

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

2/97

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE  
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R de GENIE ELECTRIQUE & INFORMATIQUE

DEPARTEMENT d'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE DE LA  
COMMANDE VECTORIELLE  
D'UNE  
MACHINE A INDUCTION  
EN REGIME SATURE

Proposé par :

M<sup>r</sup> M.O.MAHMOUDI

M<sup>r</sup> B.HEMICI

Etudié par :

M<sup>r</sup> Y.AMARA

M<sup>r</sup> R.BENAMAR

Dirigé par :

M<sup>r</sup> B.HEMICI

M<sup>r</sup> M.O.MAHMOUDI

PROMOTION  
JUILLET 1997

E.N.P. 10, Avenue Hacén-Badi, EL-HARRACH, ALGER

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE  
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



D.E.R de GENIE ELECTRIQUE & INFORMATIQUE

DEPARTEMENT d'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE DE LA  
COMMANDE VECTORIELLE  
D'UNE  
MACHINE A INDUCTION  
EN REGIME SATURE

Proposé par :

M<sup>r</sup> M.O.MAHMOUDI  
M<sup>r</sup> B.HEMICI

Etudié par :

M<sup>r</sup> Y.AMARA  
M<sup>r</sup> R.BENAMAR

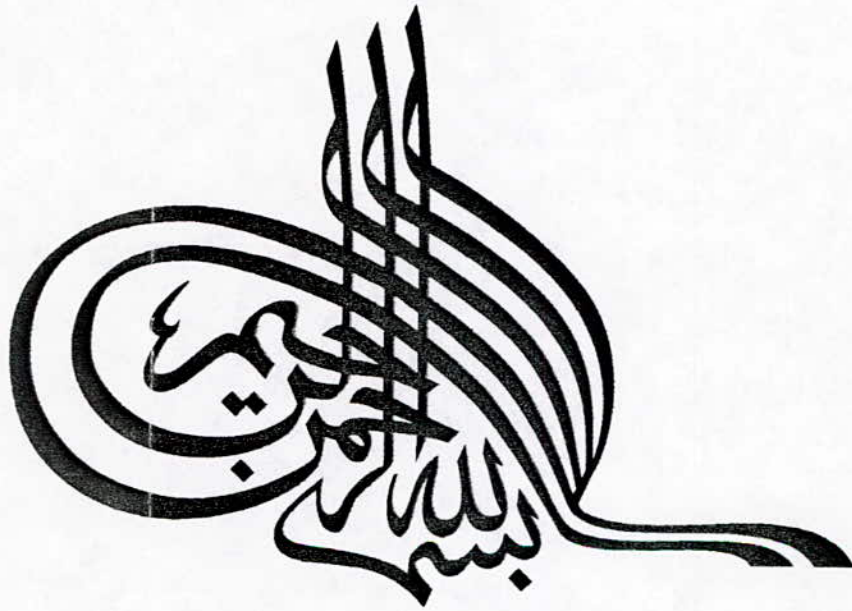
Dirigé par :

M<sup>r</sup> B.HEMICI  
M<sup>r</sup> M.O.MAHMOUDI

PROMOTION  
JUILLET 1997

E.N.P. 10, Avenue Hacen-Badi, EL-HARRACH, ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique



*“ La véritable science enseigne, par dessus  
tout, à douter et à être ignorant.”  
Miguel de UNAMUNO, le sens tragique  
de la vie.*



*Je dédie ce modeste travail à :*

*Ma très chère mère;*

*Mon très cher père ;*

*Ma soeur et mon frère ;*

*Ma famille et en particulier ma tante Baya ;*

*Tous mes amis.*

*yacine*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*A ma mère ;*

*A mon père;*

*A tous mes frères et soeurs;*

*A toute ma famille ;*

*A tous mes amis;*

*A mon pays .*

*Rabah*

## AVANT-PROPOS

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électronique de puissance et de commande, au sein du département de Génie Electrique et Informatique de l'Ecole Nationale Polytechnique, dirigé par **B.HEMICI** et **M.O.MAHMOUDI**, Maîtres de conférences à l'ENP.*

*Nous tenons, en tout premier lieu, à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à nos promoteurs pour l'aide qu'ils nous ont apporté pour réaliser ce travail.*

*Nos remerciements vont également à nos camarades et amis de la promotion et en particulier à **M<sup>ed</sup> LARABI** pour l'aide qu'il nous a apportée.*

*Que tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent notre gratitude.*

## SOMMAIRE



# SOMMAIRE

NOTATIONS .....	1
INTRODUCTION GENERALE .....	3
CHAPITRE I. MODELISATION DE LA MACHINE A INDUCTION EN REGIME NON SATURE .....	6
I-1 Introduction .....	7
I-2 Description, hypothèses simplificatrices .....	7
I-3 Equations électriques de la machine en régime non saturé .....	7
I-4 Transformation de Park .....	9
I-5 Choix du référentiel .....	10
I-5-1 Référentiel lié au stator .....	10
I-5-2 Référentiel lié au rotor .....	10
I-5-3 Référentiel lié au champ tournant .....	11
I-6 Equations d'état .....	12
I-6-1 Simulation numérique .....	14
I-7 Modélisation du convertisseur statique .....	17
I-7-1 Modélisation du redresseur .....	17
I-7-2 Modélisation du filtre .....	19
I-7-3 Modélisation de l'onduleur .....	20
I-8 Modélisation de l'association convertisseur statique - machine asynchrone .....	23
I-8-1 Simulation numérique .....	25
I-9 Modèle en courant de la machine .....	28
I-9-1 Simulation numérique .....	29
I-10 Conclusion .....	29
CHAPITRE II. COMMANDE VECTORIELLE APLLIQUEE A LA MACHINE A INDUCTION .....	32
II-1 Introduction .....	33
II-2 Principe de la commande par orientation du flux .....	33
II-3 Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux .....	34
II-3-1 Orientation du flux rotorique .....	34
II-3-2 Orientation du flux statorique .....	35
II-3-3 Orientation du flux magnétisant .....	35
II-4 La commande découplée .....	36
II-4-1 Découplage avec orientation du flux rotorique .....	37
II-4-2 Découplage avec orientation du flux statorique .....	41
II-4-3 Découplage avec orientation du flux magnétisant .....	44
II-5 Commande vectorielle .....	47
II-5-1 Méthode indirecte .....	47
II-5-1-1 Principe .....	47
II-5-1-2 Structure de commande .....	47
II-5-1-3 Simulation numérique .....	48



II-5-2 <i>Méthode directe</i> .....	53
II-5-2-1 <i>Principe</i> .....	53
II-5-2-2 <i>Structure de commande</i> .....	54
II-5-2-3 <i>Circuit de reconstitution du flux</i> .....	54
II-5-2-3-1 <i>Mesure directe</i> .....	54
II-5-2-3-2 <i>Estimation du flux rotorique</i> .....	55
II-5-2-3-3 <i>Observation du flux rotorique</i> .....	55
II-5-2-4 <i>Simulation numérique</i> .....	55
II-6 <i>Conclusion</i> .....	60

**CHAPITRE III. SENSIBILITE DE LA COMMANDE VECTORIELLE AUX VARIATIONS DES PARAMETRES** ..... 61

III-1 <i>Introduction</i> .....	62
III-2 <i>Variations et influence des paramètres sur le modèle linéaire de la machine</i> .....	62
III-2-1 <i>Variations des résistances</i> .....	62
III-2-1-1 <i>Effet thermique</i> .....	62
III-2-1-2 <i>Effet pelliculaire</i> .....	62
III-2-2 <i>Variations des inductances</i> .....	62
III-3 <i>Modèle mathématique du couple et du flux</i> .....	63
III-3-1 <i>Simulation numérique</i> .....	65
III-4 <i>Influence de la variation de <math>T_r</math> sur le découplage et le réglage en boucle fermé</i> ..	70
III-4-1 <i>Variation de l'inductance mutuelle</i> .....	70
III-4-2 <i>Variation de la résistance rotorique</i> .....	70
III-5 <i>Identification de la constante de temps rotorique</i> .....	78
III-5-1 <i>Méthode d'identification basée sur le calcul de l'énergie réactive</i> .....	78
III-5-2 <i>Simulation numérique</i> .....	80
III-6 <i>Conclusion</i> .....	80

**CHAPITRE IV. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE A INDUCTION EN REGIME SATURE** ..... 83

IV-1 <i>Introduction</i> .....	84
IV-2 <i>Modèle saturé des machines à induction</i> .....	84
IV-2-1 <i>Recherche du modèle d'état explicite</i> .....	88
IV-3 <i>Modélisation des mutuelles inductances variables</i> .....	90
IV-3-1 <i>Approximation de la caractéristique par une série de fonctions exponentielles</i> .....	90
IV-3-2 <i>Simulation numérique</i> .....	92
IV-4 <i>Application de la commande vectorielle sur le modèle saturé</i> .....	97
IV-4-1 <i>Simulation numérique</i> .....	97
IV-4-2 <i>Compensation de la saturation magnétique</i> .....	101
IV-4-2-1 <i>Découplage et méthode indirecte</i> .....	102
IV-4-2-2 <i>Méthode directe</i> .....	102
IV-4-2-3 <i>Simulation numérique</i> .....	102
IV-5 <i>Conclusion</i> .....	106

**CHAPITRE V. INTRODUCTION DES PERTES FER DANS LE MODELE DE LA MACHINE A INDUCTION** ..... 107

V-1 <i>Introduction</i> .....	108
-------------------------------	-----

V-2 Introduction des pertes fer dans le modèle de la machine .....	108
V-2-1 Recherche du modèle d'état explicite .....	109
V-2-1-1 Modèle linéaire .....	109
V-2-1-2 Modèle saturé .....	110
V-2-2 Simulation numérique .....	110
V-3 Application de la commande vectorielle sur le modèle de la machine avec pertes fer .....	117
V-3-1 Simulation numérique .....	117
V-3-2 Compensation des pertes fer .....	124
V-3-2-1 Modèle linéaire .....	124
V-3-2-1-1 Découplage et méthode indirecte .....	124
V-3-2-1-2 Méthode directe .....	125
V-3-2-2 Modèle saturé .....	125
V-3-2-2-1 Découplage et méthode indirecte .....	125
V-3-2-2-2 Méthode directe .....	126
V-3-3 Simulation numérique .....	126
V-4 Conclusion .....	133
CONCLUSION GENERALE .....	135
ANNEXES .....	137
BIBLIOGRAPHIE .....	144

## NOTATIONS



## 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>Lfs, Lfr</b>	: Inductances de fuite statorique et rotorique par phase;
<b>M</b>	: Inductance mutuelle cyclique;
<b>Rs, Rr</b>	: Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase ;
<b>Rfe</b>	: Résistance équivalente aux pertes fer par phase ;
<b>Ts, Tr</b>	: Constantes de temps statorique et rotorique ;
<b>Tfs, Tfr</b>	: Constante de temps de fuite 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.



# INTRODUCTION

## GENERALE

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu a constitué la seule source électromécanique de vitesse variable en raison de sa facilité de commande.

L'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs, permet maintenant de construire des convertisseurs statiques de puissance élevée, capables de délivrer des tensions (courants) d'amplitude et de fréquence réglables. Les possibilités accrues des circuits de commande autorisent la mise en oeuvre d'opérateurs mathématiques compliqués ; cette disposition est indispensable pour retrouver, avec les machines à courant alternatif, la souplesse du contrôle et la qualité de conversion électromécanique, naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu. Ainsi, les considérations économiques sur la longévité et la maintenance des équipements ont considérablement élargi le champ d'application des machines asynchrones, plus fiables et plus résistantes. Tout processus de fabrication optimisé exige souvent de disposer de la vitesse variable ; les exemples sont nombreux : *traction, convoyeurs, machines-outils, ligne de traitement, etc...* dans lesquels le moteur synchrone excelle déjà. La volonté de diminution globale des coûts conduits de plus en plus à rechercher les mêmes performances avec le moteur asynchrone dont les qualités supérieures de robustesse sont évidentes. En revanche, sa commande dynamique exige des algorithmes de contrôle complexes, à l'opposé de sa simplicité structurale.

L'idée est bien de retrouver, coté utilisateur, l'équivalent du moteur à courant continu (sans les inconvénients) de sorte que le métier d'électrotechnicien est en pleine évolution. En effet, le dispositif balais- collecteur, alors situé au niveau de la partie électromécanique dans les machines à courant continu, est virtuellement reporté au niveau de la commande et de l'alimentation pour les machines à courant alternatif. Il en résulte donc la nécessité d'un changement profond dans les démarches intellectuelles de l'électrotechnicien qui, de plus en plus, devient un homme système, pluridisciplinaire et très applicatif. On ne peut que se féliciter de ces lettres de noblesse, mais le revers est de taille en ce qui concerne la densité des connaissances à acquérir.

Notre travail consiste à étudier la commande en vitesse d'une machine à induction alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par la technique delta ( hystérésis ).

Dans le premier chapitre nous exposons le modèle de la machine à induction en régime non saturé et le convertisseur statique servant à son alimentation.

Le second chapitre donne les principes de base sur le contrôle vectoriel dans le cas du flux rotorique orienté, du flux statorique orienté puis du flux magnétisant orienté, nous présentons dans la deuxième partie de ce chapitre l'orientation du flux rotorique selon les deux méthodes : *directe et indirecte*.

Le troisième chapitre est une étude de la sensibilité de cette commande aux variations de la constante de temps rotorique, où nous proposons une méthode de compensation des variations de la résistance rotorique.



Dans le quatrième chapitre, nous présentons un modèle de la machine à induction en régime saturé auquel nous appliquerons les principes de la commande vectorielle.

Dans le dernier chapitre, nous appliquerons la commande vectorielle au modèle de la machine à induction auquel on introduit les pertes fer.

# **CHAPITRE I**

## **MODELISATION DE LA MACHINE A INDUCTION EN REGIME NON SATURE**



### I.1- Introduction :

L'aspect modélisation des éléments d'un système quelconque est fondamental pour pouvoir l'étudier.

Dans notre travail, le système à modéliser est constitué de deux sous-systèmes ; la machine à induction et son alimentation assurée par un convertisseur statique.

La machine à induction n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes physiques interviennent lors de son fonctionnement, comme la saturation magnétique, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire etc ...

Dans un premier temps, nous montrerons les équations qui traduisent le modèle de la machine (machine triphasée) sans tenir compte des phénomènes cités précédemment et nous présenterons ensuite le modèle général de **Park**, qui est un changement convenable des variables ; ce modèle permet de simplifier la résolution du système d'équations de la machine.

La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à la modélisation de l'alimentation de la machine, constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre *LC* et d'un onduleur de tension commandé en courant par la technique delta.

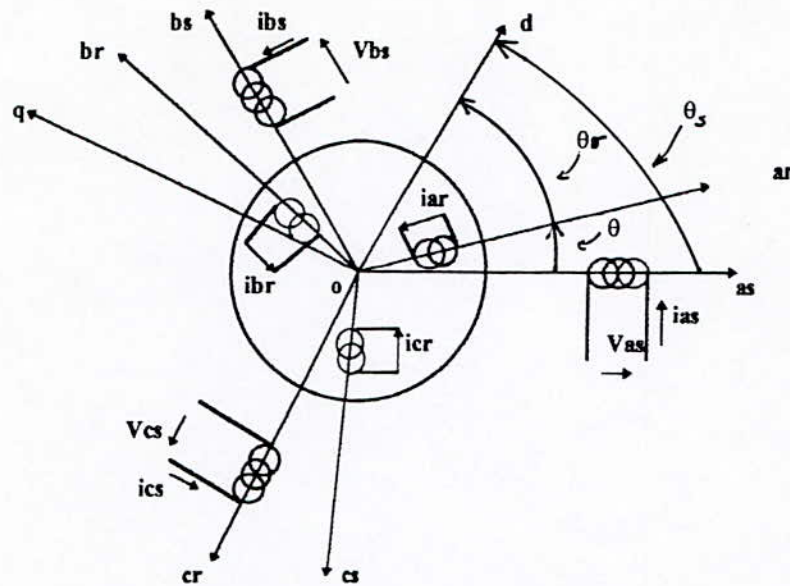
La dernière partie, présentera la modélisation de l'association convertisseur statique - machine à induction proprement dite.

### I.2- Description, hypothèses simplificatrices :

- La machine asynchrone se compose :
  - d'un stator portant un bobinage triphasé logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation,
  - d'un rotor à cage d'écureuil, formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux.
- On formule les hypothèses suivantes [34]:
  - l'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé,
  - la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
  - les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau,
  - on ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice tournante 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.

### I.3- Equations électriques de la machine en régime non saturé:

La figure(1.1) représente les six enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique. Les équations générales des tensions du moteur asynchrone s'obtiennent, en écrivant que les tensions appliquées à chacun des six enroulements est la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux total qui traverse cette phase.



Fig(I.1)- Représentation schématique d'une machine asynchrone.

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} [Vs] = [Rs].[Is] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [Vr] = [Rr].[Ir] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (1.1)$$

Une matrice des inductances  $[L(\theta)]$  établit la relation entre les flux et les courants ; elle fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Ls] & [Msr] \\ [Mrs] & [Lr] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [Is] \\ [Ir] \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

avec

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Ls & Ms & Ms \\ Ms & Ls & Ms \\ Ms & Ms & Ls \end{bmatrix} \quad ; \quad [Lr] = \begin{bmatrix} Lr & Mr & Mr \\ Mr & Lr & Mr \\ Mr & Mr & Lr \end{bmatrix} \quad \text{et}$$

$$[Mrs] = [Msr]' = M. \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$



finalement :

$$\begin{cases} [Vs] = [Rs].[Is] + \frac{d}{dt} \{ [Ls].[Is] + [Msr].[Ir] \} \\ [Vr] = [Rr].[Ir] + \frac{d}{dt} \{ [Msr].[Is] + [Lr].[Ir] \} \end{cases} \quad (1.3)$$

#### I.4- Transformation de Park :

La transformation de **Park** consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes  $d$  et  $q$ . Elle est définie par la matrice de transformation suivante [9] :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

D'après la figure(1.1) c'est l'angle  $\theta$  qui doit intervenir pour les grandeurs statoriques et  $\theta_r$  pour les grandeurs rotoriques.

Les équations (1.3) donnent alors lieu au système suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \Phi_{qr} \frac{d\theta_{gl}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{dr} \frac{d\theta_{gl}}{dt} \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.5)$$

on constate que la transformation de **Park** rend les coefficients de la matrice inductances indépendant du temps ;

en posant ;

$L_s = l_s - M_s$  : l'inductance cyclique statorique,

$L_r = l_r - M_r$  : l'inductance cyclique rotorique,

$M = M_s = M_r = M_{sr}$  : l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Dans les équations (1.4) et (1.5), on n'a pas fait figurer les composantes d'indices "o" (homopolaire) qui n'interviennent que dans des cas très rares [2].

### I.5- Choix du référentiel :

Le référentiel est le système d'axes ( $od, oq$ ) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [2].

#### I.5.1- Référentiel lié au stator :

Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_{gl} = -\omega$$

d'où les équations électriques de la machine :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.6)$$

#### I.5.2- Référentiel lié au rotor :

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad ; \quad \frac{d\theta_{gl}}{dt} = 0$$

d'où les équations électriques :



$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (1.7)$$

ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante.

### I.5.3- Référentiel lié au champ tournant :

Il se traduit par les relations :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_s - \omega$$

Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, lorsqu'on veut étudier la transmittance du moteur relativement à des perturbations autour d'un régime donné.

Ce repère sera utilisé pour la suite de ce travail . Les principales équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce référentiel sont données par :

• **équations électriques :**

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = M \cdot (I_{ds} + I_{dr}) \\ \Phi_{qm} = M \cdot (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases}$$

• équation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - Cr - f \cdot \Omega \quad (1.9)$$

• expression générale du couple :

Le couple électromagnétique peut être défini, d'une manière générale, comme étant le résultat de l'interaction entre le flux et les courants rotoriques. On en déduit une expression générale du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \quad (1.10)$$

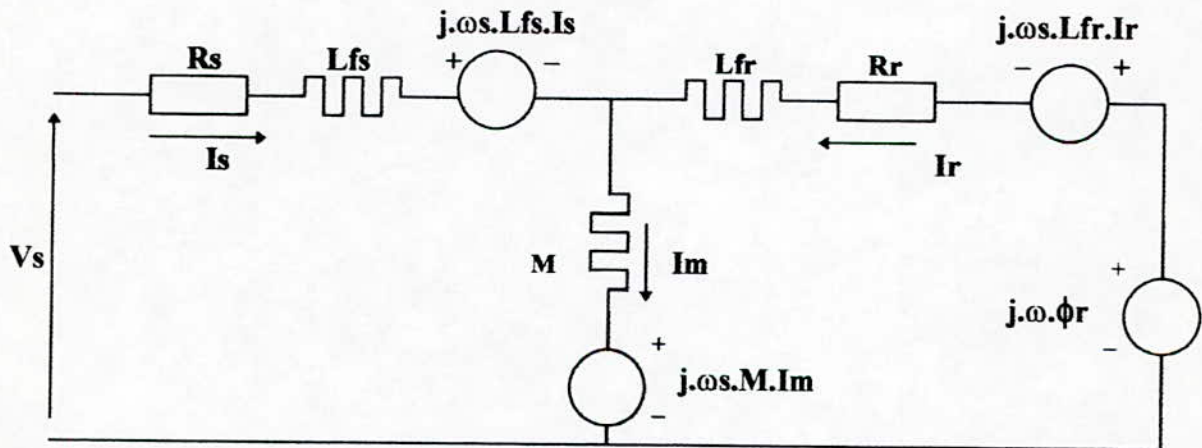
d'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être obtenues, en voici quelques unes :

$$C_{em} = \frac{p}{M} \cdot (\Phi_{qs} \cdot \Phi_{dr} - \Phi_{ds} \cdot \Phi_{qr})$$

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds})$$

$$C_{em} = p \cdot M \cdot (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr})$$

Le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone ramené au stator lié aux équations précédentes est donné par la figure(1.2).



Fig(1.2)- Schéma équivalent de la machine à induction ramené au stator.

I.6- Equations d'états :

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X,U,t) \\ Y = g(X,U,t) \end{cases}$$

avec  $X$  : vecteur d'état,  
 $U$  : vecteur d'entrée,  
 $Y$  : vecteur de sortie.

Différentes possibilités sont offertes pour le choix du vecteur d'état. Parmi ces choix, citons :

$$\begin{aligned} X &= (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad ids \quad iqs \quad \omega)^t \\ X &= (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad idr \quad iqr \quad \omega)^t \\ X &= (\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad idr \quad iqr \quad \omega)^t \\ X &= (\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad ids \quad iqs \quad \omega)^t \\ X &= (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad \omega)^t \\ X &= (ids \quad iqs \quad idr \quad iqr \quad \omega)^t \end{aligned}$$

nous allons choisir le vecteur d'état suivant :

$$X = (ids \quad iqs \quad \Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad \omega)^t$$

Le système d'état est :

$$\begin{cases} \dot{X}' = A.X' + B.U \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (p.Cem - p.Cr - f \cdot \omega) \\ Y = X \end{cases} \quad (1.11)$$

avec

$$X' = (I_{ds} \quad I_{qs} \quad \Phi_{ds} \quad \Phi_{qs})$$

vecteur des variables d'état électriques ;

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

$$\text{et } U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_\varphi \end{bmatrix}$$



**I.6.1- Simulation numérique :**

On a simulé les réponses transitoires d'un moteur à induction couplé directement au réseau :

- à vide,
- avec application d'une charge.

Les résultats de simulation du démarrage direct en pleine tension sont donnés aux figures(I.3).

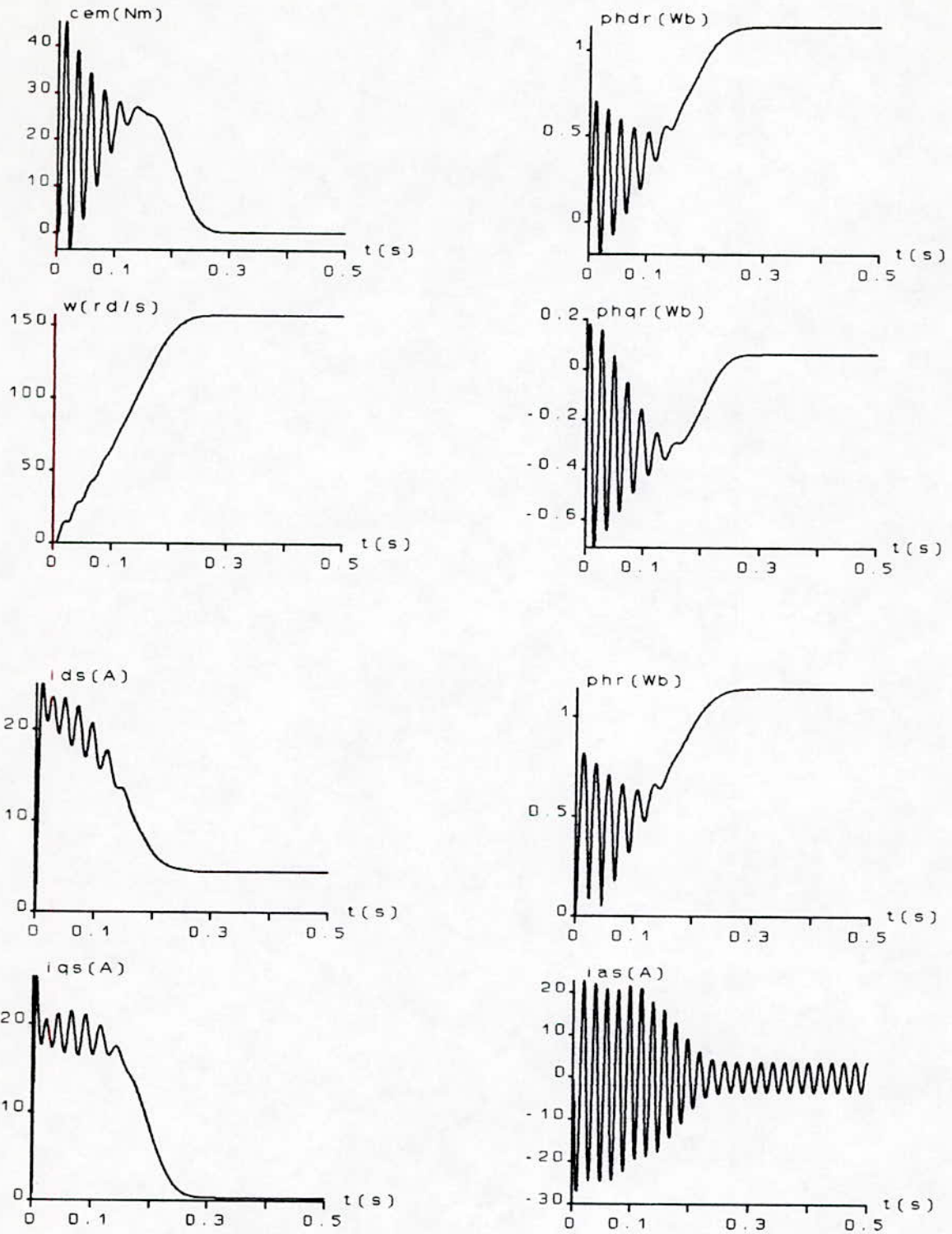
**• Interprétations et commentaires :**

Lors du démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant statorique pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par suréchauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

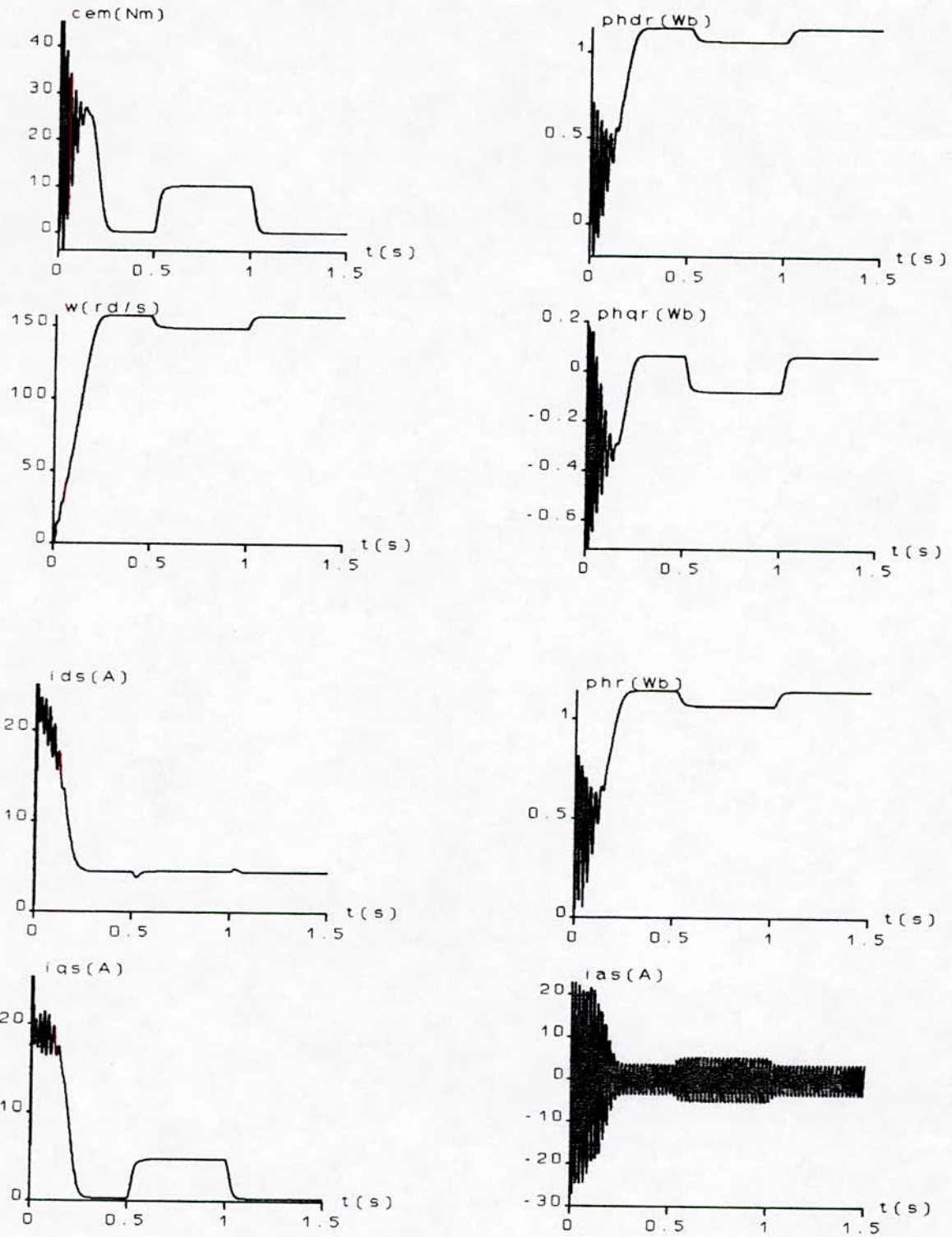
Après le régime transitoire qui dure 0.25 seconde, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 tr/mn (157 rd/sec), puisque la charge est nulle (glissement négligeable). Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 0.2 Nm qui compense les pertes par frottements, et le flux rotorique atteint la valeur de 1.14 Wb. Les courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  prennent des valeurs constantes.

Dés l'application d'un couple résistant de 10 Nm (égale au couple nominale du moteur) sur l'arbre de la machine, on constate que :

- la composante  $I_{qs}$  du courant statorique augmente tandis que la composante selon l'axe direct ne varie pas tellement et on remarque que  $I_{qs} \approx I_{ds}$ .
- le couple électromagnétique compense rapidement cette perturbation.
- une diminution du flux rotorique de 6.6 % et une chute de vitesse de l'ordre de 5.5 % ( légère augmentation du glissement).



Figure(I.3.a)- Démarrage en pleine tension à vide.



