI, qui traite le signal d'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée. Le couple est borné de façon symétrique, afin de ne pas dépasser le couple maximal admissible par la machine, et le courant maximal admissible par le convertisseur statique. Un filtre du premier ordre est inséré avant le régulateur afin d'améliorer la réponse du système vis à vis de la consigne, avec l'inconvénient d'augmenter le temps de réponse du système [26].

### III-3 Simulation numérique:

La dynamique de la commande indirecte est simulée pour les essais suivants:

- Le démarrage à vide du moteur pour une vitesse de consigne de 100 rd/s.
- L'application brusque d'un couple de charge de 10 Nm.
- L'inversion de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s.

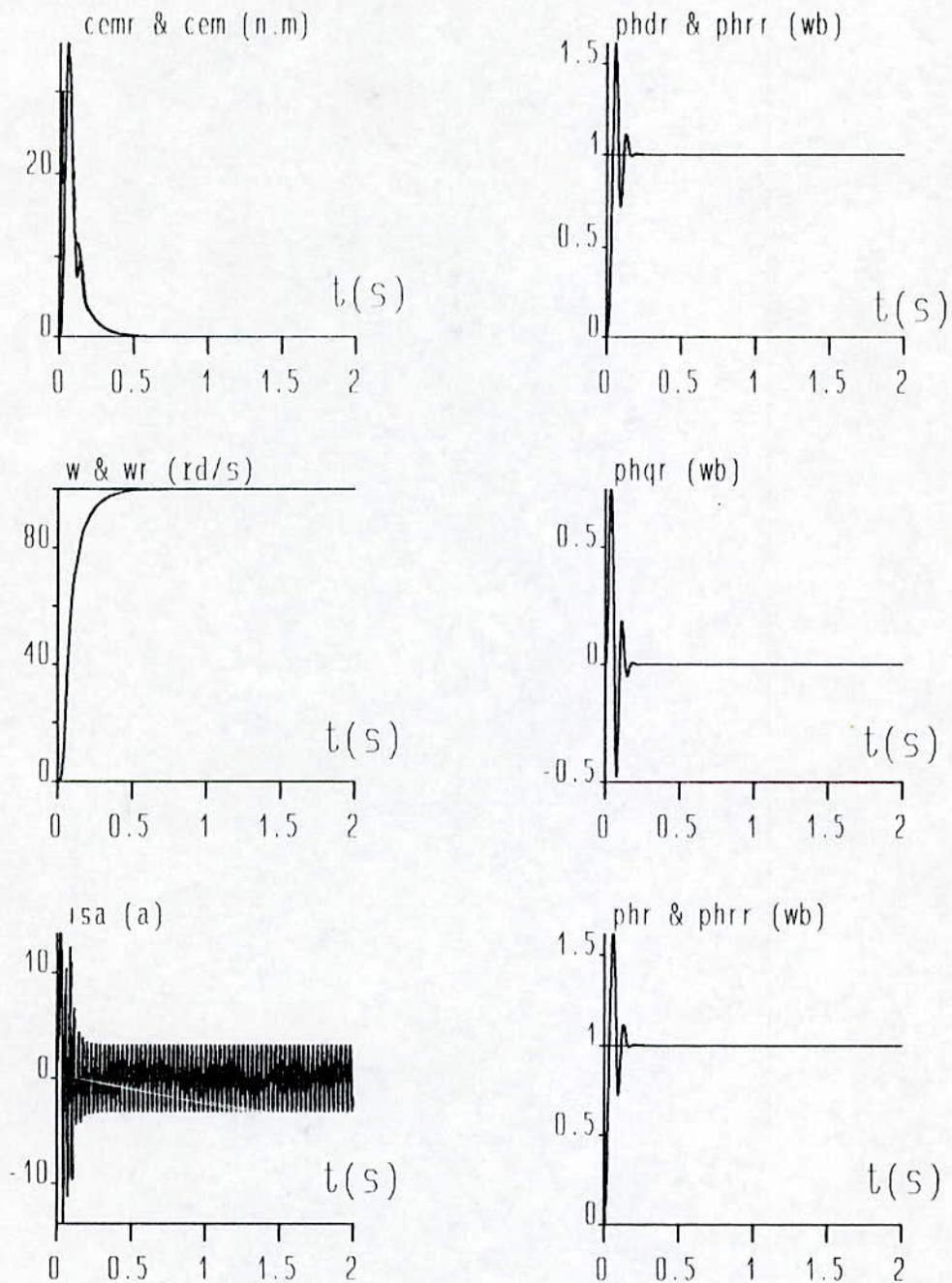
Les figs (III.2) et (III.3) donnent les résultats de simulation. La vitesse suit la grandeur de référence  $\Omega_r^*$  sans dépassement, mais le temps de réponse est un peu lent, à cause du retard introduit par le filtre. On constate que le flux rotorique suit sa référence suivant l'axe d, avec une composante en quadrature nulle. Le courant statorique a un comportement sinusoïdal.

L'application d'un couple résistant (figs(III-4) et (III-5)) conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique de la machine.

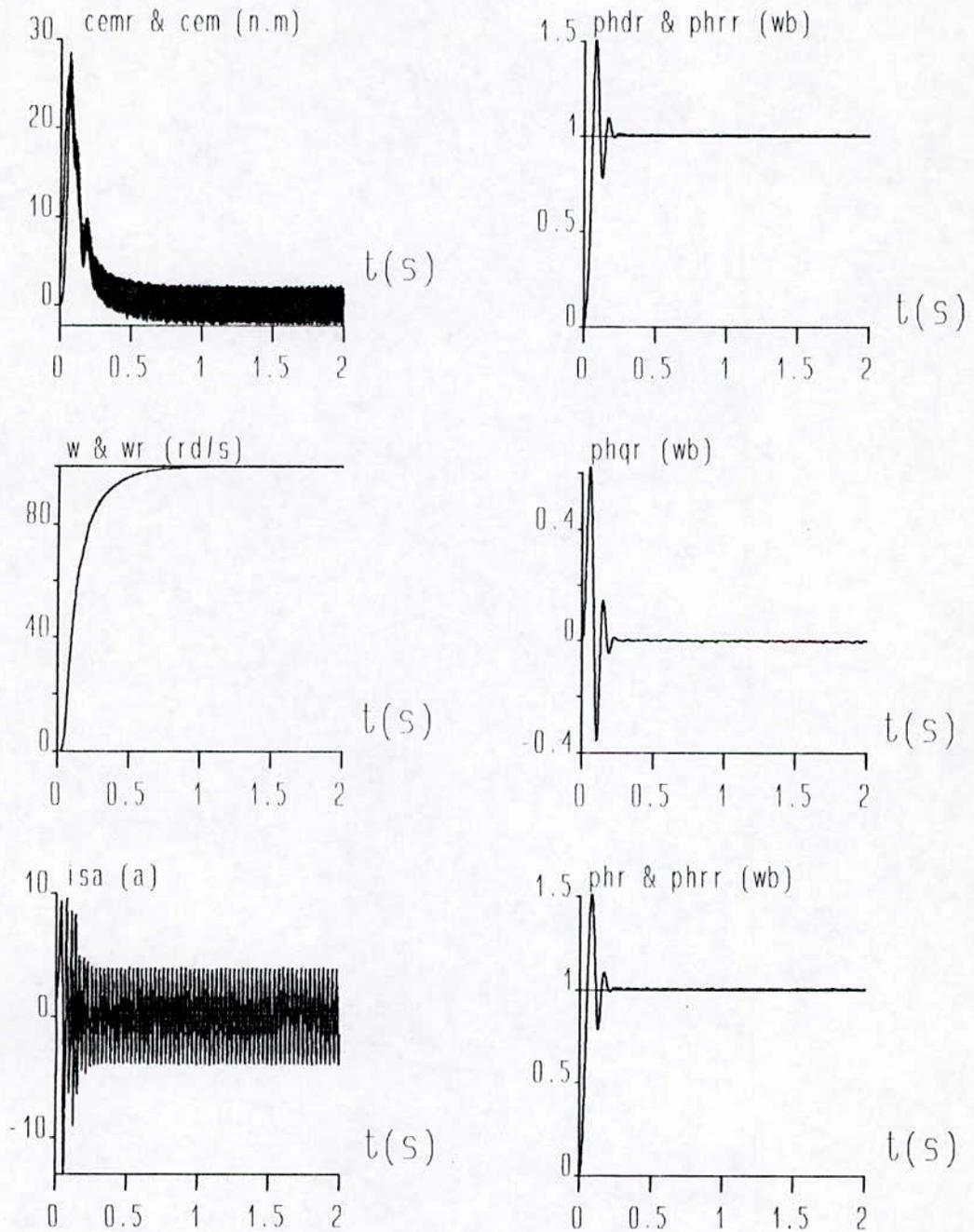
L'inversion de la vitesse (figs(III.6) et (III.7)) s'accompagne d'une augmentation considérable du courant statorique, et d'un pic du couple électromagnétique. Le flux rotorique garde sa valeur constante.

#### **III-2-4 Inconvénients de la méthode indirecte:**

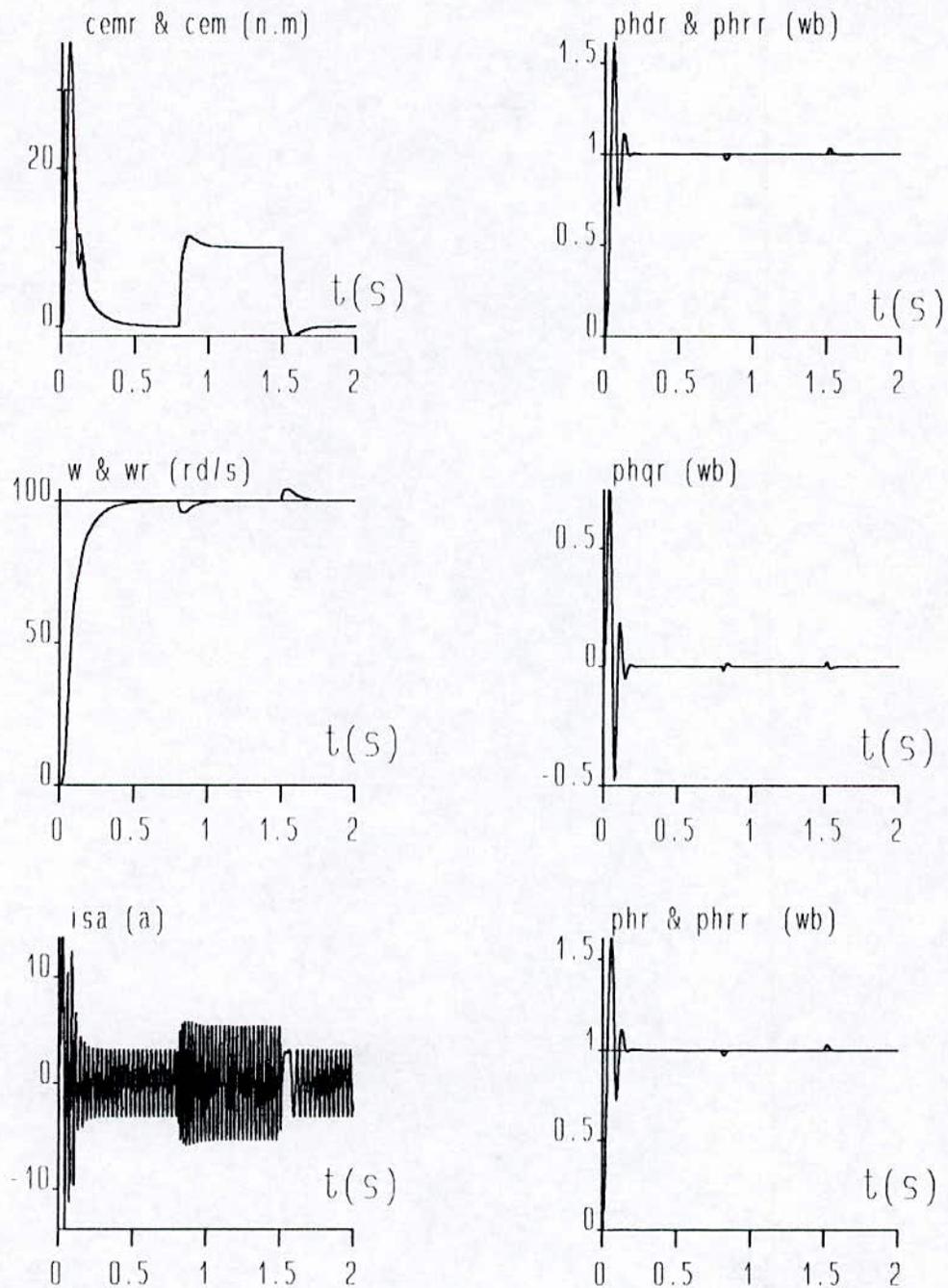
Le calcul de la vitesse de glissement  $\omega_{gl}$  nécessite la connaissance de la constante du temps rotorique de la machine  $T_r$ . Cette constante de temps varie considérablement durant le fonctionnement du moteur à induction, principalement à cause de la variation de la résistance rotorique avec la température, mais aussi à cause de la saturation du circuit magnétique de la machine, cette imprécision sur la valeur de  $T_r$  conduit à une erreur sur la détermination de la position du flux rotorique, ce qui introduit un couplage entre le flux et le couple. Ce couplage peut conduire à des instabilités du système à contrôler[7]. De nombreuses solutions, plus au moins efficaces, ont été proposées pour palier ces problèmes. On peut citer l'intégration de l'effet de la saturation (ch IV), l'adaptation des paramètres (ch V)...etc.



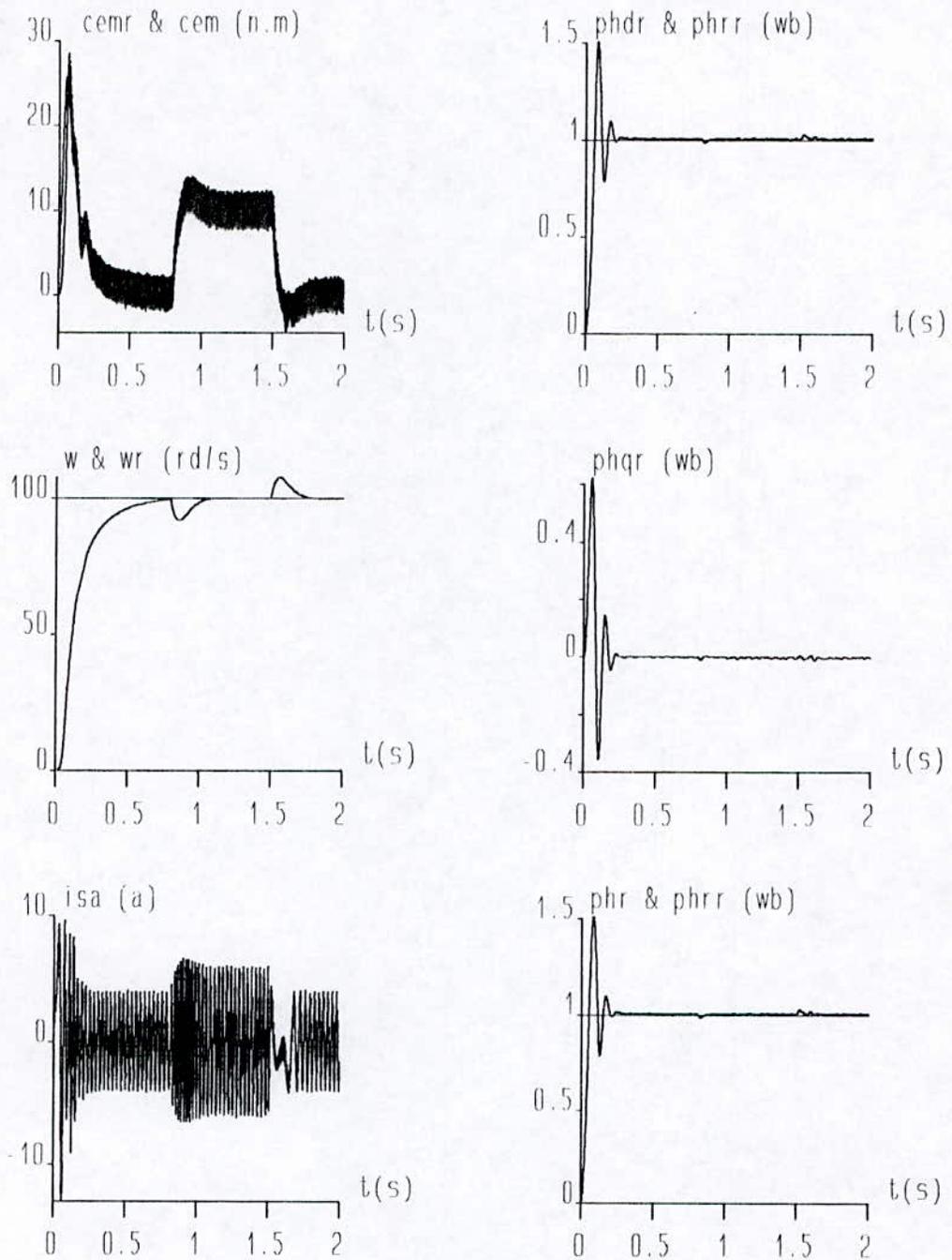
Fig(III.2): Simulation du réglage de la vitesse par la méthode indirecte.



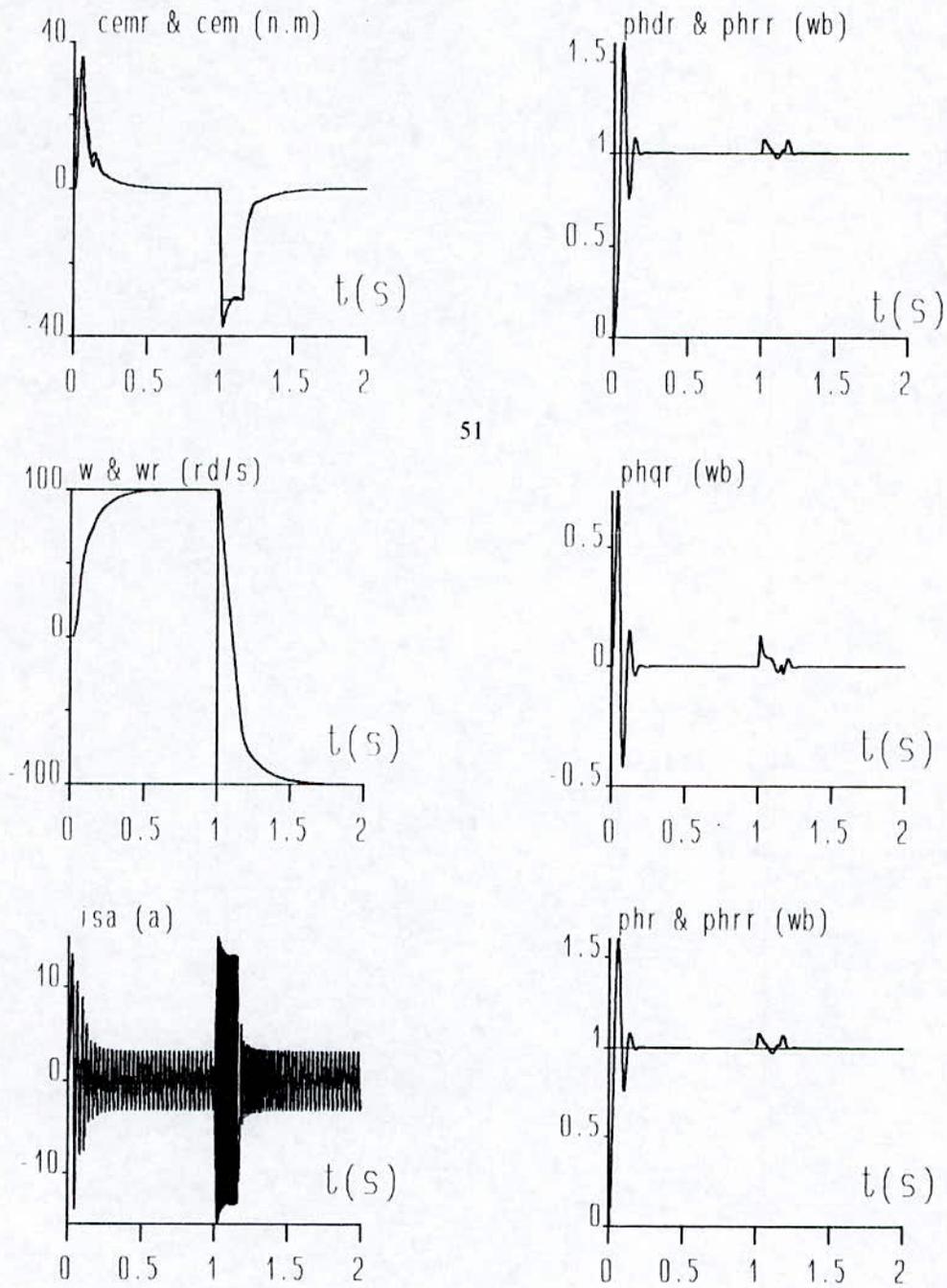
Fig(III.3): Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec onduleur.



Fig(III.4): Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge.

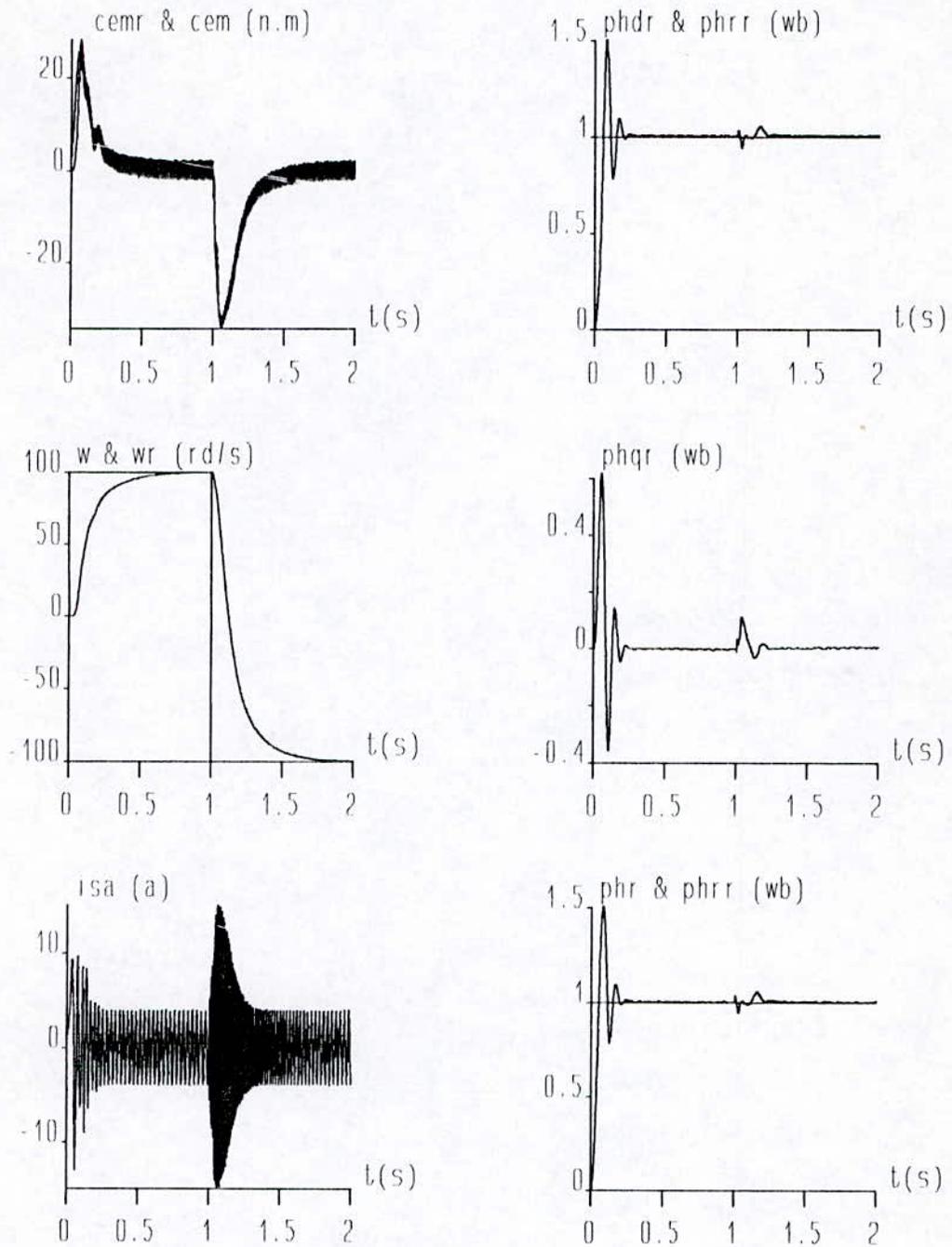


Fig(III.5): Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge. Machine alimentée par l'onduleur.



51

Fig(III.6): Réglage par la méthode indirecte avec inversion de la vitesse.



Fig(III.7): Réglage par la méthode indirecte avec inversion de la vitesse  
Machine alimentée par l'onduleur.