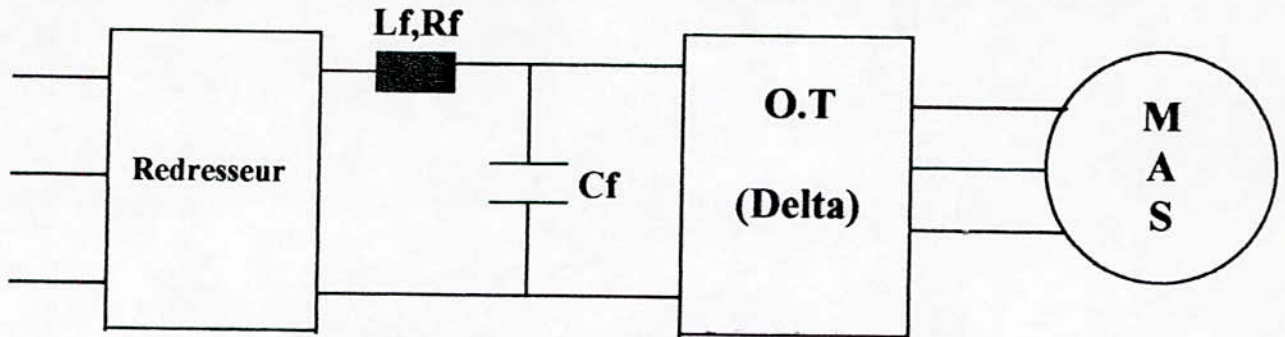
Figure(I.3.b)- démarrage direct en pleine tension à vide avec application d'une charge.



### I.7- Modélisation du convertisseur statique :

La machine asynchrone, utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source de tension à fréquence variable.

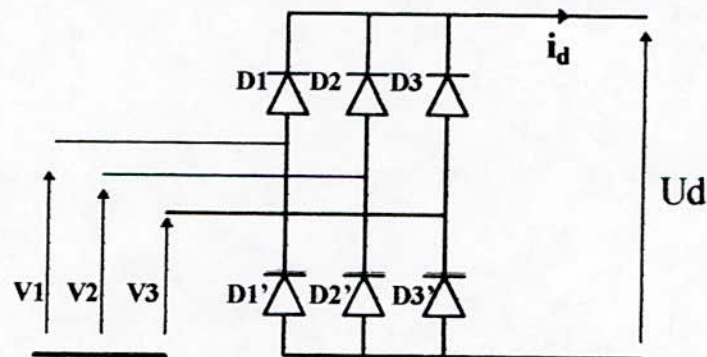
Le convertisseur statique utilisé pour assurer l'alimentation figure(1.4), est constitué de trois étages ; un redresseur triphasé connecté au réseau, un filtre permettant de réduire les ondulations du courant et de la tension et un onduleur de tension commandé en courant [3].



Fig(I.4)- Convertisseur statique d'alimentation.

#### I.7.1- Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes représenté par la figure(1.5).



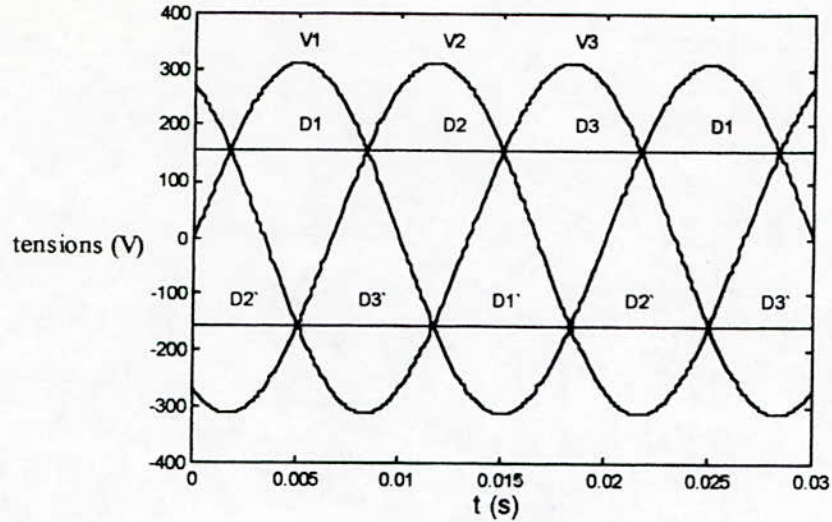
Fig(I.5)- Redresseur à diodes.

Les diodes sont supposées parfaites fonctionnant à commutation naturelle. Le système de tensions triphasé ( $V_1, V_2, V_3$ ), ainsi que les séquences de conduction des diodes sont représentées par la figure(1.6).

Les conditions de conduction des diodes sont :

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

$$D'_i \text{ conduit si } V_i = \min(V_j) ; j = 1, 2, 3 ; i = 1, 2, 3$$



Fig(I.6)- Séquence de conduction des diodes.

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

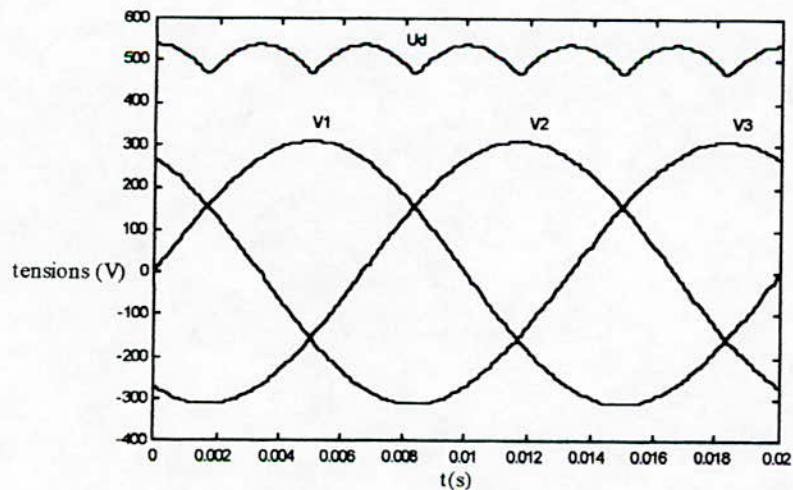
$$U_d = V_i - V_k$$

où  $V_i$  (respectivement  $V_k$ ) est la tension appliquée à l'anode (respectivement à la cathode) de la diode  $D_i$  (respectivement  $D'_i$ ) conductrice pendant cette séquence.

Par conséquent :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) ; j = 1, 2, 3 \quad (I.12)$$

La figure(I.7) représente le système de tension triphasé ( $V_1, V_2, V_3$ ) qui alimente le redresseur et la tension redressée  $U_d$ .



Fig(I.7)- Tension redressée.

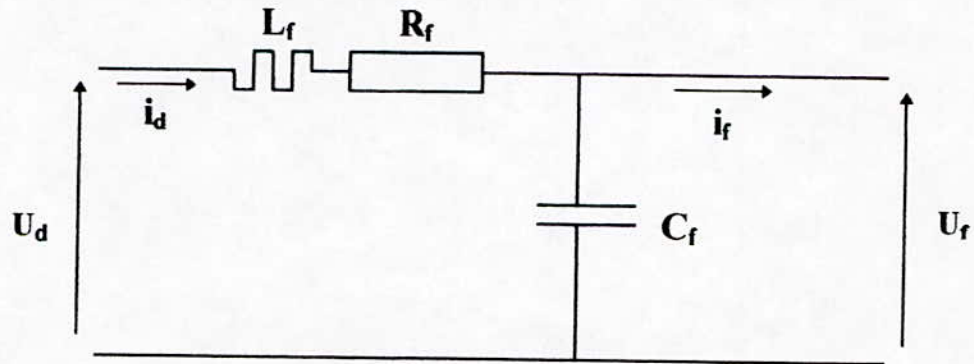
La valeur moyenne de la tension redressée est :

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

Cette tension a une fréquence  $f' = 6f$  (où  $f$  est la fréquence du réseau), elle est plus ou moins ondulée, d'où la nécessité d'un filtre avant d'attaquer l'onduleur de tension.

### I.7.2- Modélisation du filtre :

Le filtre utilisé dans le convertisseur est un filtre LC schématisé par la figure(I.8).



Fig(I.8)- Filtre LC.

où  $R_f$  représente la résistance de l'inductance de filtrage,  $L_f$ ,  $i_f$  étant le courant à l'entrée de l'onduleur, les équations du filtre sont :

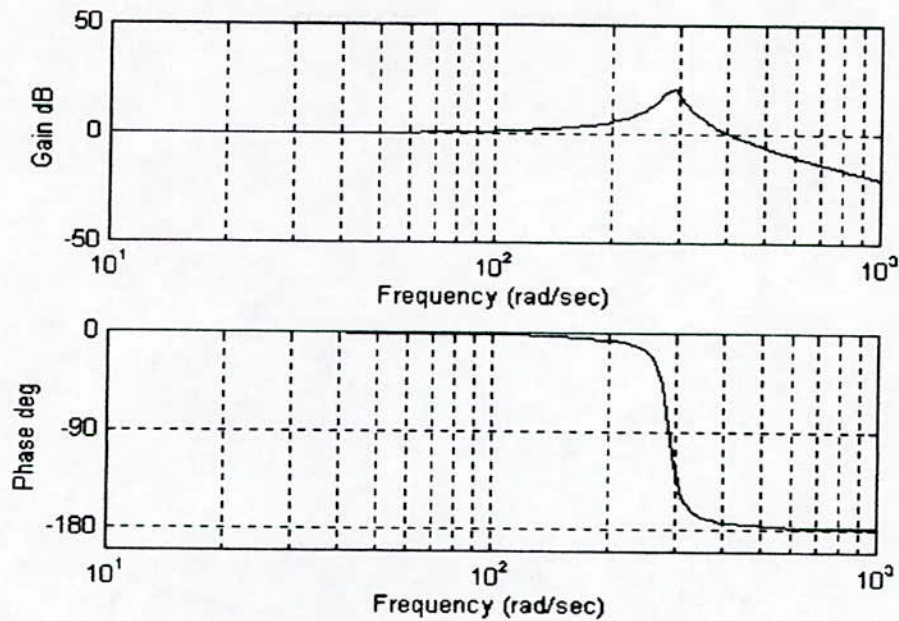
$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot (U_d - U_f - R_f \cdot i_d) \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} \cdot (i_d - i_f) \end{cases} \quad (I.13)$$

En combinant les deux équations (avec  $i_f = 0$ ), on obtient la fonction de transfert du filtre :

$$F(s) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1}$$

c'est un filtre passe bas du 2<sup>ième</sup> ordre dont le tracé de **Bode** possède la forme donnée par la figure(I.9).





Fig(I.9)- Diagramme de Bode du filtre.

La pulsation de coupure de ce filtre est donnée par la relation suivante :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f \cdot C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}}$$

pour éliminer toutes les harmoniques, il faut que :

$$\omega_c < 2\pi f$$

et on choisit :

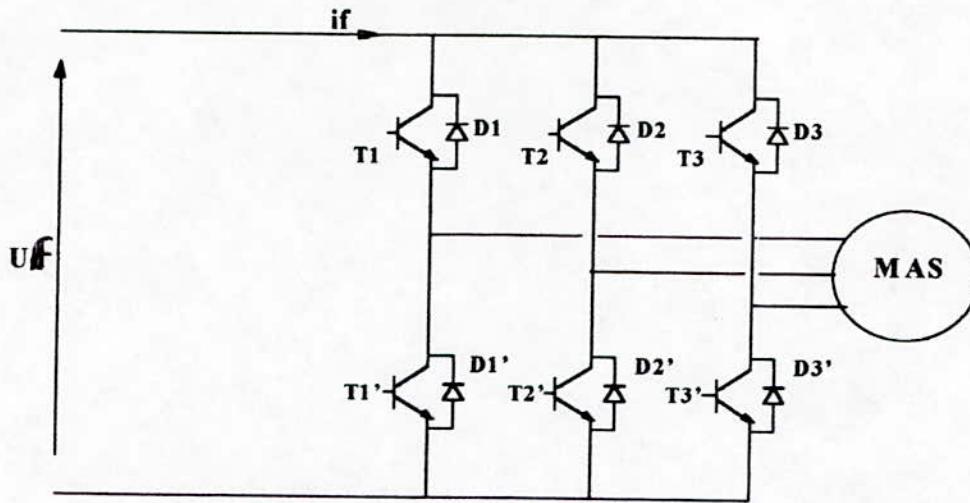
$$\begin{aligned} R_f &= 0.5 \Omega \\ L_f &= 20 \text{ mH} \\ C_f &= 600 \mu\text{F} \end{aligned}$$

Le rôle de la capacité  $C_f$  est de maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance  $L_f$  est de lisser le courant  $i_d$ .

### I.7.3- Modélisation de l'onduleur de tension :

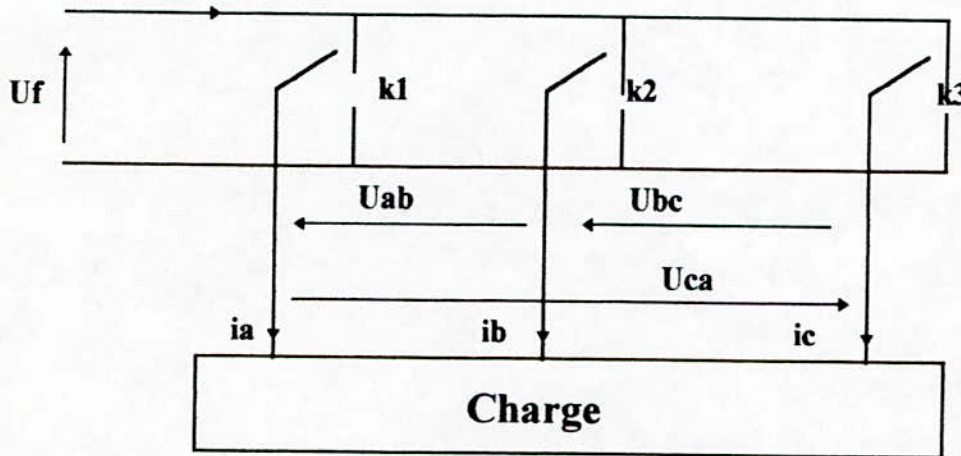
L'onduleur de tension est un pont triphasé à transistors constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors, dont la commande est complémentaire. Chaque transistor est shunté par une diode de récupération.

Le schéma de l'onduleur est donné par la figure(I.10).



Fig(I.10)- Représentation de l'onduleur.

Chaque bras de l'onduleur peut être représenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure(I.11).



Fig(I.11)- Représentation des bras de l'onduleur.

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

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ est connecté à la borne (+) de la source} \\ -1 & \text{si } k_i \text{ est connecté à la borne (-) de la source} \end{cases}$$

$i = 1, 2, 3$

Les tensions simples  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$ ,  $v_{cs}$  s'expriment en fonction des fonctions logiques  $F_i$  par la relation matricielle suivante :

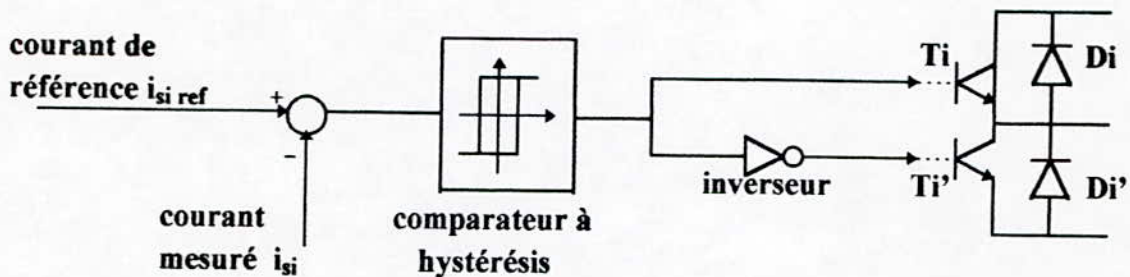
$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \cdot U_f \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

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

$$i_f = F_1 \cdot i_{as} + F_2 \cdot i_{bs} + F_3 \cdot i_{cs}$$

- Commande MLI de l'onduleur par la stratégie delta :

Le principe du contrôle des courants par hystérésis est de maintenir, pour chaque phase, les courants réels à l'intérieur d'une bande de largeur donnée, centrée autour des courants de références. Ce principe est schématisé par la figure (I.12)



Fig(I.12)- Principe du contrôle des courants par Hystérésis.

Pour chaque bras de l'onduleur, les transistors  $T_i$  et  $T_i'$  ( $i = 1, 2, 3$ ) sont reliés, l'un à la sortie du comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. L'entrée du comparateur est attaquée par la différence  $\Delta i_{si}$  entre le courant réel  $i_{si}$  et le courant de référence  $i_{si}^*$ .

Le changement de signe de cette différence entraîne le basculement du comparateur, par conséquent l'un des deux transistors  $T_i$  et  $T_i'$  qui conduisait initialement cesse de conduire et laisse la relève à l'autre. Cependant du fait de l'hystérésis, le comparateur ne bascule pas instantanément au changement de signe de  $\Delta i_{si}$  ; ainsi, le transistor  $T_i$  continue à conduire tant que  $\Delta i_{si} < h$ , dès que le courant réel atteint  $i_{si}^* + h$ , le comparateur bascule et le transistor  $T_i'$  reçoit un courant de base lui permettant de conduire à son tour et continue de conduire tant que  $\Delta i_{si} < -h$ , le courant réel décroît alors jusqu'à atteindre la valeur  $i_{si}^* - h$  et ainsi de suite.



Les fonctions logiques  $F_i$  représentant les interrupteurs sont définies par les équations suivantes :

$$F_i^{k+1} = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{si} \leq (i_{si}^* - h) \\ -1 & \text{si } i_{si} \geq (i_{si}^* + h) \\ F_i^k & \text{si } (i_{si}^* - h) < i_{si} < (i_{si}^* + h) \end{cases} \quad (I.14)$$

avec  $h$  : demi-largeur de la bande d'hystérésis.

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

$F_i^{k+1}$  : valeur de  $F_i$  à la  $(k+1)^{\text{ième}}$  itération.

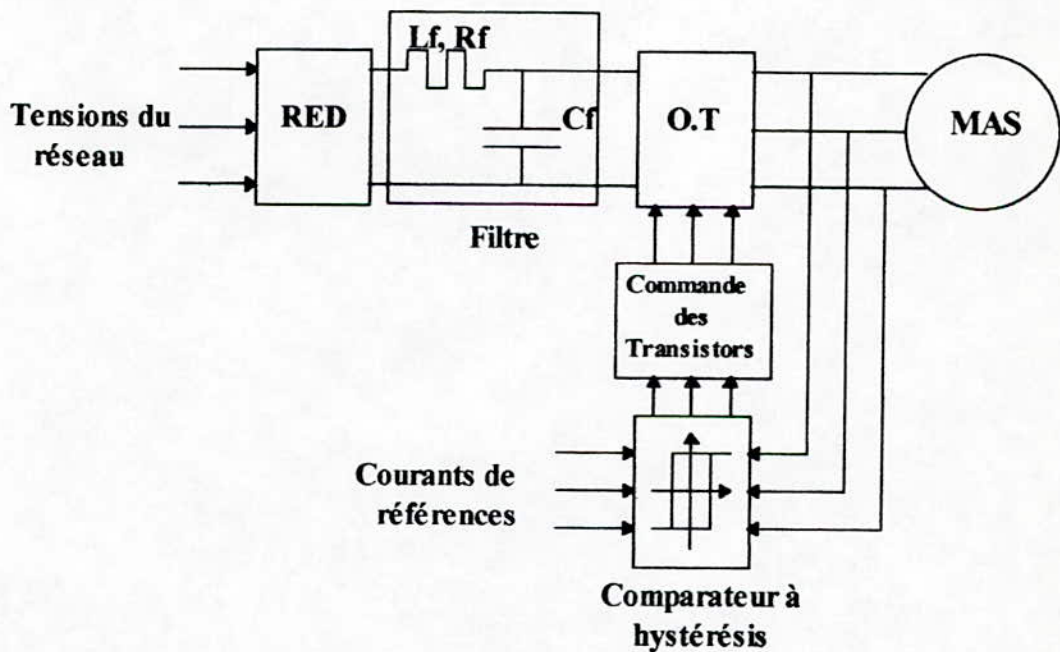
$i = 1, 2, 3$

$i_{si}^* = i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$

$i_{si} = i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$

### I.8- Modélisation de l'association convertisseur-MAS :

La figure(I.13) représente le montage de principe de l'association redresseur - filtre - onduleur -MAS.



Fig(I.13)- Association convertisseur - machine.

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

L'association est modélisée par les équations suivantes :

Tensions du réseau :

$$\begin{cases} V_1 = V_m \cdot \sin \omega \cdot t \\ V_2 = V_m \cdot \sin \left( \omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_3 = V_m \cdot \sin \left( \omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$

Tension redressée :

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

Tension filtrée :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot (U_d - U_f - R_f \cdot i_d) \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} \cdot (i_d - i_f) \end{cases}$$

Equations d'état de l'onduleur :

$$F_i^{k+1} = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{si} \leq (i_{si}^* - h) \\ -1 & \text{si } i_{si} \geq (i_{si}^* + h) \\ F_i^k & \text{si } (i_{si}^* - h) < i_{si} < (i_{si}^* + h) \end{cases}$$

Tensions de sortie de l'onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \cdot U_f \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

Transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

Equations d'état de la MAS :

$$\begin{cases} \dot{X}' = A.X' + B.U \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (p.Cem - p.Cr - f \cdot \omega) \end{cases}$$

Transformation inverse de Park : (Vers l'onduleur.)

$$\begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} I_{os} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

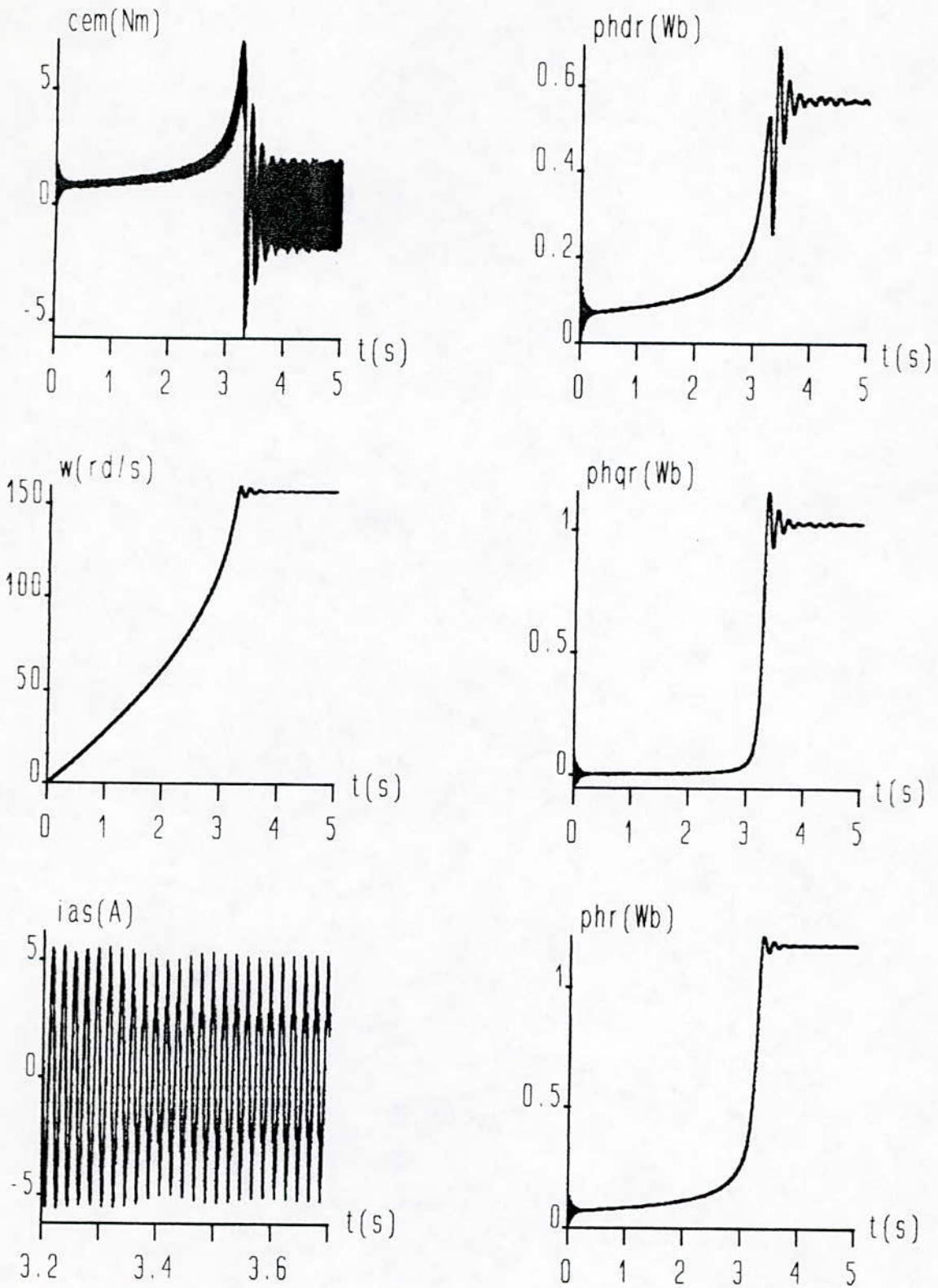
Flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \frac{Lr}{M} \cdot \Phi_{ds} - \frac{\sigma \cdot Ls \cdot Lr}{M} \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = \frac{Lr}{M} \cdot \Phi_{qs} - \frac{\sigma \cdot Ls \cdot Lr}{M} \cdot I_{qs} \\ \Phi_r = \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2} \end{cases}$$

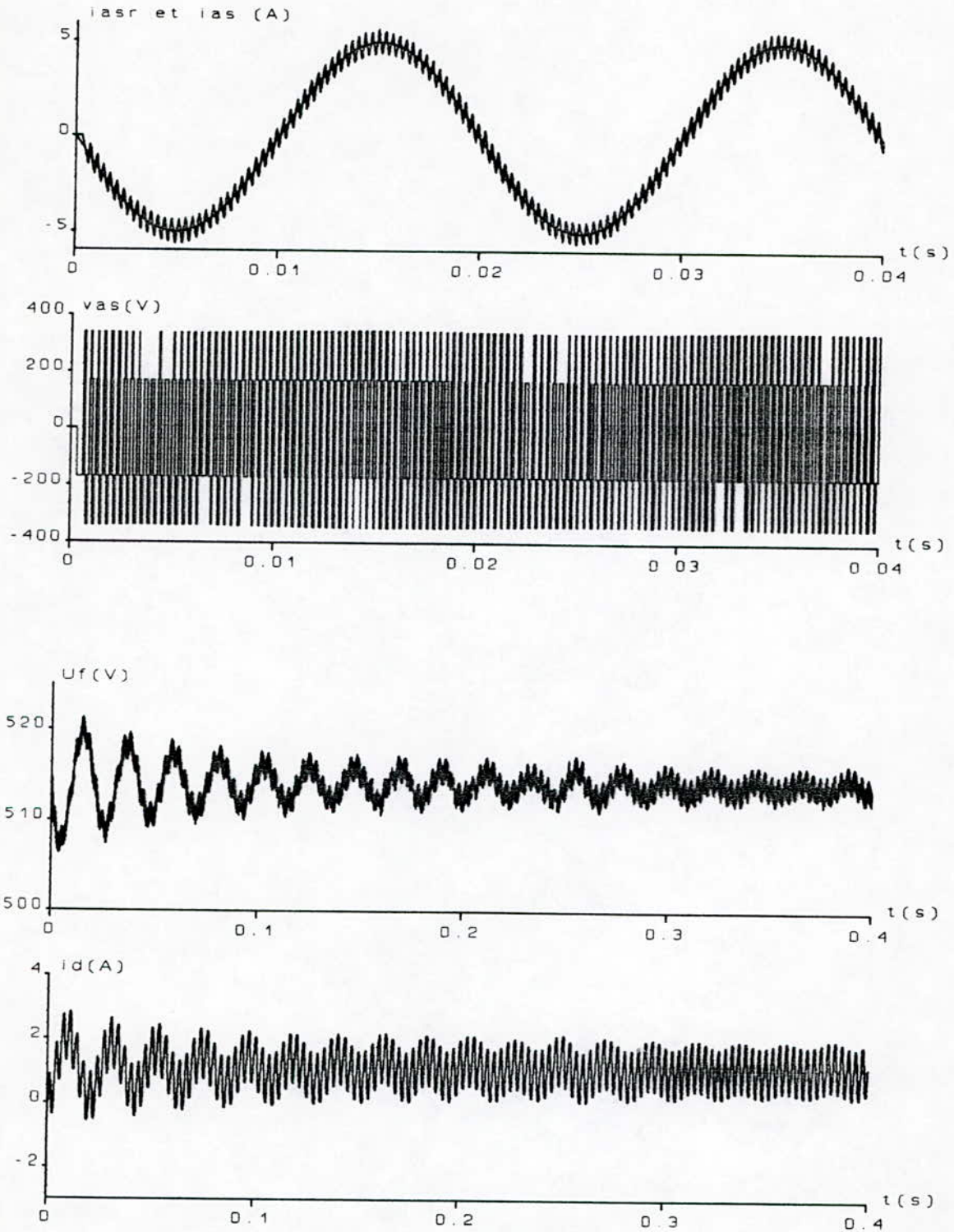
### I.8.1- Simulation numérique :

Nous avons simulé l'association convertisseur statique - moteur asynchrone, les résultats sont présentés aux figures(I.14)





Figure(I.14.a)- Simulation de l'association convertisseur-MAS.



Figure(I.14.b)- Signaux du convertisseur statique.

• **Interprétations et commentaires :**

La simulation montre que les résultats obtenus pour la machine alimentée par l'onduleur diffèrent totalement de celles d'une machine alimentée directement par un système de tensions sinusoïdales.

On remarque, notamment, que le démarrage de la machine alimentée par l'onduleur est nettement plus lent, en effet, la vitesse n'atteint le régime permanent qu'après 3.5 secondes environ.

Les allures du couple électromagnétique et du flux rotorique de la machine alimentée par l'onduleur sont totalement différentes de celles d'une machine alimentée directement par le réseau, elles ressemblent, plutôt, à celles d'une machine alimentée en courants, comme on le verra plus tard.

Les correcteurs à hystérésis font commuter les courants de phases dans une bande autour d'une valeur de référence, de ce fait, le couple électromagnétique est fortement ondulé.

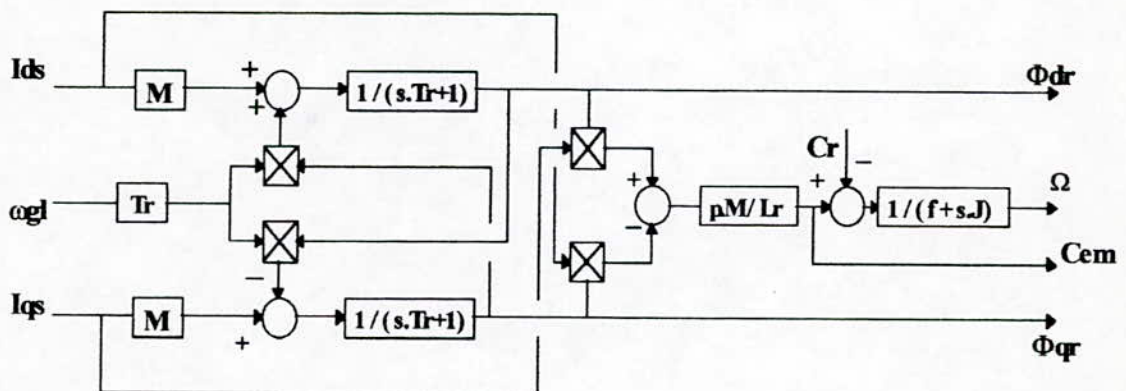
Comme on le voit, pendant le démarrage de la machine, la tension à la sortie du filtre est légèrement ondulée car la machine ne peut démarrer sans énergie réactive, cette dernière lui est fournie par la capacité du filtre.

**I.9- Modèle en courant de la MAS :**

Si on considère que la machine asynchrone est alimentée par un système de courants triphasés équilibrés, le modèle de la machine est décrit par le système d'état suivant [14]:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{dr} + \omega_{gl} \cdot \Phi_{qr} + \frac{M}{T_r} \cdot I_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{qr} - \omega_{gl} \cdot \Phi_{dr} + \frac{M}{T_r} \cdot I_{qs} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \end{cases} \quad (I.15)$$

La figure(I.15) représente le schéma bloc du modèle en courant du moteur asynchrone.



Fig(I.15)- Modèle en courant du moteur asynchrone.



### I.9.1- Simulation numérique :

On a simulé le comportement de la machine dans les cas suivants :

- à vide,
- avec application d'une charge.

#### • Interprétations et commentaires :

Le comportement de la machine alimentée en courants ressemble à celui de la machine alimentée par l'onduleur commandé en courant, ceci s'explique par le fait que l'onduleur de tension commandé en courant impose un système de courants triphasés sinusoïdaux.

La machine alimentée en courant démarre plus lentement que celle alimentée en tension (régime permanent après 3.5 secondes).

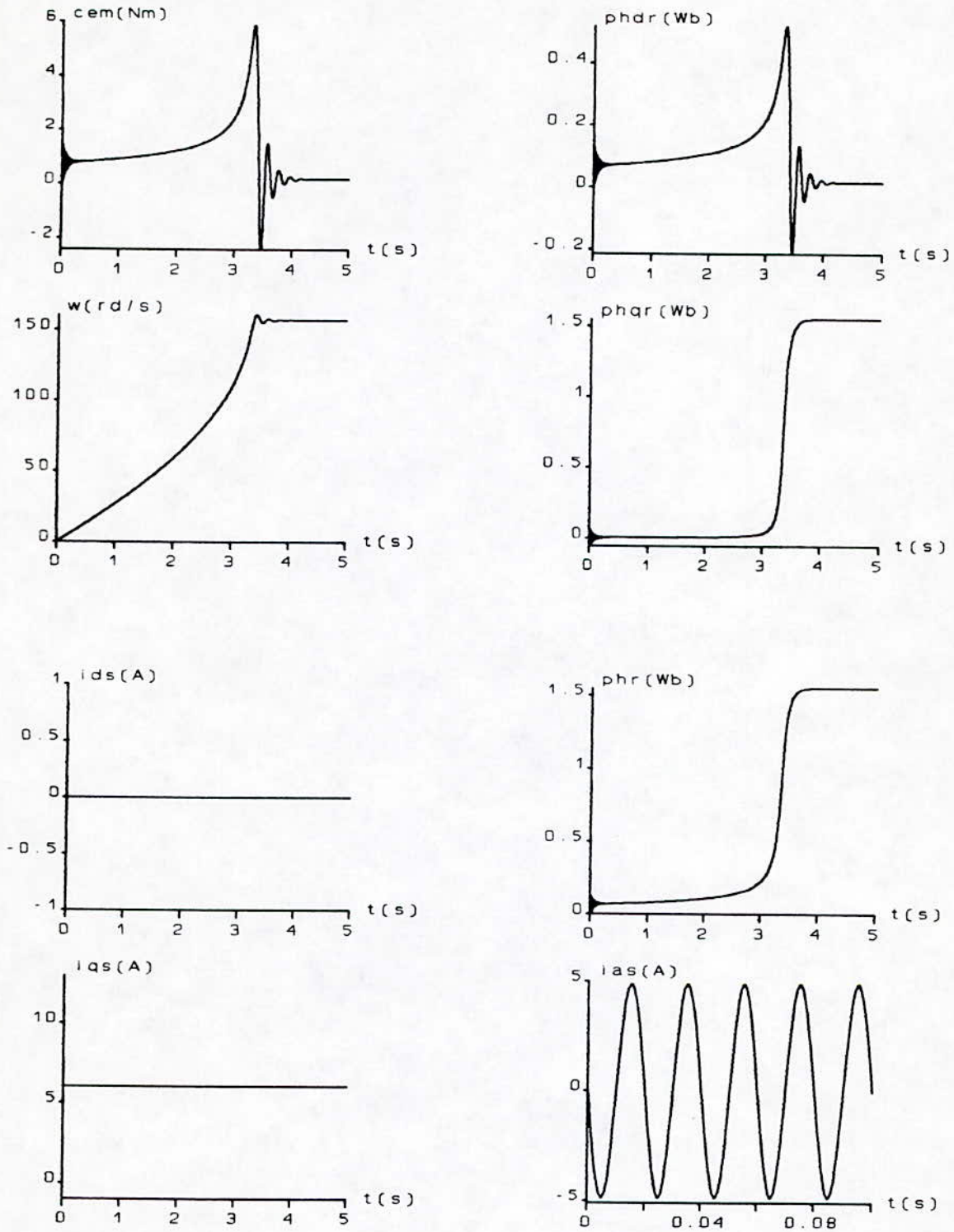
L'allure du couple électromagnétique ressemble à celle du flux  $\Phi_{dr}$ . Il atteint une valeur maximale de 6Nm puis se stabilise, en régime permanent, à une valeur qui compense les pertes par frottements. Le flux rotorique se stabilise à une valeur de 1.5Wb.

Dès qu'on charge la machine, le couple électromagnétique augmente pour compenser la charge et on remarque une légère diminution du flux rotorique alors que la vitesse reste pratiquement constante.

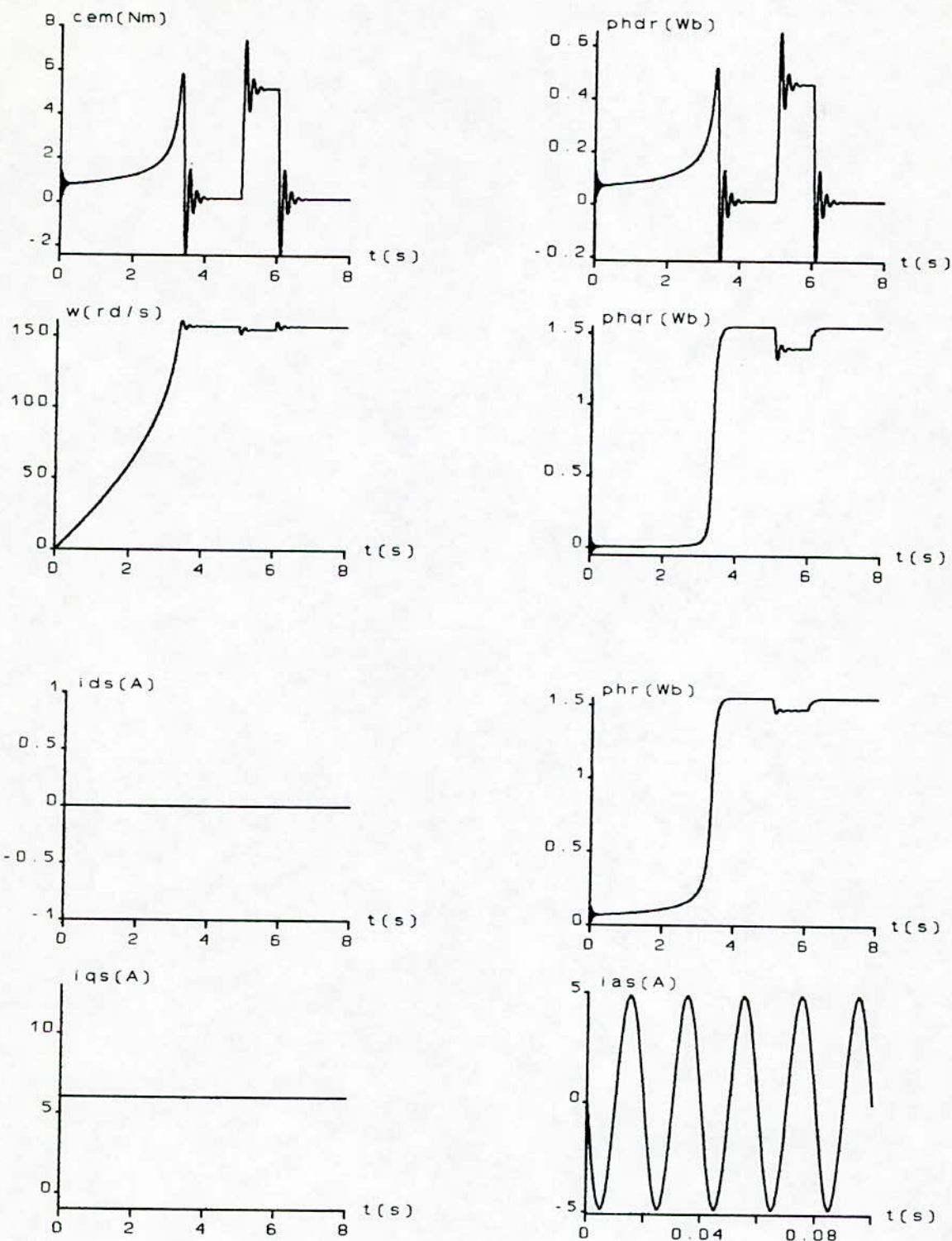
### I.10- Conclusion :

Dans ce premier 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.

Cela nous a permis d'établir le modèle de **Park** qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à quatre équations et nous l'avons validé à travers une simulation. Puis nous avons étudié l'alimentation de la machine par un onduleur de tension commandé en courant et nous avons constaté que son comportement est semblable à celui d'une machine alimentée en courant. Dans le chapitre suivant nous allons étudier les principes de la commande vectorielle appliquée au système convertisseur statique - machine asynchrone.



Figure(I.16.a)- Comportement de la machine commandée en courant, à vide.



Figure(I.16.b)- Comportement de la machine commandée en courant, avec application d'une charge.



## **CHAPITRE II**

COMMANDE VECTORIELLE

APPLIQUEE A LA MACHINE

A INDUCTION

## II.1- Introduction:

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlables indépendamment.

- le courant inducteur est producteur de flux ;
- le courant induit est producteur de couple.

Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes : le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale ; le couple est maximal à tout instant. Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et exige une maintenance importante. De plus, il interdit l'utilisation du moteur à courant continu dans des ambiances difficiles.

A l'heure actuelle, grâce à la commande vectorielle le moteur asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts.

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes. La première appelée « méthode directe » a été initiée par **F. Blaschke** et la seconde connue sous le nom de « méthode indirecte » a été introduite par **K. Hasse**.

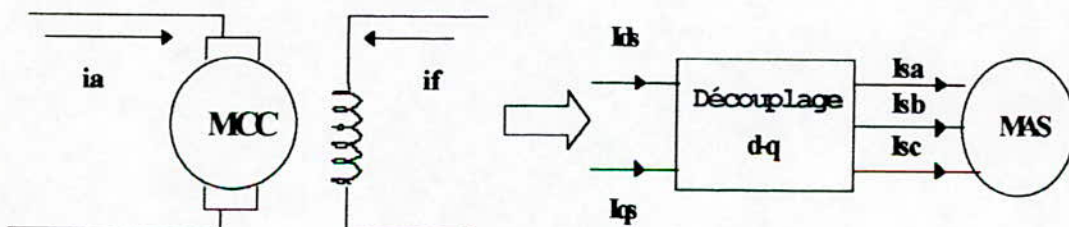
Dans le cadre de notre travail, nous allons présenter les différents aspects concernant le contrôle par la méthode du flux orienté.

## 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)~~ **Blaschke** en 1971. Il consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects [35]:

- 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.

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 du 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)).

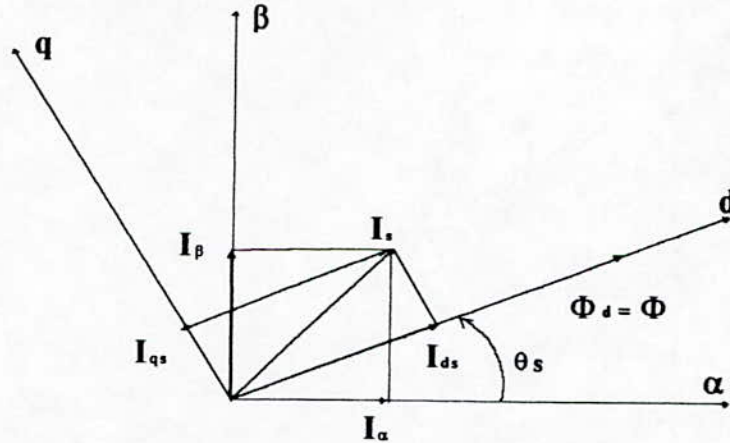


Fig(II.1)- Principe du découplage



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

Après avoir choisi un référentiel d'axes **d-q** lié au champ tournant, on peut avoir trois méthodes d'orientations du flux.



Fig(II.2)- Orientation du flux.

Le flux  $\Phi$  représenté à la figure(II.2) peut être le flux rotorique (le 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:

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

- orientation du flux statorique, avec les conditions:

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

- orientation du flux magnétisant, avec les conditions:

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

#### II.3.1- Orientation du flux rotorique :

On choisit un référentiel **d-q** de telle sorte que l'axe direct **d** coïncide avec le vecteur du flux rotorique  $\Phi_r$ .

On a alors :

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

En imposant ces conditions dans (I.8) on obtient :



$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \Phi_r = \frac{M I_{ds}}{(1 + s Tr)} \\ Cem = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \\ \omega_{gl} = \frac{M I_{qs}}{Tr \Phi_r} \end{array} \right. \quad (II.1)$$

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.

### 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.

Dans ce cas on a :

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

L'imposition de ces conditions dans (I.8) conduit aux équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \Phi_s \\ \Phi_s = \frac{(1 + s \sigma Tr) L_s I_{ds} - L_s \sigma Tr \omega_{gl} I_{qs}}{(1 + s Tr)} \\ Cem = p \Phi_s I_{qs} \\ \omega_{gl} = \frac{1}{\sigma Tr} \frac{I_{qs} (1 + s \sigma Tr)}{\frac{\Phi_s}{\sigma L_s} - I_{ds}} \end{array} \right. \quad (II.2)$$

On remarque qu'il y a un certain couplage entre les deux composantes du courant statorique  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ .

### 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 cages.

En imposant les conditions :

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

dans le système (I-8), on obtient :

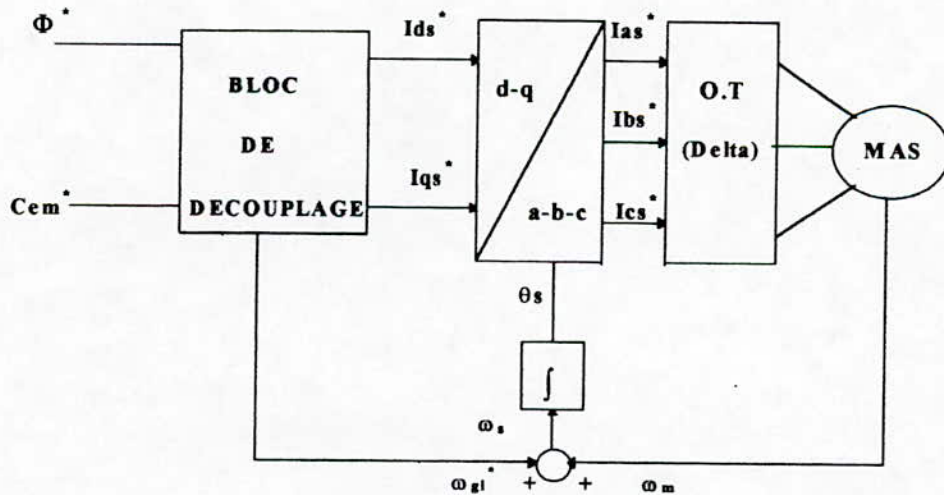
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + Lfs \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{d\Phi_m}{dt} - \omega_s \cdot Lfs \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + Lfs \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_m + \omega_s \cdot Lfs \cdot I_{ds} \\ \Phi_m = \frac{(1 + s \cdot Tfr) \cdot M \cdot I_{ds} - M \cdot Tfr \cdot \omega_{gl} \cdot I_{qs}}{(1 + s \cdot Tr)} \\ Cem = p \cdot \Phi_m \cdot I_{qs} \\ \omega_{gl} = \frac{I_{qs} \cdot (1 + s \cdot Tfr)}{\frac{\Phi_m \cdot Tr}{M} - Tfr \cdot I_{ds}} \\ Tfr = \frac{Lfr}{Rr} \end{array} \right. \quad (II.3)$$

On remarque ici également qu'il y' a un certain couplage entre  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  et il existe une analogie avec le système (II.2), en remplaçant  $\sigma \cdot Tr$  par  $Tfr$  et  $Ls$  par  $M$ .

**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 orienter [18].

La figure (II.3) représente le schéma bloc de la commande découplée par orientation du flux.



Fig(II.3)- Schéma bloc de la commande découplée par orientation du flux.

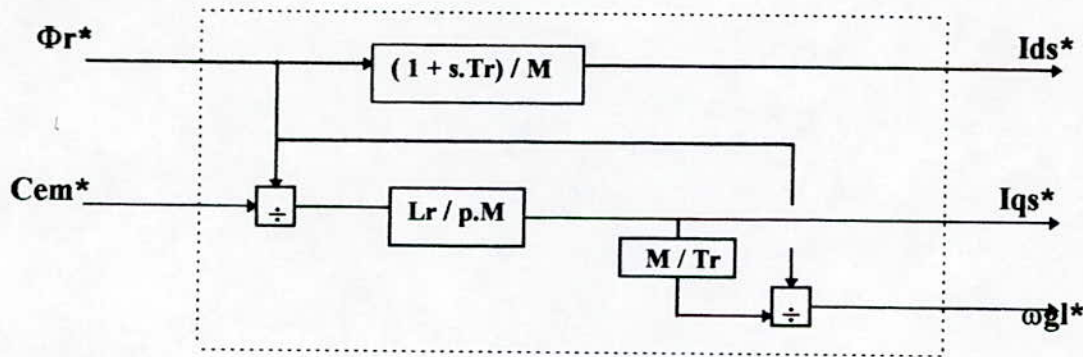
Selon le flux choisi, pour être orienté, nous avons une structure du bloc de découplage approprié.

**II.4.1- Découplage avec orientation du flux rotorique:**

A partir du système (II.1), on peut déduire les composantes  $I_{ds}^*$  et  $I_{qs}^*$  en fonction du couple de référence  $Cem^*$  et du flux de référence  $\Phi_r^*$  comme suit:

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \cdot (1 + s \cdot Tr) \\ I_{qs}^* = \frac{Lr \cdot Cem^*}{p \cdot M \cdot \Phi_r^*} \\ \omega_{gl}^* = \frac{M \cdot I_{qs}^*}{Tr \cdot \Phi_r^*} \end{cases} \quad (II.4)$$

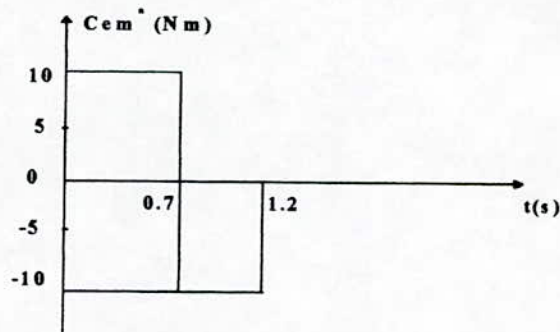
A partir du système (II.4), on obtient le schéma fonctionnel du bloc de découplage pour le flux rotorique.



Fig(II.4)- Bloc de découplage pour l'orientaion 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  $\Phi_r^* = 1Wb$ , et le couple de référence ayant la forme suivante :



Fig(II.5)- Référence du couple.

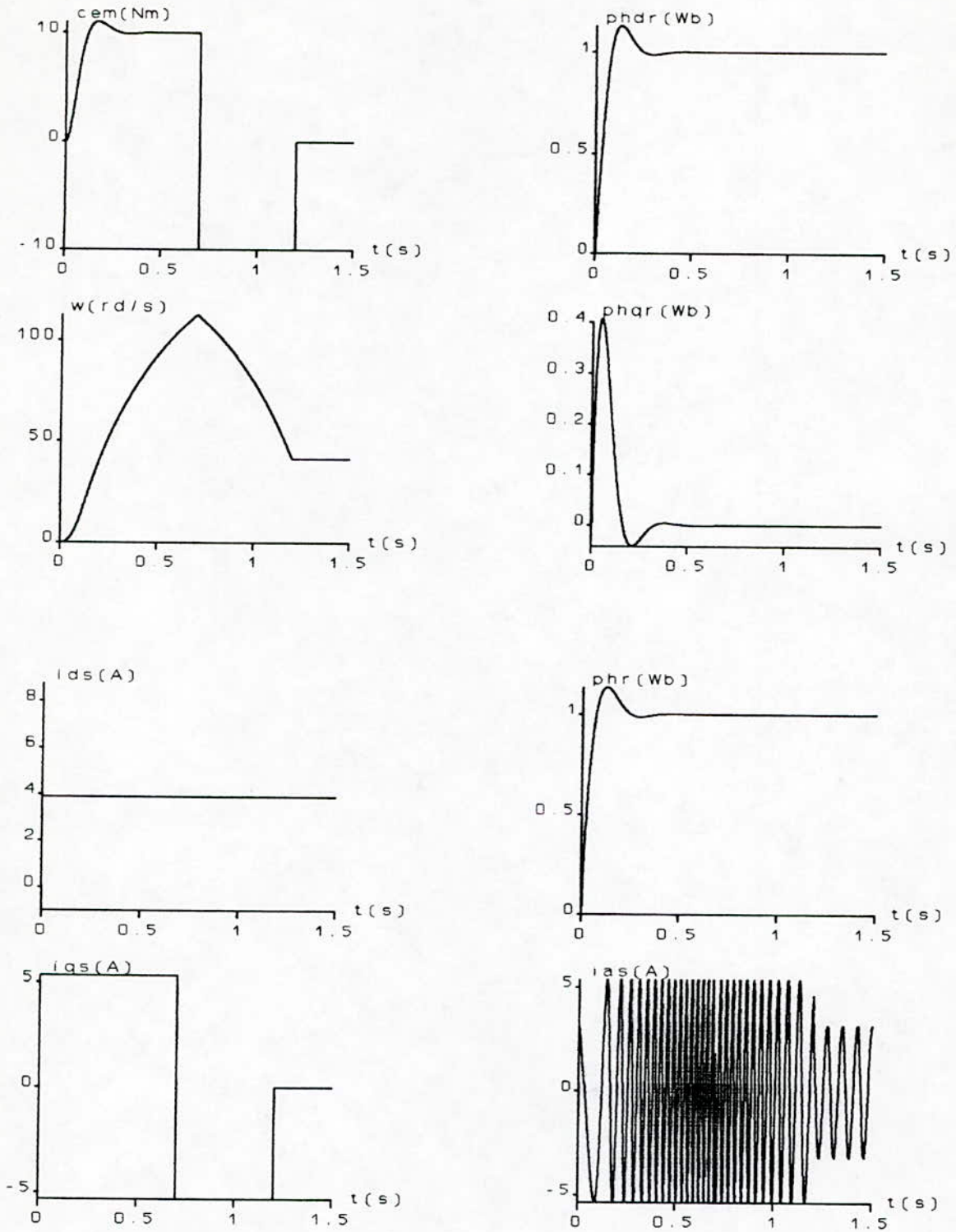
et une perturbation  $Cr$  dont l'expression est :

$$Cr = \left( \frac{Cem}{\omega^*} - f \right) \cdot \omega$$

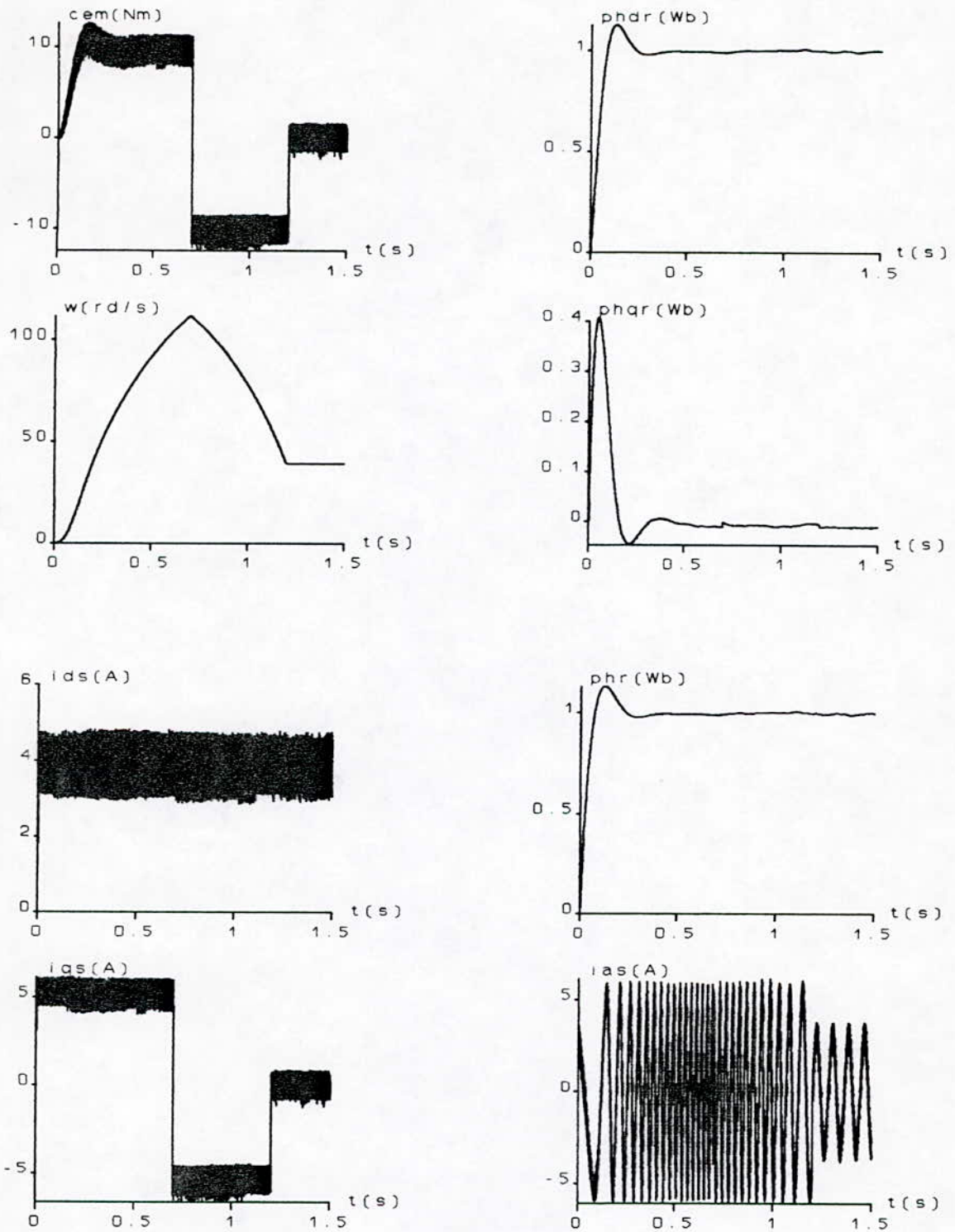


Nous avons adopté cette forme pour éviter que la vitesse augmente indéfiniment et affecte la dynamique du système [3].

Les résultats de simulations sont montrés aux figures(II.6). Le couple  $C_{em}$  suit la référence du couple. Le flux  $\Phi_r$  s'oriente suivant l'axe d (car  $\Phi_{qr} = 0$ ), le découplage entre le flux et le couple est effectif.



Figure(II.6.a)- Découplage avec orientation du flux rotorique, modèle parfait



Figure(II.6.b)- Découplage avec orientation du flux rotorique, alimentation par le convertisseur.

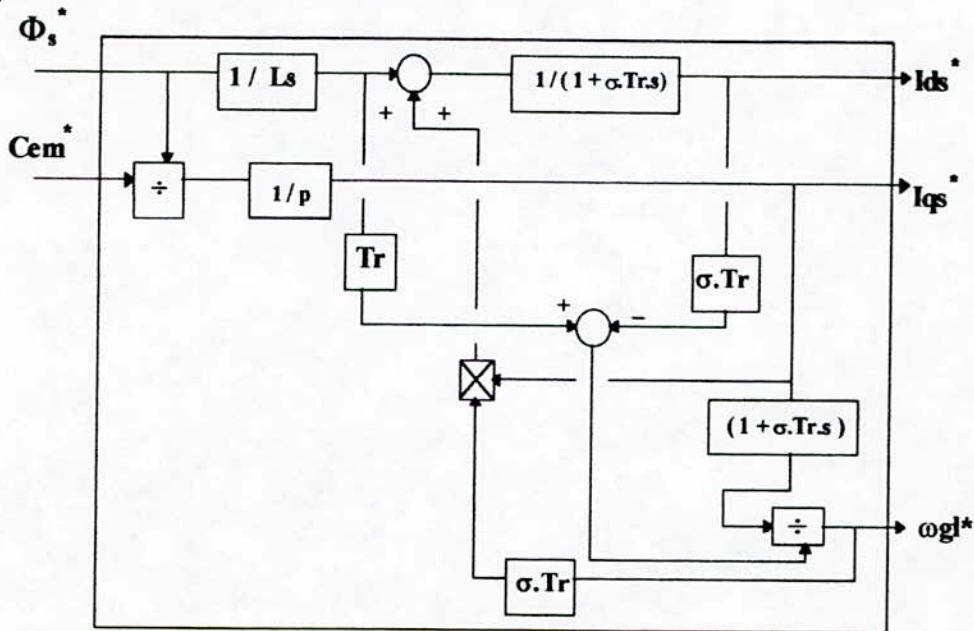


**II.4.2- Découplage avec orientation du flux statorique :**

A partir du système (II.2), on obtient :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{l}{(1 + s \cdot \sigma \cdot Tr)} \cdot \left( \frac{\Phi_s^*}{M} + \sigma \cdot Tr \cdot \omega_{gl}^* \cdot I_{qs}^* \right) \\ I_{qs}^* = \frac{Cem^*}{p \cdot \Phi_s^*} \\ \omega_{gl}^* = \frac{I_{qs}^* \cdot (1 + s \cdot \sigma \cdot Tr)}{\frac{\Phi_s^* \cdot Tr}{Ls} - \sigma \cdot Tr \cdot I_{ds}^*} \end{cases} \quad (II.5)$$

Le schéma fonctionnel du bloc de découplage pour le flux statorique est donné par la figure(II.7).

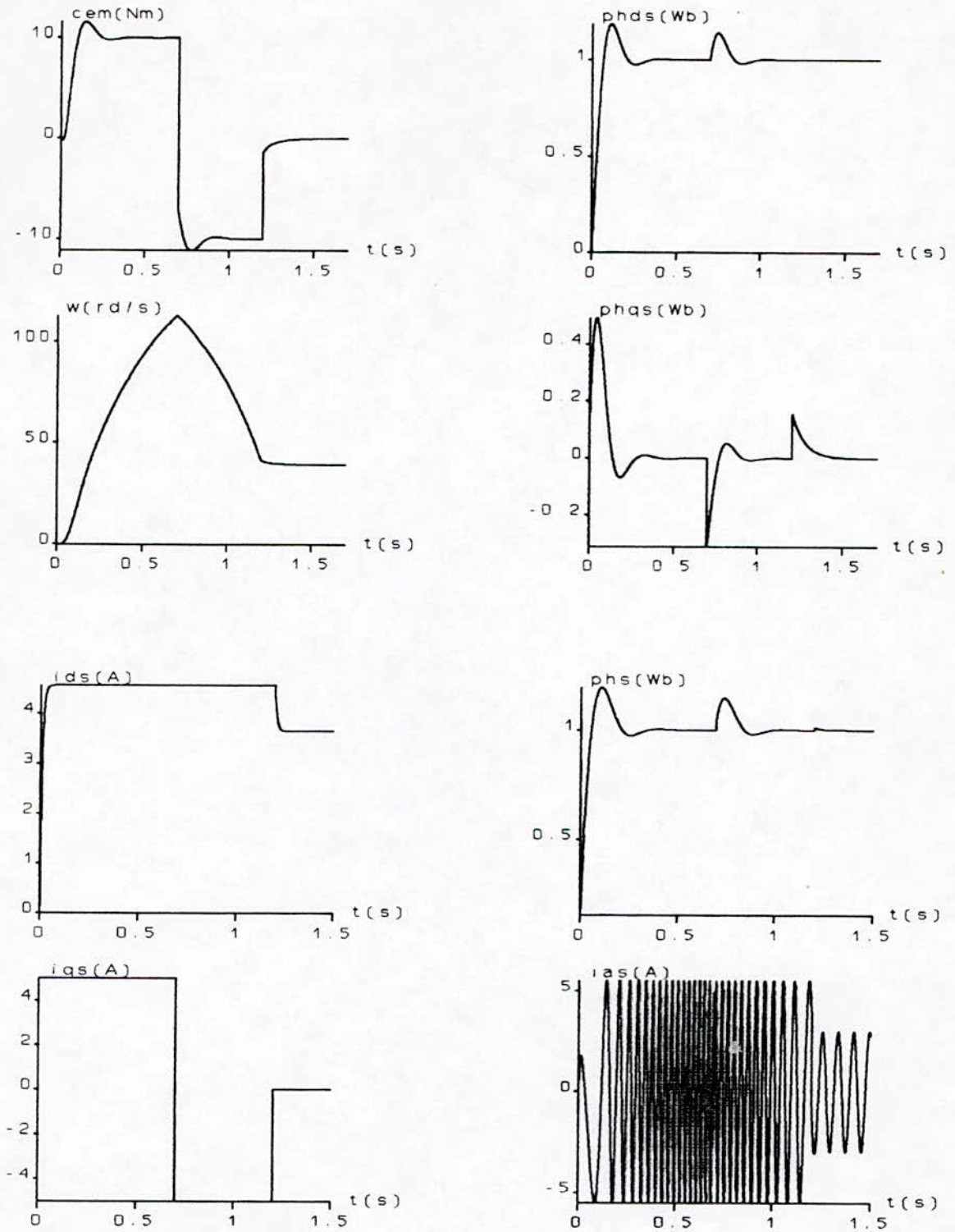


Fig(II.7)- Bloc de découplage pour le flux statorique.