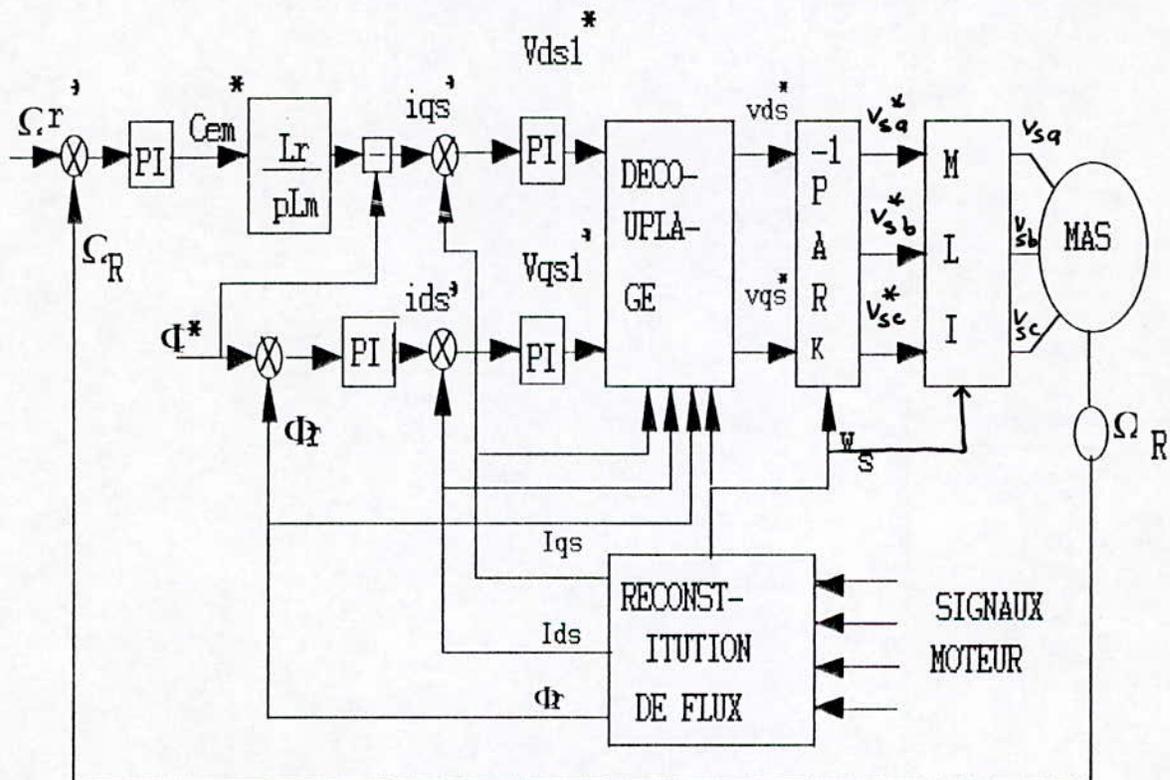
### III.3 La méthode directe:

#### III.3.1 Principe:

Cette méthode nécessite la connaissance de la phase et de l'amplitude du flux rotorique. Le flux et le couple sont contrôlés par contre-réaction. La position du flux est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. La contre réaction du flux se fait à partir d'un capteur de flux, d'un estimateur, ou d'un observateur[19].

#### III.3.2 Le schéma fonctionnel:

La figure (III.8) présente le schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe.



Fig(III.8) Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe.

Le schéma fonctionnel présente les éléments suivants:

#### III.3.2.1 Le circuit de découplage:

Pour un onduleur alimenté en tension, ce qui est le cas de notre onduleur, les équations statoriques ne peuvent être ignorées dans la structure de commande. En effet:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r \end{cases} \quad (III-2)$$

Les équations (III.2) montrent un couplage indésirable entre les deux axes **d** et **q**. L'utilisation des régulateurs de couple et du flux nécessite donc de modifier le schéma de commande afin de maintenir le découplage entre les axes **d** et **q**. La méthode généralement utilisée consiste à faire la régulation en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés par compensation à la sortie des régulateurs afin d'obtenir les tensions de références  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  [8][19].

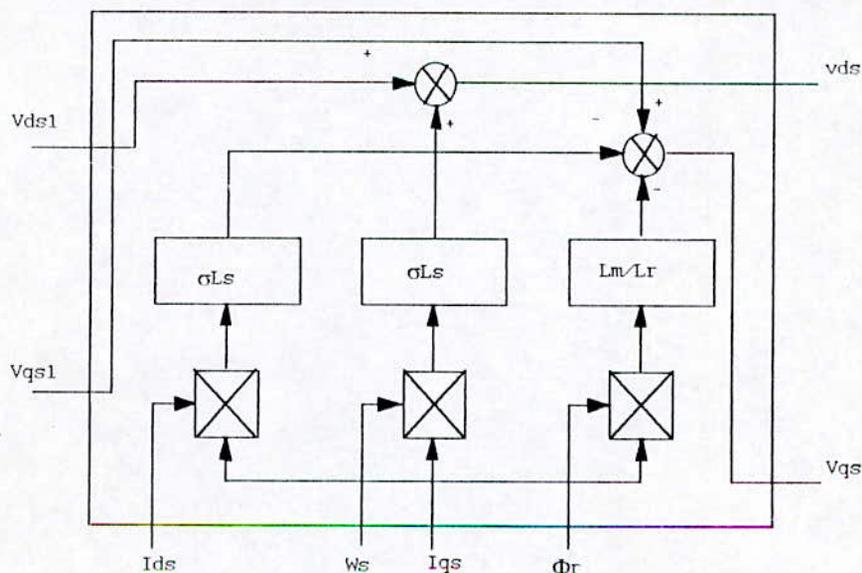
De ce fait, on a (fig III.8) et eq (III.2)):

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs1} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (III-3)$$

Les termes de couplage sont:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{ds} &= \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ \hat{V}_{qs} &= \omega_s (\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_r) \end{aligned} \quad (III-4)$$

Le schéma bloc de circuit de découplage avec compensation est donné à la fig (III.9)



Fig(III.9): Le circuit de découplage par compensation.

### III.3.2.2 Le circuit de reconstitution du flux:

On peut reconstituer le vecteur flux rotorique de trois manières différentes par mesure directe, par estimation, ou par observation.

#### a) mesure directe:

Elle consiste à placer des capteurs convenablement dans l'entrefer. Ces capteurs peuvent être [12]:

- Des capteurs à effet Hall placés sous les dents du stator; ces capteurs donnent alors les valeurs locales du flux. Ils sont mécaniquement fragiles, et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. A cause de l'influence des encoches, les signaux captés sont entachés de nombreuses harmoniques.
- Des bobinages supplémentaires dans le stator;
- Les bobinages statoriques eux même par mesure de la tension aux bornes.

L'utilisation des capteurs de flux offre une insensibilité vis à vis des paramètres de la machine. Toutefois, il est nécessaire d'utiliser des moteurs spéciaux pour supporter ces capteurs, ce qui augmente considérablement le coût et fragilise l'utilisation[10].

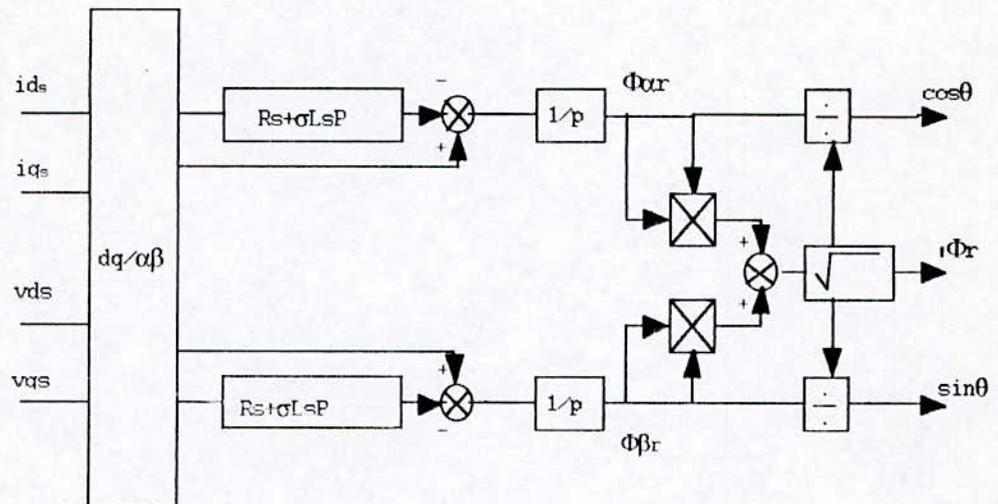
#### b) Estimation du flux rotorique:

Pour faire face aux difficultés liées à l'utilisation des capteurs de flux, on doit utiliser des modèles dynamiques de flux. Ces modèles donnent la position et le module du flux rotorique à partir de la mesure des grandeurs statoriques (courants et tensions), et de la position ou la vitesse du rotor.

#### c) Observation du flux rotorique [10][19]:

L'observateur est constitué d'un modèle de la machine et d'une boucle de retour correctrice dont le rôle est d'éliminer l'erreur entre les grandeurs de sortie observées et mesurées. L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables définissant l'état du système en tenant compte des mesures y effectuées périodiquement. Il existe deux sortes d'observateurs: déterministe (de Luenberger) et stochastique (de Kalman).

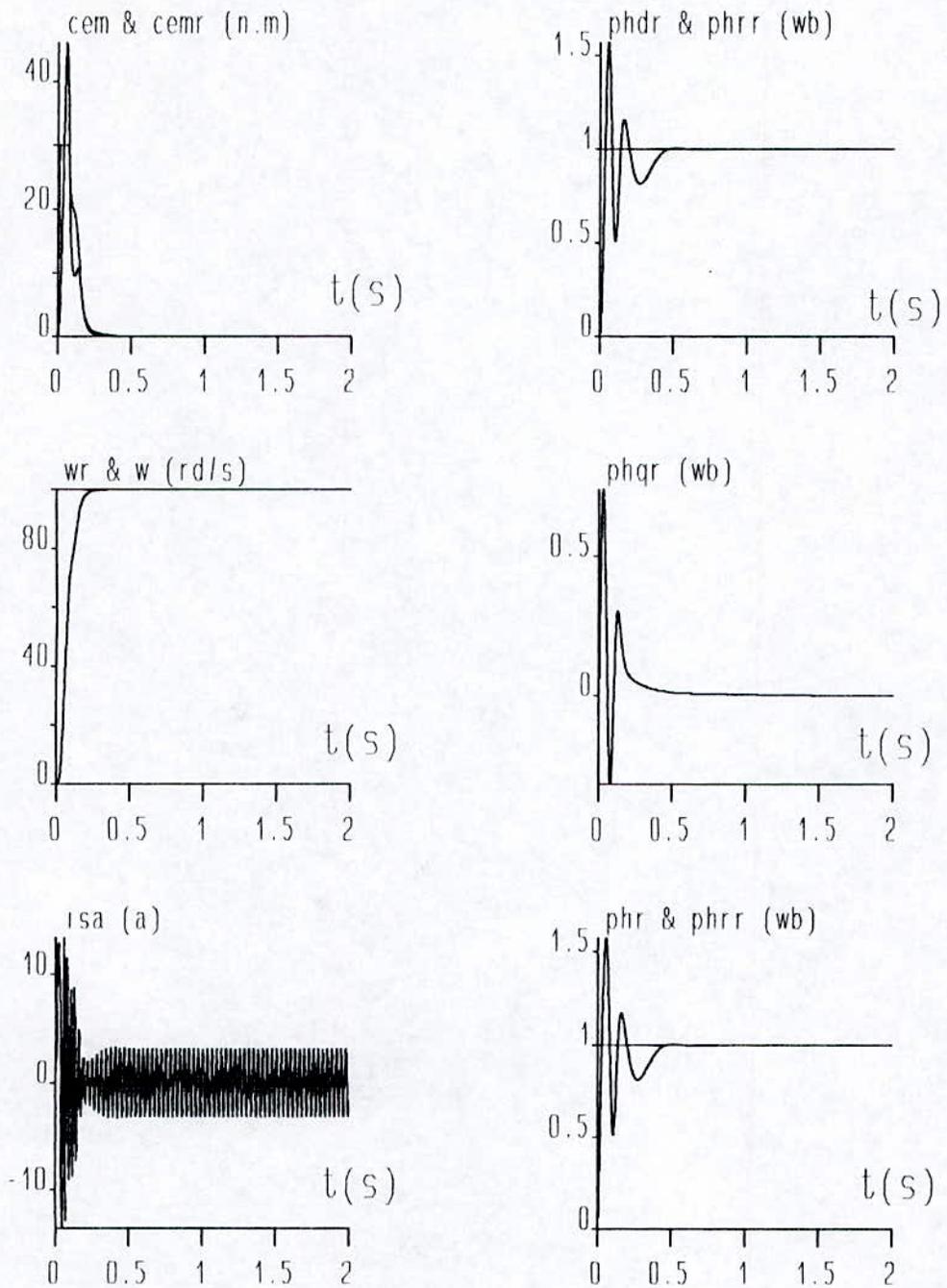
Le schéma bloc correspondant au modèle de flux est donné à la fig (III.10)



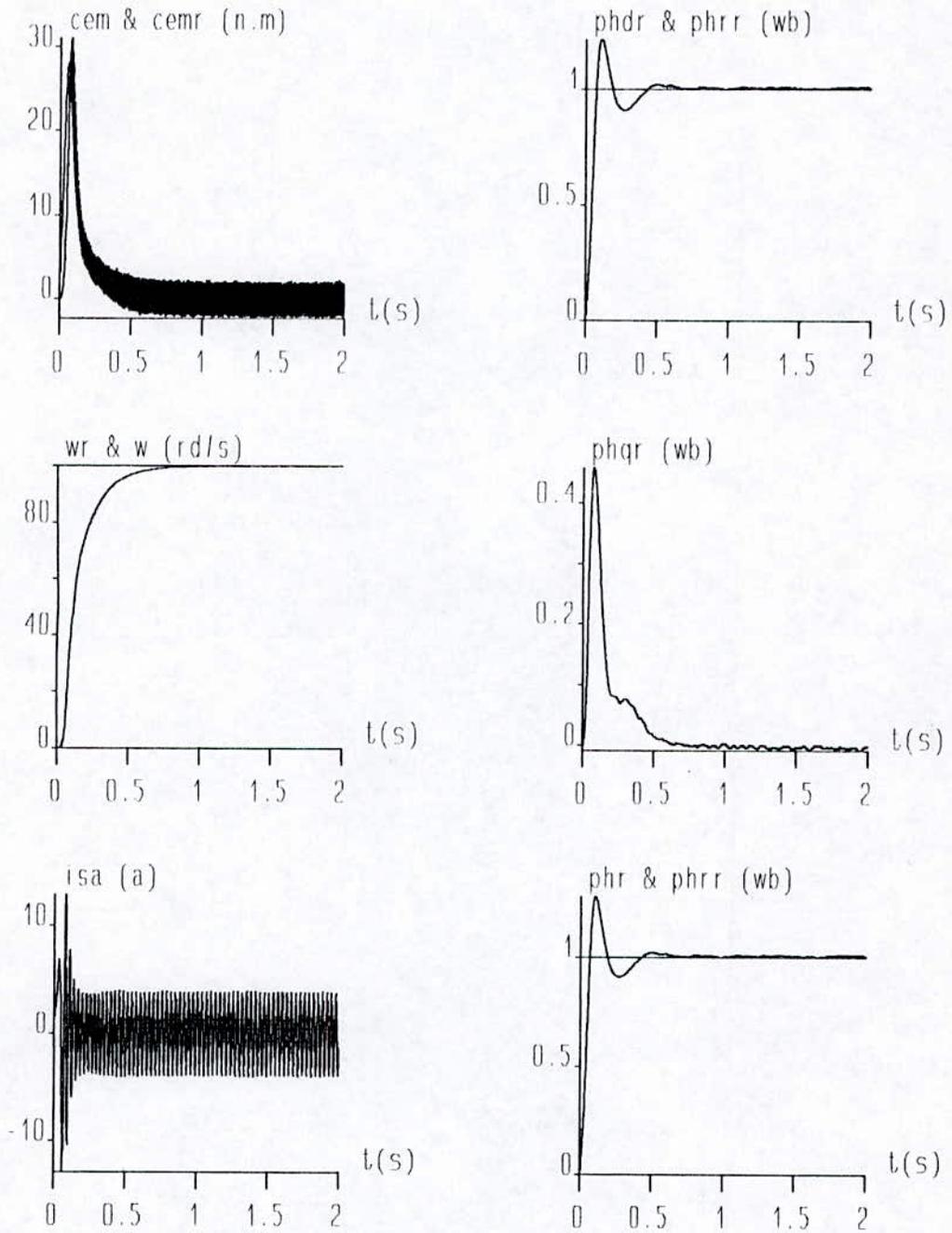
Fig(III.10) Modèle du flux rotorique.

### III.3.3 Simulation numérique:

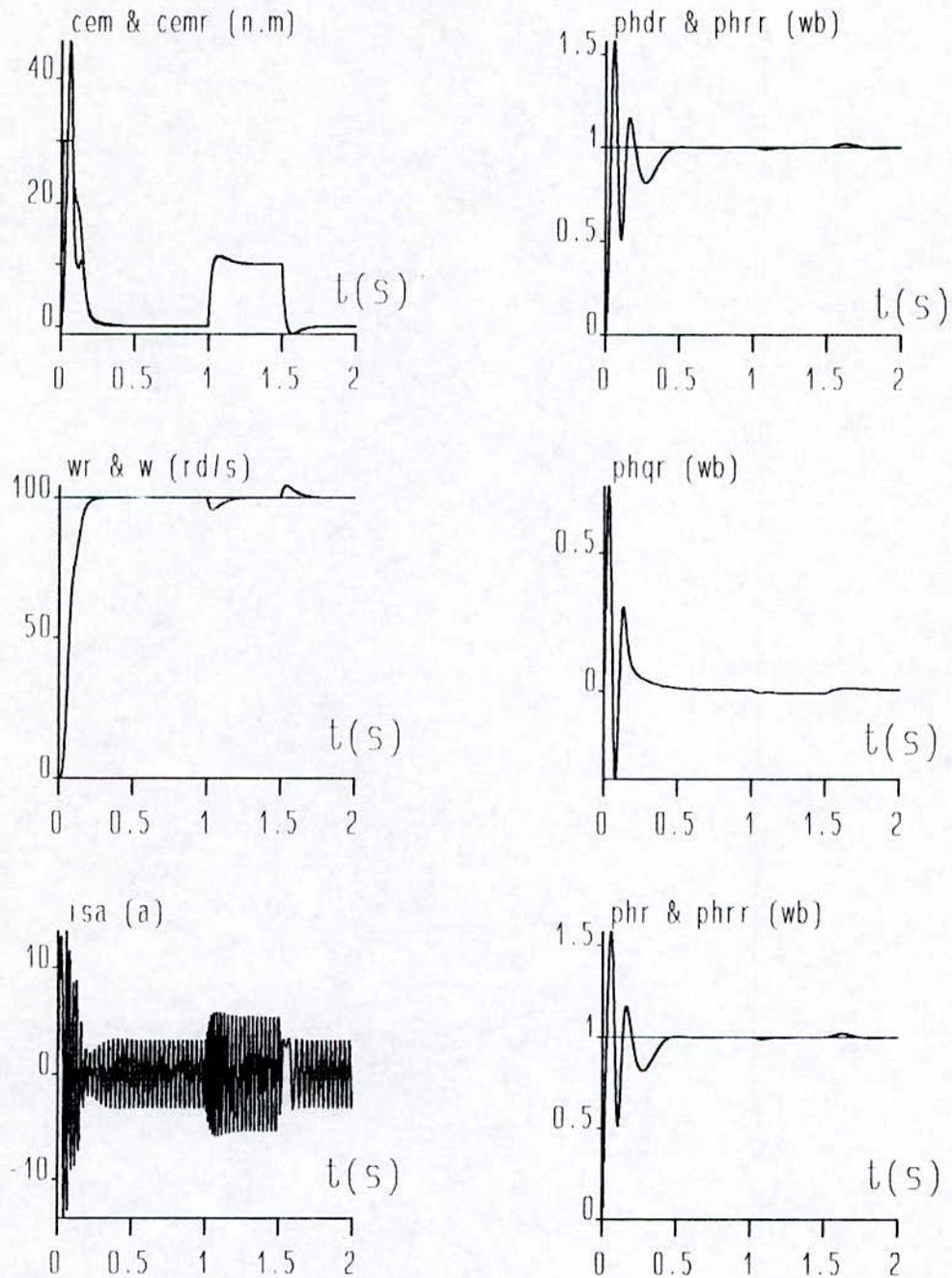
On fait la simulation du démarrage du moteur sous pleine tension et avec onduleur. Les résultats de simulation sont donnés aux figs(III.11,12,13,14,15). Cette simulation montre les performances de ce type de réglage. Ces performances sont dues principalement au fait qu'on a supposé une connaissance exacte des paramètres internes du moteur lors de l'implémentation du modèle du flux.



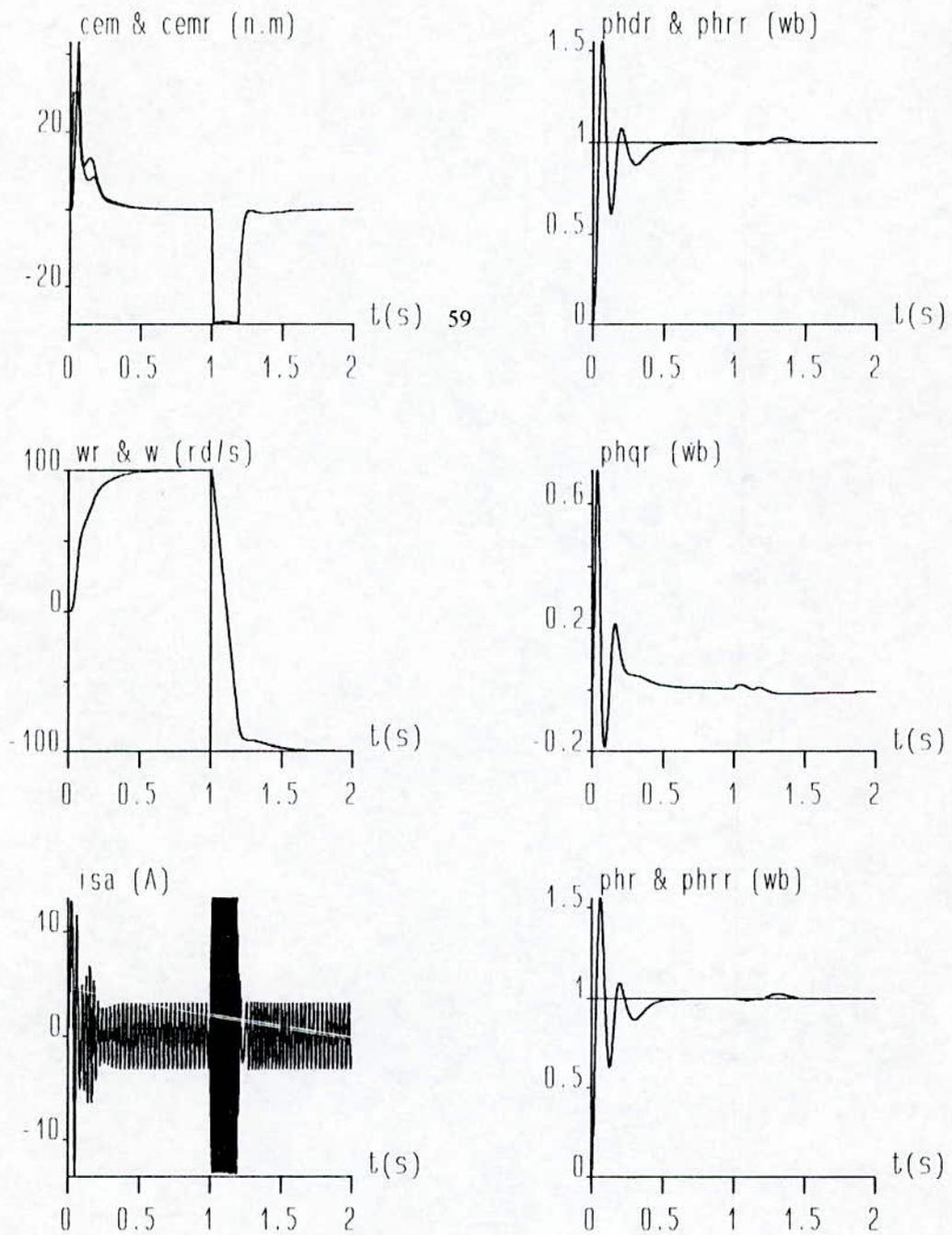
Fig(III.11): Simulation du réglage de la vitesse par la méthode directe.