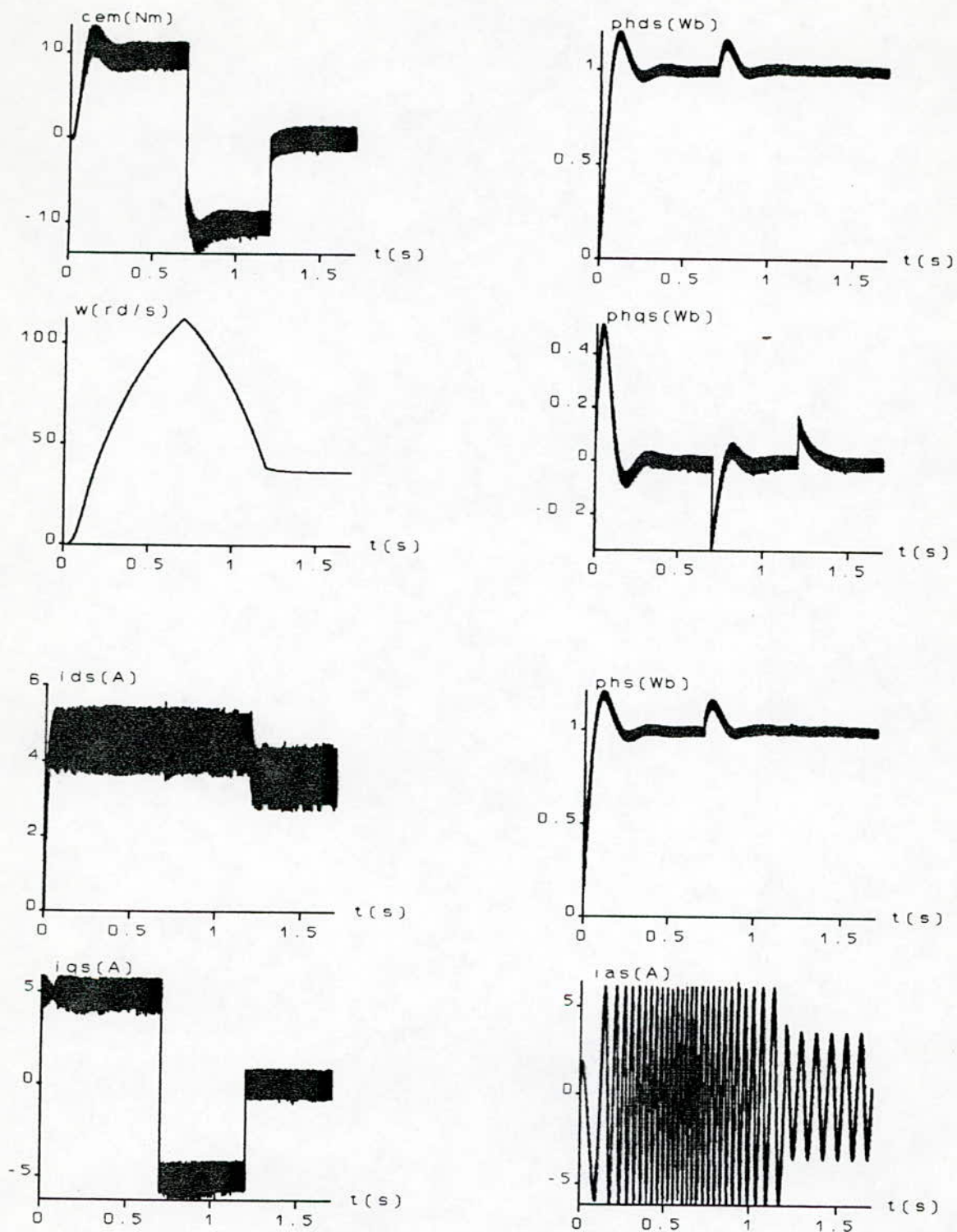
**Simulation numérique:**

Nous avons simulé 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.8), le couple et le flux suivent leurs références. On remarque que la variation brusque de la consigne du couple influe sur les composantes du flux statorique à cause du couplage existant entre les composantes  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  du courant statorique.



Figure(II.8.a)- Découplage avec orientation du flux statorique, modèle parfait.



Figure(II.8.b)- Découplage avec orientation du flux statorique, alimentation par le convertisseur.

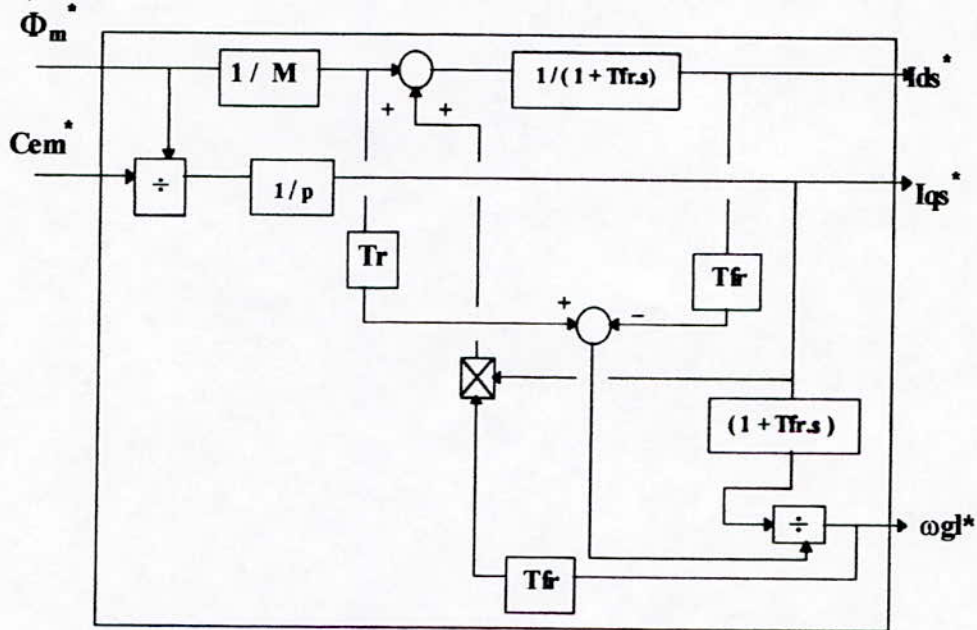


**II.4.3- Découplage avec orientation du flux magnétisant:**

A partir du système (II.3), on obtient :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{(1 + s \cdot T_{fr})} \cdot \left( \frac{\Phi_m^*}{M} + T_{fr} \cdot \omega_{gl}^* \cdot I_{qs}^* \right) \\ I_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{p \cdot \Phi_m^*} \\ \omega_{gl}^* = \frac{I_{qs}^* \cdot (1 + s \cdot T_{fr})}{\frac{\Phi_m^* \cdot T_r}{M} - T_{fr} \cdot I_{ds}^*} \end{cases} \quad (II.6)$$

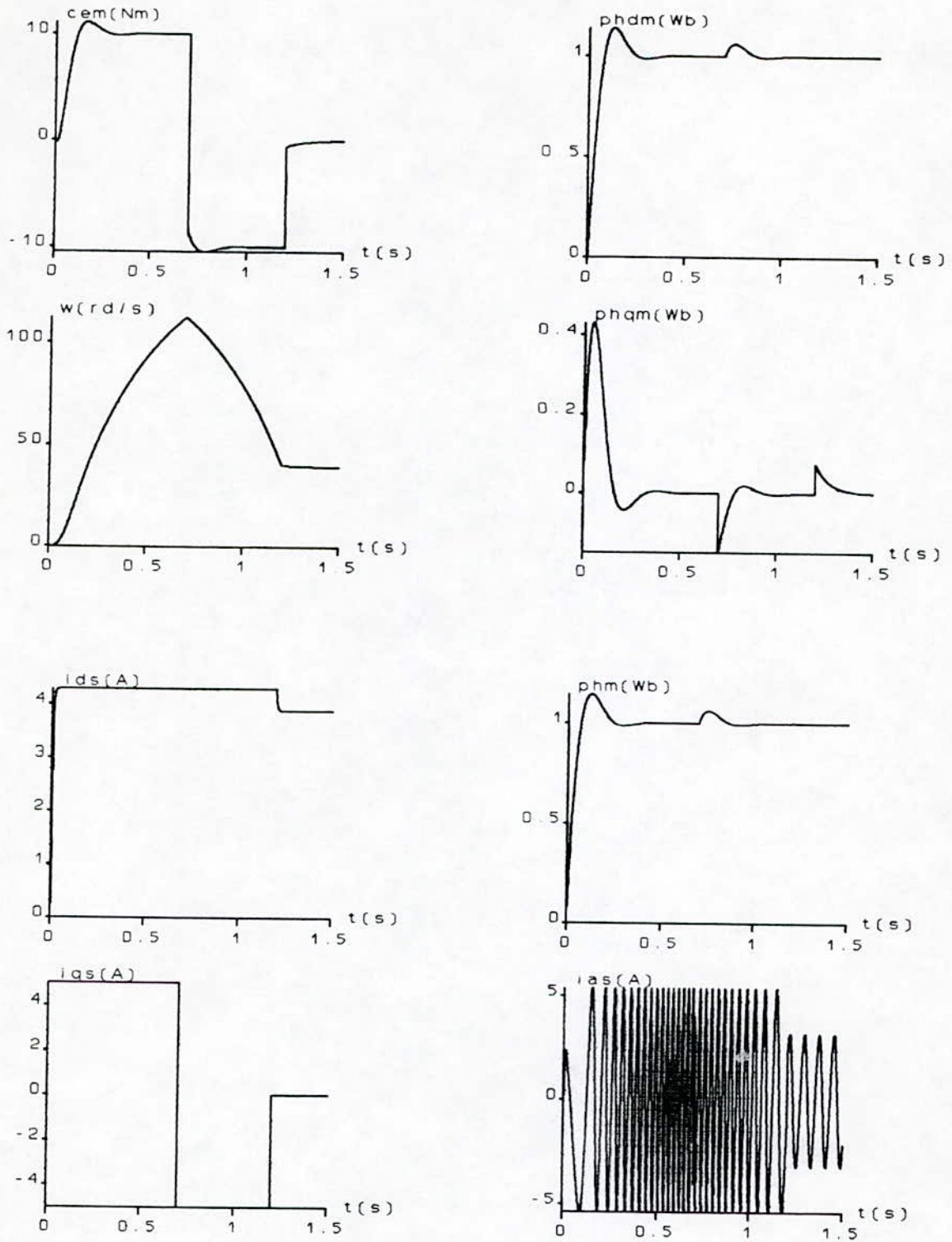
Le schéma fonctionnel du bloc de découplage pour le flux magnétisant est donné par la figure(II.9).



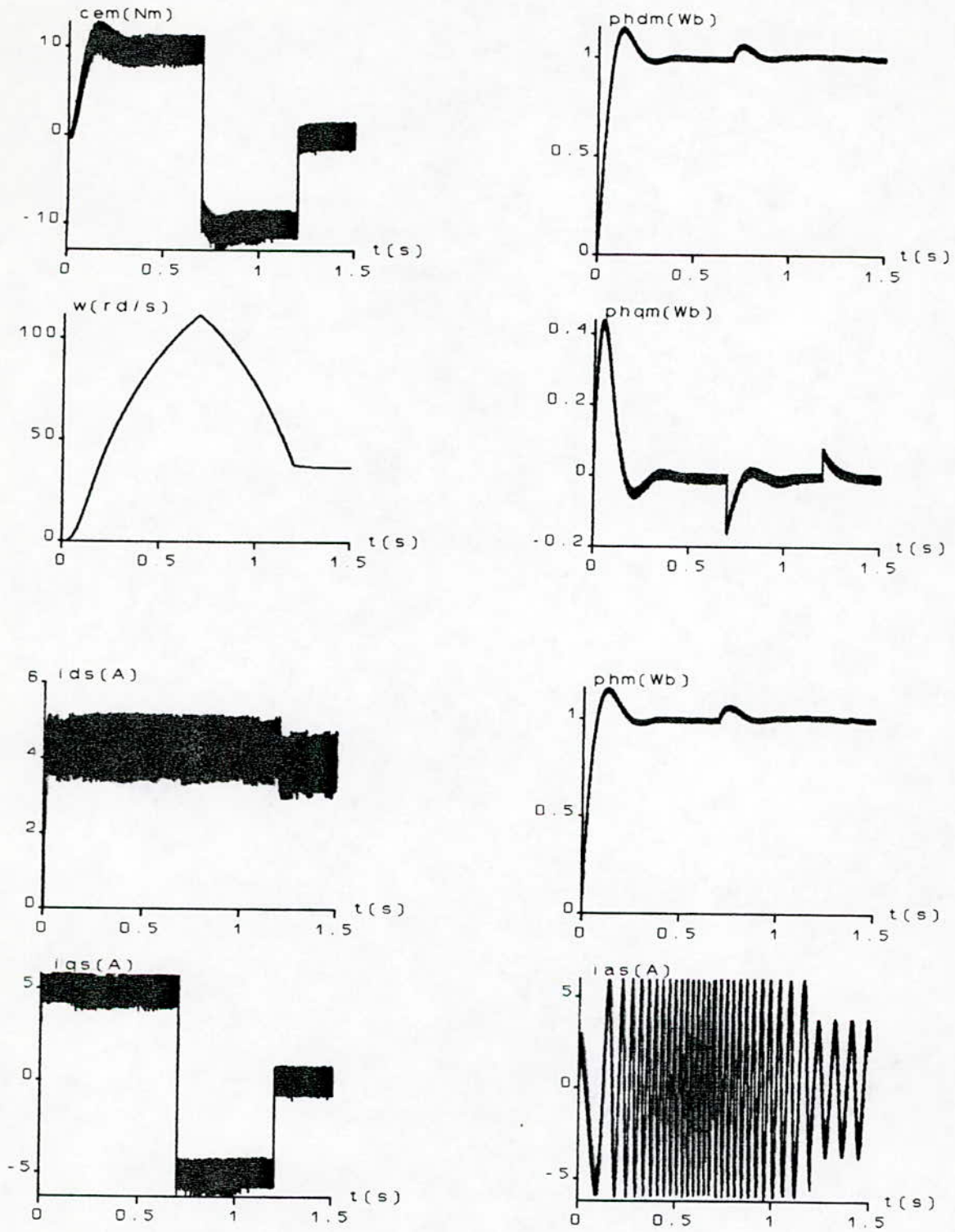
Fig(II.9)- Bloc de découplage pour le flux magnétisant.

**Simulation numérique:**

Les mêmes références du couple et du flux sont appliquées au système. Les résultats de simulation sont donnés aux figures(II.10). Le découplage entre le couple électromagnétique et le flux magnétisant est effectif comme prévu, cependant on remarque l'effet du couplage entre  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  lors de la variation de consigne.



Figure(II.10.a)- Découplage avec orientation du flux magnétisant, modèle parfait.



Figure(II.10.b)- Découplage avec orientation du flux magnétisant, alimentation par le convertisseur.



## II.5- Commande vectorielle :

Dans le paragraphe précédent, nous nous sommes intéressés à présenter les principes de la commande vectorielle. Nous avons discuté les trois types d'orientation du flux dans la machine asynchrone. L'orientation du flux statorique et du flux magnétisant présente un certain couplage entre  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ . L'orientation du flux rotorique conduit à un découplage entre les composantes  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  du courant statorique et présente une certaine simplicité de mise en œuvre, c'est aussi la plus étudiée dans la littérature. Ces observations nous ont poussés à opter pour l'orientation du flux rotorique pour la commande vectorielle.

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux [38].

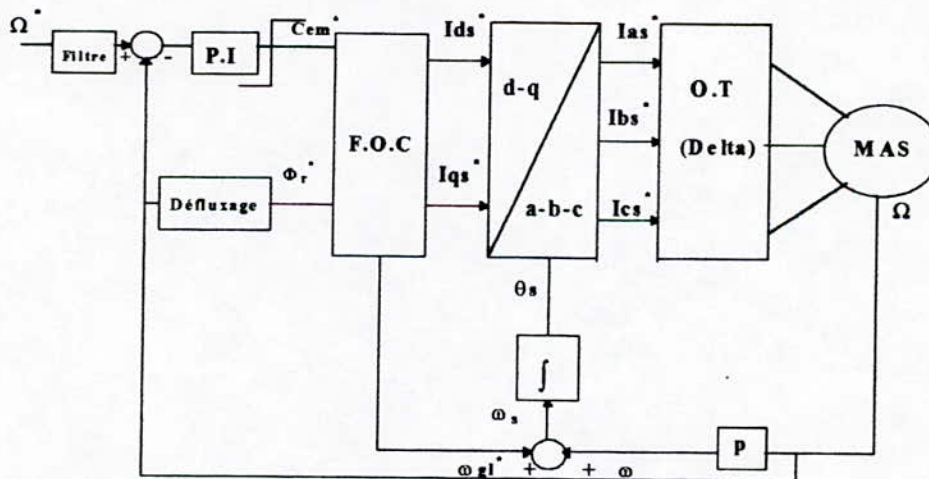
### II.5.1- Méthode indirecte :

#### II.5.1.1- Principe :

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Elle élimine le besoin d'un « capteur de flux » (capteur physique ou modèle dynamique), mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande [29].

#### II.5.1.2- Structure de commande :

Le schéma fonctionnel d'une régulation de vitesse est donné par la figure(II.11).



Fig(II.11)- Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte.

Le découplage est assuré grâce au F.O.C (Field Oriented Controller, Bloc de découplage), dont les entrées sont le couple de référence obtenu à partir d'un régulateur analogique P.I, qui traite le signal d'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée, et le flux de référence obtenu lui à partir du bloc de défluxage. Le bloc de défluxage sert à diminuer le flux et donc le couple lors de fonctionnement à grandes vitesses, au delà du régime permanent, pour éviter la surcharge du moteur.

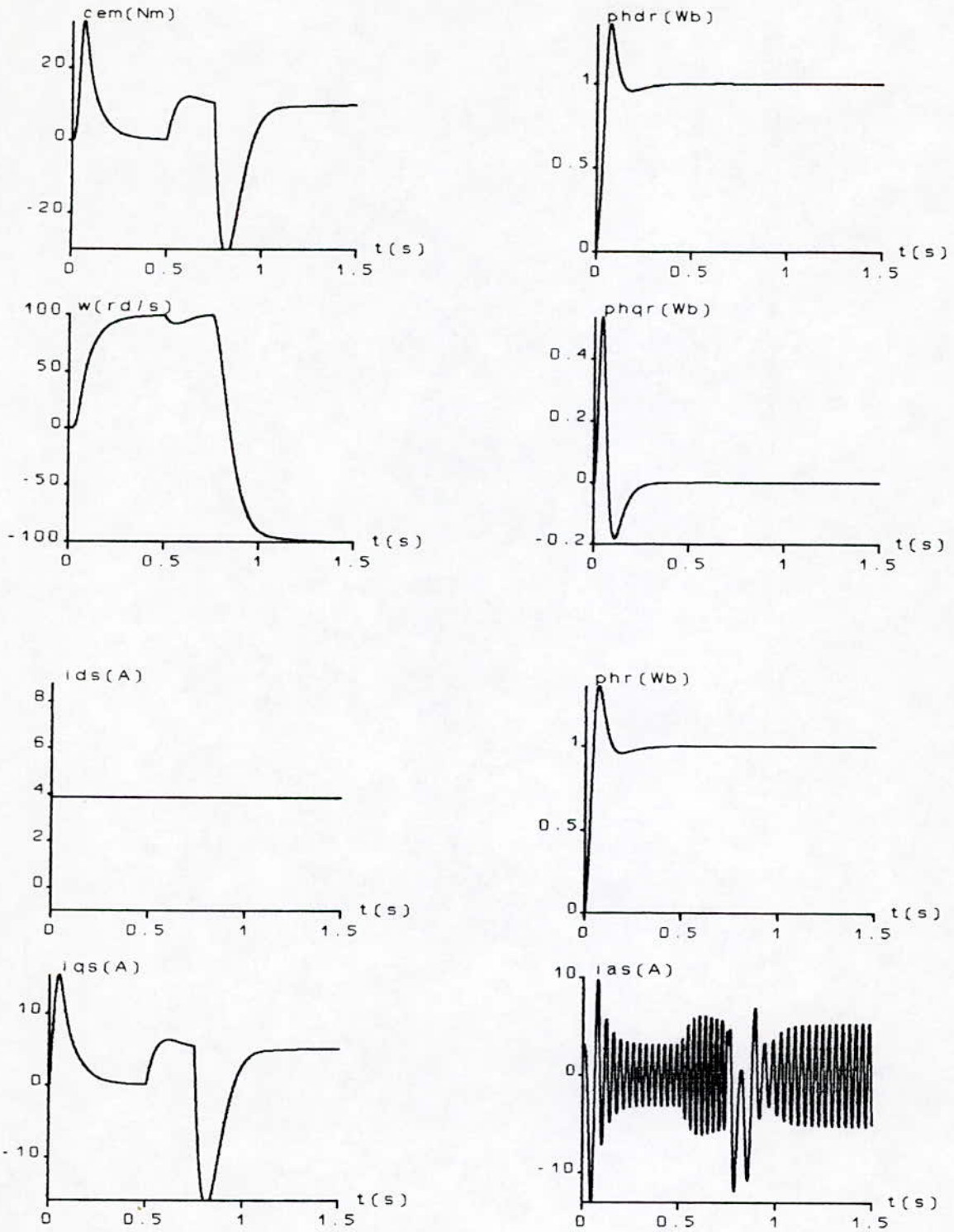
$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_n & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\Phi_n \times \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases}$$

Le couple de référence est borné de façon symétrique ( $|C_{em}| \leq 3.C_n$ ), afin de ne pas dépasser le couple maximal admissible par la machine. Un correcteur de consigne (filtre du premier ordre) est inséré pour améliorer la réponse du système vis à vis de la consigne, avec l'inconvénient d'augmenter le temps de réponse du système.

### II.5.1.3- Simulation numérique :

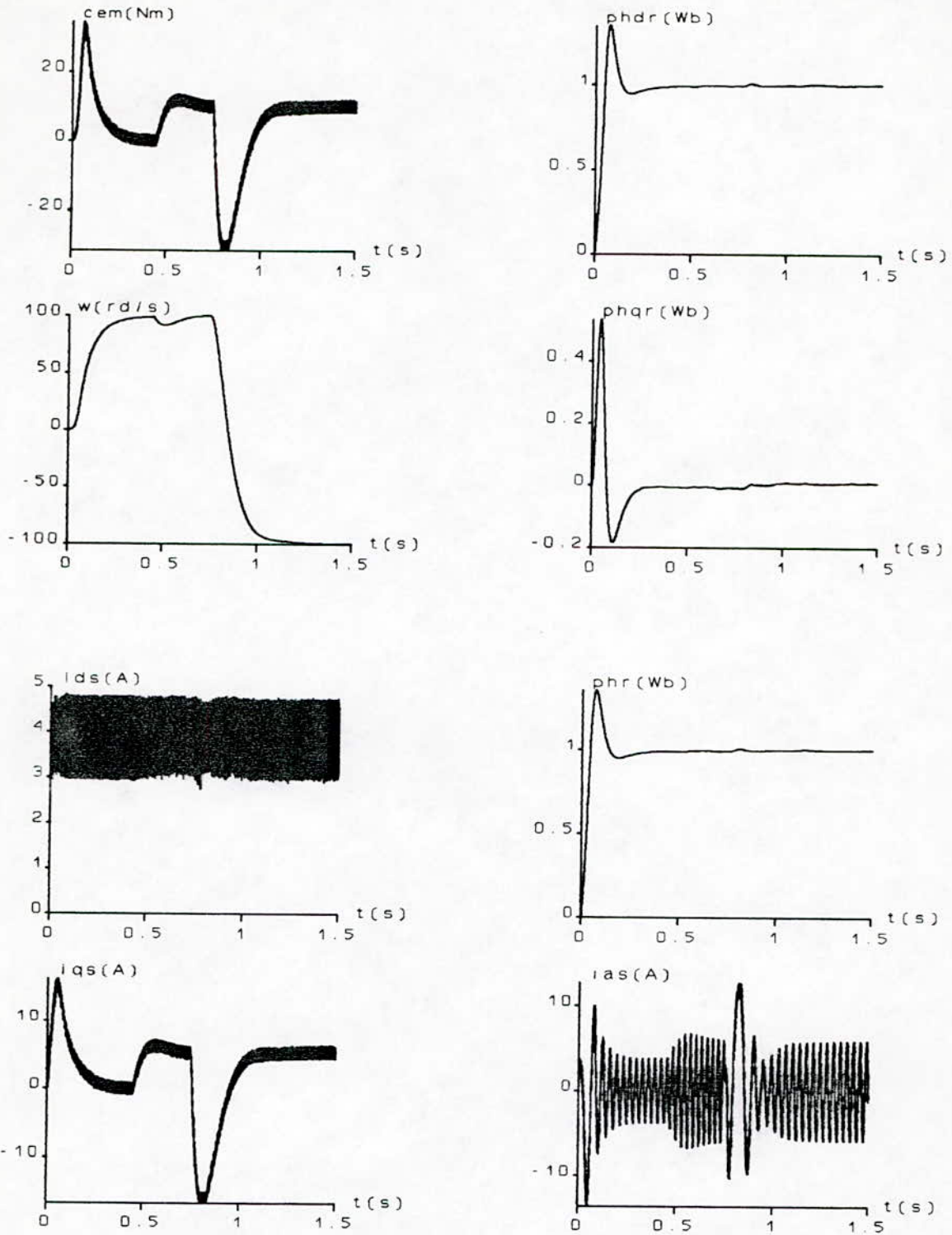
La dynamique de la commande indirecte est simulée pour les essais suivants:

- Après un démarrage à vide, application brusque d'un couple résistant de 10 Nm puis une inversion de consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s.
- Démarrage en charge (couple résistant de 10 Nm) puis inversion de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s.

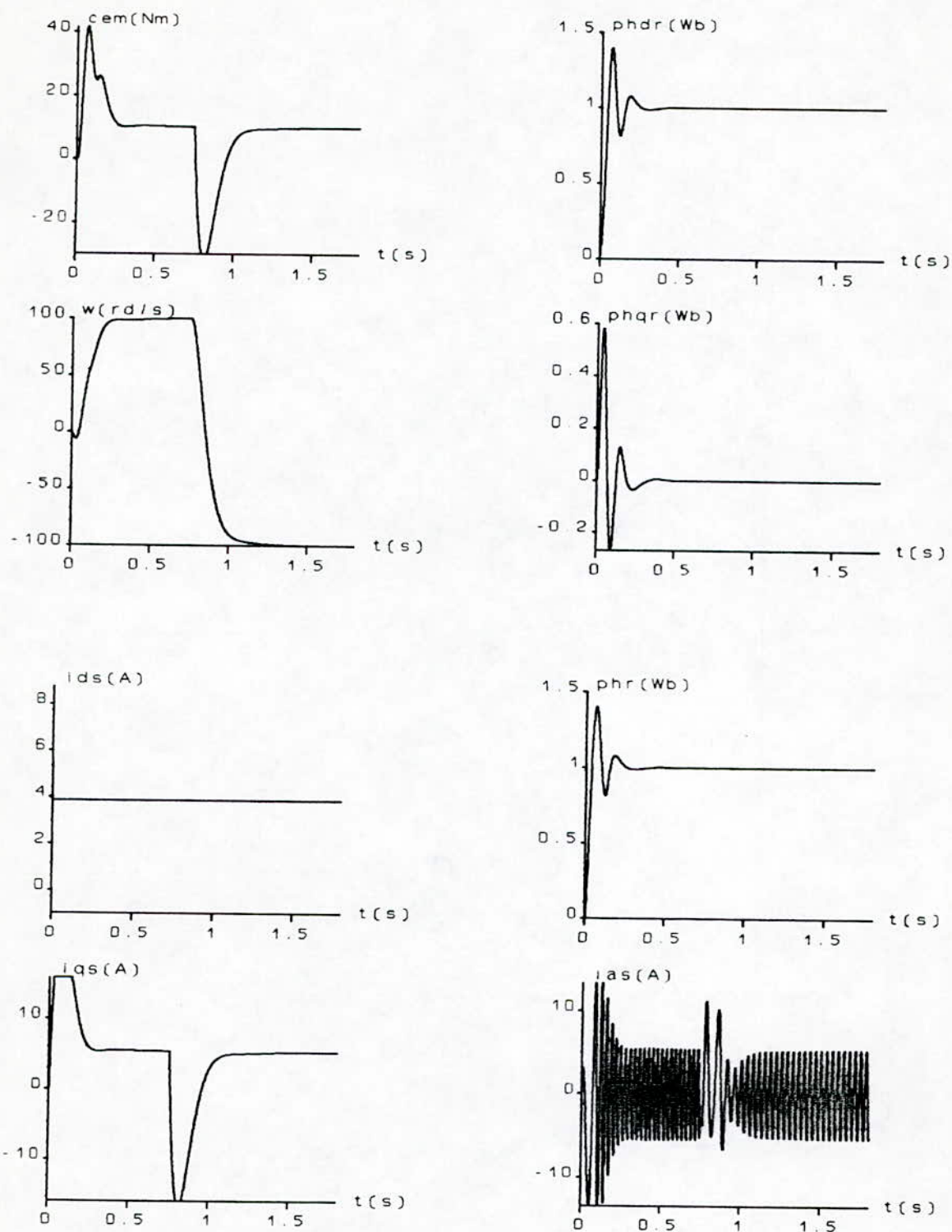


Figure(II.12)- Réglage de la vitesse par la méthode indirecte.  
 a.1- Démarrage à vide, application d'une charge  
 et inversion de vitesse (modèle parfait).

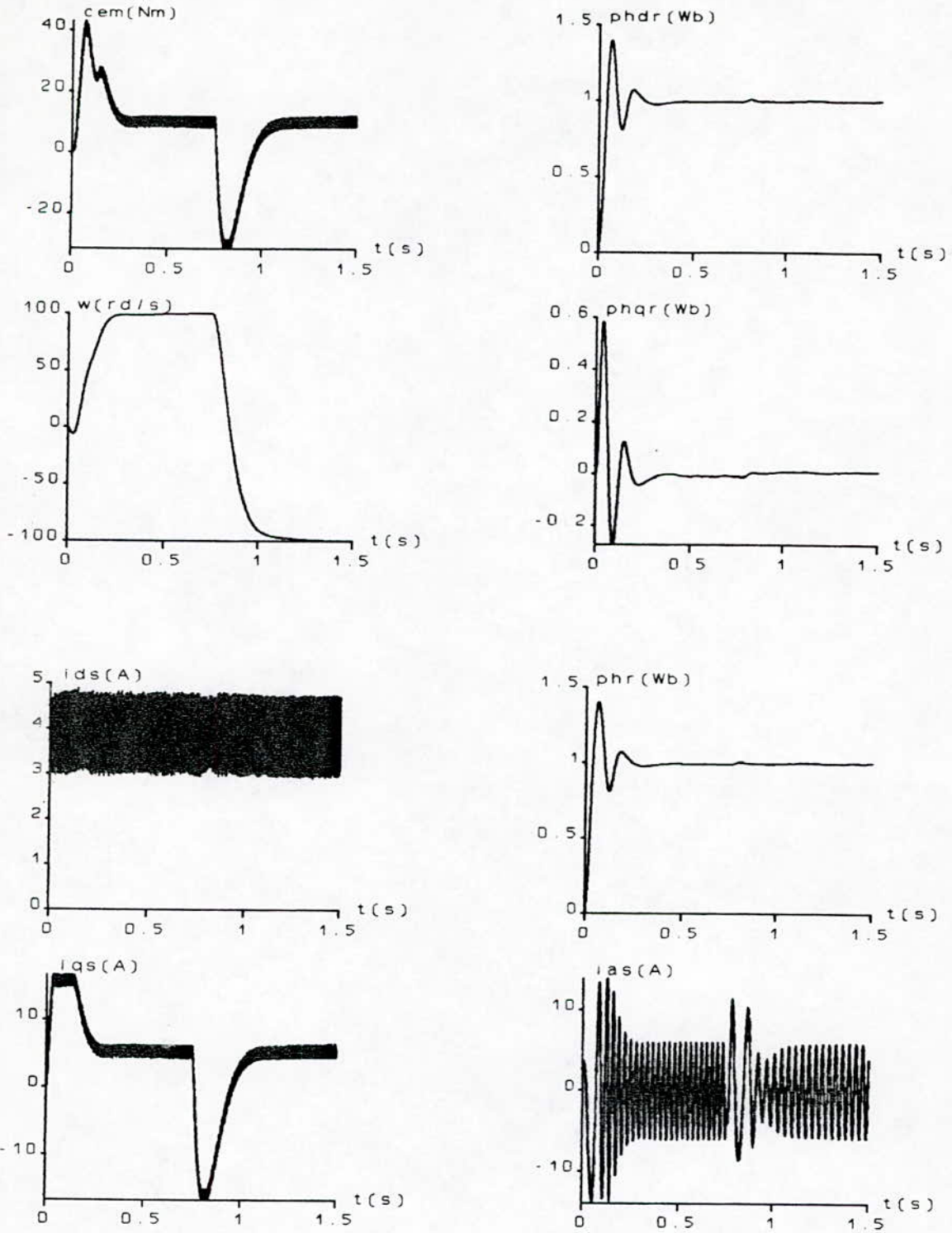




Figure(II.12)- Réglage de la vitesse par la méthode indirecte.  
 a.2- Démarrage à vide, application d'une charge  
 et inversion de vitesse (alimentation par le convertisseur).



Figure(II.12)- Réglage de la vitesse par la méthode indirecte.  
 b.1- Démarrage en charge et inversion de vitesse  
 (modèle parfait).



Figure(II.12)- Réglage de la vitesse par la méthode indirecte.  
 b.2- Démarrage en charge et inversion de vitesse  
 (alimentation par le convertisseur).



• **Interprétations et commentaires :**

Les figures(II.12) montrent respectivement, la simulation d'un démarrage à vide et en charge de la machine asynchrone dans le cas où l'alimentation est assurée par l'onduleur et le cas d'une alimentation parfaite en courant.

Dans le cas du démarrage à vide le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 35Nm environ puis il décroît au fur et à mesure que la vitesse approche de sa référence jusqu'à ce qu'il s'annule quand la vitesse atteint 100rd/s. A l'instant  $t = 0.45s$ , un couple résistant de 10Nm est appliqué sur l'arbre de la machine, ce qui engendre une légère diminution de la vitesse vite compensée par l'augmentation du couple électromagnétique qui atteint la valeur du couple résistant. A l'instant  $t = 0.75s$ , on inverse la consigne de la vitesse, le couple atteint alors une valeur de - 35Nm puis revient à sa valeur précédente (10Nm) après 0.5s et la vitesse se stabilise à - 100 rad/s.

Au démarrage, le courant de phase atteint deux fois et demi sa valeur nominale puis se stabilise à 4A jusqu'à ce qu'on charge la machine, où il augmente à 6.5A, se stabilise à cette valeur et réaugmente lors de l'inversion de la vitesse puis revient de nouveau à la valeur de 6.5A.

Quand on démarre la machine en charge, le couple monte à 45Nm environ, puis décroît au fur et à mesure que la vitesse augmente jusqu'à s'annuler, la vitesse atteint alors la valeur de 100rd/s.

Du fait de l'application d'une charge au démarrage, la machine tourne dans le sens inverse puis revient dans le bon sens.

Le flux rotorique dans les deux cas n'est pas influencé par les différents régimes de fonctionnement, il se positionne sur l'axe d.

• **intérêts et inconvénients de la méthode indirecte :**

La méthode de commande indirecte est caractérisée par le fait qu'aucune estimation du couple ou du flux n'est nécessaire. Cela permet d'allier simplicité et efficacité du contrôle vectoriel.

Outre la sensibilité vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et en particulier la constante de temps rotorique  $T_r$  que nous analyserons par la suite ; cette méthode repose en grande partie sur la capacité de l'onduleur et de sa commande à imposer les courants désirés dans la machine. En effet, à partir de l'instant où le système n'impose pas les courants désirés, cette commande perd sa principale propriété de découplage entre flux et couple donc de commande vectorielle. Cela s'explique facilement, lorsque  $I_{ds} \neq I_{ds}^*$  et  $I_{qs} \neq I_{qs}^*$ , alors d'après les équations de la machine,  $\Phi_r \neq \Phi_r^*$ ,  $C_{em} \neq C_{em}^*$  et surtout par voie de conséquence  $\theta \neq \theta^*$ . L'angle de changement de repère n'étant plus celui désiré, l'orientation sur le champ est perdue et donc le découplage entre le couple et le flux est perdu.

Néanmoins, cette méthode a l'avantage de ne nécessiter que la mesure de la position ou de la vitesse. Les courants de références  $I_{ds}^*$  et  $I_{qs}^*$  ne sont conçus qu'à partir de grandeurs de références qui, par définition ne sont, pas bruitées.

## II.5.2- Méthode directe :

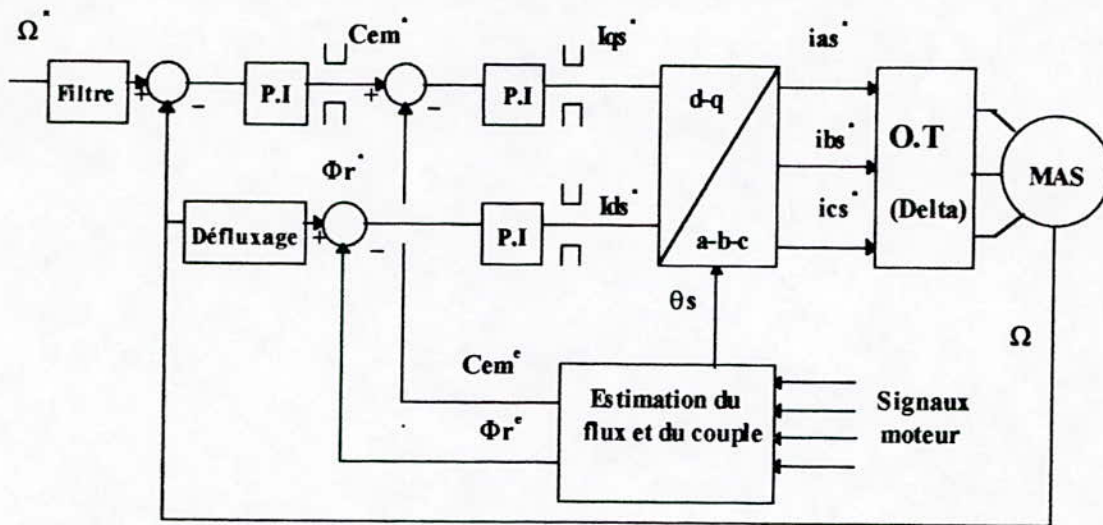
### II.5.2.1- Principe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures disponibles au sein du processus [17].



### II.5.2.2- Structure de commande :

La figure(II.13) présente le schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe.



Fig(II.13)- Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe.

Dans cette méthode trois grandeurs sont régulées à savoir la vitesse, le couple et le flux. Le couple de référence est obtenu à partir d'un régulateur P.I. analogique, qui traite le signal d'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée, ce dernier est comparé au couple estimé et l'erreur est traitée par un autre régulateur P.I. analogique qui nous donne le courant de référence  $I_{qs}^*$ . Le courant de référence  $I_{ds}^*$  est obtenu, quant à lui, à partir de la régulation du flux. Ce schéma fonctionnel contient aussi un estimateur de flux pour reconstituer le flux de la machine.

### II.5.2.3- Le circuit de reconstitution du flux :

La reconstitution du flux rotorique se fait par trois moyens différents : mesure directe, estimation ou observation [11].

#### II.5.2.3.1- Mesure directe :

Afin d'accéder au flux rotorique, la première idée est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être :

- des capteurs à effet **Hall** placés sous les dents du stator ; ces capteurs donnent alors des valeurs locales du flux. Il faut ensuite traiter ces valeurs pour obtenir le flux rotorique global. Le flux mesuré est alors sensible aux encoches du rotor et contient de nombreux harmoniques.

- Des bobinages supplémentaires dans le stator : des bobines installées sur un pôle du stator peuvent donner une mesure du flux rotorique.

- Les bobinages statoriques : les tensions aux bornes du moteur peuvent donner une image du flux rotorique.

Les deux dernières méthodes ne peuvent pas être utilisées à très basse vitesse, elles sont donc interdites pour des applications de positionnement. Les deux premières nécessitent des moteurs spéciaux : avantages du moteur asynchrone, simplicité et robustesse ainsi que faible coût sont alors perdus.

### II.5.2.3.2- Estimation du flux rotorique :

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique, il est préférable d'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.

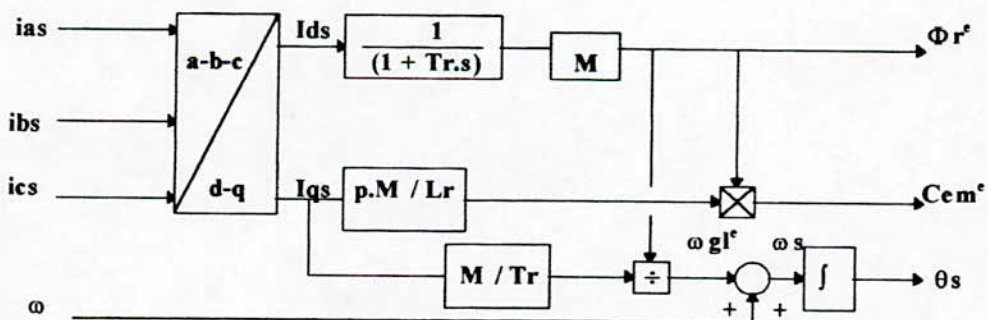
### II.5.2.3.3- Observation du flux rotorique :

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. Il existe deux sortes d'observateurs : déterministe (de **Luenberger**) et stochastique (de **Kalman**).

Dans notre cas nous avons utilisé un estimateur de flux basé sur la mesure des courants statoriques, il est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_r^e + Tr \cdot \frac{d\Phi_r^e}{dt} = M \cdot I_{ds} \\ Cem^e = p \cdot \frac{M}{Lr} \cdot I_{qs} \cdot \Phi_r^e \\ \omega_{gl}^e = \omega_s - \omega = \frac{M \cdot I_{qs}}{Tr \cdot \Phi_r^e} \\ \theta_s = \int \omega_s \cdot dt \end{cases} \quad (II.7)$$

son schéma fonctionnel est donné par la figure(II.14) [21].

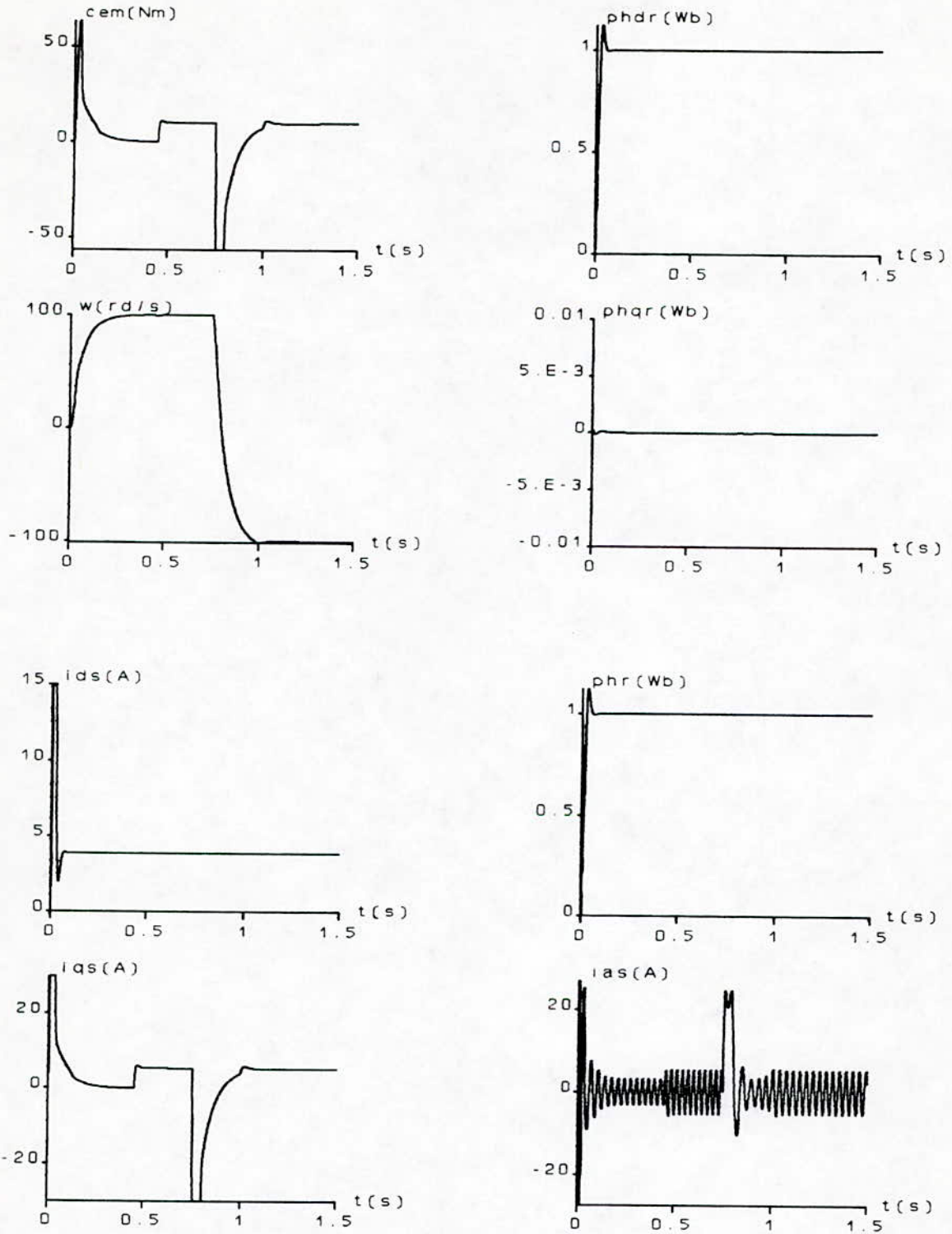


Fig(II.14)- Estimateur de flux et de couple.

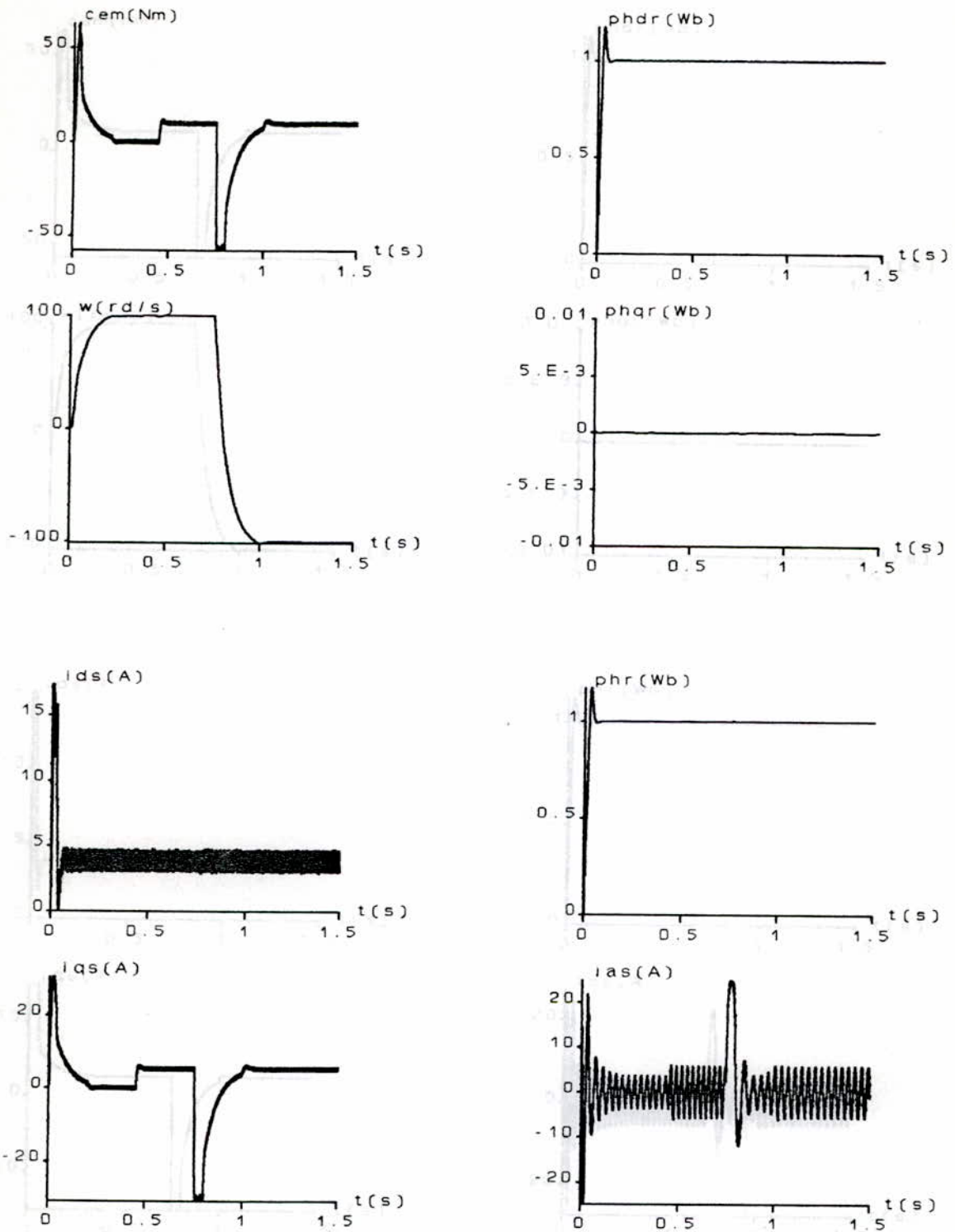
### II.5.2.4- Simulation numérique:

La dynamique de la commande directe est simulée pour les mêmes essais que pour la méthode indirecte.

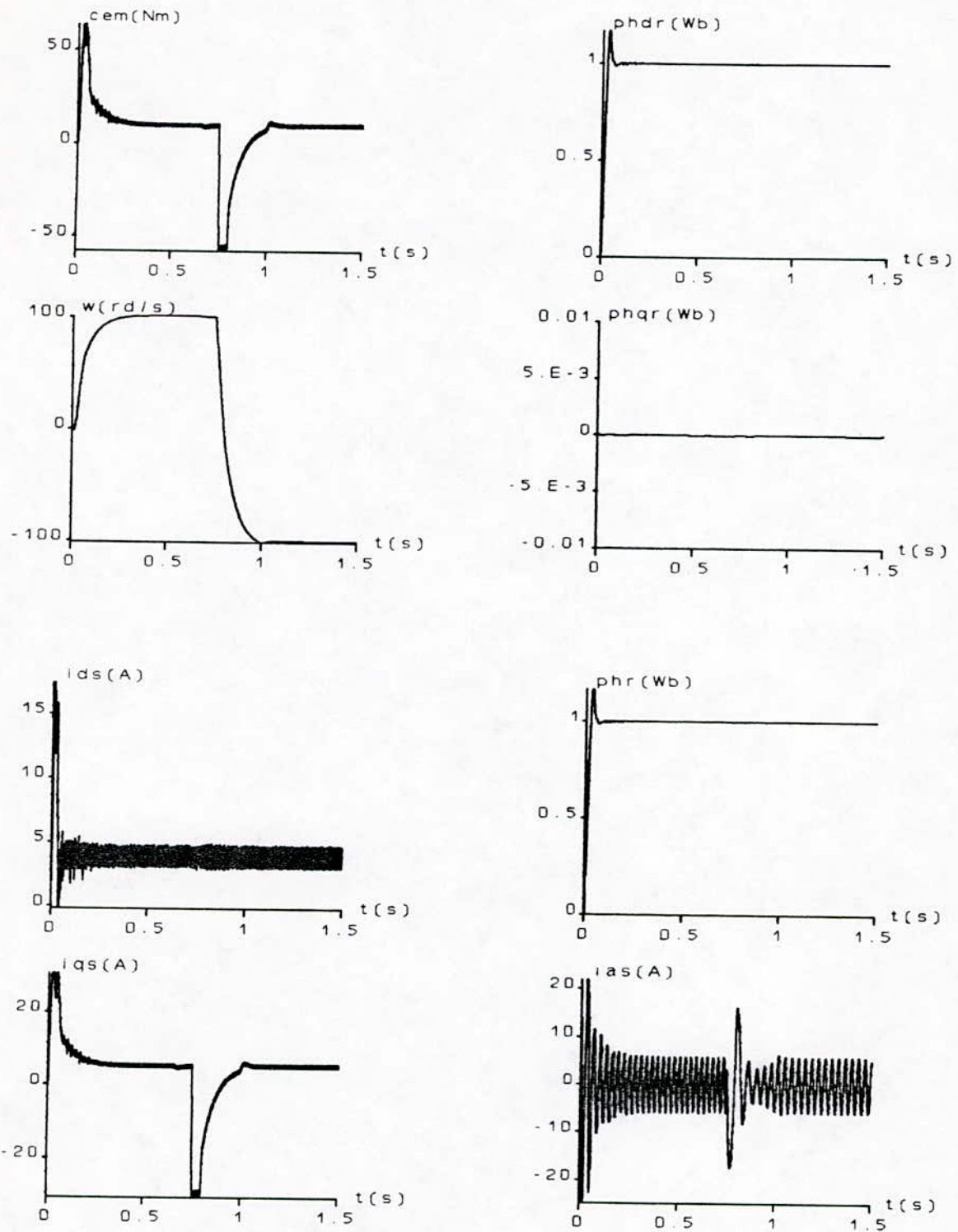




Figure(II.15)- Réglage de la vitesse par la méthode direct, a.1- Démarrage à vide, application d'une charge et inversion de vitesse (modèle parfait).



Figure(II.15)- Réglage de la vitesse par la méthode directe.  
 a.2- Démarrage à vide, application d'une charge  
 et inversion de vitesse (alimentation par le convertisseur).



Figure(II.15)- Réglage de la vitesse par la méthode directe.  
 b.2- Démarrage en charge et inversion de vitesse  
 (alimentation par le convertisseur).



• **Interprétations et commentaires :**

Les figures(II.15) montrent respectivement, la simulation d'un démarrage à vide et en charge de la machine asynchrone dans les mêmes conditions que la méthode indirecte. Elles montrent que la commande possède de bonnes performances dynamiques.

Le démarrage de la machine est assez rapide, la vitesse atteint sa valeur de référence après 0.35s environ mais avec l'inconvénient d'avoir un couple de démarrage un peu élevé aux alentours de 60Nm. Lors de l'application d'un couple résistant, on remarque à peu près les mêmes phénomènes que pour la méthode indirecte mais la vitesse est moins sensible à la perturbation du fait de l'utilisation d'un correcteur symétrique.

Le courant de phase atteint six fois la valeur nominale puis se stabilise rapidement à 4A jusqu'à ce qu'on charge la machine, où il augmente à 6.5A environ, se stabilise à cette valeur et réaugmente lors de l'inversion de la vitesse et revient de nouveau à la valeur de 6.5A.

Quand on démarre la machine en charge, le couple monte à 60Nm environ, puis décroît au fur et à mesure que la vitesse augmente jusqu'à s'annuler, la vitesse atteint alors la valeur de 100rd/s.

Le flux rotorique dans les deux cas n'est pas influencé par les différents régimes de fonctionnement, il se positionne sur l'axe  $d$ , à la valeur de 1Wb.

• **intérêts et inconvénients de la méthode directe :**

Le principal intérêt de la méthode directe est de rester simple de mise en oeuvre. En effet, elle permet de découpler totalement le couple et le flux de la machine asynchrone avec une loi de commande qui nécessite peu de calculs. De plus, un seul paramètre est réellement important : la constante de temps rotorique  $T_r$ , les autres paramètres  $\sigma$  et  $L_s$  n'interviennent que dans l'estimation du couple et lors du calcul du courant de référence  $I_{qs}^*$  ; l'éventuelle mauvaise connaissance de ces paramètres sera compensée par le correcteur de vitesse ou de position.

Le principal inconvénient de cette méthode est de réaliser une estimation en boucle ouverte du flux sans aucune correction. Le flux estimé ne sera identique à celui qui existe réellement dans la machine que si le modèle de comportement de la machine utilisée pour réaliser l'estimateur est conforme à la réalité. Or, cet estimateur est basé sur la connaissance de la constante de temps rotorique.

**II.6- Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux principales méthodes employées dans la commande vectorielle appliquées à la machine asynchrone alimentée par un onduleur delta, et nous avons montré leurs performances dynamiques. Nous avons supposé les paramètres de la machine constants et parfaitement connus, alors qu'en réalité plusieurs phénomènes tels que la saturation magnétique, l'échauffement de la machine, l'effet péliculaire font que ces paramètres varient lors du fonctionnement de la machine et cela influe sur les performances de la commande comme on le verra dans le chapitre suivant.

## **CHAPITRE III**

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



**III.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  $M$ . Souvent on rencontre une difficulté pour identifier ces paramètres, qui varient au cours du fonctionnement de la machine, ces variations sont dues à des phénomènes divers tels que la saturation magnétique, l'effet pelliculaire, ou la variation de la température. Donc, l'erreur entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande vectorielle et les paramètres réels de la machine se traduit par une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi [31].

**III.2- Variations et influence des paramètres sur le modèle linéaire de la machine :****III.2.1- Variations des résistances :****III.2.1.1- Effet thermique :**

L'échauffement des enroulements et des barres de la machine provoque un accroissement respectivement, des résistances statoriques et rotoriques. On sait effectivement que la résistivité d'un conducteur varie avec la température, elle augmente avec la température dans la plupart des cas et on peut, en général, représenter sa variation par une formule linéaire

$$R = R_0.(1 + \alpha.T)$$

où  $\alpha$  est le coefficient de température et  $T$  la température en °C.

Ce phénomène doit être pris en compte par les algorithmes de commande sous peine, comme on le verra par la suite, d'obtenir un mauvais comportement du système.

**III.2.1.2- Effet pelliculaire :**

La résistance des barres de la cage rotorique augmente lorsque la fréquence des courants circulant dans ces barres augmente. En effet, à mesure que la fréquence des courants augmente, les lignes de courant sont repoussées sur la périphérie des barres. Ce phénomène est mis en évidence par calculs de champs. La variation de la résistance des barres peut être quantifiée par calcul numérique à l'aide d'une méthode d'éléments finis. Ces calculs montrent que ce phénomène ne devient significatif que pour des fréquences des courants supérieures à 100Hz. Or, les commandes vectorielles des machines ont pour but de contrôler à tout instant le glissement de la machine donc la fréquence des courants rotoriques. Dans ces conditions, même en présence de couples valant plusieurs fois le couple nominal, la fréquence des courants rotoriques sera limitée à quelques Hertz. Par conséquent, il ne sera pas nécessaire de prendre en compte ce phénomène dans le modèle de la machine asynchrone.

**III.2.2- Variations des inductances :**

La variation des inductances est causée par la saturation des matériaux ferromagnétiques de la machine. La dynamique de cette variation est celle des courants. Ce phénomène ne peut pas être considéré comme lent. Il est donc nécessaire de voir dans quelle mesure la caractéristique non-linéaire des matériaux ferromagnétiques affecte le modèle



linéaire de la machine. De nombreux travaux traitent des modèles de la machine asynchrone avec des inductances saturables.

### III.3-Modèle mathématique du couple et du flux:

Comme on l'a déjà vu, la commande vectorielle impose aux enroulements statoriques trois grandeurs de consignes  $I_{ds}^*$ ,  $I_{qs}^*$  et  $\omega_{gl}^*$ . En faisant abstraction des termes différentiels dans le système (II.1), on obtient les grandeurs estimées suivantes en régime permanent :

$$\begin{cases} C_{em}^* = p \cdot \frac{M^{*2}}{L_r^*} \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \\ \Phi_r^* = M^* \cdot I_{ds} \\ \omega_{gl}^* = \frac{l}{T_r^*} \cdot \frac{I_{ds}}{I_{qs}} \end{cases} \quad (III.1)$$

Donc, l'algorithme de la commande vectorielle est sensible à la variation des trois paramètres de la machine, qui sont l'inductance mutuelle entre stator et rotor  $M$ , l'inductance cyclique rotorique  $L_r$  et la résistance rotorique  $R_r$ . Signalons que l'inductance cyclique rotorique est composée de l'inductance mutuelle entre stator et rotor et de l'inductance de fuite rotorique.

Prenons, comme hypothèse classique, la variation de l'inductance de fuite très petite devant celle de l'inductance mutuelle. Par suite, l'influence des variations des paramètres sur la commande vectorielle ne dépend que de l'inductance mutuelle entre stator et rotor et la résistance rotorique [11].

Posons:

$$M = k_1 M^*, \quad L_r = k_1 M^* + l_r \approx k_1 L_r^*, \quad R_r = k_2 R_r^* \quad (III.2)$$

tel que:

$M$  et  $R_r$  : paramètres réels de la machine,  
 $M^*$  et  $R_r^*$  : valeurs utilisées dans la commande.