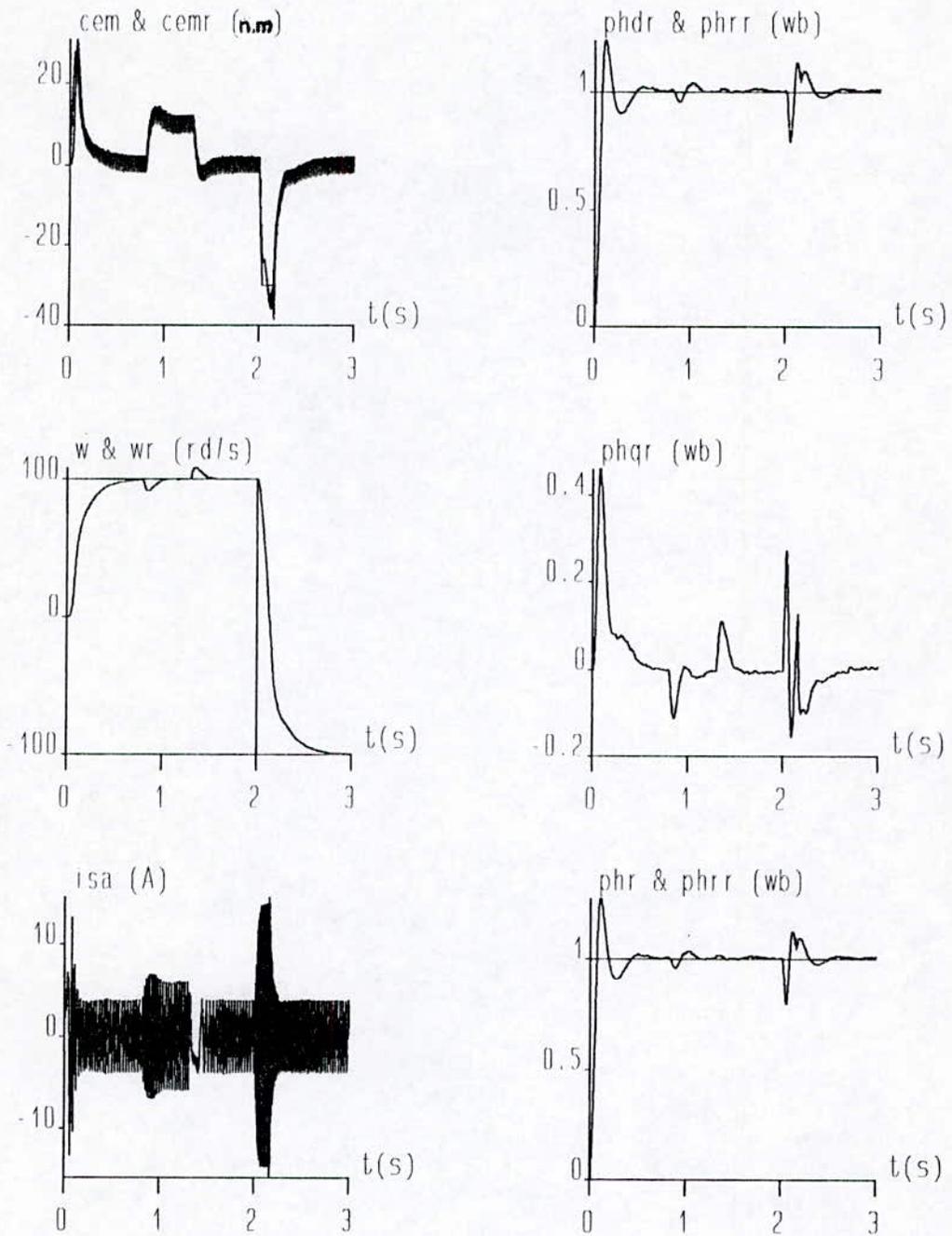
Fig(III.12): Réglage de la vitesse par la méthode directe.



Fig(III.13): Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge.



Fig(III.14): Réglage par la méthode directe avec inversion de la vitesse.



Fig(III.15): Réglage par la méthode directe avec application d'une charge et inversion de la vitesse. Machine alimentée par l'onduleur.

**III.4 Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous avons abordé la commande vectorielle directe et indirecte, et montré leurs performances dans les systèmes de régulation. Nous avons supposé que les paramètres de la machine sont parfaitement connus, en négligeant l'effet de la saturation magnétique et de la température. En réalité, ces effets constituent un handicap majeur de la commande vectorielle, et leurs négligences constituent une exagération importante, surtout pour la méthode indirecte. Dans les suivants chapitres, on va essayer de montrer les effets de la saturation magnétique et de la mauvaise identification des paramètres de la machine sur les performances de la commande vectorielle.

# CHAPITRE -IV-

---

## INFLUENCE DE LA SATURATION MAGNETIQUE SUR LA COMMANDE VECTORIELLE

---

#### IV-1 Introduction:

Dans la théorie de modélisation des machines électriques, on a souvent recouru à des hypothèses simplificatrices, telles que l'absence de l'effet de la saturation magnétique, la répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer, l'oubli de l'effet pelliculaire et des effets thermiques...etc.

Bien que ces hypothèses permettent de simuler le comportement général tant en régime transitoire qu'en régime permanent, elles conduisent à des effets indésirables de point de vue de la commande de la machine. Le dimensionnement des machines est tel que lors du fonctionnement nominal, les tôles ferromagnétiques qui les constituent sont bien souvent saturées. Les relations liant les flux aux courants n'est donc plus linéaires, et les paramètres intervenants dans le modèle de la machine deviennent variables avec le niveau de saturation[19].

#### IV-2 Modélisation de la machine en régime saturé:

Il existe plusieurs approches pour introduire l'effet de la saturation dans le modèle de la machine asynchrone. Une première approche consiste à exprimer, dans le modèle d'état linéaire, les inductances propres et mutuelles sous forme d'un développement de fonctions du courant magnétisant. Une deuxième approche consiste à décomposer le flux total statorique et rotorique en un terme dû au flux de fuite, indépendant de la saturation, et un terme magnétisant lié à la saturation[13].

$$\Phi = \Phi_m + l i$$

avec  $\Phi_m$ : flux magnétisant,  $l$ : inductance de fuite.

Suivant le choix des variables d'état du système, on peut implanter le modèle saturé de plusieurs manières:

**IV-2-1 Modèle en flux:**

Dans ce cas, les flux ( $\Phi_{ds}$ ,  $\Phi_{qs}$ ,  $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$ ) et la vitesse  $\omega_m$  sont prises comme variables d'état du système. La saturation est introduite dans le modèle par l'intermédiaire du flux magnétisant[14]. Les équations statoriques et rotoriques dans le référentiel lié au champ tournant rotorique sont données par:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (IV-1)$$

Les flux statoriques et rotoriques suivant les deux axes **d**, **q** peuvent être exprimés comme la somme des flux mutuels et des flux de fuites:

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= \Phi_{dm} + l_s i_{ds} \\ \Phi_{qs} &= \Phi_{qm} + l_s i_{qs} \\ \Phi_{dr} &= \Phi_{dm} + l_r i_{dr} \\ \Phi_{qr} &= \Phi_{qm} + l_r i_{qr} \end{aligned} \quad (IV-2)$$

avec:  $l_s$ : Inductance de fuite statorique

$l_r$ : Inductance de fuite rotorique.

A partir du système (IV-2) on déduit les expressions des courants:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{l_s} (\Phi_{ds} - \Phi_{dm}) \\ i_{qs} &= \frac{1}{l_s} (\Phi_{qs} - \Phi_{qm}) \\ i_{dr} &= \frac{1}{l_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{dm}) \\ i_{qr} &= \frac{1}{l_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{qm}) \end{aligned} \quad (IV-3)$$

Le flux magnétisant est exprimé par:

$$\begin{aligned}\Phi_{dm} &= L_m i_{dm} = L_m(i_{ds} + i_{dr}) \\ \Phi_{qm} &= L_m i_{qm} = L_m(i_{qs} + i_{qr})\end{aligned}\quad (IV-4)$$

avec:  $i_{dm}$ : courant magnétisant suivant l'axe  $d$ ,  
 $i_{qm}$ : courant magnétisant suivant l'axe  $q$ .

En remplaçant les courants par leur expression donnée par (IV-3), on trouve:

$$\begin{aligned}\Phi_{dm} &= m\left(\frac{\Phi_{ds}}{l_s} + \frac{\Phi_{dr}}{l_r}\right) \\ \Phi_{qm} &= m\left(\frac{\Phi_{qs}}{l_s} + \frac{\Phi_{qr}}{l_r}\right) \\ \Phi_m &= \sqrt{\Phi_{dm}^2 + \Phi_{qm}^2}\end{aligned}\quad (IV-5)$$

avec:  $m = \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{l_s} + \frac{1}{l_r}\right)^{-1}$

Le système (IV-1) peut se mettre sous la forme d'équation d'état suivante:

$$\begin{aligned}\frac{d\Phi_{ds}}{dt} &= V_{ds} - \frac{R_s}{l_s}(\Phi_{ds} - \Phi_{dm}) + \omega_s \Phi_{qs} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} &= V_{qs} - \frac{R_s}{l_s}(\Phi_{qs} - \Phi_{qm}) - \omega_s \Phi_{ds} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{l_r}(\Phi_{dr} - \Phi_{dm}) + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{l_r}(\Phi_{qr} - \Phi_{qm}) - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr}\end{aligned}\quad (IV-6)$$

Lorsque on tient compte de la saturation magnétique, l'inductance magnétisante  $L_m$  devient variable. Elle est obtenue à partir de la caractéristique magnétique réelle de la machine  $\Phi(i_m)$  par le rapport:

$$L_m = \frac{\Phi_m}{i_m}$$

### IV-2-2 Modèle en courant:

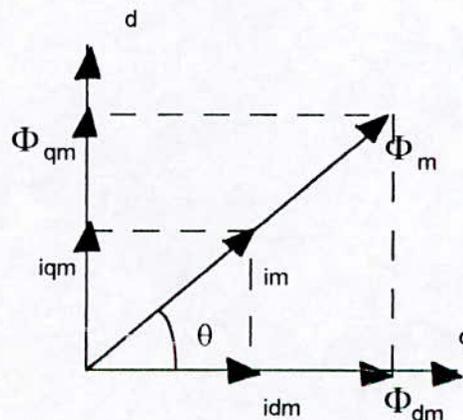
Contrairement au modèle en flux, ce modèle permet de donner une interprétation physique du phénomène d'**intersaturation**, c.à.d du couplage introduit par la saturation entre les deux axes **d** et **q** [8][13].

Dans ce cas, les courants ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ ) et la vitesse  $\omega_m$  sont prises comme variables d'état du système. La saturation magnétique est introduite dans le modèle par l'intermédiaire de l'inductance magnétisante statique  $L_m$  et dynamique  $M_{dy}$ .

Par rapport au modèle non linéaire, les équations du modèle saturé contiennent des termes modifiés, ainsi que des nouveaux termes de couplage. A partir du système (IV-1) et (IV-2) nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} - \omega_s (L_s i_{qs} + \Phi_{qm}) \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} + \omega_s (L_s i_{ds} + \Phi_{dm}) \\
 0 &= R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) (L_r i_{qr} + \Phi_{qm}) \\
 0 &= R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) (L_r i_{dr} + \Phi_{dm})
 \end{aligned} \tag{IV.7}$$

La fig(IV-1) donne la représentation spatiale du vecteur flux magnétisant et courant magnétisant.



Fig(IV-1) Représentation du flux et du courant magnétisant.

A partir de la fig(IV-1) on déduit les relations suivantes:

$$\begin{aligned}
 i_{dm} &= i_m \cos\theta \\
 i_{qm} &= i_m \sin\theta \\
 \Phi_{dm} &= \Phi_m \cos\theta \\
 \Phi_{qm} &= \Phi_m \sin\theta \\
 i_m^2 &= i_{dm}^2 + i_{qm}^2 \\
 \Phi_m^2 &= \Phi_{dm}^2 + \Phi_{qm}^2
 \end{aligned} \tag{IV.8}$$

On définit les deux inductances mutuelles suivantes:

$$L_m = \frac{\Phi_m}{i_m} = \frac{\Phi_{dm}}{i_{dm}} = \frac{\Phi_{qm}}{i_{qm}} \quad : \text{ la mutuelle inductance statique.}$$

$$M_{dy} = \frac{d\Phi_m}{di_m} \quad : \text{ la mutuelle inductance dynamique.}$$

Nous essayons d'exprimer les dérivations  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$  et  $\frac{d\Phi_{qm}}{dt}$  en fonction des courants:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{dm}}{dt} &= \frac{d}{dt}(L_m i_{dm}) = L_m \frac{di_{dm}}{dt} + i_{dm} \frac{dL_m}{dt} \\
 \frac{d\Phi_{qm}}{dt} &= \frac{d}{dt}(L_m i_{qm}) = L_m \frac{di_{qm}}{dt} + i_{qm} \frac{dL_m}{dt}
 \end{aligned} \tag{IV.9}$$

A cause de la saturation magnétique le terme  $\frac{dL_m}{dt}$  n'est plus nul:

$$\begin{aligned}
 \frac{dL_m}{dt} &= \frac{dL_m}{di_{dm}} \frac{di_{dm}}{dt} \\
 &= \frac{i_m \frac{dL_m}{di_m} \frac{di_m}{dt}}{i_m \frac{di_{dm}}{di_m} \frac{di_m}{dt}} \\
 &= \frac{d(i_m L_m) - L_m di_m}{i_m di_m} \frac{di_m}{dt} \\
 &= \frac{1}{i_m} \left( \frac{d\Phi_m}{dt} - L_m \right) \frac{di_m}{dt} \\
 &= \frac{M_{dy} - L_m \frac{di_m}{dt}}{i_m} \frac{di_m}{dt}
 \end{aligned} \tag{IV.10}$$

On a:

$$i_m^2 = i_{dm}^2 + i_{qm}^2$$

d'où:

$$\begin{aligned} \frac{d i_m}{d t} &= \frac{d}{d t} (i_{dm}^2 + i_{qm}^2)^{\frac{1}{2}} \\ \frac{d i_m}{d t} &= \frac{i_{dm}}{i_m} \frac{d i_{dm}}{d t} + \frac{i_{qm}}{i_m} \frac{d i_{qm}}{d t} \\ \frac{d i_m}{d t} &= \cos \theta \frac{d i_{dm}}{d t} + \sin \theta \frac{d i_{qm}}{d t} \end{aligned} \quad (IV.11)$$

En remplaçant (IV-11) dans (IV-10):

$$\frac{d L_m}{d t} = \frac{M_{dy} - L_m}{i_m} \left( \cos \theta \frac{d i_{dm}}{d t} + \sin \theta \frac{d i_{qm}}{d t} \right) \quad (IV.12)$$

A partir de l'équation (IV-12) et (IV-9), on obtient:

$$\begin{aligned} \frac{d \Phi_{dm}}{d t} &= [L_m (1 - \cos^2 \theta) + M_{dy} \cos^2 \theta] \frac{d i_{dm}}{d t} + (M_{dy} - L_m) \sin \theta \cos \theta \frac{d i_{qm}}{d t} \\ \frac{d \Phi_{qm}}{d t} &= [L_m (1 - \cos^2 \theta) + M_{dy} \cos^2 \theta] \frac{d i_{qm}}{d t} + (M_{dy} - L_m) \sin \theta \cos \theta \frac{d i_{dm}}{d t} \end{aligned}$$

En utilisant les relations trigonométriques, ce système devient:

$$\begin{cases} \frac{d \Phi_{dm}}{d t} = (L_0 + L_{2c}) \frac{d i_{ds}}{d t} + L_{2s} \frac{d i_{qs}}{d t} + (L_0 + L_{2c}) \frac{d i_{dr}}{d t} + L_{2s} \frac{d i_{qr}}{d t} \\ \frac{d \Phi_{qm}}{d t} = L_{2s} \frac{d i_{ds}}{d t} + (L_0 - L_{2c}) \frac{d i_{qs}}{d t} + L_{2s} \frac{d i_{dr}}{d t} + (L_0 - L_{2c}) \frac{d i_{qr}}{d t} \end{cases} \quad (IV - 13)$$

avec:

$$\begin{cases} L_0 = \frac{L_m + M_{dy}}{2} \\ L_2 = \frac{M_{dy} - L_m}{2} \\ L_{2c} = L_2 \cos 2\theta \\ L_{2s} = L_2 \sin 2\theta \end{cases} \quad (IV - 14)$$

On remplace  $\Phi_{dm}$ ,  $\Phi_{qm}$ ,  $d(\Phi_{dm})/dt$ ,  $d(\Phi_{qm})/dt$  par leurs expressions données en (IV-4) et (IV-13) dans le système (IV-1):

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + (L_s + L_0 + L_{2c}) \frac{di_{ds}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_s L_s i_{qs} + (L_0 + L_{2c}) \frac{di_{ds}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{qr}}{dt} \\
 &\quad - \omega_s L_m i_{qr} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + (L_s + L_0 - L_{2c}) \frac{di_{qs}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_s L_{2s} i_{ds} + (L_0 - L_{2c}) \frac{di_{qr}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{dr}}{dt} \\
 &\quad + \omega_s L_m i_{dr} \\
 0 &= R_r i_{dr} + (L_r + L_0 + L_{2c}) \frac{di_{dr}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) L_r i_{qr} + (L_0 + L_{2c}) \frac{di_{ds}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{qs}}{dt} \\
 &\quad - (\omega_s - \omega_m) L_m i_{qs} \\
 0 &= R_r i_{qr} + (L_r + L_0 - L_{2c}) \frac{di_{qr}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{dr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) L_r i_{dr} + (L_0 - L_{2c}) \frac{di_{qs}}{dt} + L_{2s} \frac{di_{ds}}{dt} \\
 &\quad + (\omega_s - \omega_m) L_m i_{ds}
 \end{aligned} \tag{IV.15}$$

Il va mieux de mettre les systèmes (IV-13) et (IV-15) sous la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{dm}}{dt} &= M_d \frac{di_{dm}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{qm}}{dt} \\
 \frac{d\Phi_{qm}}{dt} &= M_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + M_q \frac{di_{qm}}{dt}
 \end{aligned} \tag{IV-16}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{qs}}{dt} + M_d \frac{di_{dr}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{qr}}{dt} - \omega_s L_m i_{qs} - \omega_s L_m i_{qr} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{ds}}{dt} + M_q \frac{di_{qr}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{dr}}{dt} + \omega_s L_m i_{ds} + \omega_s L_m i_{dr} \\
 0 &= R_r i_{dr} + L_{dr} \frac{di_{dr}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{qr}}{dt} + M_d \frac{di_{ds}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{qs}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) L_m i_{qs} \\
 &\quad - (\omega_s - \omega_m) L_m i_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + L_{qr} \frac{di_{qr}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{dr}}{dt} + M_q \frac{di_{qs}}{dt} + M_{dq} \frac{di_{ds}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) L_m i_{ds} \\
 &\quad + (\omega_s - \omega_m) L_m i_{dr}
 \end{aligned} \tag{IV-17}$$

On définit les paramètres suivants:

$L_{ds} = l_s + L_0 + L_{2c}$  : inductance cyclique totale du stator suivant l'axe **d**;

$L_{qs} = l_s + L_0 - L_{2c}$  : inductance cyclique totale du stator suivant l'axe **q**;

$L_{dr} = l_r + L_0 + L_{2c}$  : inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe **d**;

$L_{qr} = l_r + L_0 - L_{2c}$  : inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe **q**;

$M_d = L_0 + L_{2c}$  : inductance mutuelle cyclique suivant l'axe **d**;

$M_q = L_0 - L_{2c}$  : inductance mutuelle cyclique suivant l'axe **q**;

$M_{dq} = L_{2s}$  : inductance mutuelle **d'intersaturation** (cross-saturation).

Si on néglige la saturation, l'inductance magnétisante dynamique  $M_{dy}$  est égale à l'inductance magnétisante statique  $L_m$ , et par suite:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{ds} = L_{qs} = L_s \\ L_{dr} = L_{qr} = L_r \\ M_d = M_q = L_m \\ M_{dq} = 0 \end{array} \right.$$

Par contre, si on introduit la saturation, les inductances magnétisantes suivant les deux axes ( $M_d$  et  $M_q$ ) ne sont pas égales. Les inductances cycliques totales du stator et du rotor suivant les deux axes ne sont pas égales eux aussi:

$$L_{ds} \neq L_{qs} ; \quad L_{dr} \neq L_{qr}.$$

L'inductance mutuelle d'intersaturation est non nulle:  $M_{dq} \neq 0$ . Cette inductance traduit le couplage introduit par la saturation entre les deux axes en quadrature **d** et **q**.

#### IV-2-3 Détermination des inductances mutuelles variables:

Il existe plusieurs approches pour la modélisation de la non-linéarité due à la saturation magnétique. On peut exprimer la caractéristique  $\Phi(i_m)$  (fig(IV-2-a)) par une

fonction analytique en utilisant le développement en série de Fourier, les fonctions hyperboliques, les séries de polynômes orthogonaux ou non, les séries exponentielles, et bien d'autres outils. Une des méthodes les plus utilisées est la décomposition de la caractéristique magnétique en une série de segments de droites [15][21].

#### IV-2-3-a Approximation de la caractéristique par une série de segments de droites (fig( IV.2.c)):

En tenant compte de la saturation, le flux magnétisant peut être exprimé par:

$$\Phi_{ms} = \Phi_{mns} - f \quad (IV-17)$$

avec:

$\Phi_{ms}$  : flux magnétisant en régime saturé;

$\Phi_{mns}$  : flux magnétisant en régime non saturé;

$f$  : une fonction qui désigne la différence entre le flux  $\Phi_{ms}$  et  $\Phi_{mns}$  fig(IV-2-d).

Pour chaque point de fonctionnement ( $\Phi_{ms}$ ,  $i_m$ ) les inductances mutuelles statique et dynamique sont exprimées par (fig IV-3-a):

$$L_m = \frac{\Phi_{ms}}{i_m}$$

$$M_{dy} = \frac{d\Phi_{ms}}{di_m}$$

Pour effectuer la simulation il est plus commode d'exprimer  $f$  en fonction du flux magnétisant en régime linéaire [15].

$$f(\Phi_{mns}) = \begin{cases} 0 & \text{si } \Phi_{mns} < 0.5 \\ 0.4\Phi_{mns} - 0.56 & \text{si } 0.5 < \Phi_{mns} < 1 \\ 0.65\Phi_{mns} - 0.86 & \text{si } \Phi_{mns} > 1 \end{cases} \quad (IV-18)$$

### IV-2-3 -b- Approximation de la caractéristique par une série de fonction exponentielles (fig IV-2-b):

Il semble que le développement en série d'exponentielles donne les résultats les plus précis pour les mutuelles inductances statique et dynamique. On exprime le flux magnétisant en fonction du courant magnétisant sous la forme:

$$\Phi_m = k_0 i_m + \sum_{j=1}^3 k_j [1 - \exp(-n_j i_m)] \quad (\text{IV.19})$$

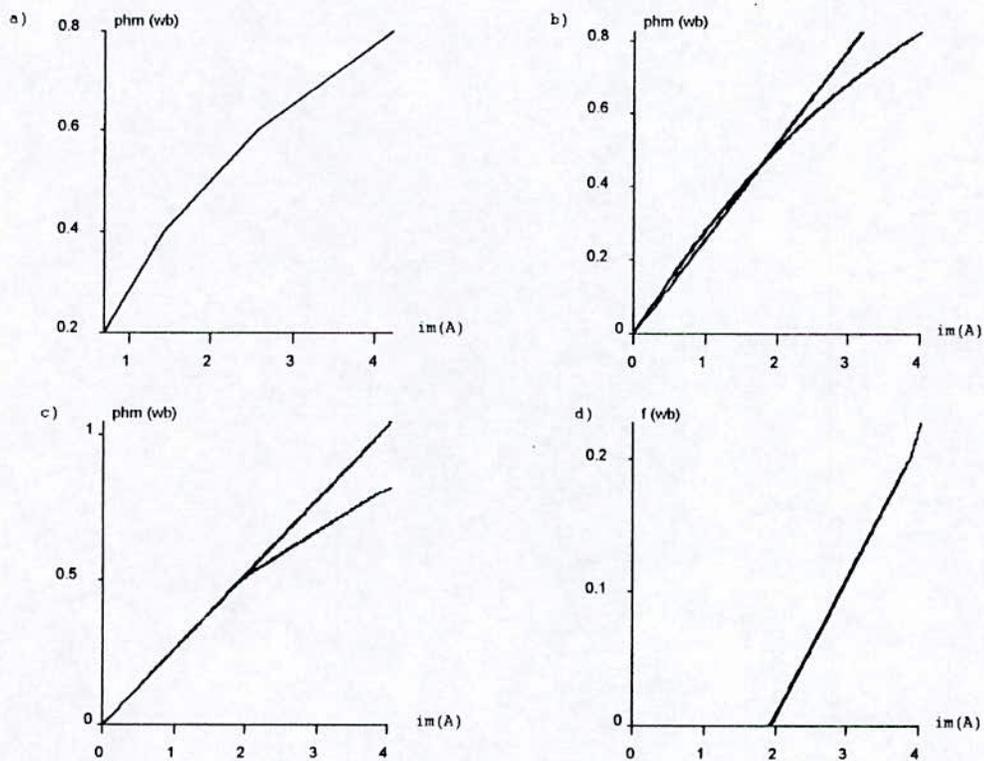


Fig (IV.2) Modélisation de la caractéristique magnétique:

- a) caractéristique réelle
- b) modélisation par fonction exponentielle
- c) modélisation par série de segments
- d) diminution du flux due à la saturation

La connaissance de la caractéristique  $\Phi_m(i_m)$  relevée expérimentalement permet de déterminer les coefficients  $k_i, n_i$ . La méthode consiste à minimiser une fonction objective du type:

$$f = \sum_{k=1}^{np} \frac{\Phi_m^*(i_m(k)) - \Phi_m(i_m(k))}{\Phi_m^*(i_m(k))} \quad (IV.20)$$

où:  $np$ : nombre de points observés

$\Phi_m^*(i_m)$ : valeur du  $k^{icme}$  observation de  $\Phi_m$

L'identification des coefficients  $k_i, n_i$  de la relation (IV-19) est effectuée en utilisant la méthode dite Quasi-Newton. Le résultat d'identification est donné par [13]

$$\begin{aligned} k_0 &= 0.001025; & k_1 &= 2.162; & k_2 &= -1.058; & k_3 &= 0.227; \\ n_1 &= 0.252; & n_2 &= 0.272; & n_3 &= 0.253. \end{aligned}$$

La fig(IV.3.b) donne la variation de l'inductance mutuelle  $L_m$ ; l'inductance rotorique  $L_r$  et la constante de temps rotorique  $Tr$  en fonction du courant magnétisant  $i_m$ .

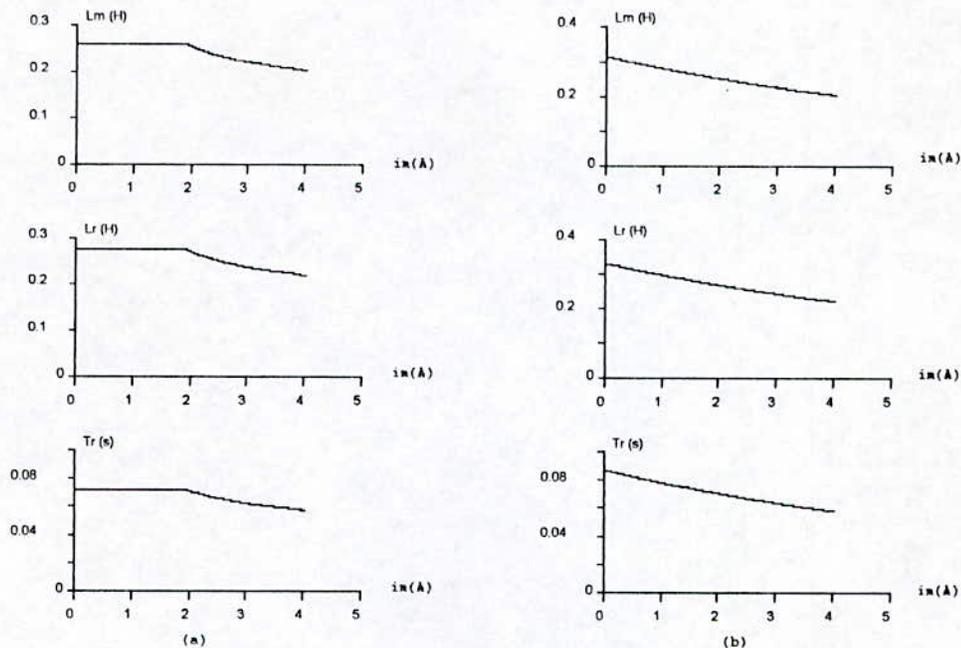


Fig (IV.3) Variations des paramètres avec la saturation

a) modélisation par série de segments b) modélisation par fonctions exponentielles.

**IV-2-4- Simulation du démarrage sous pleine tension en régime saturé:**

Afin de montrer l'effet de la saturation sur les différentes grandeurs, nous avons simulé le régime de démarrage sous pleine tension du moteur asynchrone en comparant les deux modèles proposés de la saturation.

La fig(IV.4) montre une augmentation du courant de phase statorique à cause de la diminution de l'inductance de circuit magnétique. Cette augmentation est plus apparente en régime permanent:

-Pour le modèle non saturé:

$$i_{sa \text{ max}} = 3.60602 \text{ A}$$

-Pour le modèle saturé (IV-2-3-a):

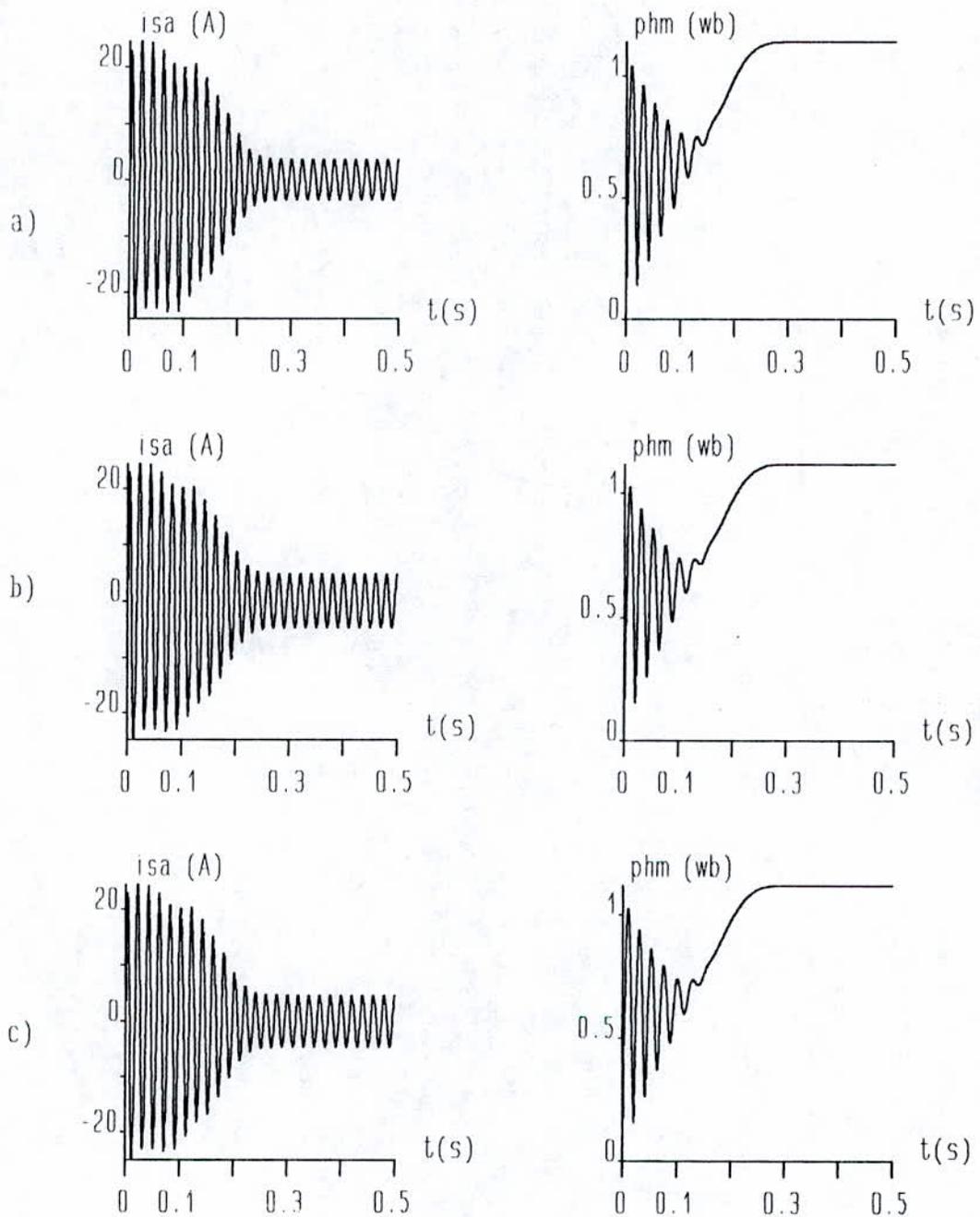
$$i_{sa \text{ max}} = 4.73262 \text{ A}$$

-Pour le modèle saturé (IV-2-3-b):

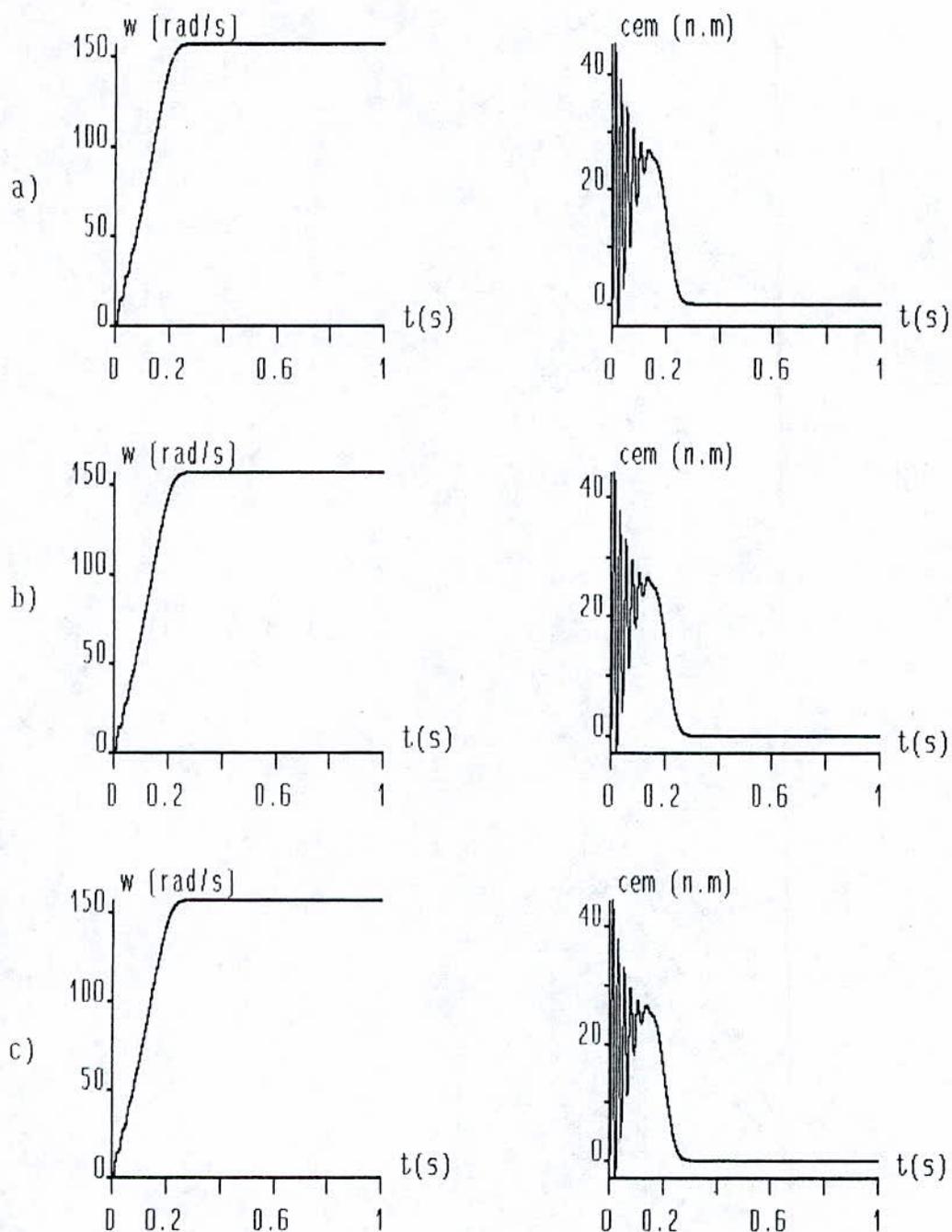
$$i_{sa \text{ max}} = 4.63113 \text{ A}$$

Le flux magnétisant  $\Phi_m$  subit une diminution à cause de la saturation

La fig(IV.5) montre que le couple électromagnétique subit une légère diminution du régime saturé.



**Fig(IV.4): Le courant statorique et le flux magnétisant:**  
 a): sans saturation;  
 b): modélisation par série de segments;  
 c): modélisation par fonctions exponentielles.



Fig(IV.5): La vitesse et le couple électromagnétique:  
a) sans saturation;  
b) modélisation par série de segments;  
c) modélisation par fonctions exponentielles.

### IV-3 Application de la commande vectorielle sur le modèle saturé:

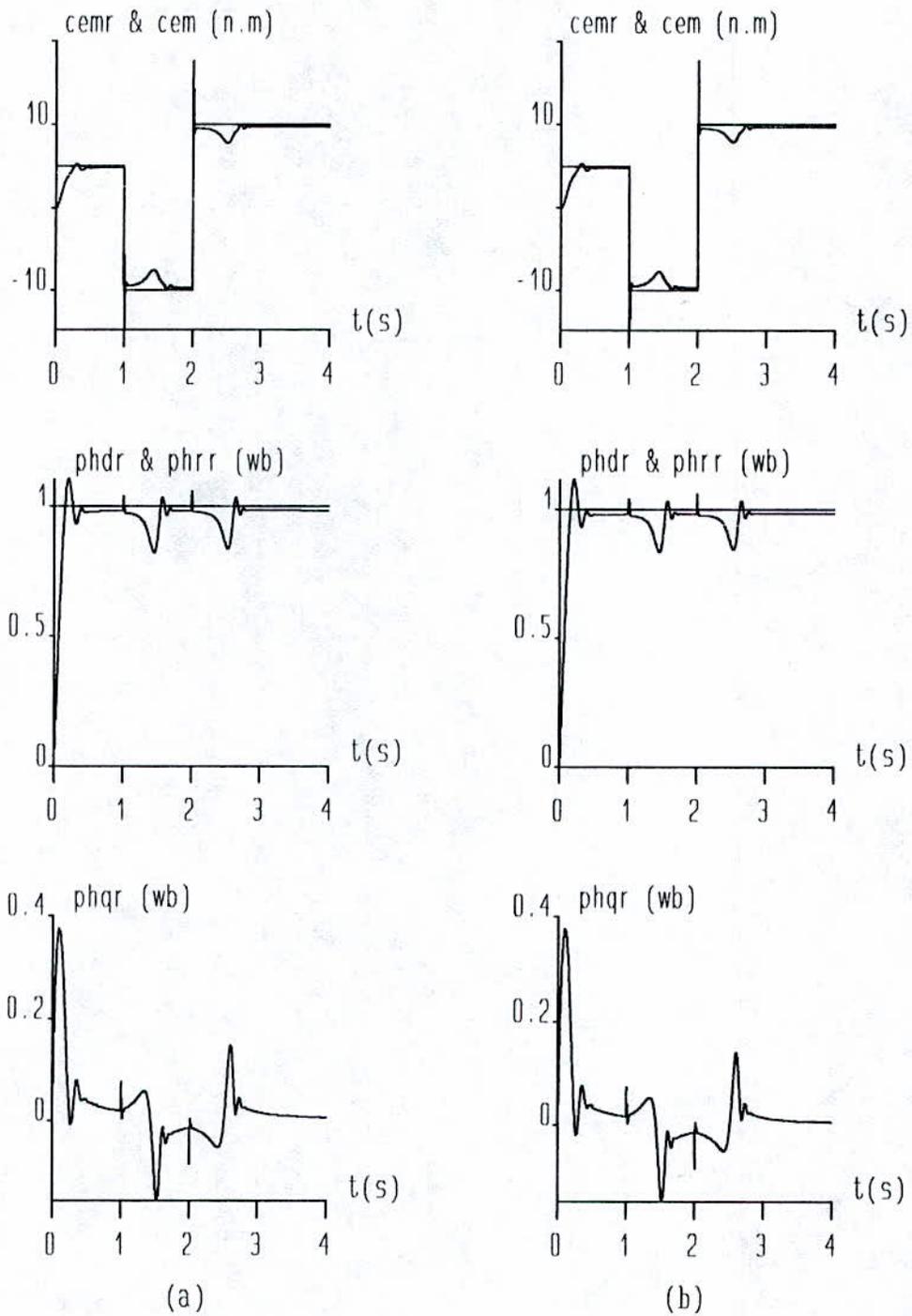
La saturation magnétique conduit à une mauvaise identification de l'inductance de la machine, cela influe sur les performances de la commande, le découplage entre le flux et le couple serait perdu.

Pour montrer cet effet, on garde le modèle de la commande obtenu dans le cas linéaire (en négligeant la saturation), on lui applique sur le modèle saturé de la machine. On prend une référence de flux  $\Phi_r^*$  qui se situe dans la zone de saturation.

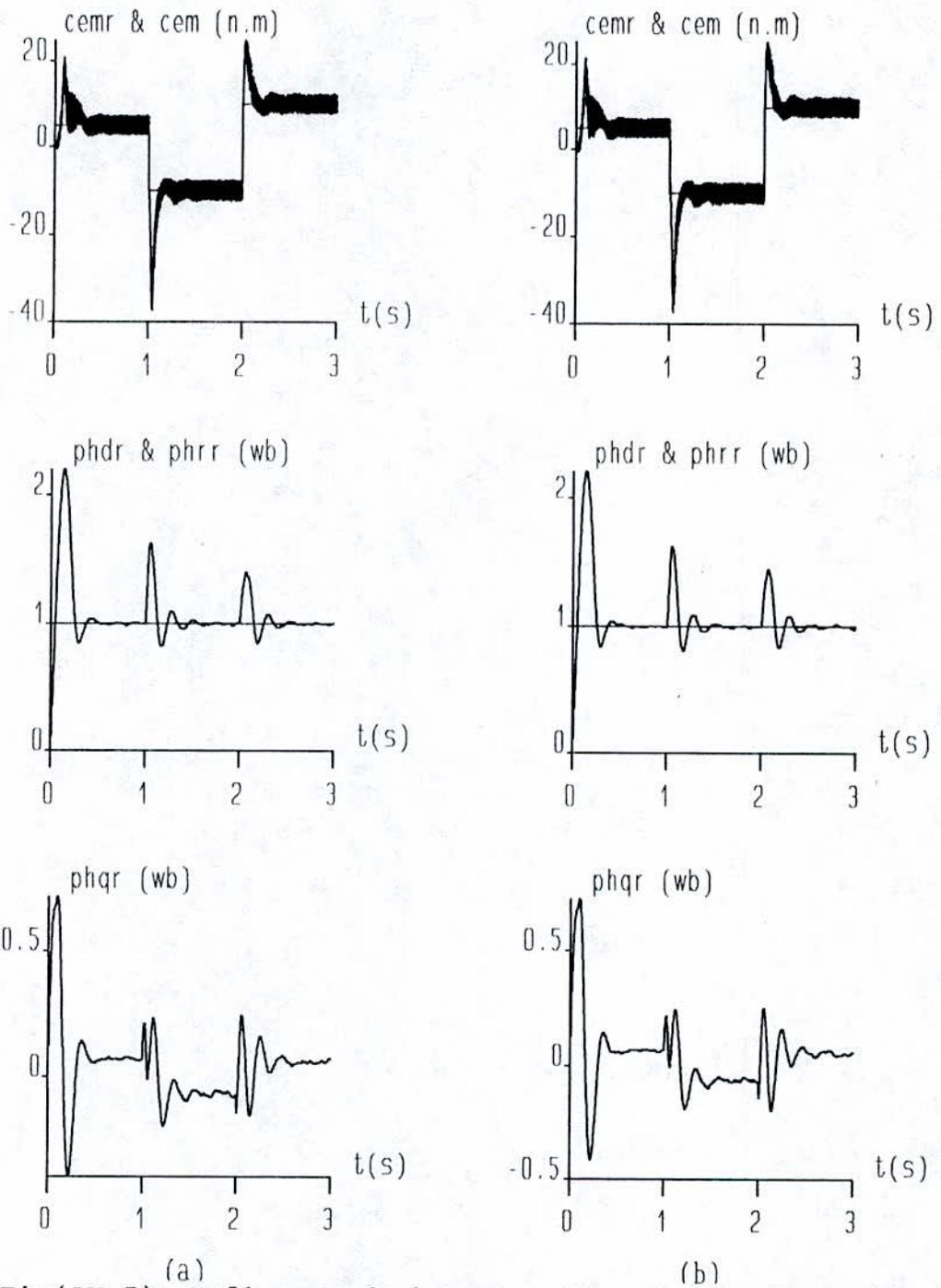
#### Résultats de simulation:

Les figs(IV.6) et(IV.7) montrent les résultats de simulation .Elles présentent l'écart entre les grandeurs réelles de la machine et les grandeurs de références. Le couple électromagnétique est légèrement inférieur à celui de référence. Le flux suivant l'axe  $q$  n'est pas nul, et la composante directe de flux subit une légère diminution (le flux total dans la machine est inférieur à celui de référence). Cet écart entre les grandeurs réelles et les grandeurs de référence est dû au changement de l'inductance mutuelle dans la machine à cause de la saturation.

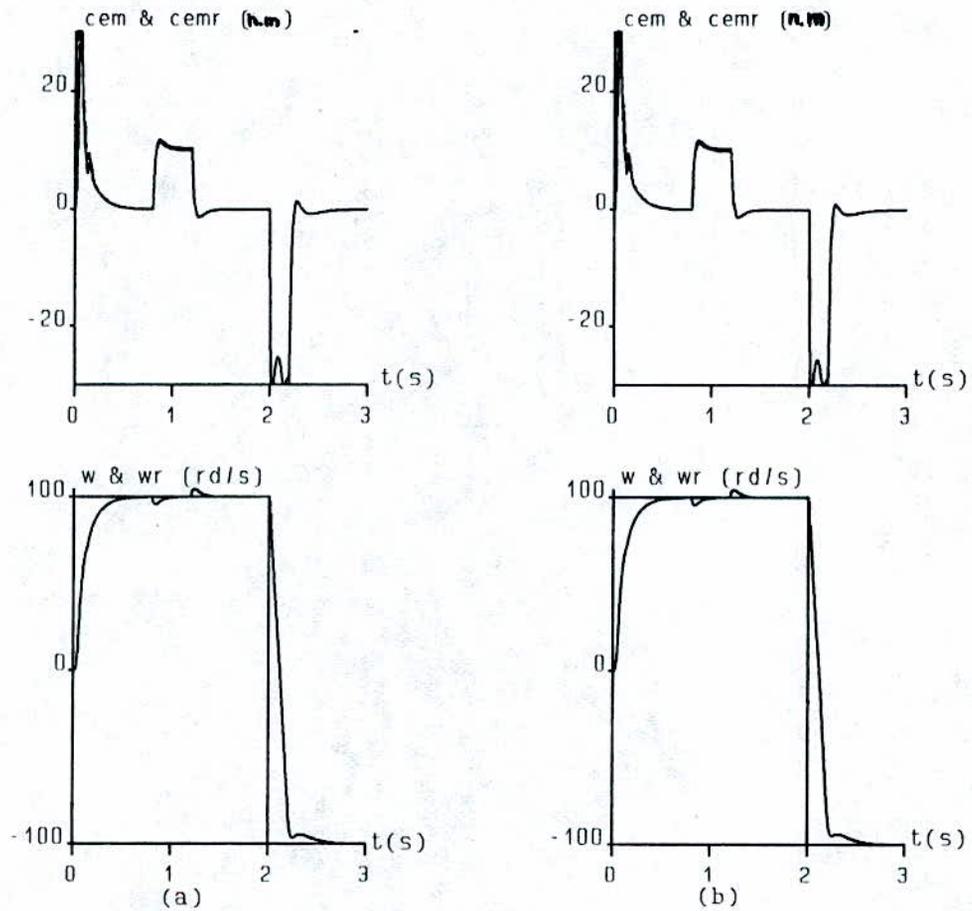
Les figs(IV-8) et fig(IV-9) montrent l'influence de la saturation sur le réglage par la méthode indirecte. Le flux rotorique ne suit pas parfaitement le flux de référence. La saturation n'influe pas sur le réglage de la vitesse en régime permanent.



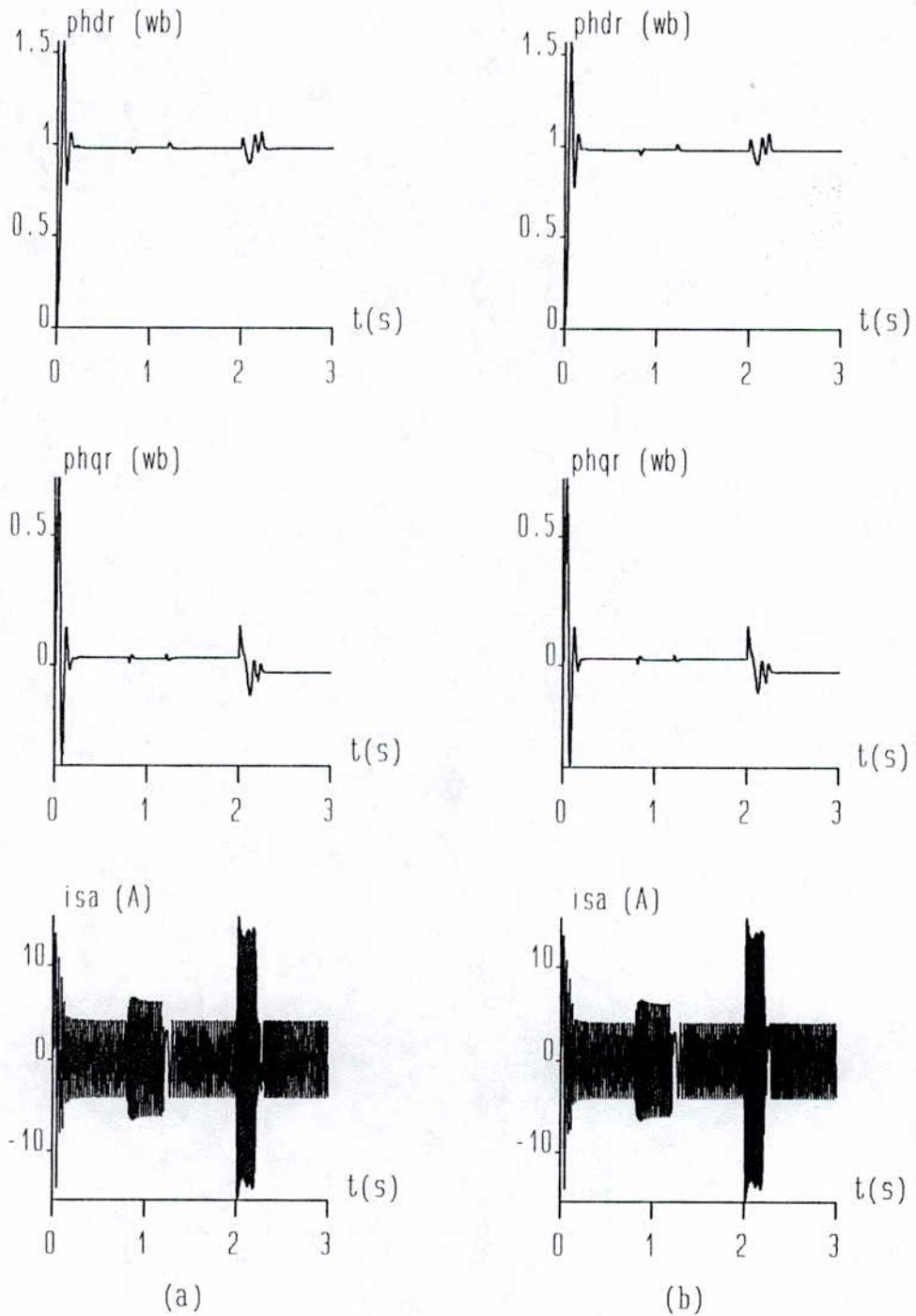
Fig(IV.6): Influence de la saturation sur le découplage:  
 a): modélisation par série de segments;  
 b): modélisation par fonctions exponentielles.