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

$$T_r = \frac{k_1}{k_2} \cdot T_r^* \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{l}{T_r^*} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}}$$

$$\text{alors} \quad \omega_{gl} \cdot T_r = \frac{k_1}{k_2} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \quad (III.3)$$

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

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot \frac{M}{Lr} \cdot (I_{qs} \cdot \Phi_{dr} - I_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \\ \Phi_{dr} = M \cdot \frac{I_{ds} + \omega_{gl} \cdot Tr \cdot I_{qs}}{1 + (\omega_{gl} \cdot Tr)^2} \\ \Phi_{qr} = M \cdot \frac{I_{qs} - \omega_{gl} \cdot Tr \cdot I_{ds}}{1 + (\omega_{gl} \cdot Tr)^2} \end{cases} \quad (III.4)$$

On déduit de (III-3) et (III-4) que:

$$C_{em} = p \cdot \frac{k_1^2}{k_2} \left( \frac{M^*}{Lr^*} \right)^2 \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \cdot \frac{1 + \left( \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1}{k_2} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}$$

$$\Phi_r = k_1 \cdot M^* \cdot I_{ds} \cdot \left( \frac{1 + \left( \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1}{k_2} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

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

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = k_1 \cdot \left( \frac{1 + \left( \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1}{k_2} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (III.5.a)$$

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{k_1^2}{k_2} \cdot \frac{1 + \left( \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{k_1}{k_2} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} = \frac{1}{k_2} \cdot \left( \frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} \right)^2 \quad (III.5.b)$$

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

$$\Delta\Phi_{dr} = \Phi_r^* \cdot \frac{k_1 - 1 + \frac{k_1}{k_2} \cdot \left(1 - \frac{k_1}{k_2}\right) \cdot \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}}\right)^2}{\left(1 + \left(\frac{k_1}{k_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}}\right)^2\right)} \quad (III.6.a)$$

$$\Delta\Phi_{qr} = \Phi_r^* \cdot \frac{k_1 \cdot \left(1 - \frac{k_1}{k_2}\right) \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}}}{\left(1 + \left(\frac{k_1}{k_2} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}}\right)^2\right)} \quad (III.6.b)$$

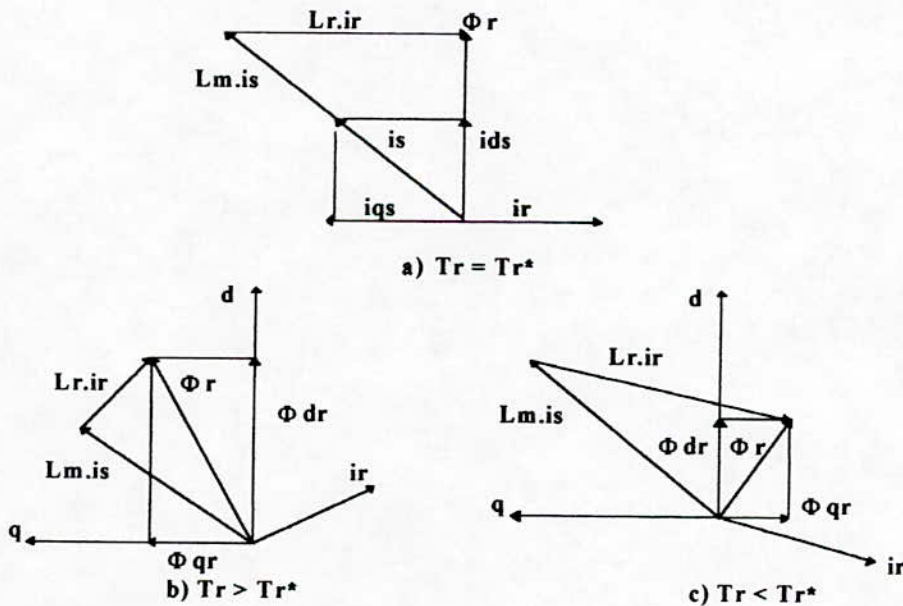
Discussion:

$$\text{si } Rr \rightleftarrows Rr^*, M = M^*, k_2 \gtrless 1 \text{ et } k_1 = 1 : \begin{cases} \Delta\Phi_{dr} > 0 \\ \Delta\Phi_{qr} > 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ augmente}$$

alors le flux est orienté en avant par rapport à l'axe « d » (Fig(III.1.b)),

$$\text{si } Rr \leftleftarrows Rr^*, M = M^*, k_2 \lesseqgtr 1 \text{ et } k_1 = 1 : \begin{cases} \Delta\Phi_{dr} < 0 \\ \Delta\Phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ diminue}$$

alors le flux est orienté en arrière par rapport à l'axe « d » (Fig(III.1.c)).



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

La déviation de  $Tr$  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

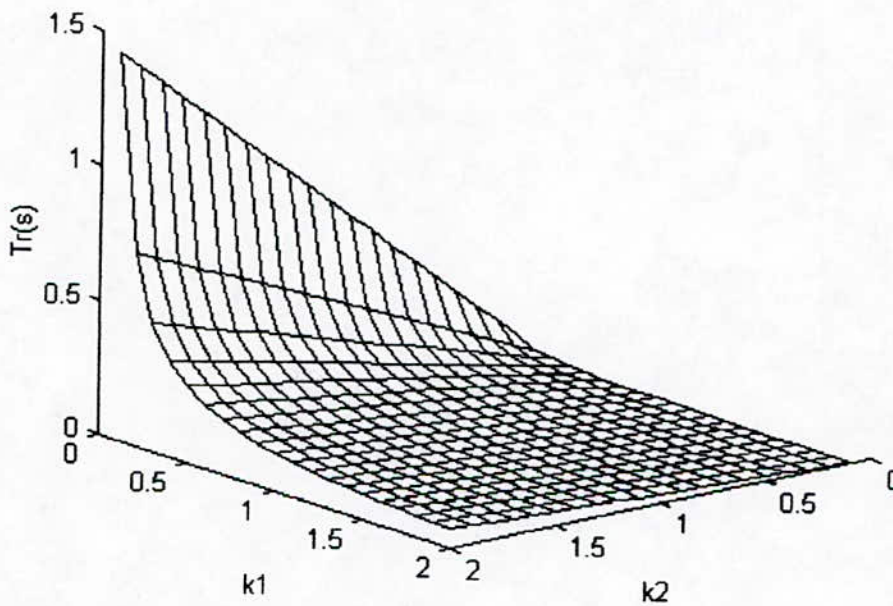


s'attendre alors à une dégradation des performances du contrôle vectoriel qui peut conduire à une instabilité du système quand l'erreur est importante.

### III.3.1- Simulation numérique:

Les variations des deux rapports  $\frac{Cem}{Cem^*}$  et  $\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*}$  en fonction des paramètres  $k1$  et  $k2$  sont, pour différentes valeurs du rapport ( $I_{qs} / I_{ds}$ ), montrées sur les figures(III.3). La variation de la constante de temps rotorique  $Tr$  en fonction de  $k1$  et  $k2$  est, quant à elle, montrée à la figure.(III.2).

constante de temps rotorique  $Tr = f(k1, k2)$



Fig(III.2)- Variations de  $Tr$  en fonction de  $k1$  et  $k2$ .

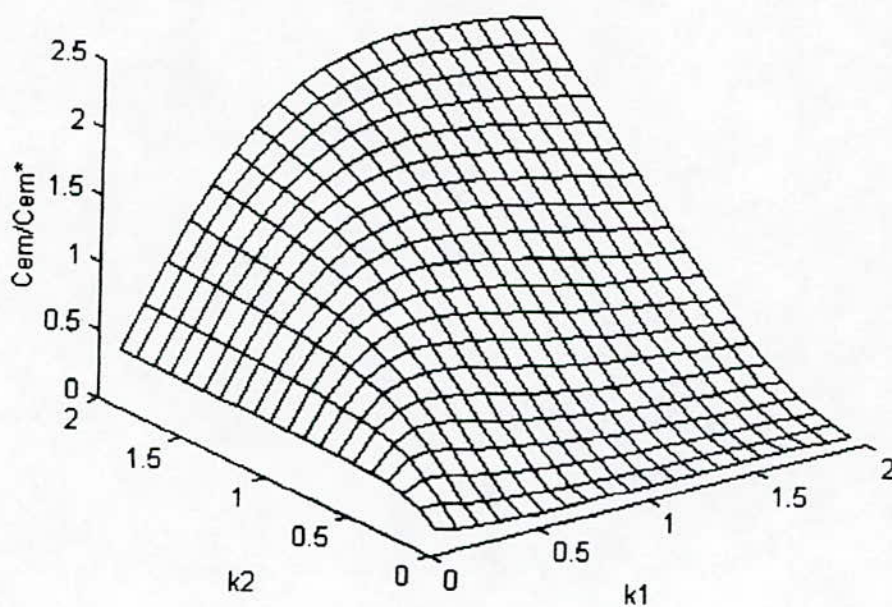
Les équations décrivant le bloc de découplage sont :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\Phi_r^*}{M^*} \\ I_{qs} = \frac{Lr^* \cdot Cem^*}{p \cdot M^* \cdot \Phi_r^*} \end{cases}$$

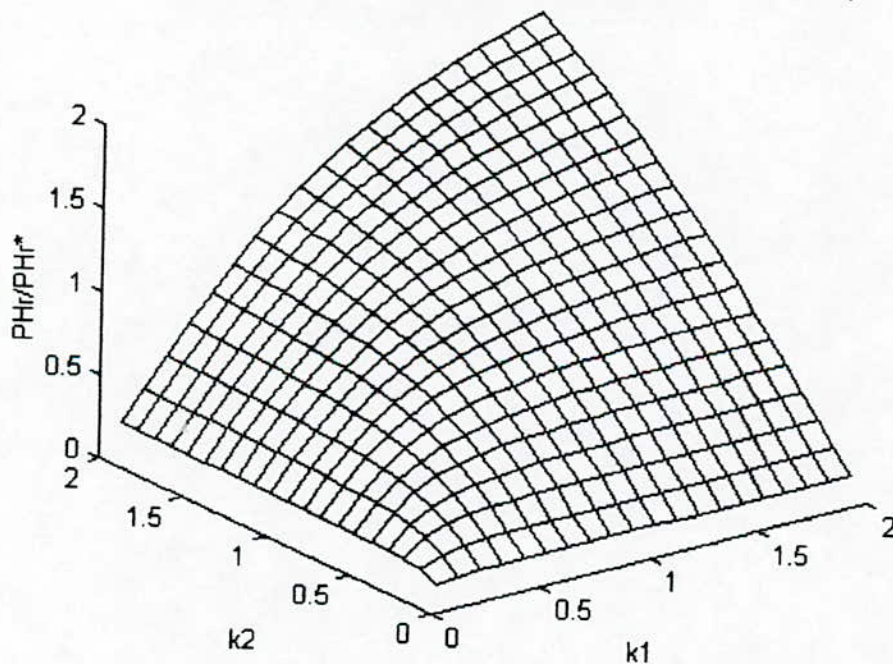
$$\Rightarrow \left( \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right) = \frac{Lr^* \cdot Cem^*}{p \cdot \Phi_r^{*2}}$$

$$\Rightarrow \text{pour un rapport } \frac{Cem^*}{Cn} = \alpha \text{ on a } \left( \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right) = \frac{\alpha \cdot Lr^* \cdot Cn}{p \cdot \Phi_r^{*2}}$$

sensibilité du couple moteur sur couple estimé(couple à 50% du  $C_n$ )



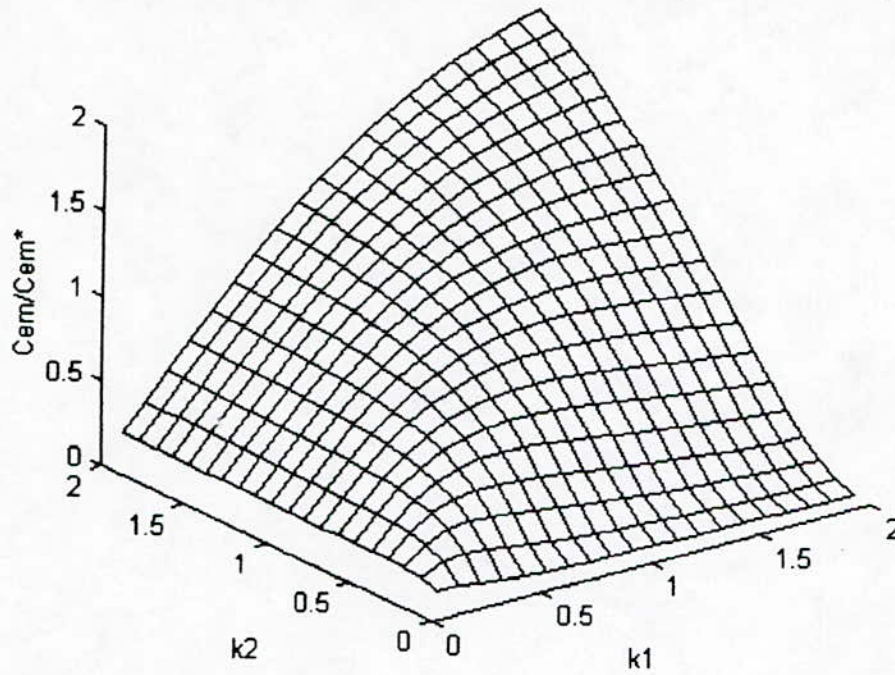
sensibilité du flux rotorique sur flux estimé(couple à 50% du  $C_n$ )



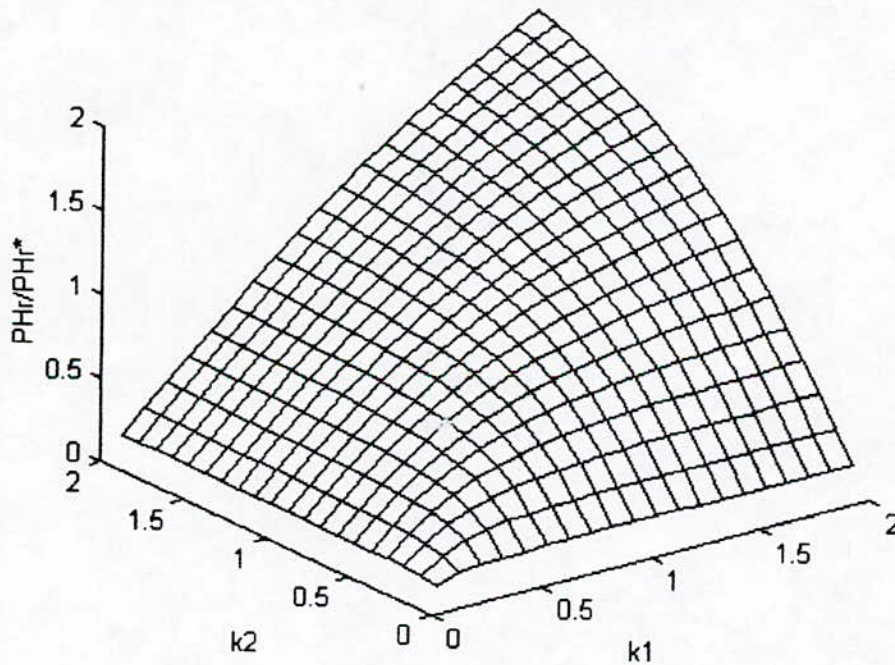
Figure(III.3.a)- Variation du couple et du flux en fonction de  $k_1$  et  $k_2$ , (couple à 50% du couple nominale).



sensibilité du couple moteur sur couple estimé(couple à 100% du  $C_n$ )



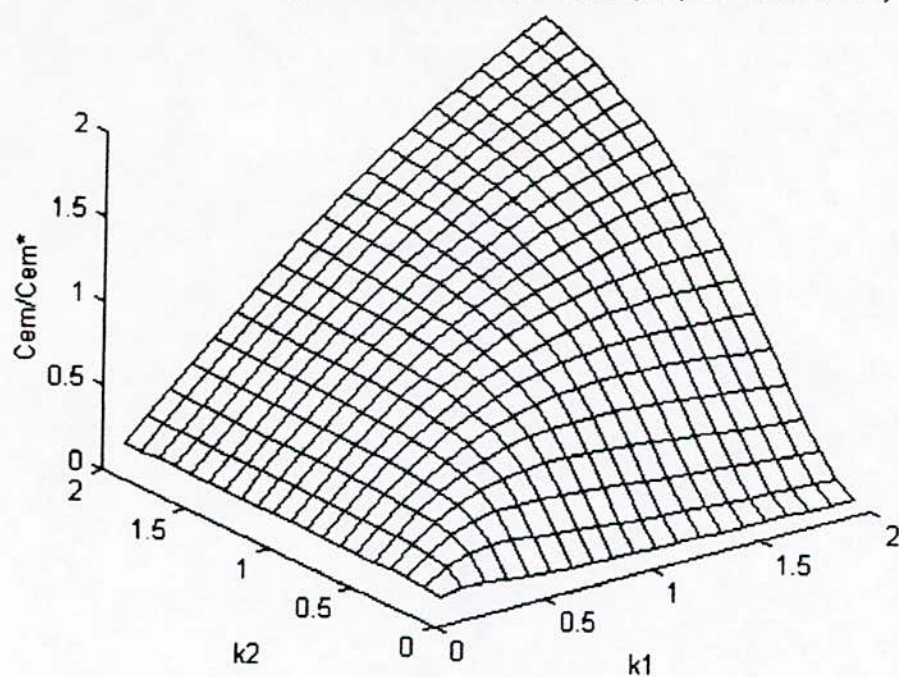
sensibilité du flux rotorique sur flux estimé(couple à 100% du  $C_n$ )



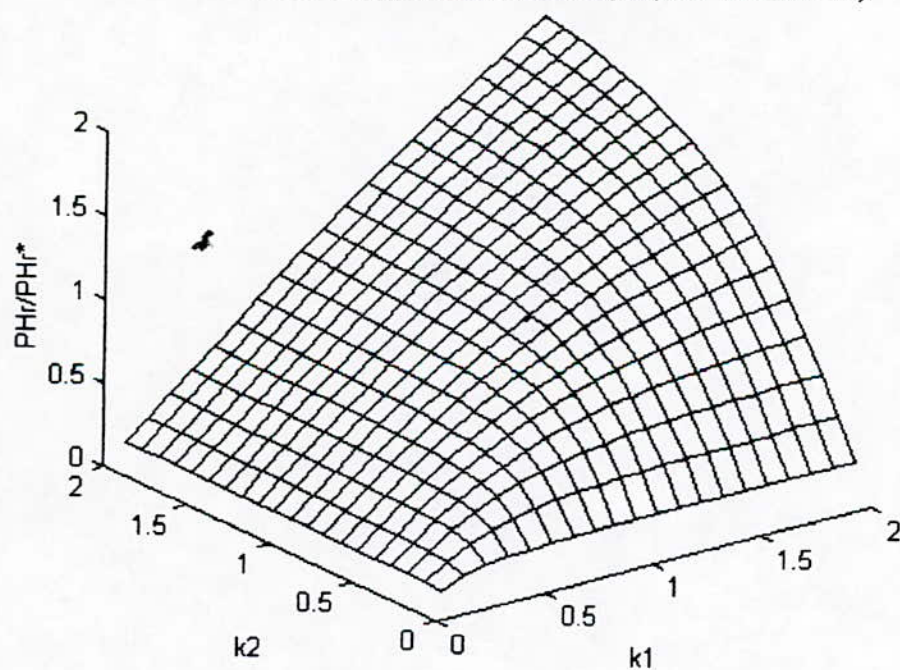
Figure(III.3.b)- Variation du couple et du flux en fonction de  $k_1$  et  $k_2$ ,  
(couple à 100% du couple nominale).



sensibilité du couple moteur sur couple estimé(couple à 150% du  $C_n$ )



sensibilité du flux rotorique sur flux estimé(couple à 150% du  $C_n$ )



Figure(III.3.c)- Variation du couple et du flux en fonction de  $k_1$  et  $k_2$ , (couple à 150% du couple nominale).

• **Interprétations et commentaires :**

En observant les surfaces tracées, on peut remarquer :

- Pour  $k1 = 1$  et  $k2 = 1$  toutes les courbes passent évidemment par le point 1.
- Pour  $k1 = 1$  et  $k2 > 1$ , ce qui veut dire une augmentation de la résistance rotorique, le couple et le flux réels sont plus grands que le couple et le flux de commandes.
- Pour  $k1 < 1$ , ce qui signifie l'entrée de la machine en régime saturé, le flux et le couple diminuent.

Compte tenu des variations réelles des paramètres de la machine au cours de son fonctionnement, on peut dire que cette étude montre une chose particulièrement importante : une adaptation des paramètres en temps réel est indispensable pour avoir une commande vectorielle robuste et fiable.

### **III.4- Influence de la variation de $T_r$ sur le découplage et le réglage en boucle fermée:**

La simulation des variations de la résistance rotorique  $R_r$  et de l'inductance mutuelle  $M$  sur le découplage et le réglage en boucle fermée permet de montrer l'effet de la variation de la constante de temps rotorique  $T_r$  au cours du fonctionnement [9] [26].

#### **III.4.1- Variation de l'inductance mutuelle :**

Nous avons simulé la variation de l'inductance mutuelle sur le découplage et le réglage en boucle fermée en supposant la résistance rotorique  $R_r$  constante et égale à sa valeur de référence  $R_r^*$ . Donc la variation de la constante de temps rotorique est seulement due à la variation de l'inductance mutuelle.

La figure(III.4.1) montre la simulation du découplage du flux et du couple dans le cas, respectivement, d'une augmentation et une diminution de 50% de  $T_r$  par rapport à  $T_r^*$ .

Les figures(III.4.2) et (III.4.3) 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 dans les mêmes conditions.

#### **III.4.2- Variation de la résistance rotorique :**

Cette fois-ci on suppose la variation de la constante de temps rotorique  $T_r$  due seulement à la variation de la résistance rotorique  $R_r$ . Les simulations sont faites dans les mêmes conditions que pour (III.4.1) ; figures(III.5.1), (III.5.2) et (III.5.3).

• **Interprétations et commentaires :**

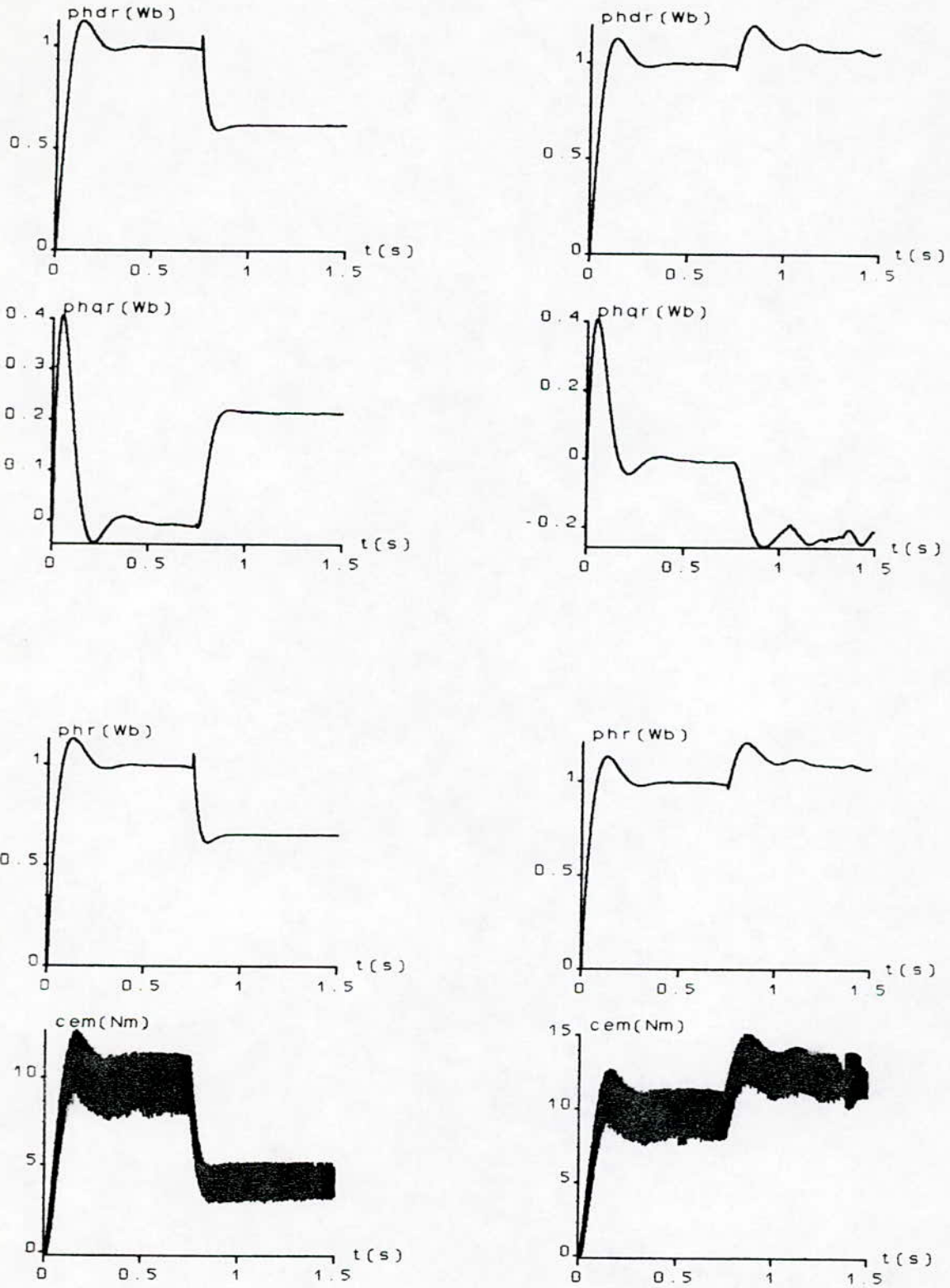
Les figures(III.4.1.a), (III.4.2.a), (III.4.3.a), (III.5.1.a), (III.5.2.a) et (III.5.3.a) montrent que la diminution de  $T_r$  du fait de la diminution de l'inductance mutuelle  $M$  provoque une chute de la valeur de la composante directe du flux rotorique alors que la composante  $\Phi_{qr}$  subit une augmentation, ce qui cause une diminution du flux rotorique et du couple électromagnétique. Quand  $R_r$  augmente (diminution de  $T_r$ ) les composantes du flux rotorique augmentent, le couple électromagnétique subit une légère déformation.



Les figures (III.4.1.b), (III.4.2.b), (III.4.3.b), (III.5.1.b), (III.5.2.b) et (III.5.3.b), quant à elles, montrent les effets de l'augmentation de  $T_r$  causées par respectivement l'augmentation de  $M$  et la diminution de  $R_r$ . Quand  $M$  augmente le flux rotorique et le couple électromagnétique augmentent tandis que la diminution de  $R_r$  entraîne leurs diminution.

Les simulations montrent que le désaccord entre les paramètres réels de la machine et ceux utilisés dans la commande entraîne la perte du découplage et une diminution des performances dynamiques. Il apparaît indispensable que les paramètres intervenant dans la commande soit, à tout instant, en parfait accord avec ceux de la machine.

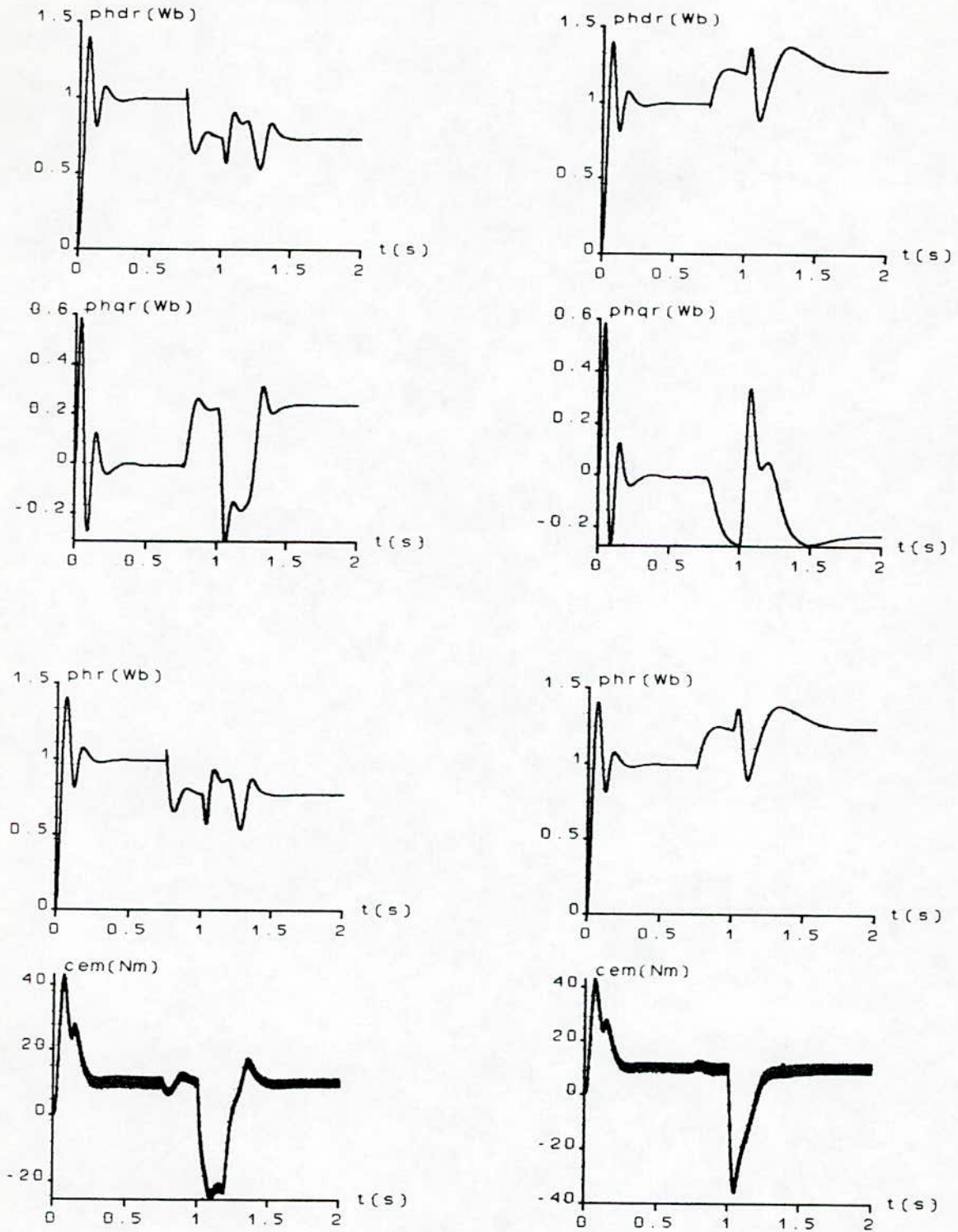




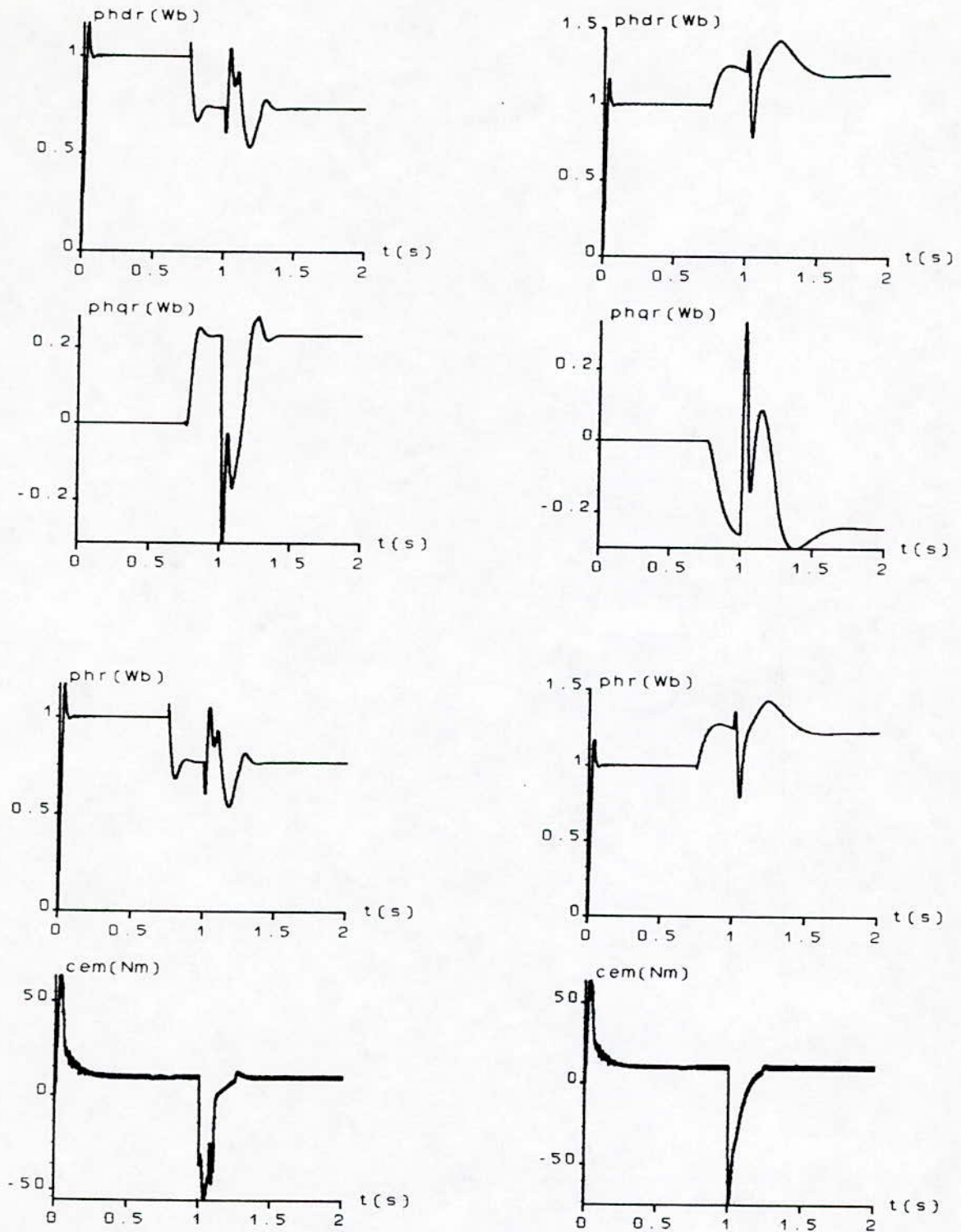
a)

b)

Figure(III.4.1)- Effet de la variation de  $T_r$  sur le découplage,  
 a- diminution de  $T_r$  de 50%,  
 b- augmentation de  $T_r$  de 50%.



a) b)  
 Figure(III.4.2)- Effet de la variation de  $T_r$  sur la méthode indirecte,  
 a- diminution de  $T_r$  de 50%,  
 b- augmentation de  $T_r$  de 50%.