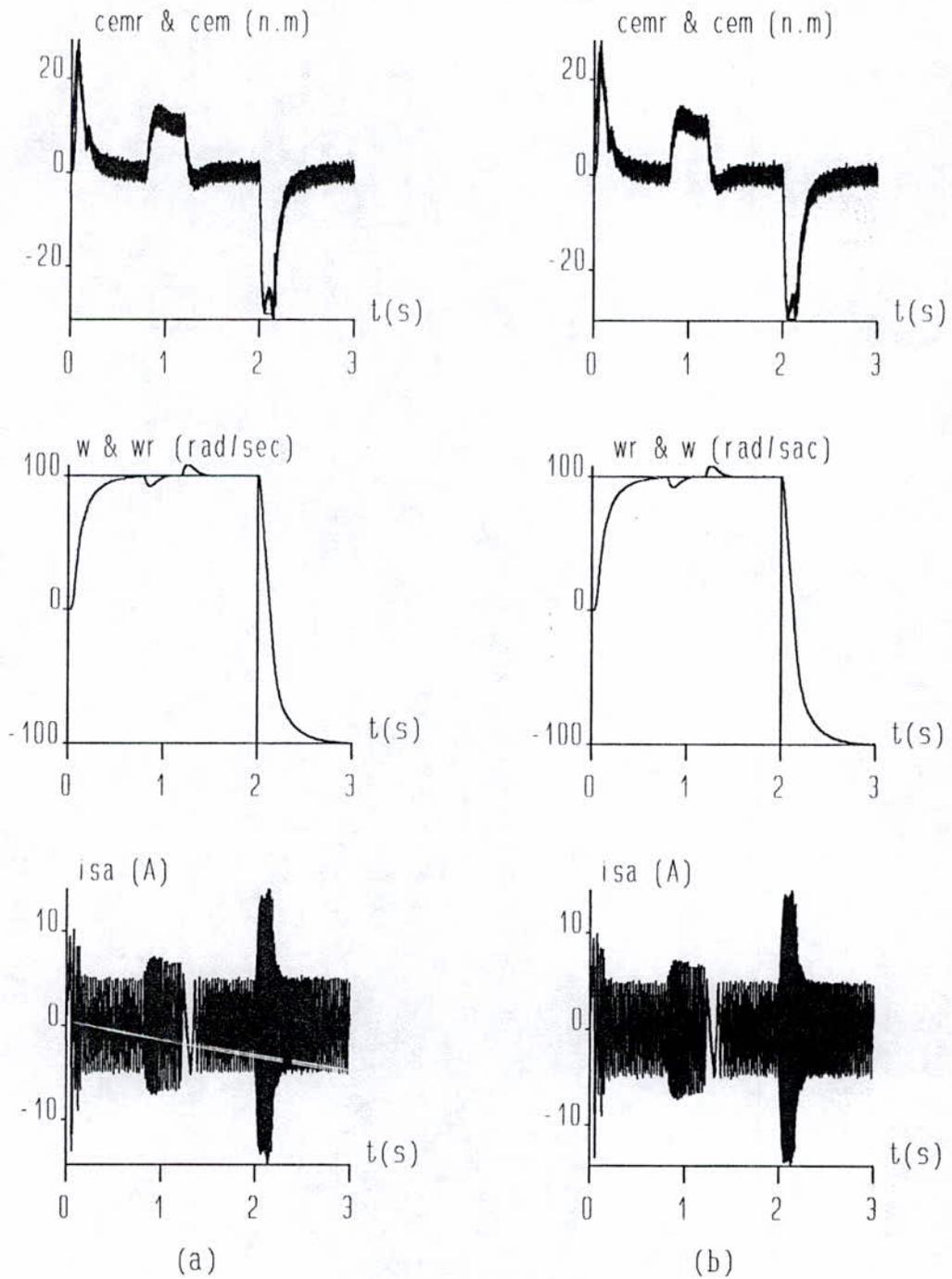
Fig(IV.7): Influence de la saturation sur le découplage; machine alimentée par l'onduleur.



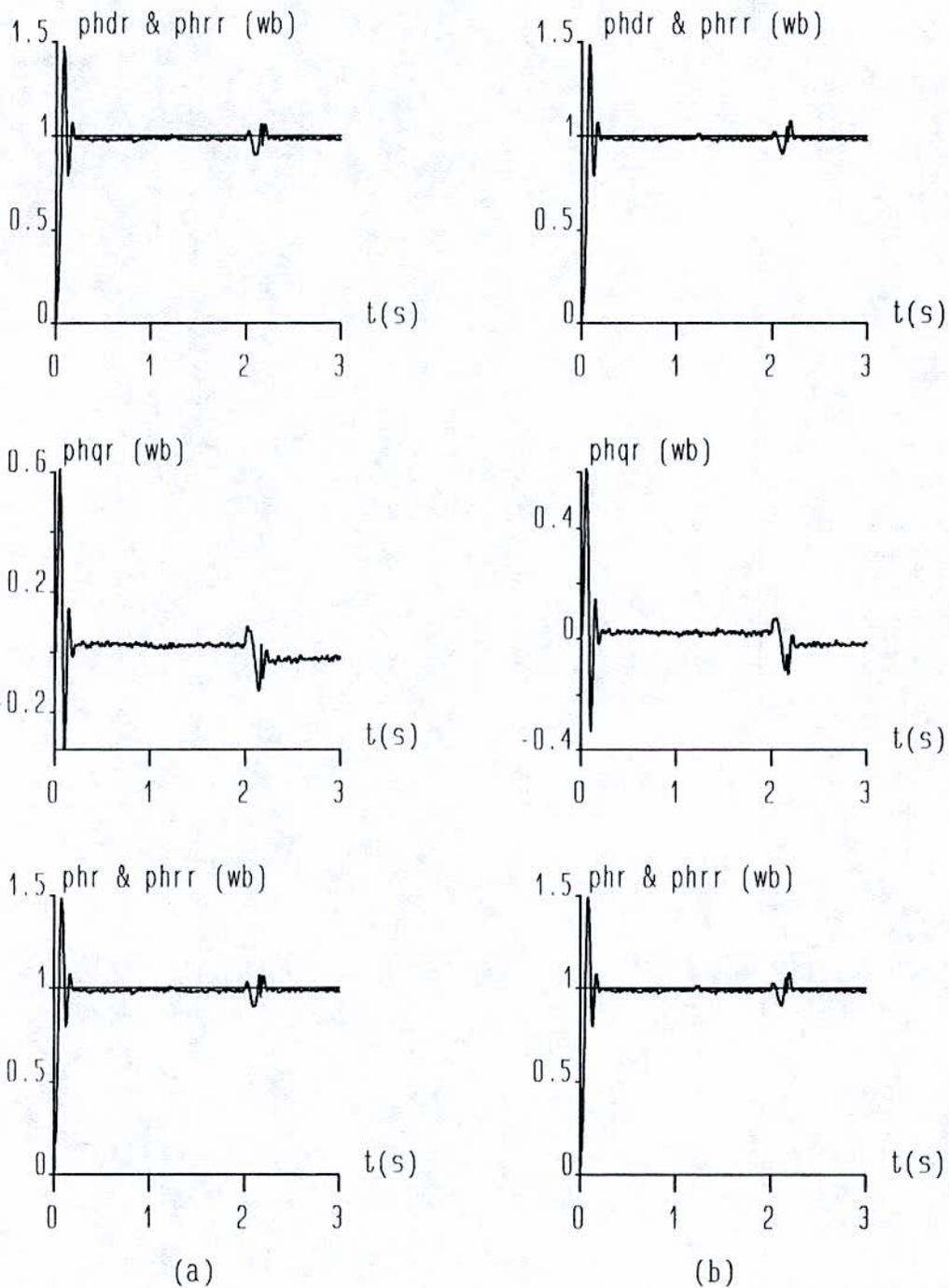
Fig(IV.8.1): Influence de la saturation sur le réglage de la vitesse:  
 a): modélisation par séries de segments;  
 b): modélisation par fonctions exponentielles.



Fig(IV.8.2): Influence de la saturation sur le réglage de la vitesse:  
 a): modélisation par série de segments;  
 b): modélisation par fonctions exponentielles.



Fig(IV.9.1): Influence de la saturation sur le réglage par la méthode indirecte. Machine alimentée par l'onduleur.



Fig(IV.9.2): Influence de la saturation sur le réglage par la méthode indirecte. Machine alimentée par l'onduleur.

#### IV- 4 . Compensation de l'effet de la saturation:

On réécrit le modèle de la machine asynchrone après l'imposition des conditions d'orientation du flux rotorique.

$$\begin{aligned}
 T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r &= M_m i_{ds} \\
 \omega_{gl} \Phi_r T_r &= L_m i_{qs} \\
 C_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{qs} = p \frac{L_m}{L_m + l_r} \Phi_r i_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{IV.21}$$

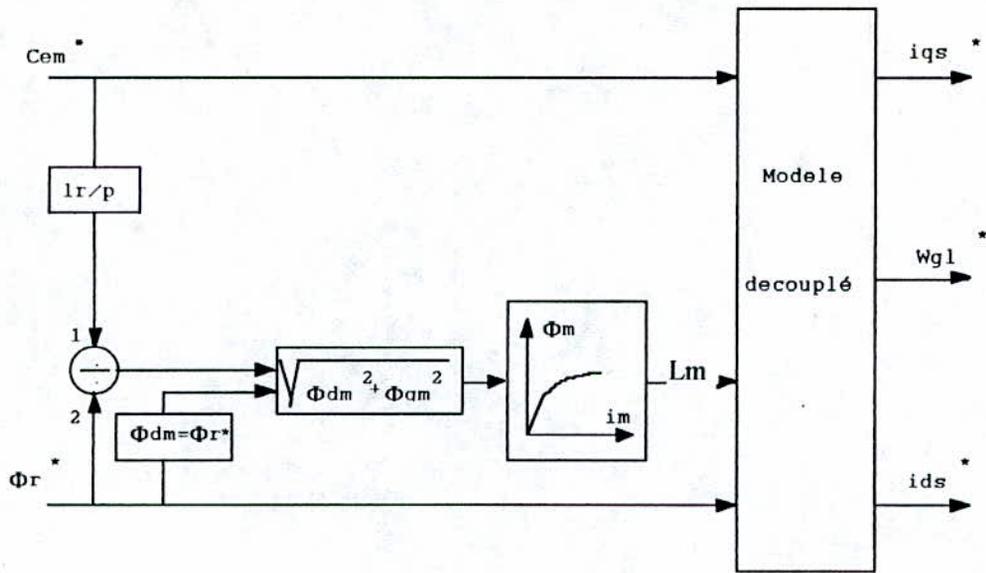
Ce modèle permet de calculer les courants de références  $i_{ds}^*$  et  $i_{qs}^*$  et la pulsation de glissement de référence  $\omega_{gl}^*$ . Pour trouver la valeur de  $L_m$  correspondante au régime saturé, on introduit le flux magnétisant  $\Phi_m$  dans les équations (IV-21) à partir des relations:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{dr} &= \Phi_r = \Phi_{dm} + l_r i_{dr} \\
 \Phi_{qr} &= 0 = \Phi_{qm} + l_r i_{qr}
 \end{aligned}
 \tag{IV.22}$$

on trouve:

$$\begin{aligned}
 T_r l \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r &= \Phi_{dm} \\
 \omega_{gl} \Phi_r T_r l &= \Phi_{qm} \\
 C_{em} &= \frac{p}{l_r} \Phi_r \Phi_{qm}
 \end{aligned}
 \tag{IV.23}$$

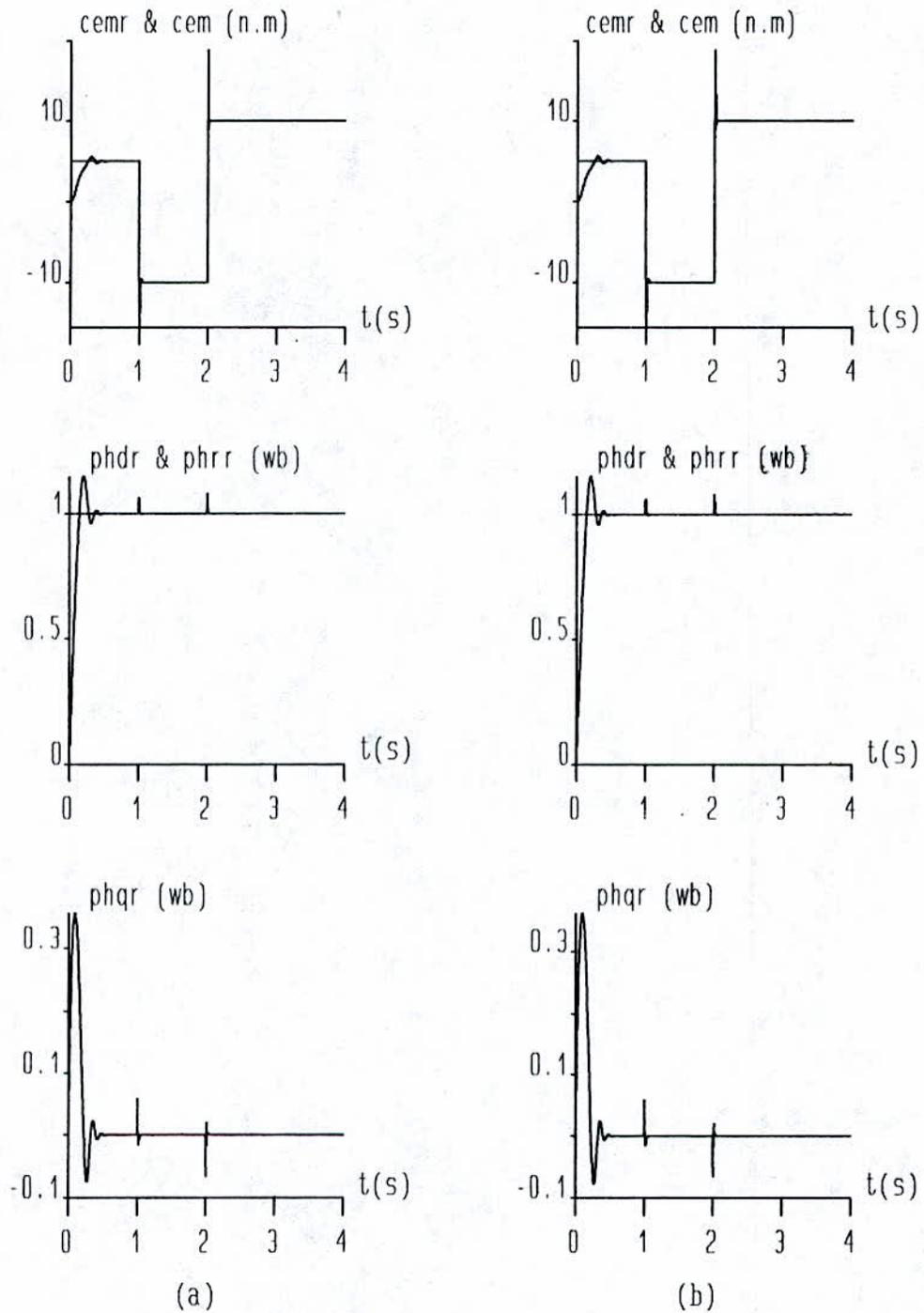
Cela montre qu'à partir de  $c_{em}^*$  et  $\Phi_r^*$ , on peut calculer  $\Phi_m$  qui sert, à l'aide de la caractéristique magnétique  $\Phi_m(i_m)$ , à choisir le paramètre  $L_m$  correspondant. Ce paramètre servira par la suite au calcul des références  $i_{ds}^*$  et  $i_{qs}^*$ . La figure (IV-10) donne l'algorithme de ce type de commande [19].



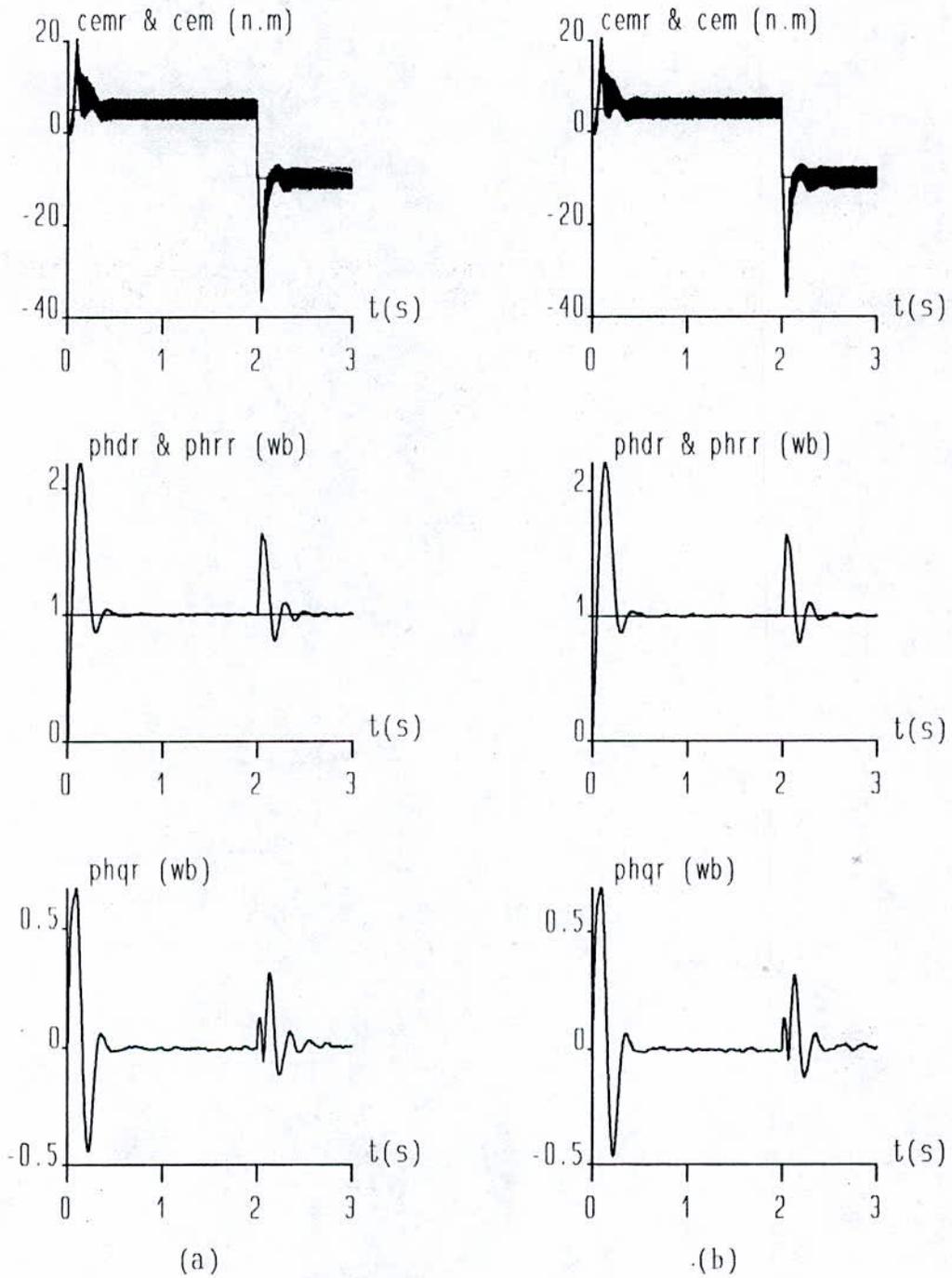
Fig(IV.10) Algorithme de compensation de la saturation.

**Simulation:**

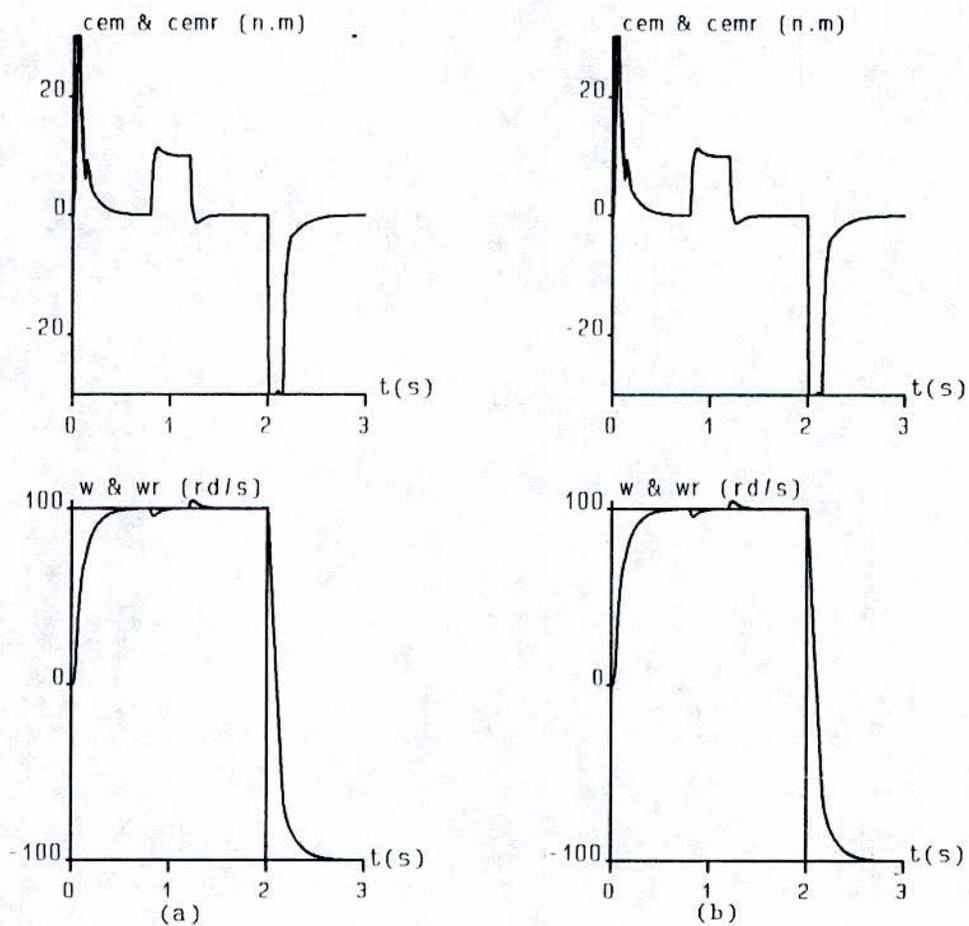
Les figs (IV-11) et (IV.12) montrent les résultats de simulation du découplage en utilisant la compensation de l'effet de la saturation. Les figs(IV.13.1) et (IV.13.2) montrent la simulation du réglage de la vitesse. Le flux et le couple de la machine s'approchent de nouveau de leurs valeurs de références, ce qui montre la validité d'algorithme de compensation.