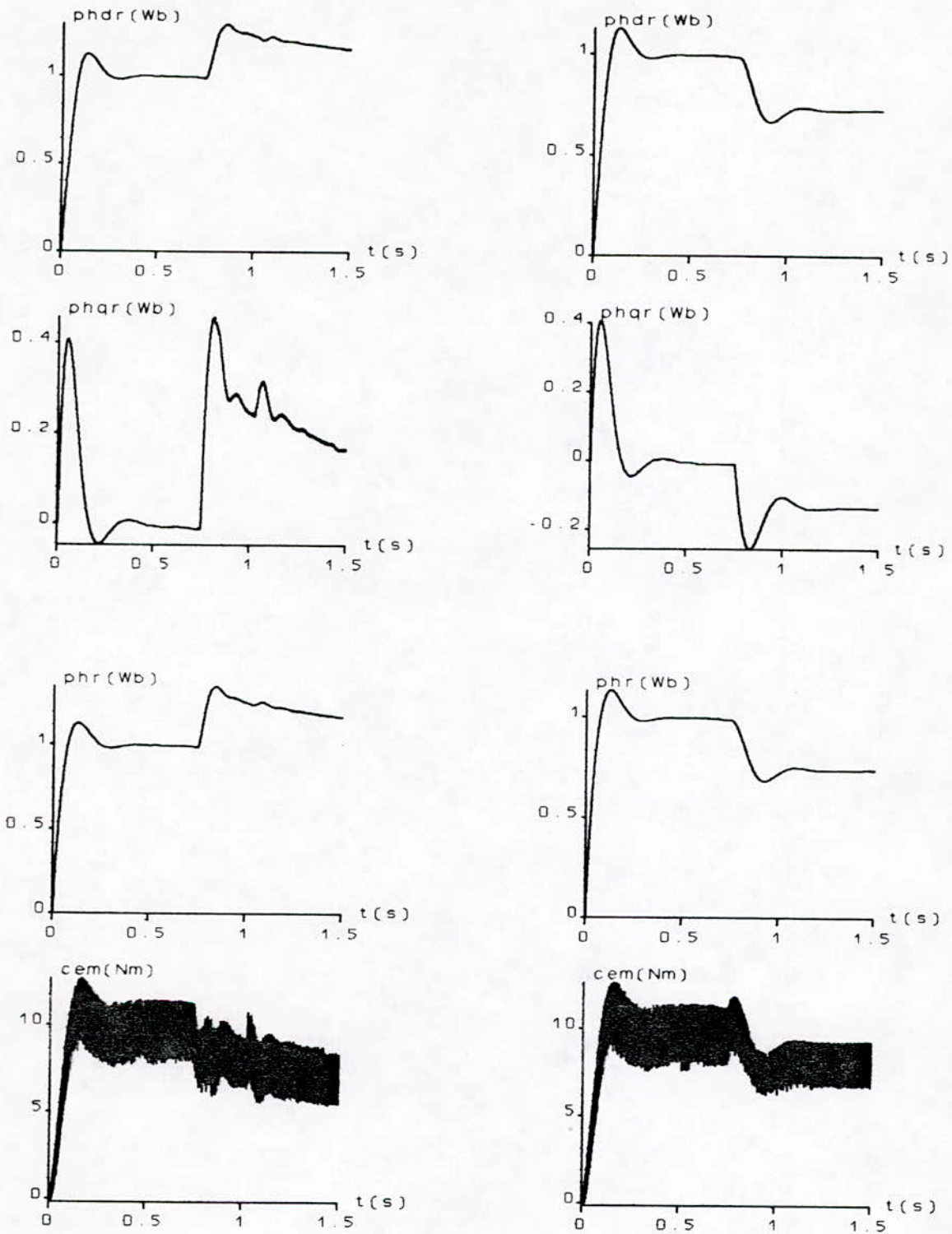


a)

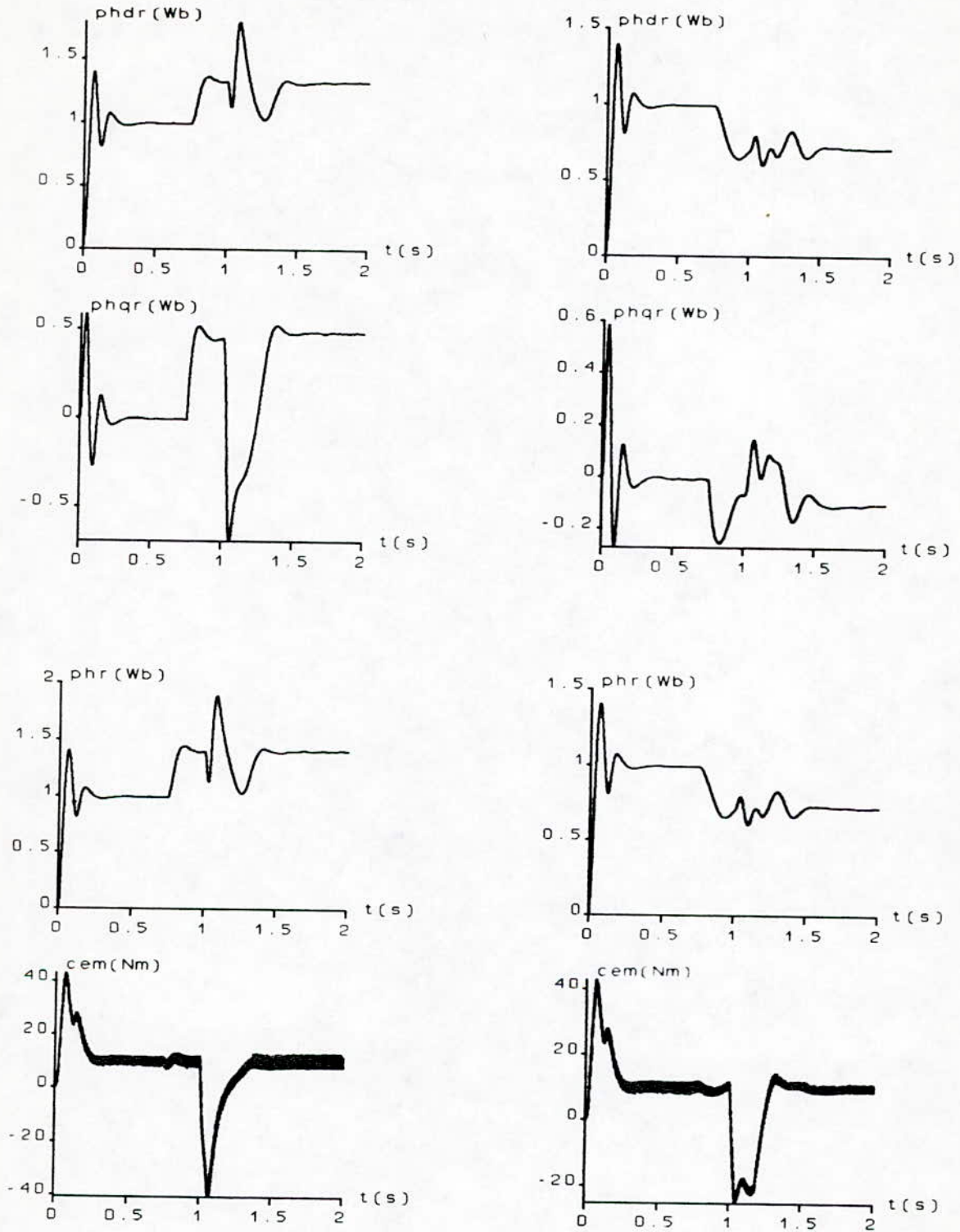
b)

Figure(III.4.3)- Effet de la variation de  $T_r$  sur la méthode directe,  
 a- diminution de  $T_r$  de 50%,  
 b- augmentation de  $T_r$  de 50%.

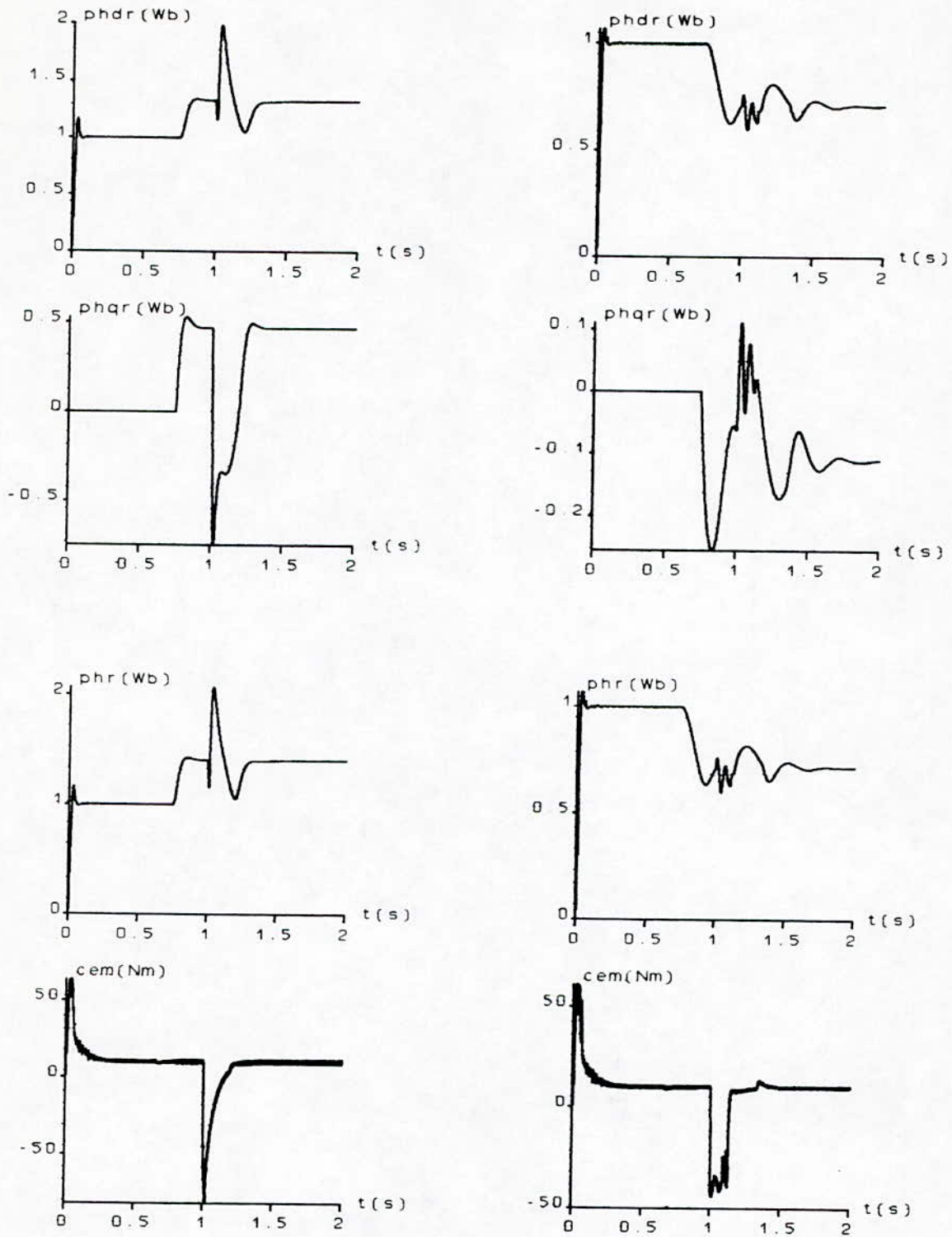




a) b)  
 Figure(III.5.1)- Effet de la variation de  $T_r$  sur le découplage,  
 a- diminution de  $T_r$  de 50%,  
 b- augmentation de  $T_r$  de 50%.



a) b)  
 Figure(III.5.2)- Effet de la variation de  $T_r$  sur la méthode indirecte,  
 a- diminution de  $T_r$  de 50%,  
 b- augmentation de  $T_r$  de 50%.



a) b)

Figure(III.5.3)- Effet de la variation de  $T_r$  sur la méthode directe,  
 a- diminution de  $T_r$  de 50%,  
 b- augmentation de  $T_r$  de 50%.



### III.5- Identification de la constante de temps rotorique:

Si la méthode de commande vectorielle qui est basée sur le découplage entre les composantes du couple et du flux a eu actuellement beaucoup de succès, la qualité de ce découplage dépend de la précision sur les paramètres de la machine, spécialement la constante de temps rotorique  $T_r$ . Par conséquent, une adaptation est nécessaire dans le but de suivre toutes les variations des paramètres de la machine dans sa plage de fonctionnement.

Il est bien évident que l'effet pelliculaire et l'échauffement des conducteurs ont une forte influence sur la variation de la résistance rotorique et par suite sur la constante de temps rotorique. Ces effets nuisibles au fonctionnement en mode découplé occupent une bonne place dans la littérature.

Plusieurs méthodes d'identification de  $T_r$  sont proposées, on peut les classer dans deux grandes catégories [11]:

- 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, la méthode des moindres carrées, le filtre de **Kalman**, etc...

#### III.5.1- Méthode d'identification basée sur le calcul de la puissance réactive:

Cette méthode d'adaptation a été développée par **L.J.Garces** [12]. 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 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**.

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

$$Q_r = V_{ds} I_{qs} - V_{qs} I_{ds} \quad (III.7)$$

Dans un système d'axe **d q**, les expressions des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont données par:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} \end{cases}$$

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

$$\begin{aligned} Q_r = & \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} I_{qs} - \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} I_{ds} - \sigma L_s \omega_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} I_{ds} \\ & + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} I_{qs} + \Phi_{dr} I_{ds}) \end{aligned} \quad (III.8)$$

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

$$F = (V_{ds} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt}) \cdot I_{qs} - (V_{qs} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt}) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) \quad (III.9)$$

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

$$F = \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \cdot I_{qs} - \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \cdot I_{ds} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega_s \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{qs} + \Phi_{dr} \cdot I_{ds}) \quad (III.10)$$

Une autre expression de  $F$  en fonction des tensions et courants statoriques dans le repère a,b,c est donnée par (III.11).

$$F = \sqrt{3} \cdot (V_{as} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{as}}{dt}) \cdot I_{bs} - \sqrt{3} \cdot (V_{bs} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{bs}}{dt}) \cdot I_{as} \quad (III.11)$$

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

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

En régime permanent, la fonction  $F_0$  devient:

$$F_0 = - \frac{M}{L_r} \cdot \omega_s \cdot \Phi_{dr} \cdot I_{ds} \quad (III.12)$$

La différence  $\Delta F = F - F_0$ , peut être utilisée pour la correction de la constante du temps rotorique  $Tr$ . En régime permanent et à flux constant  $\Delta F$  peut être exprimée par :

$$\Delta F = \omega_s \cdot \omega_{gl} \cdot \frac{\Phi_{dr}^2}{L_r} \cdot \Delta Tr \cdot \frac{Tr^* + Tr}{1 + (\omega_{gl} \cdot Tr)^2}$$

La fig(III-6) montre le schéma d'adaptation de  $Tr$ .

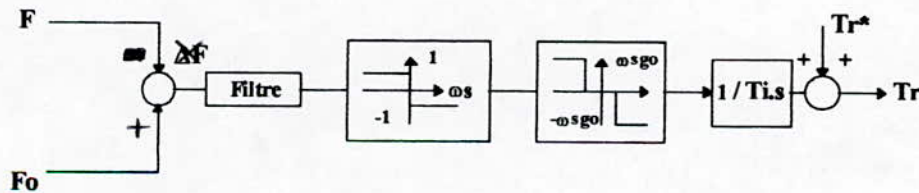


Figure (III-6):Schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique.



**III.5.2- Simulation numérique:**

La simulation de l'algorithme d'adaptation de  $T_r$  est effectuée pour les deux méthodes de commande vectorielle comme suit :

A l'instant  $t_0 = 0.75s$  on introduit un désaccord brusque de 50% (respectivement une diminution et une augmentation ) entre  $T_r$  de la machine et  $T_r^*$  utilisée dans le processus de commande (le bloc de découplage pour la méthode indirecte et l'estimateur de flux pour la méthode directe), puis à l'instant  $t_1 = 1.5s$  on introduit l'algorithme d'adaptation dans le processus de commande.

**• Interprétations et commentaires :**

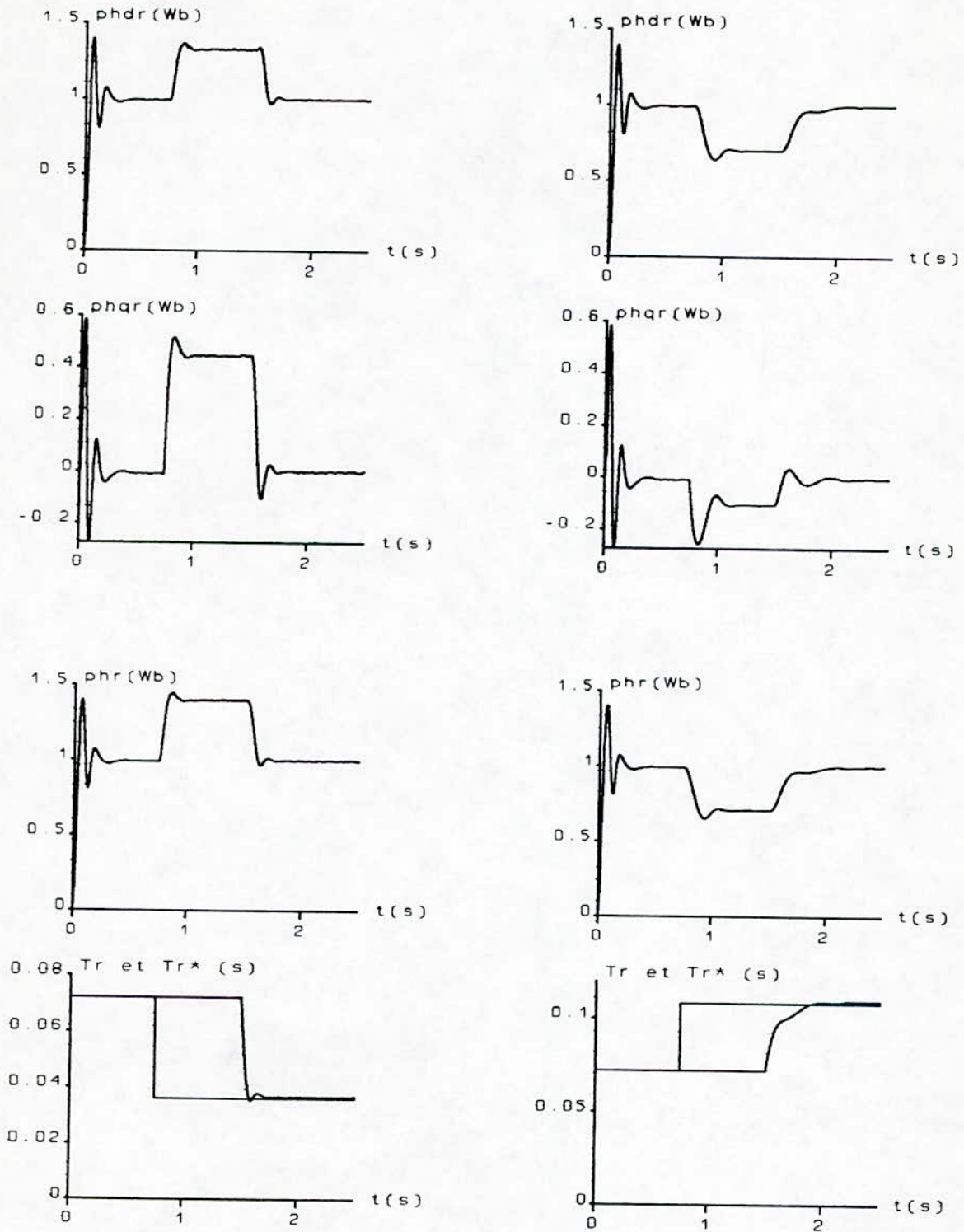
A l'instant  $t_0 = 0.75s$  le désaccord entre les paramètres réels et ceux utilisés dans la commande provoque la perte du découplage entre flux rotorique et couple électromagnétique. A l'instant  $t_1 = 1.5s$  l'introduction de l'algorithme d'adaptation de  $T_r$  dans la boucle de commande ramène les différentes grandeurs à leurs valeurs de références, le découplage entre flux et couple est recouvré.

**III.6- Conclusion :**

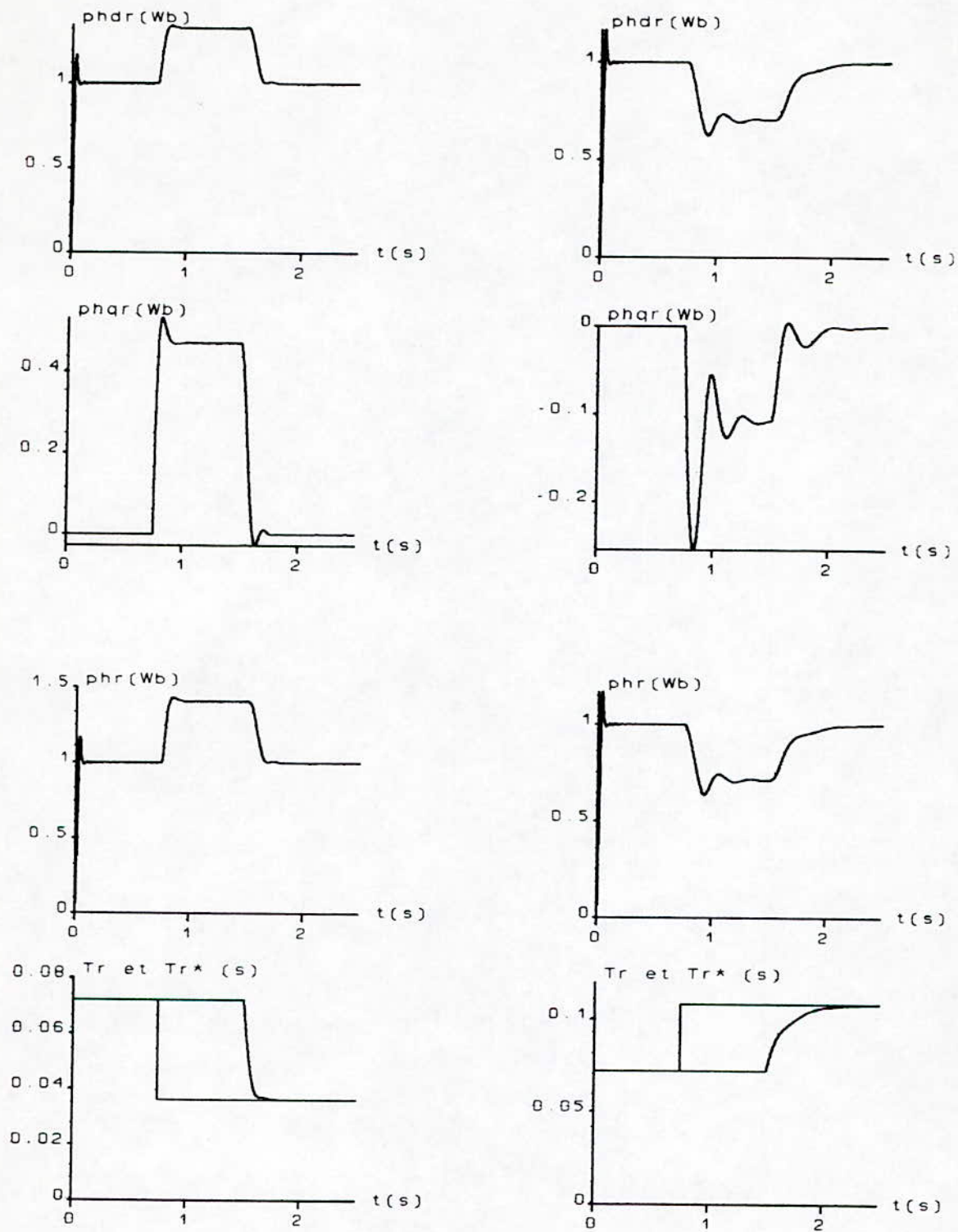
Ce chapitre nous a permis de voir la sensibilité des deux méthodes de la commande vectorielle vis à vis de la variation des paramètres de la machine, nous constatons que les deux méthodes sont assez sensible aux variations des paramètres, car pour la méthode indirecte le bloc de découplage nécessite une connaissance juste et précise de la constante de temps rotorique  $T_r$ , il en est de même pour le bloc estimateur de flux et de couple pour la méthode directe.

La méthode d'adaptation de  $T_r$  proposée donne de bons résultats, elle nous permet d'atteindre de hautes performances dynamiques. La constante de temps rotorique utilisée dans la commande s'ajuste assez rapidement sur la constante de temps réelle.





a) b)  
 Figure(III.7.1)- Adaptation de  $Tr$  (méthode indirecte),  
 a- diminution de  $Tr$  de 50%,  
 b- augmentation de  $Tr$  de 50%.



a) b)  
 Figure(III.7.2)- Adaptation de  $Tr$  (méthode directe),  
 a- diminution de  $Tr$  de 50%,  
 b- augmentation de  $Tr$  de 50%.

## **CHAPITRE IV**

# **COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE A INDUCTION EN REGIME SATURE**



#### IV.1- Introduction :

La saturation magnétique des machines électriques a pris une importance considérable pour améliorer la modélisation et beaucoup de chercheurs s'y sont intéressés. De nombreux travaux sont consacrés à l'étude de la saturation des machines électriques au cours de leurs fonctionnements.

Une première méthode consiste à exprimer directement dans le modèle d'état linéaire pour les flux, les inductances propres et mutuelles sous la forme d'un développement de fonctions du courant magnétisant.

Une deuxième méthode permet d'explicitier le modèle physique de la saturation au niveau de la machine, elle consiste à décomposer le flux total au stator et au rotor en un terme dû aux flux de fuites indépendants de la saturation et d'un terme magnétisant lié à la saturation.

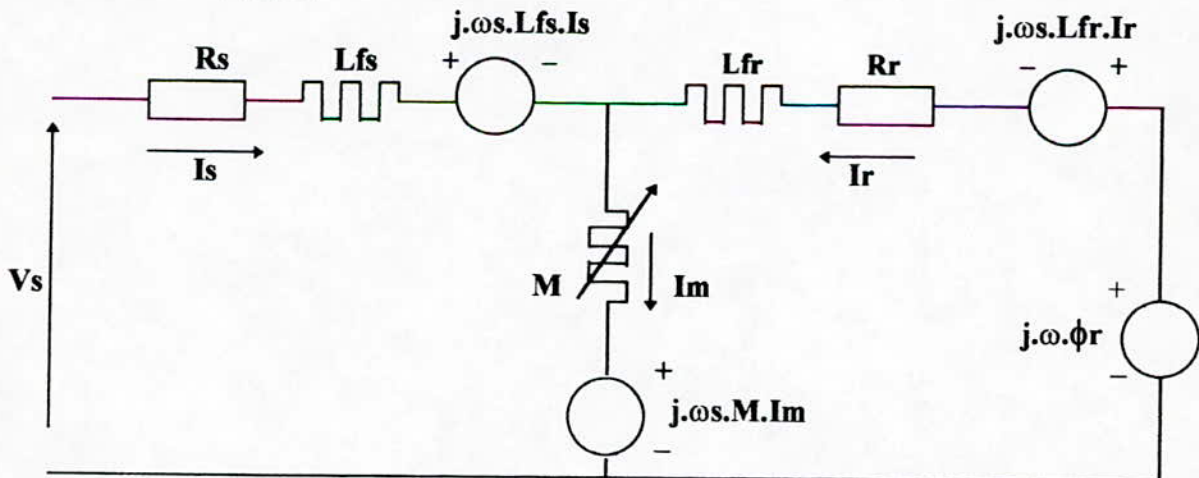
Cette idée n'a été mise en pratique dans l'analyse matricielle des machines électriques que très récemment (P.Vas 1981). Il s'agit d'introduire l'inter-saturation dans les équations de la machine à induction.

Dans le cas où les courants sont pris comme variables d'état il apparaît, en régime saturé, des termes d'inductances de couplage, par contre si les flux sont pris comme variables d'état, il nous est difficile de donner une interprétation physique du phénomène car le problème de l'inductance de couplage entre les deux axes en quadrature ne se pose pas.

#### IV.2-Modèle saturé des machines à induction :

Les courants ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $I_{dr}$ ,  $I_{qr}$ ) et la vitesse  $\Omega$  sont pris comme variables d'état du système. La saturation magnétique est introduite dans le modèle par l'intermédiaire de l'inductance magnétisante statique  $M$  et dynamique  $Mdy$  [5].

La figure(IV.1) représente le schéma équivalent de la machine à induction en régime saturé ramené au stator.



Fig(IV.1)- Schéma équivalent de la machine à induction en régime saturé ramené au stator.

Les équations au stator et au rotor utilisant le vecteur spatial lié à un référentiel tournant à la vitesse  $\omega_s$  sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Les flux au stator et au rotor peuvent être exprimés comme la somme du flux mutuel et d'un flux de fuite :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_{fs} I_{ds} + \Phi_{dm} \\ \Phi_{qs} = L_{fs} I_{qs} + \Phi_{qm} \end{cases} ; \begin{cases} \Phi_{dr} = L_{fr} I_{dr} + \Phi_{dm} \\ \Phi_{qr} = L_{fr} I_{qr} + \Phi_{qm} \end{cases} \quad (IV.2)$$

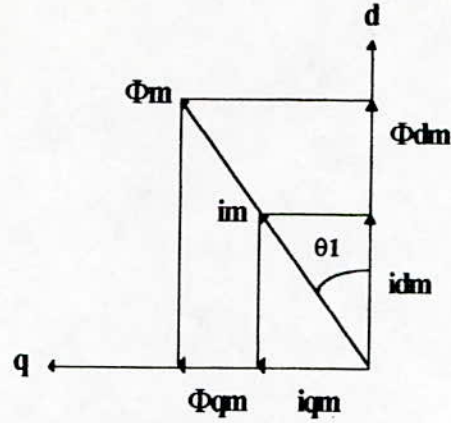
d'où :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_{fs} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_{fs} \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = L_{fr} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = L_{fr} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Les tensions statoriques et rotoriques deviennent donc :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{fs} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} - \omega_s \cdot (L_{fs} I_{qs} + M \cdot I_{qm}) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{fs} \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} + \omega_s \cdot (L_{fs} I_{ds} + M \cdot I_{dm}) \\ 0 = R_r I_{dr} + L_{fr} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} - \omega_{gl} \cdot (L_{fr} I_{qr} + M \cdot I_{qm}) \\ 0 = R_r I_{qr} + L_{fr} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} + \omega_{gl} \cdot (L_{fr} I_{dr} + M \cdot I_{dm}) \end{cases} \quad (IV.4)$$

La figure(IV.2) donne la représentation spatiale du vecteurs flux magnétisant et courant magnétisant.