**Fig(IV.11): Le découplage avec compensation de la saturation:**  
**a): modélisation par série de segments;**  
**b): modélisation par fonctions exponentielles.**

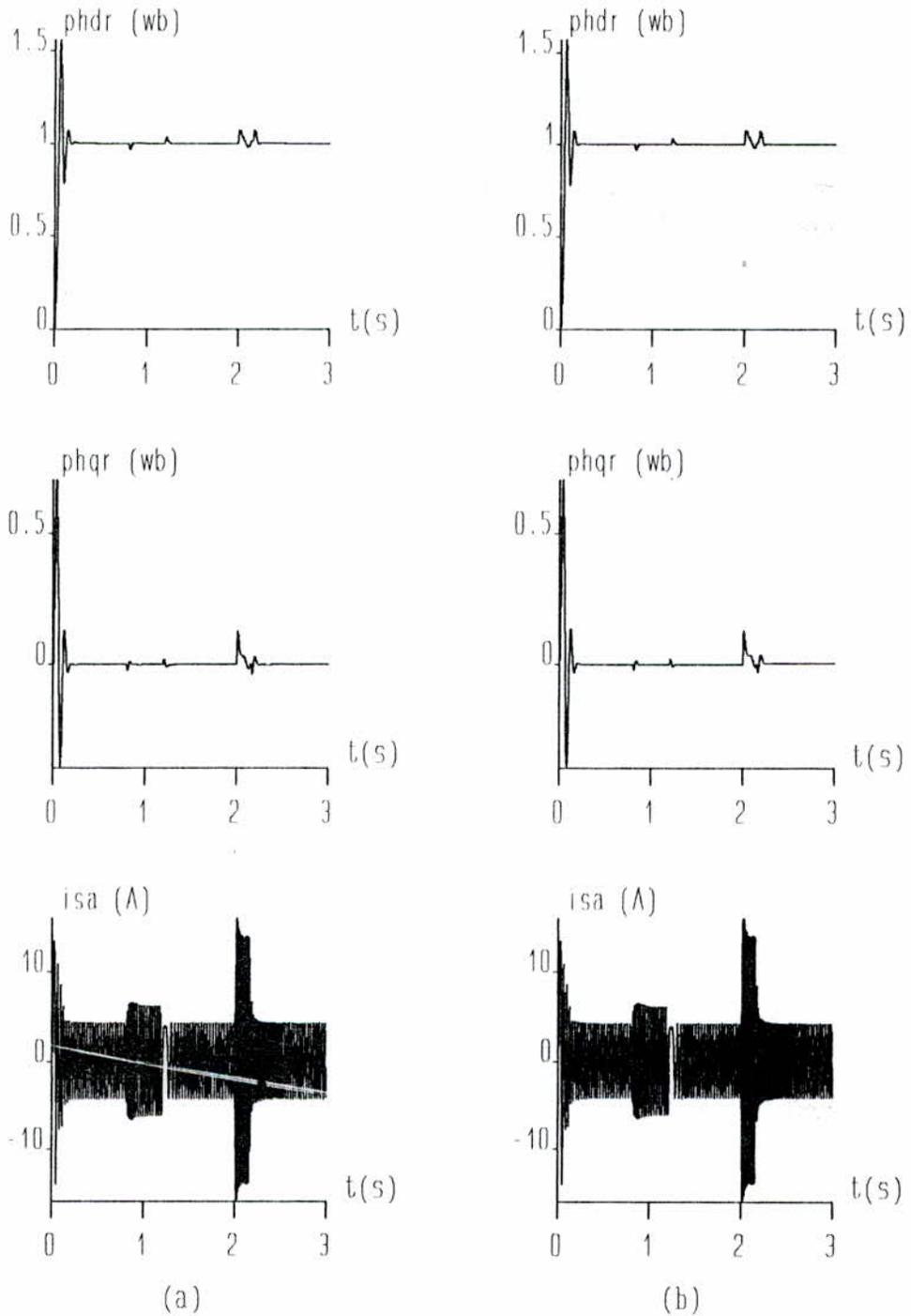


Fig(IV.12): Le découplage avec compensation de la saturation. Machine alimentée par l'onduleur.



Fig(IV.13.1): Réglage de la vitesse avec compensation de la saturation:

- a): modélisation par série de segments;
- b): modélisation par fonctions exponentielles.



Fig(IV.13.2): Réglage de la vitesse avec compensation de la saturation:  
 a): modélisation par série de segments;  
 b): modélisation par fonctions exponentielles.

# CHAPITRE -V-

---

**SENSIBILITE DE LA COMMANDE  
VECTORIELLE AUX VARIATIONS  
DES PARAMETRES**

---

**V-1 Introduction:**

Le modèle mathématique de la machine asynchrone fait apparaître la constante de temps rotorique  $T_r$  et l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor  $L_m$ . Souvent on rencontre une difficulté pour identifier ces paramètres, qui varient avec l'état de fonctionnement, à cause des phénomènes divers tels que la saturation magnétique, l'effet de peau, ou la variation de la température. L'erreur entre les paramètres utilisés dans le modèle de la commande et les paramètres réels se répercutent sur une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi [20].

Les inductances cycliques du stator et du rotor sont composées de l'inductance mutuelle, et des inductances de fuite statorique et rotorique. Les variations des inductances de fuite sont faibles devant celle de l'inductance mutuelle. Dans le chapitre précédent nous avons étudié l'influence de la saturation magnétique sur le contrôle vectoriel. Dans ce chapitre on va étudier la sensibilité aux variations de la constante de temps rotorique qui tient compte de la saturation et de la variation de température en même temps.

**V-2 Modèle mathématique du couple et du flux:**

Le but de ce paragraphe est d'explicitier la relation mathématique qui lie le couple électromagnétique et le flux rotorique aux variations des paramètres de la machine[16].

Posons:

$$L_m = k_1 L_m^* , \quad L_r = k_1 L_m^* + l_r \approx k_1 L_r^* , \quad R_r = k_2 R_r^* \quad (V-1)$$

tel que:

$L_m$  et  $R_r$  : paramètres réels de la machine,

$L_m^*$  et  $R_r^*$  : valeurs utilisées dans la commande.

La valeur effective de la constante de temps  $T_r$  vaut:

$$T_r = \frac{k_1}{k_2} T_r^* = k T_r^*$$

La commande vectorielle impose aux enroulements statoriques trois grandeurs:  $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ , et  $\omega_{gl}$ . En faisant abstraction des termes différentiels dans le système (II-2), on obtient les grandeurs estimées suivantes en régime permanent:

$$\begin{aligned} C_{em}^* &= p \frac{L_m^*}{L_r^*} i_{ds} i_{qs} \\ \omega_{gl}^* &= \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \\ \Phi_r^* &= L_m^* i_{ds} \end{aligned} \quad (V-2)$$

A partir du modèle de Park (I-7) on déduit le couple réel et le flux réel de la machine en régime permanent.

$$\begin{aligned} C_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \\ \Phi_{dr} &= L_m \frac{i_{ds} + \omega_{gl} T_r i_{qs}}{(1 + (\omega_{gl} T_r)^2)^{\frac{1}{2}}} \\ \Phi_{qr} &= L_m \frac{i_{qs} - \omega_{gl} T_r i_{ds}}{(1 + (\omega_{gl} T_r)^2)^{\frac{1}{2}}} \end{aligned} \quad (V-3)$$

A partir de (V-1) et (V-2):

$$\omega_{gl} T_r = \frac{k_1 i_{qs}}{k_2 i_{ds}} \quad (V-4)$$

On déduit de (V-3) et (V-4) que:

$$\begin{aligned} C_{em} &= p \frac{k_1^2}{k_2} \left( \frac{L_m^*}{L_r^*} \right)^2 i_{ds} i_{qs} \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1 i_{qs}}{k_2 i_{ds}} \right)^2} \\ \Phi_r &= k_1 L_m^* i_{ds} \left( \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1 i_{qs}}{k_2 i_{ds}} \right)^2} \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

Les rapports de couple et de flux réels sur couple et flux estimés sont:

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = k_1 \left( \frac{1 + \left( \frac{iqs}{ids} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1 iqs}{k_2 ids} \right)^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (V-5)$$

$$\frac{Cem}{Cem^*} = \frac{k_1^2}{k_2} \frac{1 + \left( \frac{iqs}{ids} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1 iqs}{k_2 ids} \right)^2} = \frac{1}{k_2} \left( \frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} \right)^2$$

Les expressions des erreurs sur les composantes directes et en quadrature du flux rotorique sont données par:

$$\Delta\Phi_{dr} = \Phi_{dr} - \Phi_r^* = \Phi_r^* \frac{k_1 - 1 + \frac{k_1}{k_2} \left( 1 - \frac{k_1}{k_2} \right) \left( \frac{iqs}{ids} \right)^2}{\left( 1 + \left( \frac{k_1}{k_2} \right)^2 \left( \frac{iqs}{ids} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (V-6)$$

$$\Delta\Phi_{qr} = \Phi_{qr} - \Phi_r^* = \Phi_r^* \frac{k_1 \left( 1 - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{iqs}{ids}}{\left( 1 + \left( \frac{k_1 iqs}{k_2 ids} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}}$$

Discussion:

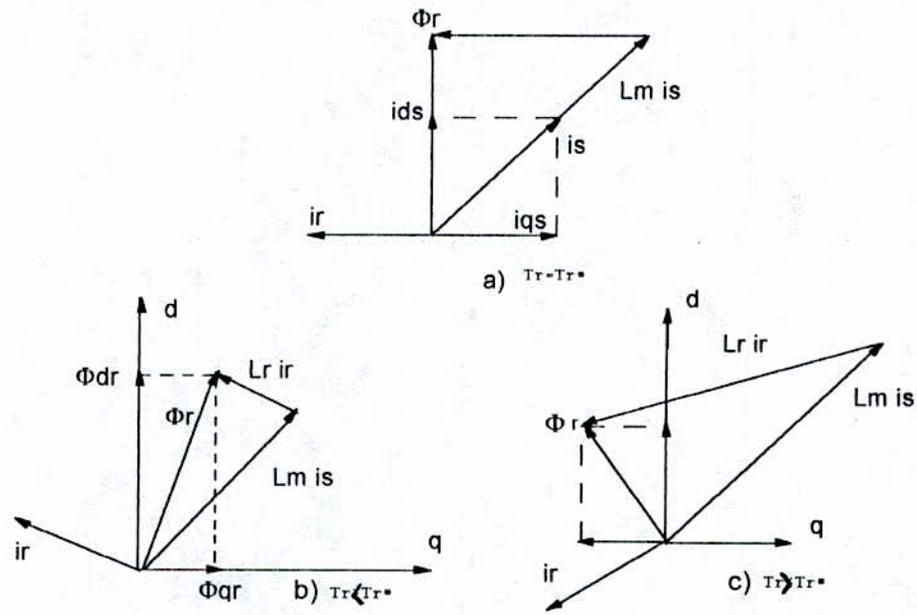
$$- \text{si } k = 1: \begin{cases} \Delta\Phi_{dr} = 0 \\ \Delta\Phi_{qr} = 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ garde son module et sa phase (fig(V-1-a))}$$

$$- \text{si } k < 1: \begin{cases} \Delta\Phi_{dr} > 0 \\ \Delta\Phi_{qr} > 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ augmente}$$

Le flux rotorique s'oriente en avance par rapport à l'axe **d** (fig(V-1-b)).

$$- \text{si } k > 1: \begin{cases} \Delta\Phi_{dr} < 0 \\ \Delta\Phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ diminue}$$

Le flux rotorique s'oriente en arrière par rapport à l'axe **d** (fig(V-1-c)).

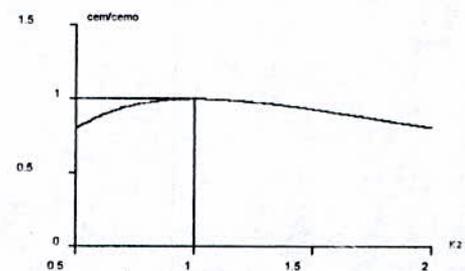
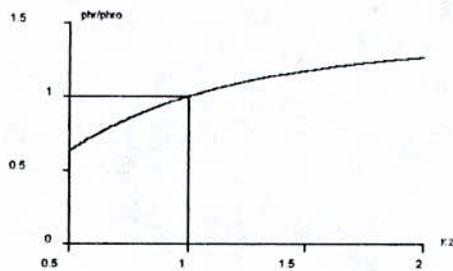
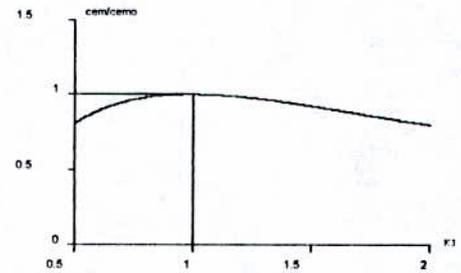
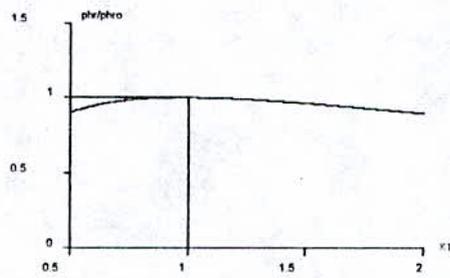


Fig(V.1) Diagramme vectoriel d'orientation du flux.

La déviation de  $T_r$  de sa valeur prédite conduit à la création d'une composante en quadrature du vecteur flux rotorique. Ce vecteur perd son orientation suivant l'axe  $d$ . On peut s'attendre alors à une dégradation des performances du contrôle vectoriel qui peut conduire à une instabilité du système quand l'erreur est importante.

**Simulation numérique:**

Les variations des rapports  $\frac{C_{em}}{C_{em}^*}$  et  $\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*}$  en fonction de  $k$  sont données à la fig(V.2)



a)

b)

Fig(V.2) Variation du flux (a) et du couple (b) en fonction des rapports  $K1$  et  $K2$   
 ( $K1=Lm/Lm^*$ ,  $K2=Rr/Rr^*$ ).

-Pour  $k=1$  les courbes passent évidemment par le point-(1,1).

-pour  $k<1$  ce qui correspond à une diminution de  $Lm$  (cas de saturation) ou à une augmentation de  $Rr$ (par échauffement), le flux rotorique subit une augmentation, tandis que le couple électromagnétique va diminuer.

-Pour  $k>1$  ce qui correspond à une augmentation de  $Lm$ , ou à une diminution de  $Rr$ , le flux et le couple développés subissent une diminution.

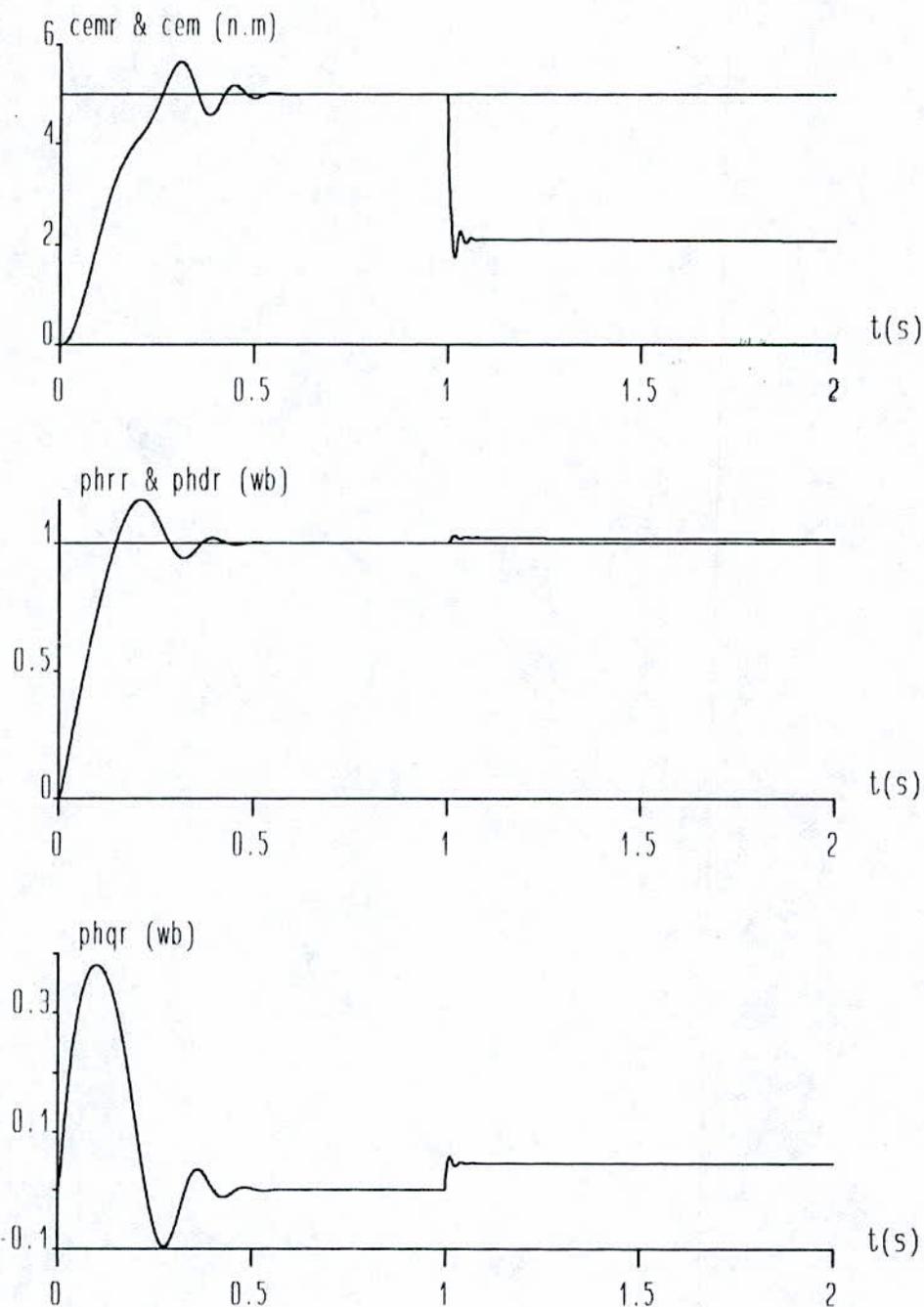
### V-3 Influence de la déviation de $T_r$ sur le découplage et le réglage en boucle fermée:

La simulation du découplage et du réglage en boucle fermée permet de montrer l'effet de la variation de la résistance rotorique et de l'inductance mutuelle au cours du fonctionnement.

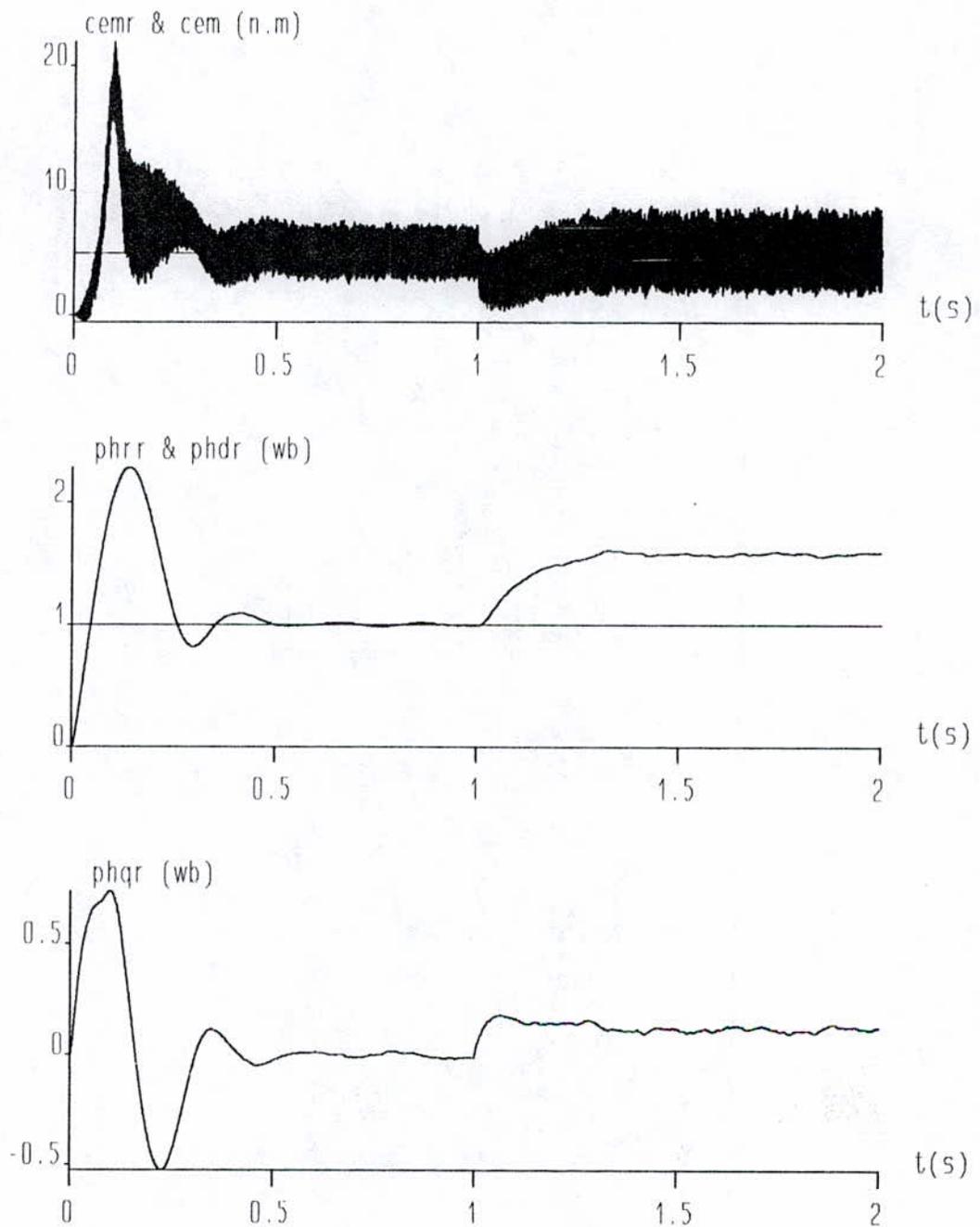
Les figs(V.3) et (V.4) montrent la simulation du découplage du flux et du couple. A partir de l'instant  $t_1=1s$  on provoque un désaccord brusque de 50% entre  $T_r$  et  $T_r^*$ . Les grandeurs réelles s'écartent des grandeurs de référence, ce qui est en accord avec les résultats obtenus au paragraphe précédent.

Les figs(V.5.1) et (V-5.2) montrent l'influence de la déviation de  $T_r$  de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage en boucle fermée par orientation du flux rotorique. Pour  $T_r = 0.5 T_r^*$  Le flux et le couple réels dévient de leurs valeurs de référence. La vitesse  $\omega$  subit des perturbations en régimes transitoires. et elle converge en régime permanent à sa valeur de référence. Le courant  $i_{sa}$  subit une augmentation.

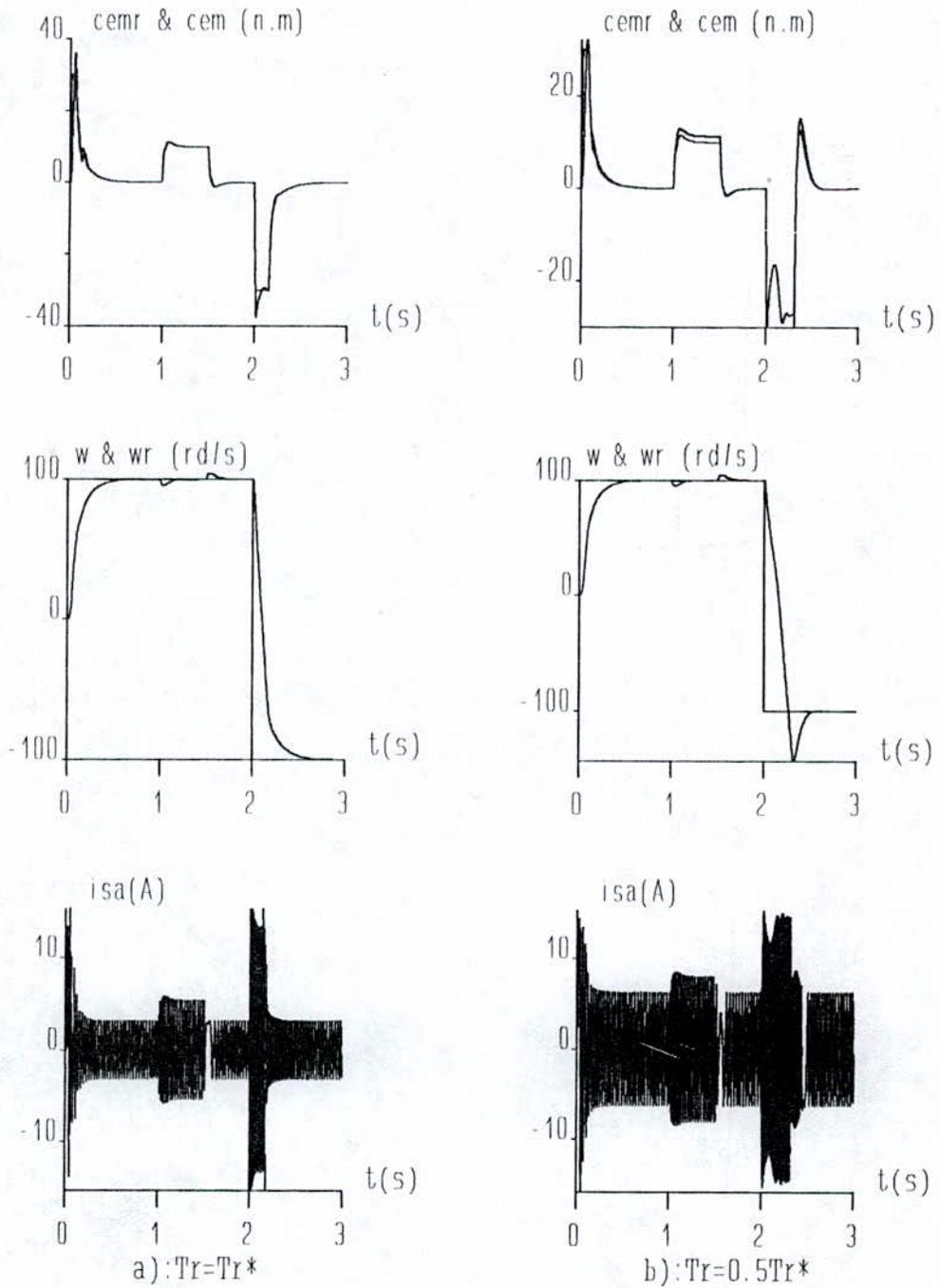
Cette étude montre qu'en tenant compte des variations réelles des paramètres de la machine au cours de son fonctionnement, une adaptation en temps réel est indispensable pour avoir une commande vectorielle robuste et fiable.



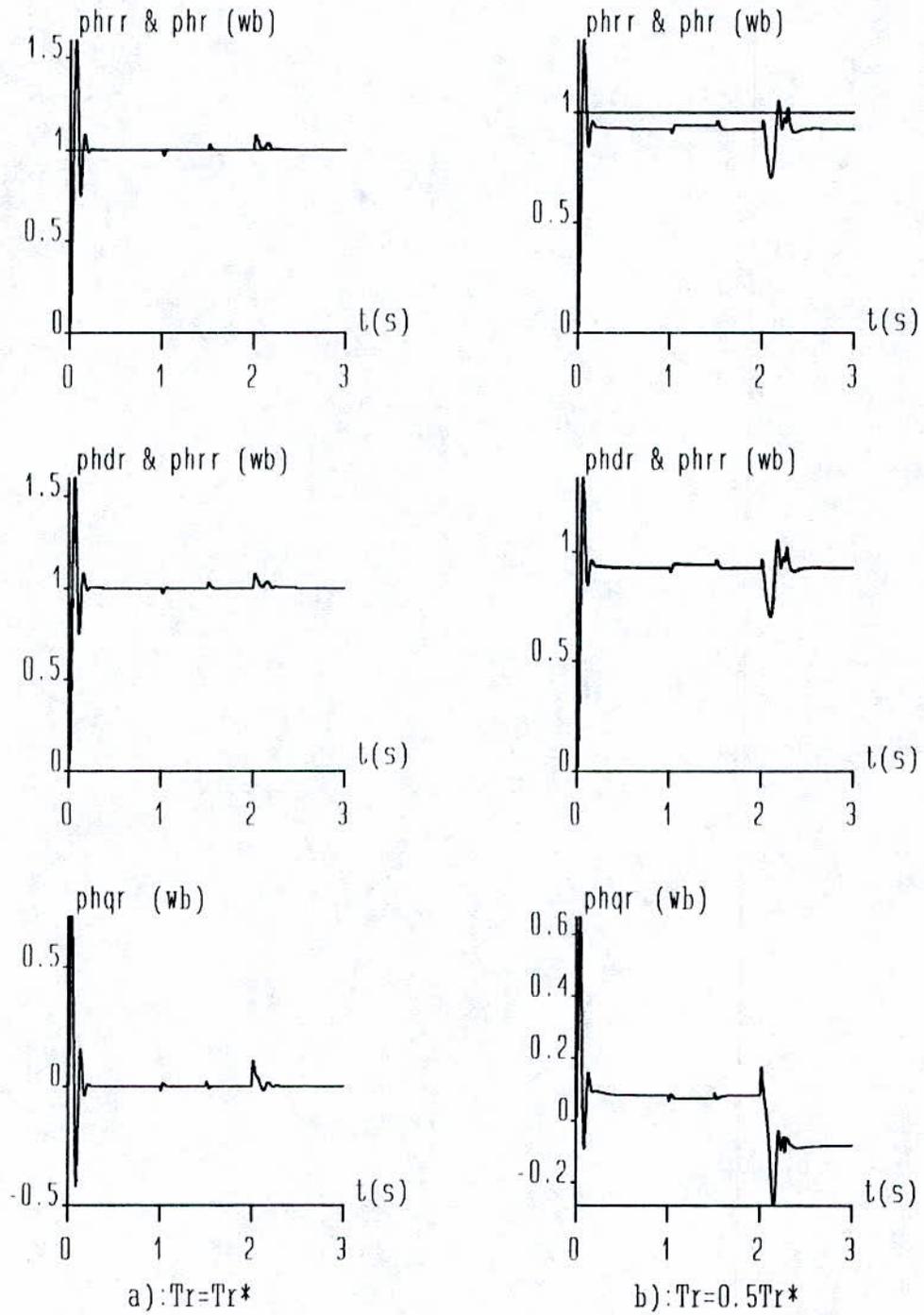
Fig(V.3): Sensibilité du découplage aux variations de  $T_r$ .



Fig(V.4) : Sensibilité du découplage aux variations de  $T_r$ .  
Machine alimentée par l'onduleur.



Fig(V.5.1): Sensibilité du réglage de la vitesse aux variations de  $T_r$ .



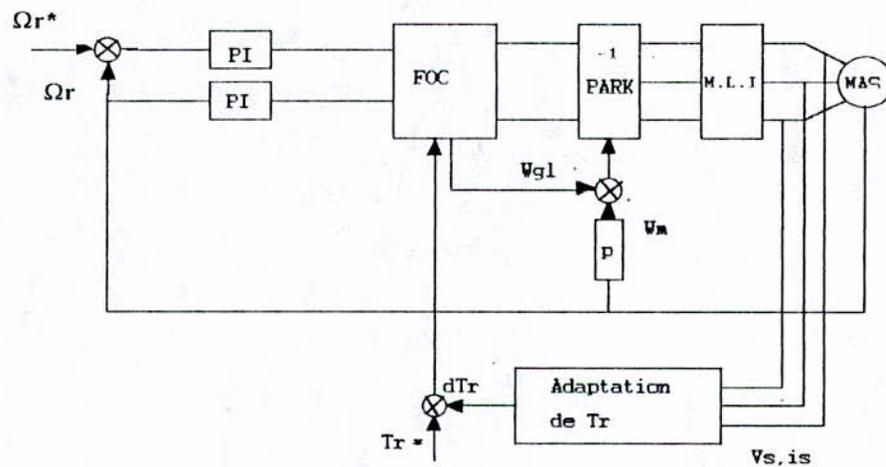
Fig(V.5.2): Sensibilité du réglage de la vitesse aux variations de  $T_r$ .

## V-4 Identification de la constante de temps rotorique:

### V-4-1 Position du problème:

La nécessité de l'adaptation de la constante de temps rotorique  $T_r$  en temps réel dans la commande vectorielle a été montrée dans les paragraphes précédents. Une erreur sur l'estimation de  $T_r$  peut entraîner des erreurs sur le couple électromagnétique et sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Ceci a pour effet de réduire l'efficacité du système de contrôle. Donc l'intégration d'un algorithme d'adaptation de  $T_r$  en temps réel s'avère importante pour le bon fonctionnement de la commande.

La fig(V-6) représente le schéma fonctionnel de la commande indirecte avec adaptation de  $T_r$ .



Fig(v-6) Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec adaptation de la constante de temps rotorique.

Récemment, plusieurs méthodes d'identification de  $T_r$  sont proposées. On peut les classer dans deux catégories [19][22]:

-Les méthodes d'adaptation directe qui utilisent des expressions analytiques issues du modèle général ou simplifié, et donnent directement les paramètres à identifier.

-Les méthodes d'adaptation indirecte qui utilisent des moyens basés sur des procédés d'automatique, tels que la méthode du modèle de référence adaptatif (MRAS), la méthode des moindres carrés, le filtre de Kalman.....etc. Une présentation de ces différentes méthodes est donnée par [19].

#### V-4-2 Méthode d'identification <sup>basée</sup> sur le calcul de l'énergie réactive:

Cette méthode d'adaptation a été proposée pour la première fois par L.Garces [24]. Elle est basée sur la comparaison de deux expressions de l'énergie réactive de la machine. Cette énergie est liée au flux rotorique  $\Phi_r$ . S'il existe une erreur entre la valeur actuelle  $T_r$  et la valeur estimée  $T_r^*$  de la constante de temps rotorique, le flux rotorique subit un changement en module et en phase.

Ce changement se reflète sur l'énergie réactive de la machine. En modifiant la valeur estimée de la constante du temps rotorique, on peut minimiser le changement dans l'énergie réactive. On peut aboutir alors à un bon alignement de  $\Phi_r$  suivant l'axe  $d$ . En se basant sur ce principe, plusieurs implantations de la méthode sont données en [19] [22] [23].

La puissance réactive de la machine est donnée par l'expression suivante:

$$Q_r = V_{ds} i_{qs} - V_{qs} i_{ds} \quad (V-7)$$

Les expressions des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont données par:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \sigma L_r \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{qr} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \sigma L_r \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} \end{aligned}$$

On remplace les expressions des tensions dans l'expression de l'énergie réactive:

$$Q_r = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} i_{ds} - \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \quad (V-8)$$

En faisant l'égalité entre (V-7) et (V-8), on définit la fonction F en regroupant les termes dépendants uniquement des tensions et des courants:

$$F = (V_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt}) i_{qs} - (V_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt}) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (V-9)$$

La fonction F peut être exprimée en fonction des flux rotoriques comme suite:

$$F = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \quad (V-10)$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique dans l'équation (V-10), on définit la fonction  $F_0$ :

$$F_0 = \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \right)$$

En régime permanent, la fonction  $F_0$  devient:

$$F_0 = - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \quad (V-11)$$

La différence  $\Delta F = F - F_0$  peut être utilisée pour la correction de la constante du temps rotorique  $T_r$ . La fig(V-7) montre le schéma d'adapt. de  $T_r$ .

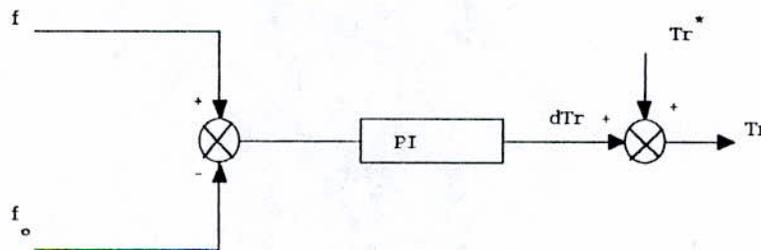
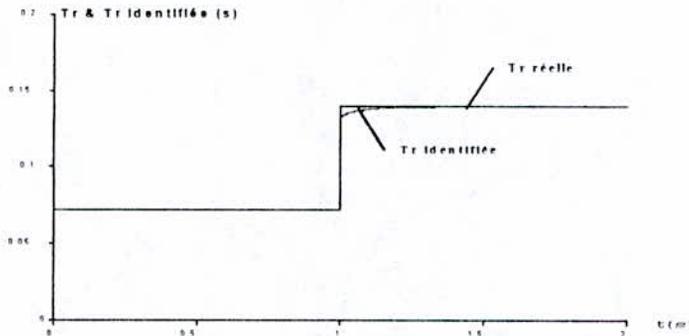


Figure (V-7): Schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique.

**Simulation numérique:**

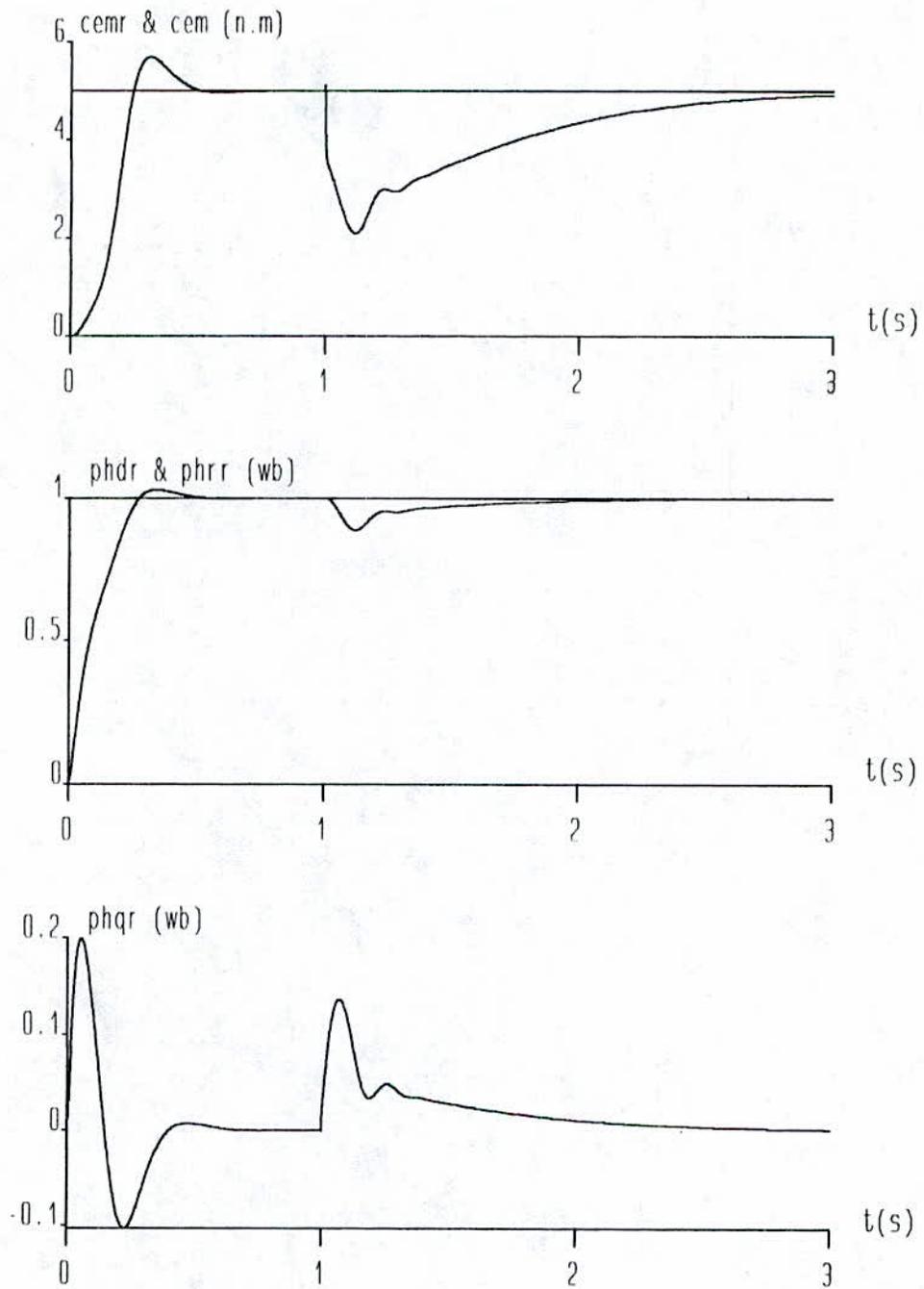
La fig(V-8) montre la validité d'algorithme d'adaptation de  $T_r$ . A l'instant  $t_1$  on introduise une augmentation brusque de 100% de la constante de temps rotorique prise pour le modèle de la machine. La valeur estimée de  $T_r$  converge vers la valeur réelle.



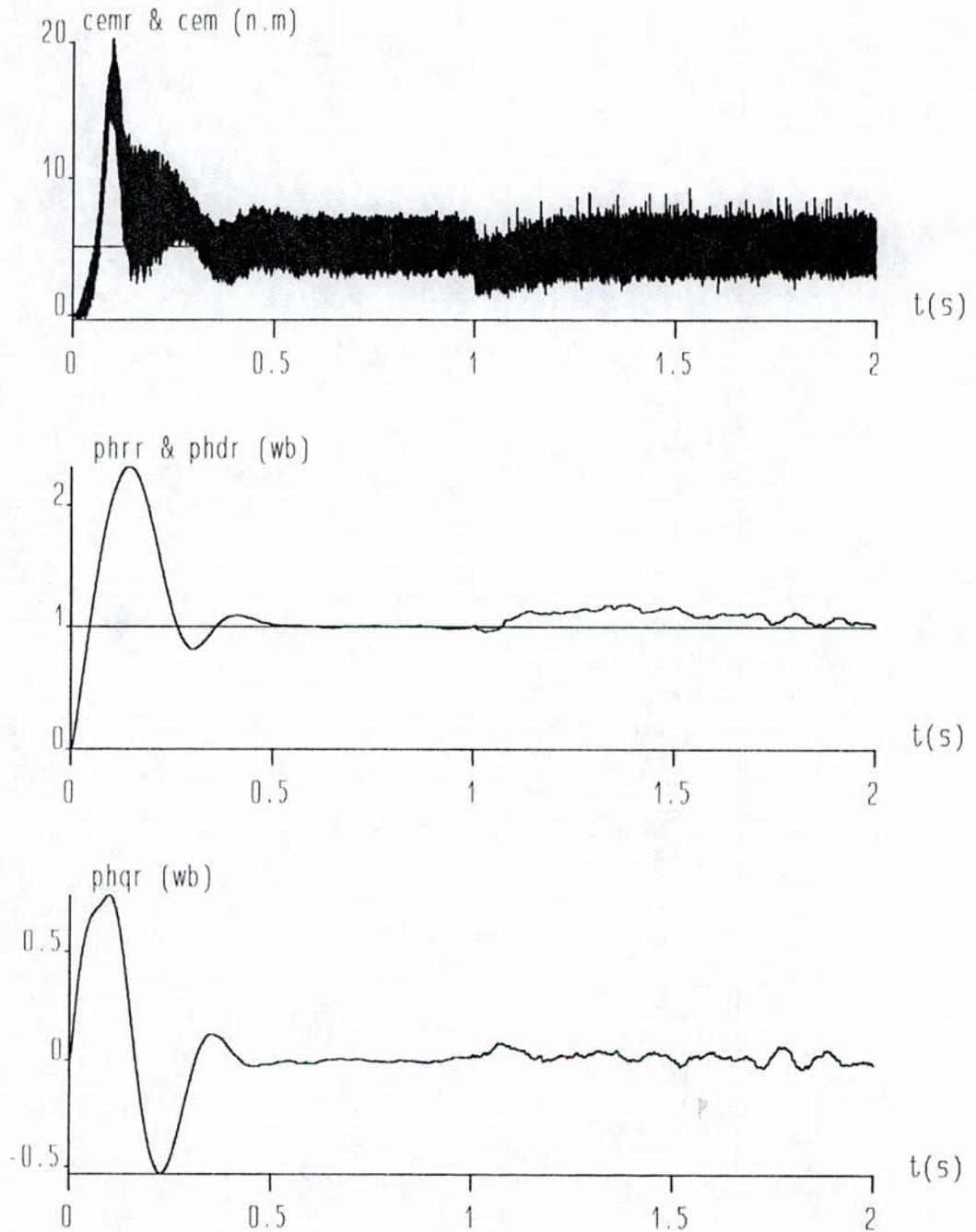
Fig(V.8) Adaptation de  $T_r$

Les figs (V-9) et (V-10) donnent les résultats de simulation du découplage avec adaptation de la constante de temps rotorique. A l'instant  $t = 1$  s on provoque le désaccord brusque entre  $T_r$  et  $T_{est}$ . Cela provoque la perte du découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique; La composante en quadrature du flux  $\Phi_{qr}$  n'est plus nulle, la composante directe  $\Phi_{dr}$  s'écarte de la valeur de référence, et le couple électromagnétique  $C_{em}$  subit une petite diminution. En appliquant l'algorithme d'adaptation de  $T_r$ , la composante  $\Phi_{qr}$  du flux s'annule, la composante  $\Phi_{dr}$  suit la valeur de référence, et la perte en couple électromagnétique disparaît.

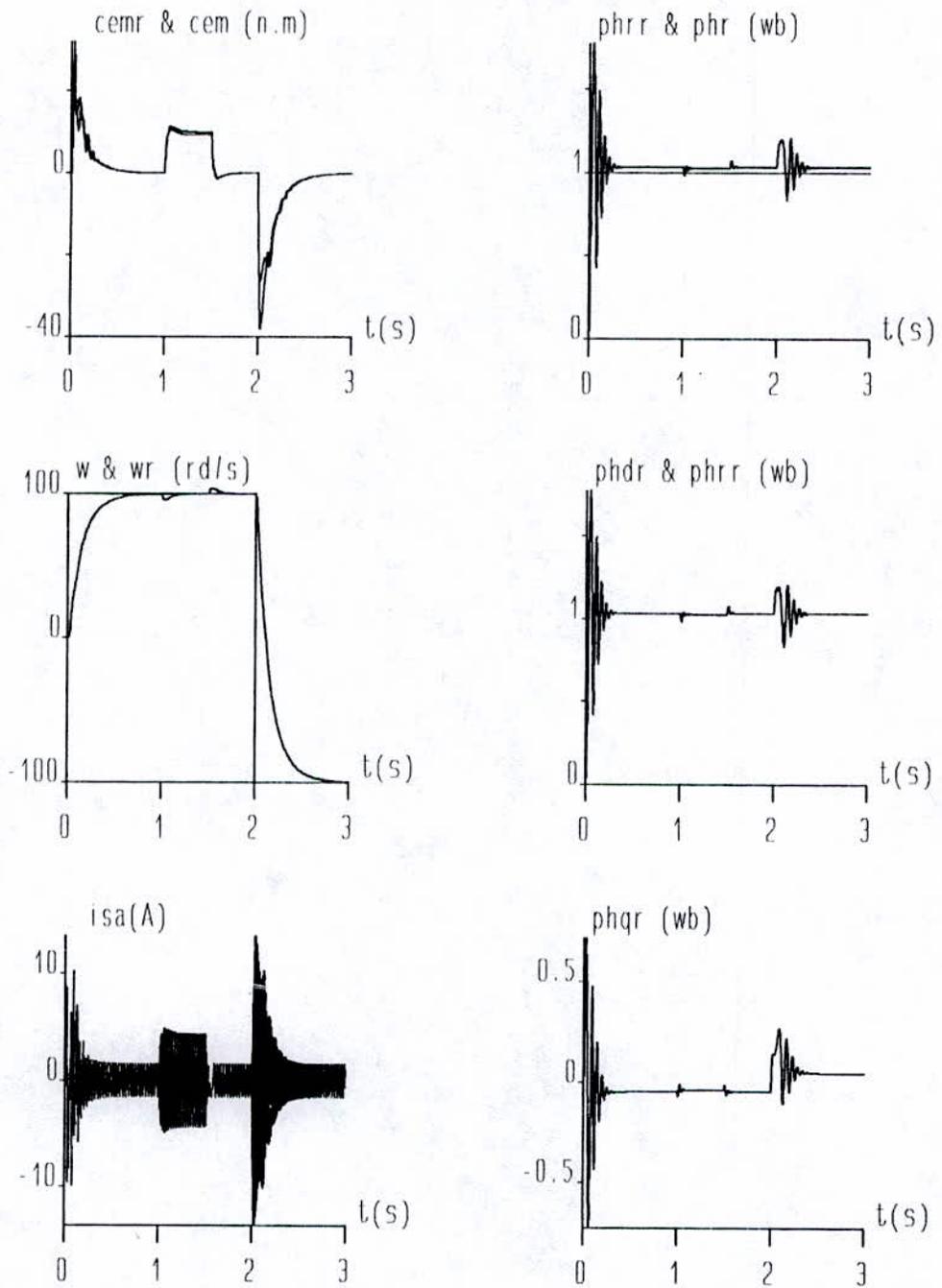
La fig(V-11) montre le réglage avec adaptation de la constante du temps rotorique. La vitesse suit la valeur de référence. La composante du flux  $\Phi_{qr}$  est nulle en régime permanent. La composante  $\Phi_{dr}$  suit le flux de référence même avec application d'une charge.



Fig(V.9): Découplage avec adaptation de  $Tr^*$



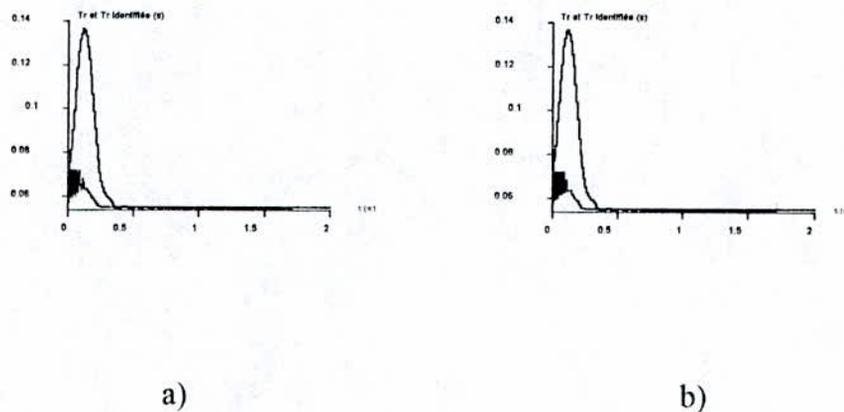
Fig(V.10): Découplage avec adaptation de  $Tr^*$ .  
Machine alimentée par l'onduleur.



Fig(V.11): Réglage avec adaptation de  $Tr^*$

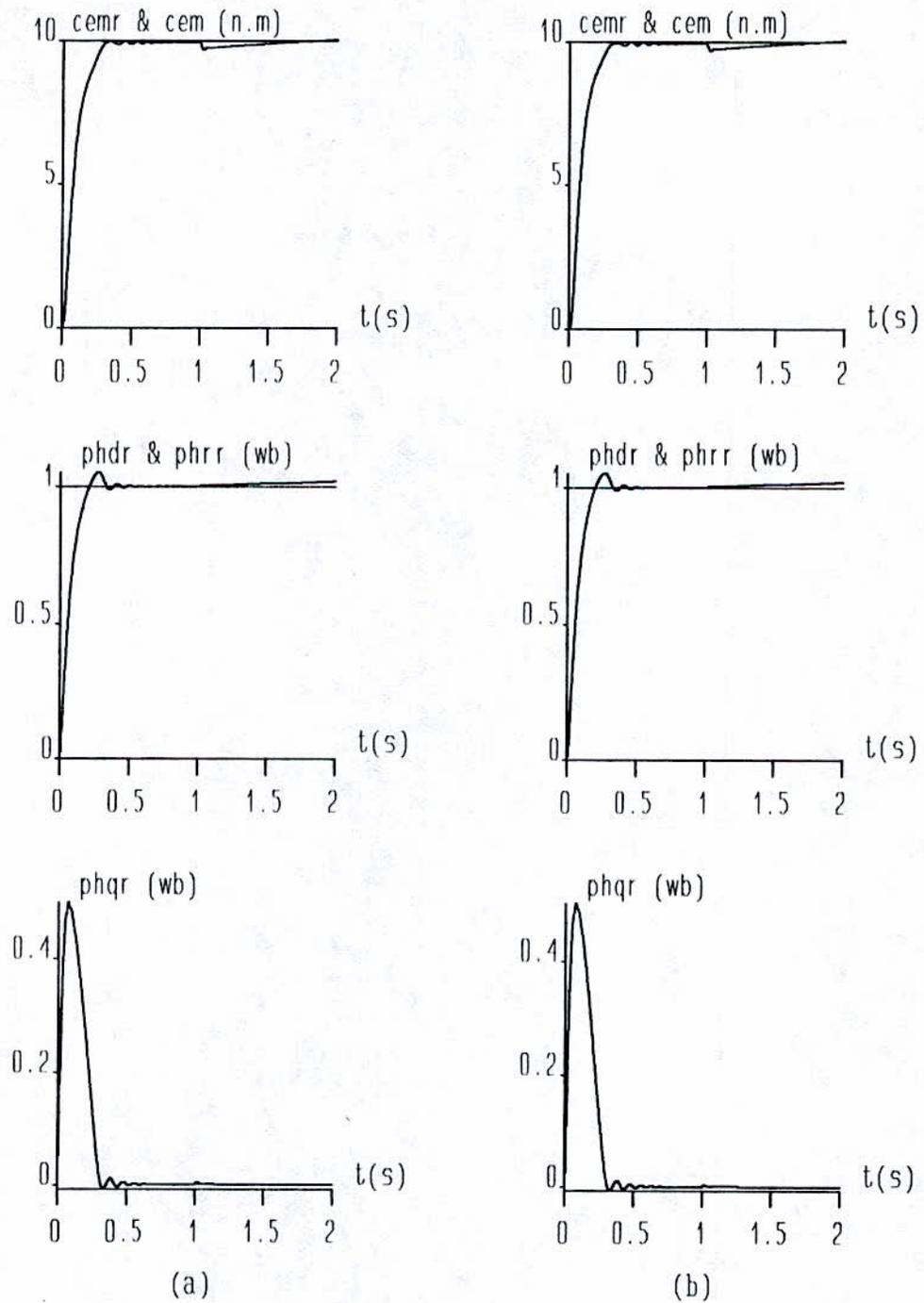
### V.4.3 Application à la compensation de l'effet de la saturation:

Au paragraphe (IV-6) on a donné une méthode de correction de l'effet de la saturation à l'aide d'un algorithme d'adaptation de  $L_m$ . Egalement, on peut arriver à un résultat similaire en appliquant l'algorithme d'adaptation de  $T_r$  au modèle saturé de la machine. La fig(V-12) montre l'adaptation de la constante du temps rotorique aux variations introduites par la saturation magnétique pour les deux modèles proposés (a et b).

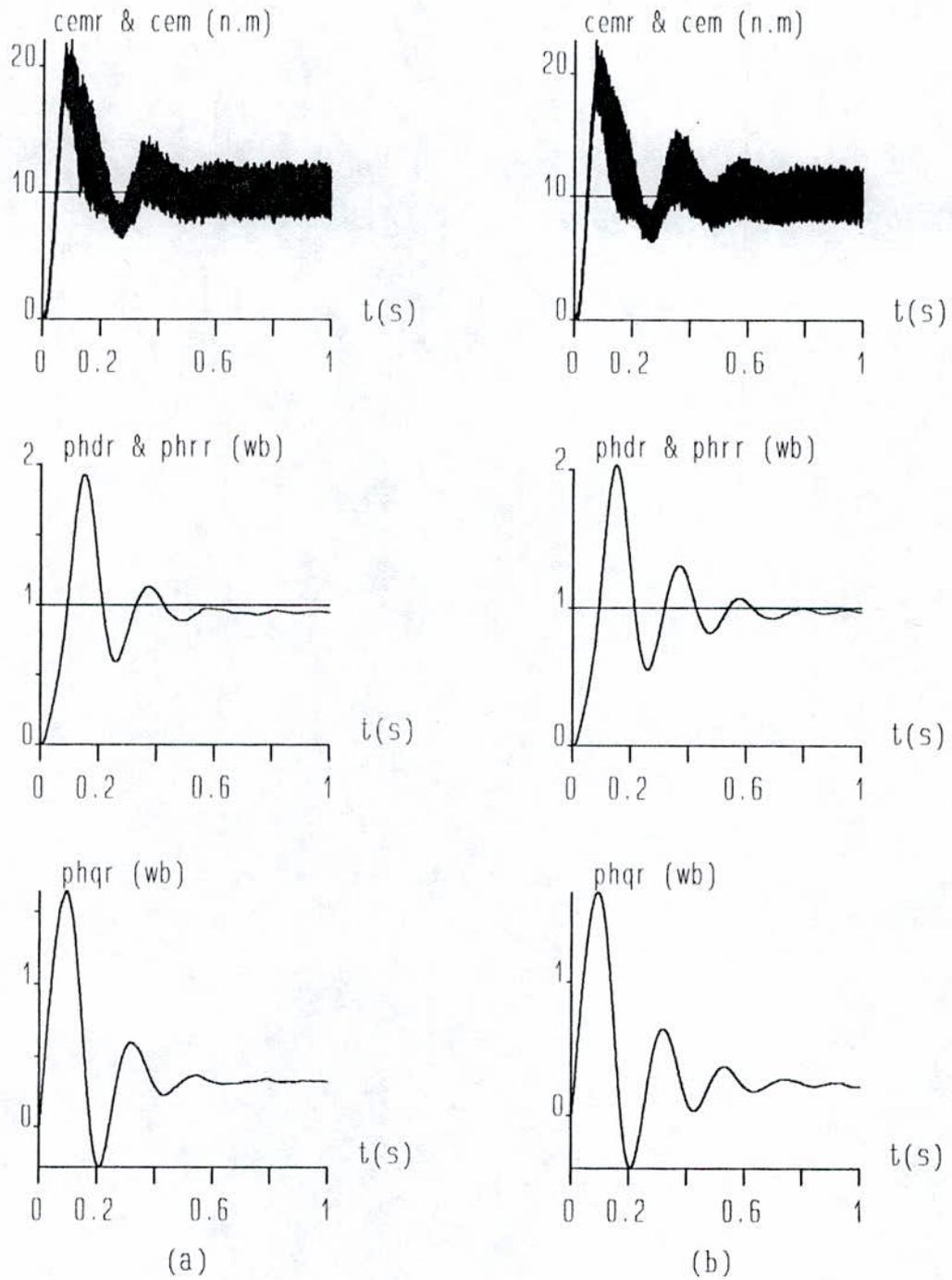


Fig(V.12) Adaptation de  $T_r$  aux variations dues à la saturation.

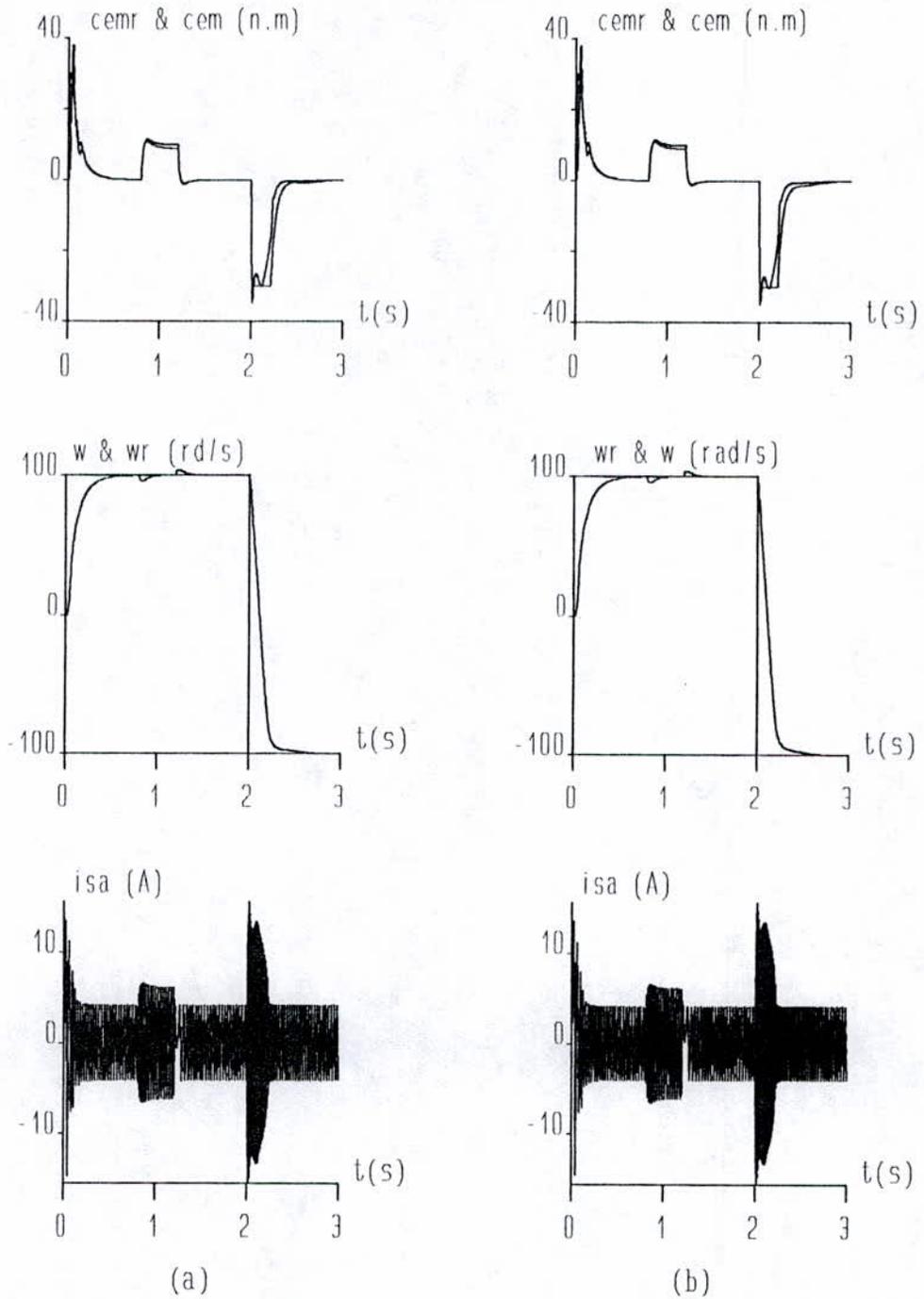
Les figs(V-13) et (V-14) donnent la simulation du découplage du flux et du couple, et les figs(V-15.1) et (V-15.2) montrent la simulation du réglage de la vitesse pour les deux modèles saturés cités précédemment (a)et (b). Le flux rotorique va trouver de nouveau son orientation suivant l'axe  $d$ .



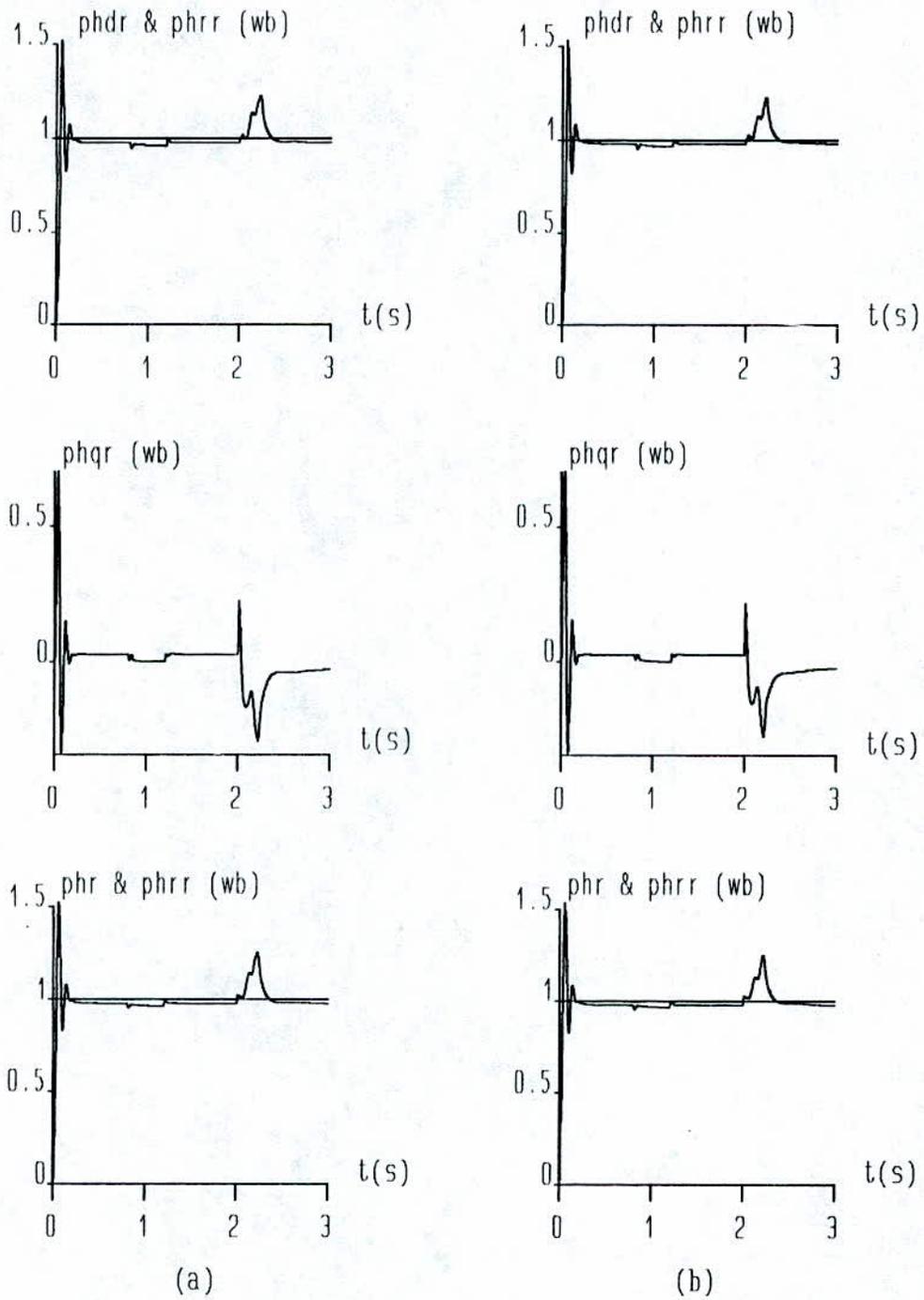
Fig(V.13): Compensation de l'effet de la saturation sur le découplage par adaptation de  $Tr^*$ .



Fig(V.14): Compensation de l'effet de la saturation sur le découplage par adaptation de  $Tr^*$ . Machine alimentée par l'onduleur.



Fig(V.15.1): Compensation par adaptation de  $Tr^*$  de l'effet de la saturation sur le réglage.



Fig(V.15.2): Compensation par adaptation de  $T_r$  de l'effet de la saturation sur le réglage.

**V.5 Conclusion:**

Ce chapitre nous a montré la sensibilité de la commande vectorielle par la méthode indirecte aux variations de la constante du temps rotoriques de la machine. Ces variations affectent le découplage désiré entre le contrôle du flux et le contrôle du couple, et introduisent une perte en couple électromagnétique, ce qui correspond à une augmentation des pertes dans la machine. On a proposé une méthode d'adaptation en temps réel de la constante de temps rotorique. Cette méthode répond aux critères fixés à savoir la robustesse vis à vis des variations des paramètres et la simplicité d'implantation dans un microprocesseur.

---

# **CONCLUSION GENERALE**

---

Notre travail contribue à la détermination de l'influence des variations des paramètres électriques du moteur asynchrone sur la commande vectorielle de celui-ci. Pour arriver à ce but, il faut proposer un modèle mathématique du moteur qui tient compte des différents phénomènes qui accompagnent le fonctionnement, tels que la saturation magnétique et la variation de la température.

Dans le premier chapitre, on a procédé à la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Le modèle obtenu sert pour montrer le principe et les performances de la commande vectorielle.

Dans le deuxième chapitre on a montré le découplage de la commande du flux magnétique de celle du couple électromagnétique à l'aide de trois moyens différents:

- orientation du flux rotorique;
- orientation du flux statorique;
- orientation du flux d'entrefer.

Dans le troisième chapitre, on a étudié les deux types de la commande vectorielle: la méthode directe et la méthode indirecte. Dans la méthode directe la reconstitution du flux rotorique se fait par différents moyens:

- mesure directe;
- estimation;
- ou observation.

Pour la méthode indirecte, les performances de la commande dépendent fortement de la précision d'identification des paramètres de la machine.

Dans le quatrième chapitre on a introduit la saturation magnétique dans le modèle de la machine. On a cité deux manières pour modéliser la caractéristique magnétique. La première consiste à approximer cette caractéristique par une série de segments de droites. La deuxième méthode sert à modéliser la caractéristique magnétique par une série de fonctions exponentielles. L'application de la commande vectorielle sur ces modèles montre que la saturation magnétique affecte le découplage entre le couple et le flux. Nous avons proposé un

algorithme d'adaptation du modèle de la commande aux variations introduites par la saturation magnétique.

Dans le cinquième chapitre, nous avons fait une étude sur la sensibilité de la commande vectorielle indirecte aux variations de la constante du temps rotorique de la machine. Ces variations sont dues soit à la variation de l'inductance magnétisante, soit à la variation de la résistance rotorique. On a cité un algorithme d'adaptation de ces paramètres en temps réel, en utilisant la variation de l'énergie réactive du système.

De plus en plus, les études sur la commande vectorielle s'orientent vers la suppression des capteurs mécaniques utilisés pour la mesure du flux et de la vitesse, et de les remplacer par des algorithmes automatiques tels que les estimateurs et les observateurs.

---

# ANNEXES

---

## ANNEXES A.

### **Données relatives à la machine à cage utilisée pour la simulation:**

Tension: 220V/380V

Courant nominal: 6.4A/3.7A

Puissance: 1.5W

Nombre de paires de pôles:  $p = 2$

Résistance statorique par phase:  $R_s = 4.85 \Omega$

Résistance rotorique par phase:  $R_r = 3.805 \Omega$

Inductance de fuite statorique:  $l_s = 0.016 \text{ mH}$

Inductance de fuite rotorique:  $l_r = 0.016 \text{ mH}$

Inductance mutuelle cyclique:  $L_m = 0.258 \text{ mH}$

Moment d'inertie de la partie tournante:  $J = 0.031 \text{ kgm}^2$

Coefficient de frottement:  $f = 0.001136 \text{ Nm/rd/s}$

Vitesse nominale:  $N_n = 1420 \text{ tr/mn}$

## ANNEXES B.

### Adaptation de $\omega_{gl}$ aux variations de la constante du temps rotorique[8]:

La fig (b.1) donne le schéma de la commande vectorielle avec adaptation de la vitesse de glissement  $\omega_{gl}$  aux variations de la constante du temps rotorique  $T_r$ .

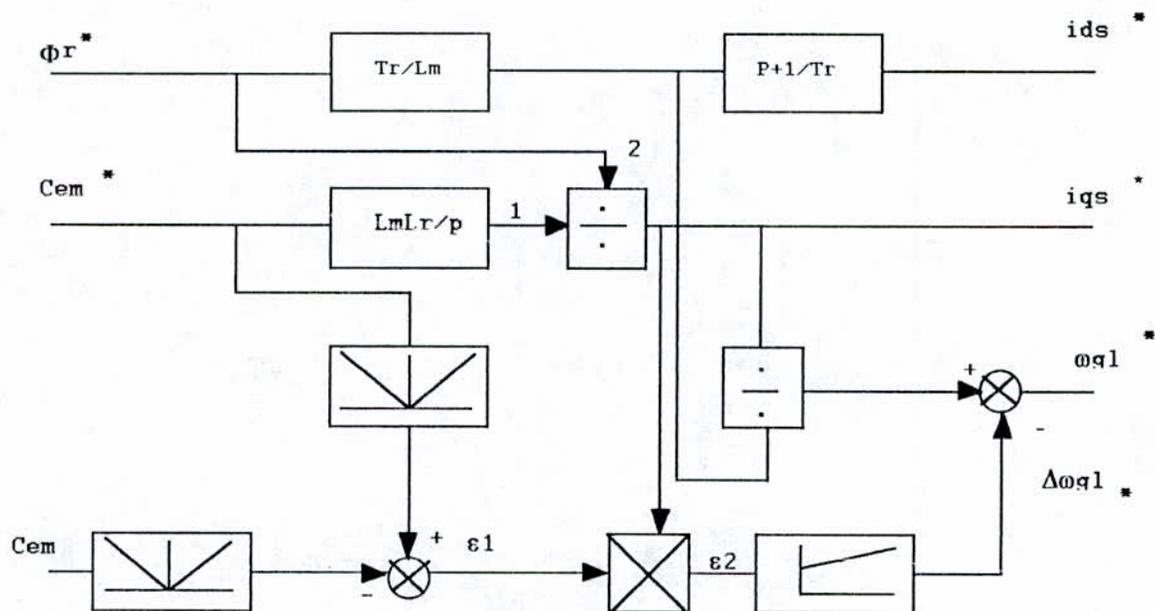


Fig (b.1) Commande vectorielle avec adaptation de  $\omega_{gl}$ .

Le signal  $\omega_{gl}^*$  est corrigé en lui soustrayant le signal d'adaptation  $\Delta\omega_{gl}^*$ , généré par un régulateur PI. Ce PI est activé par l'erreur d'adaptation  $\epsilon_2$ . Cette erreur d'adaptation est obtenue en multipliant l'erreur de contrôle  $\epsilon_1$  par le courant de référence producteur du couple  $i_{qs}^*$ . L'erreur de contrôle  $\epsilon_1$  représente la différence entre les valeurs absolues du couple de référence  $C_{em}^*$  et du couple réel  $C_{em}$ . De cette manière, la dépendance de  $\omega_{gl}$  aux variations de  $T_r$  diminue considérablement.

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] **G.SEGUIER, J.LESENNE, F.NOTELET**, '*Introduction à l'électrotechnique approfondie*', Technique et documentation, 1980.
- [2] **J.CHATELAIN**, '*Machines électriques*' Tome I et II. Edition Dunod.
- [3] **G.SEGUIER, F.LABRIQUE**, '*Les convertisseurs de l'électronique de puissance*', Tome 4, conversion continue alternative, Edition technique et documentation, Lavoisier, 1989.
- [4] **H.BUHLER**, '*Electronique de réglage et de commande*', Dunod, 1989.
- [5] **A.DJAHBAR, A.BENSAID**, '*Commande vectorielle d'une MAS*', PFE, Enp, Juin 1995.
- [6] **A.BENBELLIL**, '*Commande vectorielle d'un moteur asynchrone*', PFE, Enp, Juin 1994
- [7] **M.TRZYNADLOWSKI**, '*The field orientation principle in control of induction motors*', Kluwer Academic Publication, 1994.
- [8] **P.VAS**, '*Vector Control of AC Machines*', Oxford Science Publications, 1990.
- [9] **B.DE FORNEL**, '*Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif*', INPT, 1988.
- [10] **M.DIETERZAC, B.DE FORNEL**, '*Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone*', SEE, Journée d'Etudes, 2/12/1992, Lille.
- [11] **C.A.CAPOLINO**, '*Méthode de Conception d'une Commande Vectorielle pour Machine à Induction*', Institut Méditerranéen de Technologie, Télémécanique SA.
- [12] **LAJOIE-MAZENCE**, '*Les Techniques de Commande Vectorielle des Machines Asynchrones*', EDF, Janvier 1992.
- [13] **M.BOUSSAK**, '*Contribution à la Modélisation Entrée-sortie et à l'Identification Paramétrique des Machines à Induction*', Thèse de Doctorat de l'Université Paris 6, Juin 1989.

- [14] P.C.KRAUSE,' *Analysis of Electrical Machinery* ', MC.GRAWHILL, 1986.
- [15] N.BOUDJ ERDA '*Etude du Comportement du moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur en MLI*',Thèse de Magister, Enp,Septembre 1993.
- [16] L.BARAZANE '*Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Alimenté en Courant*' Thèse de Magister, Enp 1993.
- [17] J.O.OJO,'*An Improved Model of Saturated Induction Machines* ',IEEE, 26, 2,1990.
- [18] B.L.SEMAIL,F.BOULLAULT,A.RAZEK,'*Modélisation et Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Saturé avec Control Dynamique du flux*',Journal of physique III, France, Dec 1991.
- [19] A.FAIDALLAH,'*Contribution à l'Identification et à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones* ',Thèse de Doctorat de l'INPL,France,Fev 1995.
- [20] B.KAMARUDIN,W.DONALD,S.DONALD,'*The Influence of Motor Parameters Deviation in Feed Forward Field Orientation Drive Systems* ',IEEE,21,4,1985.
- [21] D.LORENTZ,W.NOVOY,'*Saturation Effects in Field Oriented Induction Machines* ',IEEE,26,2,1990.
- [22] K. MASSATO,'*Microprocessor-Based Vector Control system for Induction Motor Drive with Rotor Time Constante Identification fonction* ', IEEE, 22, 3, 1986.  
MASSARO.
- [23] S.CHIPING,'*Indirect Field Oriented Control of Induction Machine utilising a Reactive Power Perturbation Scheme* ',Ecole Polytechnique de Montréal ,  
Juillet 1993.
- [24] L.GARCES,'*Parameter Adaptation For The Speed Controlled Static AC Drive with a Squirell Cage Induction Motor* ',IEEE, Trans,TA-16,2,1980.