Fig(IV.2)- Représentation du flux et du courant magnétisant.

A partir de la figure(IV.2) on déduit les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dm} = \Phi_{ds} + \Phi_{dr} \\ \Phi_{qm} = \Phi_{qs} + \Phi_{qr} \\ \Phi_{dm} = \Phi_m \cdot \cos \theta_1 \\ \Phi_{qm} = \Phi_m \cdot \sin \theta_1 \\ \Phi_m = \sqrt{\Phi_{dm}^2 + \Phi_{qm}^2} \end{array} \right. \quad (IV.5.a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dm} = I_{ds} + I_{dr} \\ I_{qm} = I_{qs} + I_{qr} \\ I_{dm} = I_m \cdot \cos \theta_1 \\ I_{qm} = I_m \cdot \sin \theta_1 \\ I_m = \sqrt{I_{dm}^2 + I_{qm}^2} \end{array} \right. \quad (IV.5.b)$$

On définit les deux inductances mutuelles suivantes :

$$M = \frac{\Phi_m}{I_m} = \frac{\Phi_{dm}}{I_{dm}} = \frac{\Phi_{qm}}{I_{qm}} \quad (\text{inductance mutuelle statique}) \quad (IV.6)$$

$$Mdy = \frac{d\Phi_m}{dI_m} \quad (\text{inductance mutuelle dynamique})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = (L0 + L2c) \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + (L0 + L2c) \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = L2s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + (L0 - L2c) \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + (L0 - L2c) \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (IV.7)$$



avec :

$$\begin{cases} L0 = \frac{Mdy + M}{2} \\ L2 = \frac{Mdy - M}{2} \\ L2c = L2 \cdot \cos(2 \cdot \theta 1) \\ L2s = L2 \cdot \sin(2 \cdot \theta 1) \end{cases} \quad (IV.8)$$

On remplace  $I_{dm}$ ,  $I_{qm}$ ,  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$  et  $\frac{d\Phi_{qm}}{dt}$  par leurs expressions données en (IV.5.b) et (IV.7) dans le système (IV.4) :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + (Lfs + L0 + L2c) \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s \cdot Ls \cdot I_{qs} + (L0 + L2c) \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} \\ \quad - \omega_s \cdot M \cdot I_{qr} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + (Lfs + L0 - L2c) \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + \omega_s \cdot Ls \cdot I_{ds} + (L0 - L2c) \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} \\ \quad + \omega_s \cdot M \cdot I_{dr} \\ 0 = Rr \cdot I_{dr} + (Lfr + L0 + L2c) \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot Lr \cdot I_{qr} + (L0 + L2c) \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} \\ \quad - (\omega_s - \omega) \cdot M \cdot I_{qs} \\ 0 = Rr \cdot I_{qr} + (Lfr + L0 - L2c) \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot Lr \cdot I_{dr} + (L0 - L2c) \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \quad + (\omega_s - \omega) \cdot M \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Le système (IV.9) peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + Lds \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + Md \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} - \omega_s \cdot Ls \cdot I_{qs} - \omega_s \cdot M \cdot I_{qr} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + Lqs \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + Mq \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + \omega_s \cdot Ls \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot M \cdot I_{dr} \\ 0 = Rr \cdot I_{dr} + Ldr \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + Md \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot M \cdot I_{qs} \\ \quad - (\omega_s - \omega) \cdot Lr \cdot I_{qr} \\ 0 = Rr \cdot I_{qr} + Lqr \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + Mq \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + Mdq \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot M \cdot I_{ds} \\ \quad + (\omega_s - \omega) \cdot Lr \cdot I_{dr} \end{cases} \quad (IV.10)$$

avec :

- $Lds = Lfs + L_0 + L_{2c}$  : inductance cyclique totale du stator suivant l'axe d;
- $Lqs = Lfs + L_0 - L_{2c}$  : inductance cyclique totale du stator suivant l'axe q;
- $Ldr = Lfr + L_0 + L_{2c}$  : inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe d;
- $Lqr = Lfr + L_0 - L_{2c}$  : inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe q;
- $Md = L_0 + L_{2c}$  : inductance mutuelle cyclique suivant l'axe d;
- $Mq = L_0 - L_{2c}$  : inductance mutuelle cyclique suivant l'axe q;
- $Mdq = L_{2s}$  : inductance mutuelle d'intersaturation (cross-saturation).

#### IV.2.1- Recherche du modèle d'état explicite :

Le système (IV.10) peut se mettre sous la forme suivante :

$$[V] = [R].[I] + [L].\frac{d[I]}{dt} \quad (IV.11)$$

avec :

$$[V] = (V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0)^t ; [I] = (I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr})^t$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot L_s & 0 & -\omega_s \cdot M \\ \omega_s \cdot L_s & R_s & \omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & -M \cdot (\omega_s - \omega) & R_r & -L_r \cdot (\omega_s - \omega) \\ M \cdot (\omega_s - \omega) & 0 & L_r \cdot (\omega_s - \omega) & R_r \end{bmatrix} ;$$

$$[L] = \begin{bmatrix} Lds & L2s & L0 + L2c & L2s \\ L2s & Lqs & L2s & L0 - L2c \\ L0 + L2c & L2s & Ldr & L2s \\ L2s & L0 - L2c & L2s & Lqr \end{bmatrix}$$

On en déduit le système d'état suivant :

$$[\dot{I}] = -[L]^{-1} \cdot [R].[I] + [L]^{-1} \cdot [V]$$

$$\Leftrightarrow \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a11 & a12 & a13 & a14 \\ a21 & a22 & a23 & a24 \\ a31 & a32 & a33 & a34 \\ a41 & a42 & a43 & a44 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b11 & b12 & b13 & b14 \\ b21 & b22 & b23 & b24 \\ b31 & b32 & b33 & b34 \\ b41 & b42 & b43 & b44 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

avec :

- $C1 = (L0 + L2c) \cdot Lqs - L2s^2$
- $C2 = Lds - (L0 + L2c)$
- $C3 = (L0 + L2c) \cdot Lds - L2s^2$
- $C4 = Lqs - (L0 - L2c)$

$$\sigma l = 1 - \frac{L2s}{Lds \cdot Lqs}$$

$$kd = L2s^2 \cdot (2 \cdot (L0 + L2c) - Lds) - Lqs \cdot (L0 + L2c)^2$$

$$kq = L2s^2 \cdot (2 \cdot (L0 - L2c) - Lqs) - Lds \cdot (L0 - L2c)^2$$

$$k = \sigma l - \frac{L0 + L2c}{Lds} - \frac{L0 - L2c}{Lqs} + \frac{L0^2 - L2c^2}{Lds \cdot Lqs}$$

$$D = (Ldr \cdot Lds \cdot Lqs \cdot \sigma l + kd) \cdot (Lds \cdot Lqs \cdot Lqr \cdot \sigma l + kq) - (L2s \cdot Lds \cdot Lqs \cdot k + L2s^3)^2$$

$$b44 = \frac{\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs}{D} \cdot (Ldr \cdot Lds \cdot Lqs \cdot \sigma l + kd)$$

$$b33 = \frac{\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs}{D} \cdot (Lqr \cdot Lds \cdot Lqs \cdot \sigma l + kq)$$

$$b34 = \frac{-\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs}{D} \cdot (L2s \cdot Lds \cdot Lqs \cdot k + L2s^3)$$

$$b13 = \frac{-1}{\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs} \cdot (b33 \cdot C1 + b34 \cdot L2s \cdot C4)$$

$$b14 = \frac{-1}{\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs} \cdot (b34 \cdot C1 + b44 \cdot L2s \cdot C4)$$

$$b23 = \frac{-1}{\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs} \cdot (b33 \cdot L2s \cdot C2 + b34 \cdot C3)$$

$$b24 = \frac{-1}{\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs} \cdot (b34 \cdot L2s \cdot C2 + b44 \cdot C3)$$

$$b11 = \frac{1}{\sigma l \cdot Lds} + \frac{1}{(\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs)^2} \cdot [C1 \cdot (b33 \cdot C1 + L2s \cdot b34 \cdot C4) + L2s \cdot C4 \cdot (C1 \cdot b34 + L2s \cdot C4 \cdot b44)]$$

$$b22 = \frac{1}{\sigma l \cdot Lqs} + \frac{1}{(\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs)^2} \cdot [L2s \cdot C2 \cdot (b33 \cdot C2 \cdot L2s + b34 \cdot C3) + C3 \cdot (C2 \cdot L2s \cdot b34 + C3 \cdot b44)]$$

$$b12 = \frac{-L2s}{\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs} + \frac{1}{(\sigma l \cdot Lds \cdot Lqs)^2} \cdot [L2s \cdot C2 \cdot (b33 \cdot C1 + L2s \cdot b34 \cdot C4) + C3 \cdot (C1 \cdot b34 + L2s \cdot C4 \cdot b44)]$$

$$a11 = -b11 \cdot Rs - b12 \cdot \omega s \cdot Ls - b14 \cdot (\omega s - \omega) \cdot M$$

$$a12 = b11 \cdot \omega s \cdot Ls - Rs \cdot b12 + b13 \cdot M \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a13 = -b12 \cdot \omega s \cdot M - Rr \cdot b13 - Lr \cdot b14 \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a14 = b11 \cdot M \cdot \omega s + b13 \cdot Lr \cdot (\omega s - \omega) - b14 \cdot Rr$$

$$a21 = -b21 \cdot Rs - b22 \cdot \omega s \cdot Ls - b24 \cdot (\omega s - \omega) \cdot M$$

$$a22 = b21 \cdot \omega s \cdot Ls - Rs \cdot b22 + b23 \cdot M \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a23 = -b22 \cdot \omega s \cdot M - Rr \cdot b23 - Lr \cdot b24 \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a24 = b21 \cdot M \cdot \omega s + b23 \cdot Lr \cdot (\omega s - \omega) - b24 \cdot Rr$$

$$a31 = -b31 \cdot Rs - b32 \cdot \omega s \cdot Ls - b34 \cdot (\omega s - \omega) \cdot M$$

$$a32 = b31 \cdot \omega s \cdot Ls - Rs \cdot b32 + b33 \cdot M \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a33 = -b32 \cdot \omega s \cdot M - Rr \cdot b33 - Lr \cdot b34 \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a34 = b31 \cdot M \cdot \omega s + b33 \cdot Lr \cdot (\omega s - \omega) - b34 \cdot Rr$$

$$a41 = -b41 \cdot Rs - b42 \cdot \omega s \cdot Ls - b44 \cdot (\omega s - \omega) \cdot M$$

$$a42 = b41 \cdot \omega s \cdot Ls - Rs \cdot b42 + b43 \cdot M \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a43 = -b42 \cdot \omega s \cdot M - Rr \cdot b43 - Lr \cdot b44 \cdot (\omega s - \omega)$$

$$a44 = b41 \cdot M \cdot \omega s + b43 \cdot Lr \cdot (\omega s - \omega) - b44 \cdot Rr$$



Il faut ajouter à cela l'équation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (IV.13)$$

avec :

$$C_{em} = p \cdot M \cdot (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \quad (IV.14)$$

#### IV.3- Modélisation des mutuelles inductances variables :

Il existe plusieurs approches pour la modélisation de la non-linéarité due à la saturation magnétique. On peut exprimer la caractéristique  $\Phi_m(I_m)$  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 l'approximation par une série de fonctions exponentielles.

##### IV.3.1- Approximation de la caractéristique de magnétisation par une série de fonctions exponentielles :

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:

$$\Phi_m = k_0 \cdot I_m + \sum_{j=1}^3 k_j \cdot [1 - \exp(-n_j \cdot I_m)] \quad (IV.15)$$

La modélisation de cette caractéristique sera donc réduite à la détermination des coefficients  $k_i$ ,  $n_i$ . La connaissance de la caractéristique  $\Phi_m(I_m)$  relevée expérimentalement permet de déterminer ces coefficients. La méthode consiste à minimiser une fonction objective du type:

$$f = \sum_{k=1}^{np} \frac{\Phi_m^*(I_m^*(k)) - \Phi_m(I_m(k))}{\Phi_m^*(I_m^*(k))} \quad (IV.16)$$

où :  $np$  : nombre de points observés

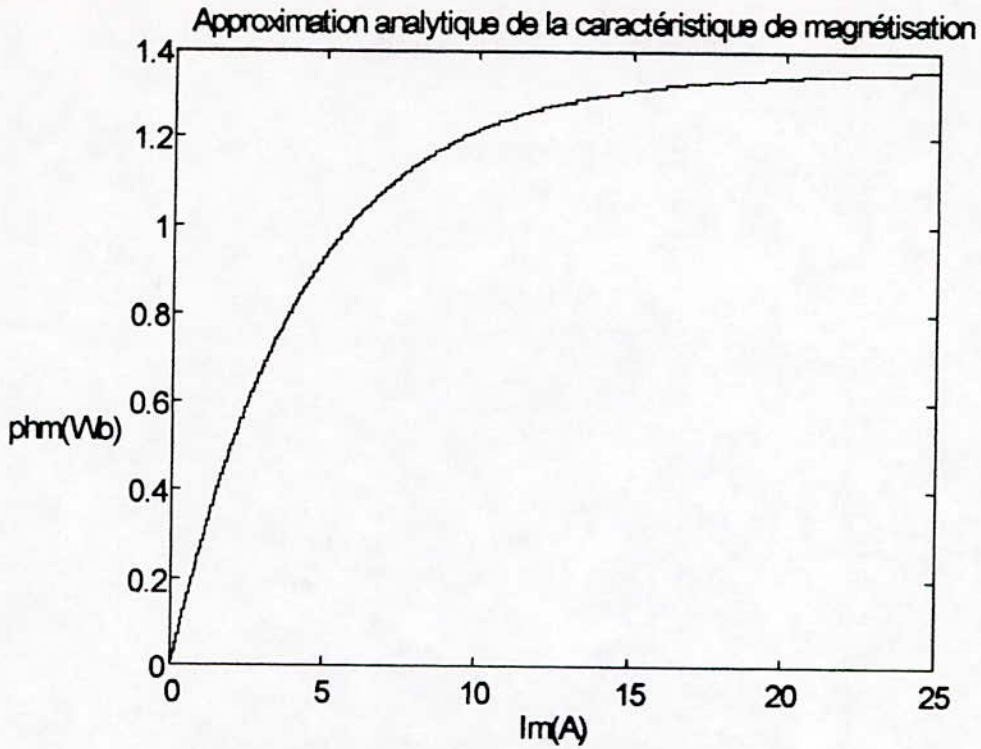
$\Phi_m^*(I_m^*(k))$  : valeur de la  $k^{\text{ième}}$  observation de  $\Phi_m(I_m)$

$\Phi_m(I_m(k))$  : valeur du  $k^{\text{ième}}$  point de  $\Phi_m(I_m)$  calculée par l'expression (IV.16)

L'identification des coefficients  $k_i$ ,  $n_i$  de la relation (IV.15) est effectuée en utilisant la méthode dite **Quasi-Newton**. Le résultat d'identification est donné par [13]

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

Les figures (IV.3), (IV.4) donnent respectivement la courbe de magnétisation, la variation de l'inductance mutuelle  $M$ , l'inductance rotorique  $L_r$  et la constante de temps rotorique  $T_r$  en fonction du courant magnétisant  $I_m$ .



Fig(IV.3)- Caractéristique de magnétisation.

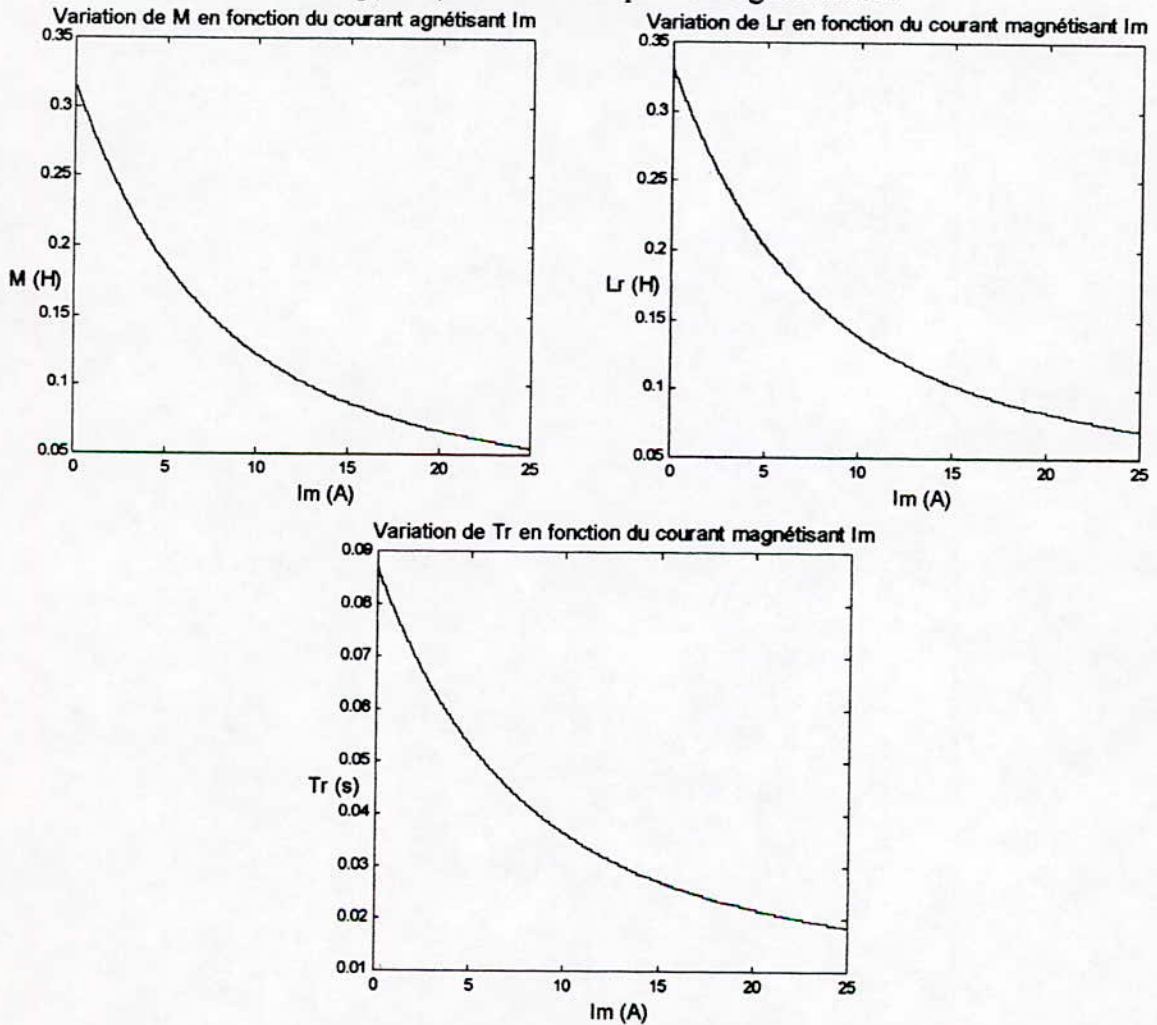


Fig (IV.4)- Variations des paramètres en régime saturé.



### IV-3-2- Simulation numérique :

Pour valider le modèle utilisé nous l'avons d'abord simulé alimenté directement du réseau, en égalisant les inductances magnétisantes statique et dynamique, pour retrouver le modèle linéaire de la machine, et nous l'avons comparé à ce dernier (figure(IV.5)).

La figure(IV.6) montre la simulation de la machine en régime saturé alimentée directement du réseau.

La figure(IV.7) montre la simulation de la machine en régime saturé alimentée par le convertisseur statique.

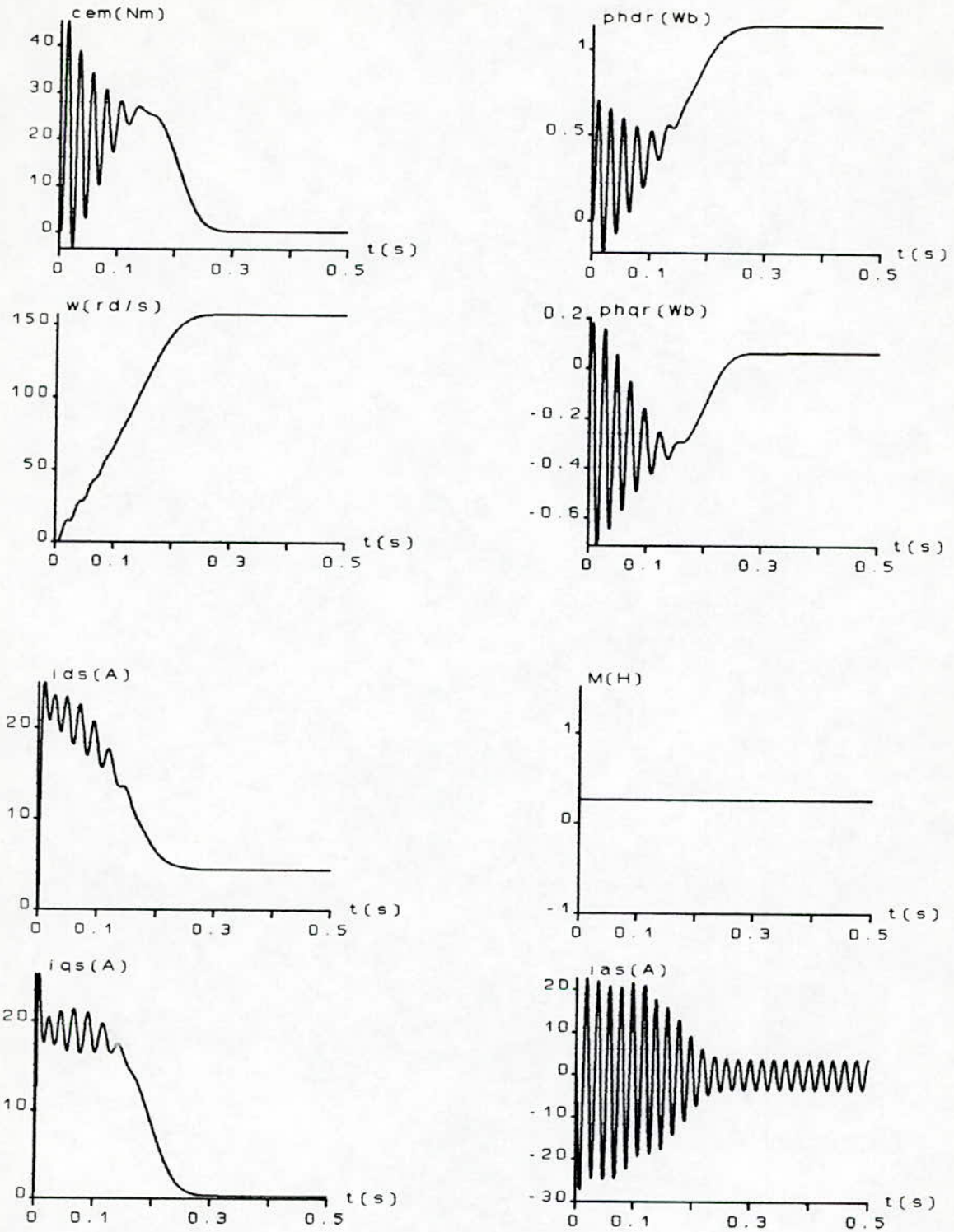
La figure(IV.8) montre la simulation de la machine alimentée par un système de courants triphasés sinusoïdaux.

#### • Interprétations et commentaires :

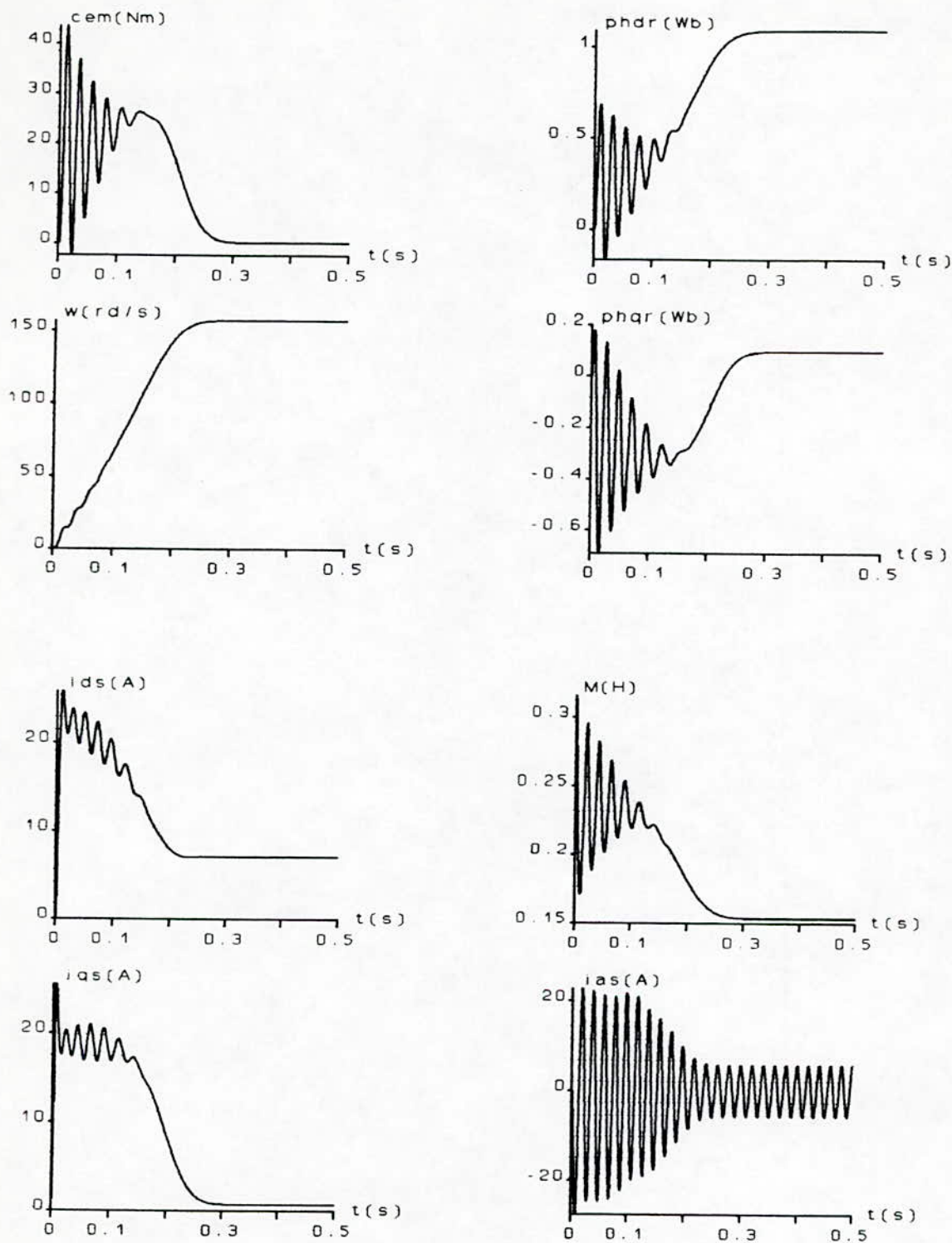
On remarque qu'en égalisant les inductances mutuelles statique et dynamique on retrouve effectivement le modèle linéaire de la machine asynchrone (figure(IV.5)). La figure(IV.6) montre le modèle saturé de la machine, où on remarque une augmentation du courant de phase, ( $I_{sa\ max} = 3.6A$  pour le modèle linéaire,  $I_{sa\ max} = 4.7A$  pour le modèle saturé ), cela s'explique par le fait que pour un même niveau de flux à inductance mutuelle statique moindre il faut un courant plus grand. Comme on le voit l'inductance mutuelle statique  $M$  varie lors du fonctionnement, elle se stabilise en régime permanent à la valeur de 0.15H environ. En générale les grandeurs de la machine ont les mêmes allures pour les deux modèles.

La figure(IV.7) montre le modèle saturé de la machine alimentée par l'onduleur delta, ici aussi on retrouve les mêmes allures de couple, de flux et de la vitesse, on peut noter que l'effet de la saturation peut être négligé (machine fonctionnant au niveau du coude de saturation,  $I_{sa\ max} = 5A$  ).

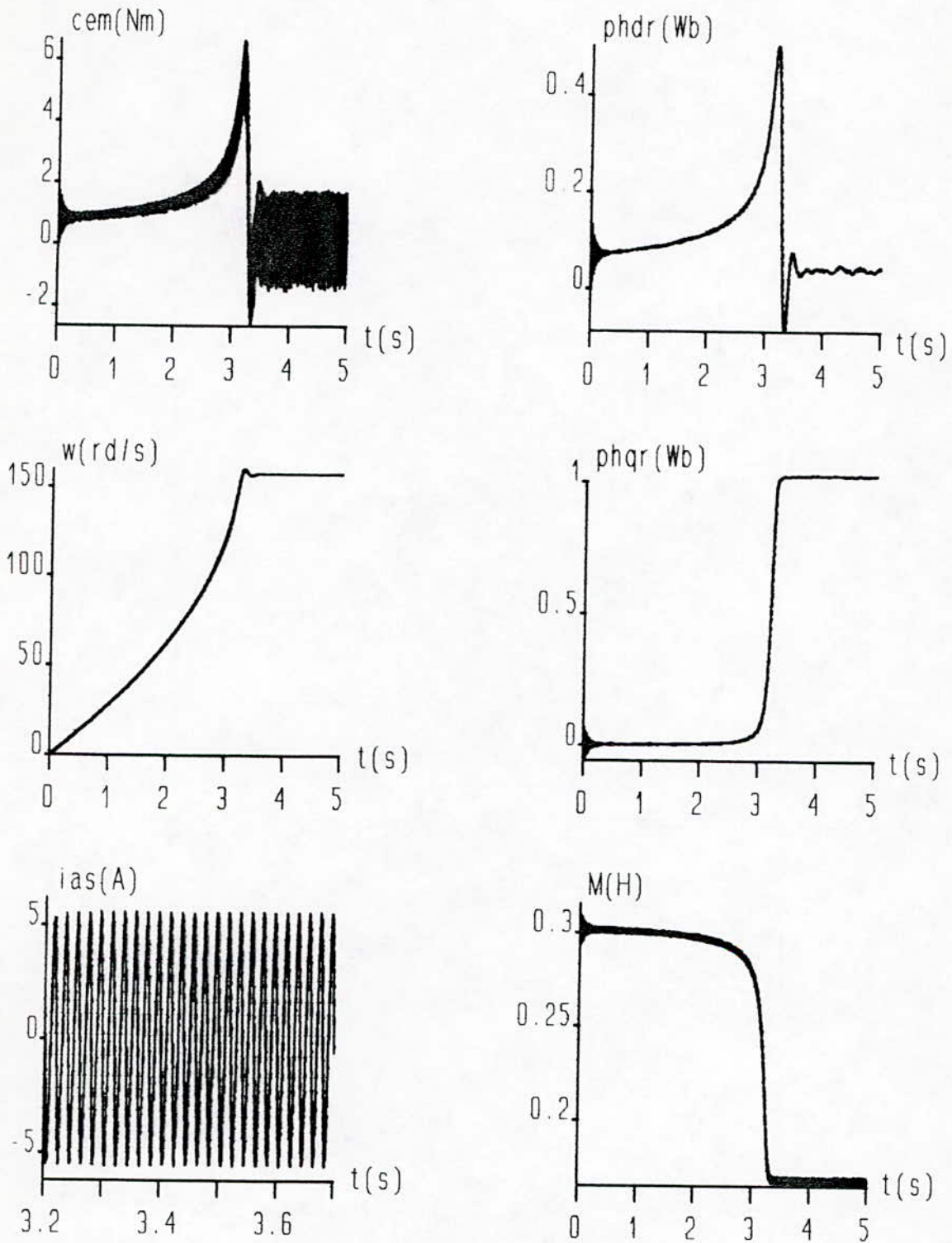




Figure(IV.5)- Modèle linéaire ( $M_{dy}=M$ ).

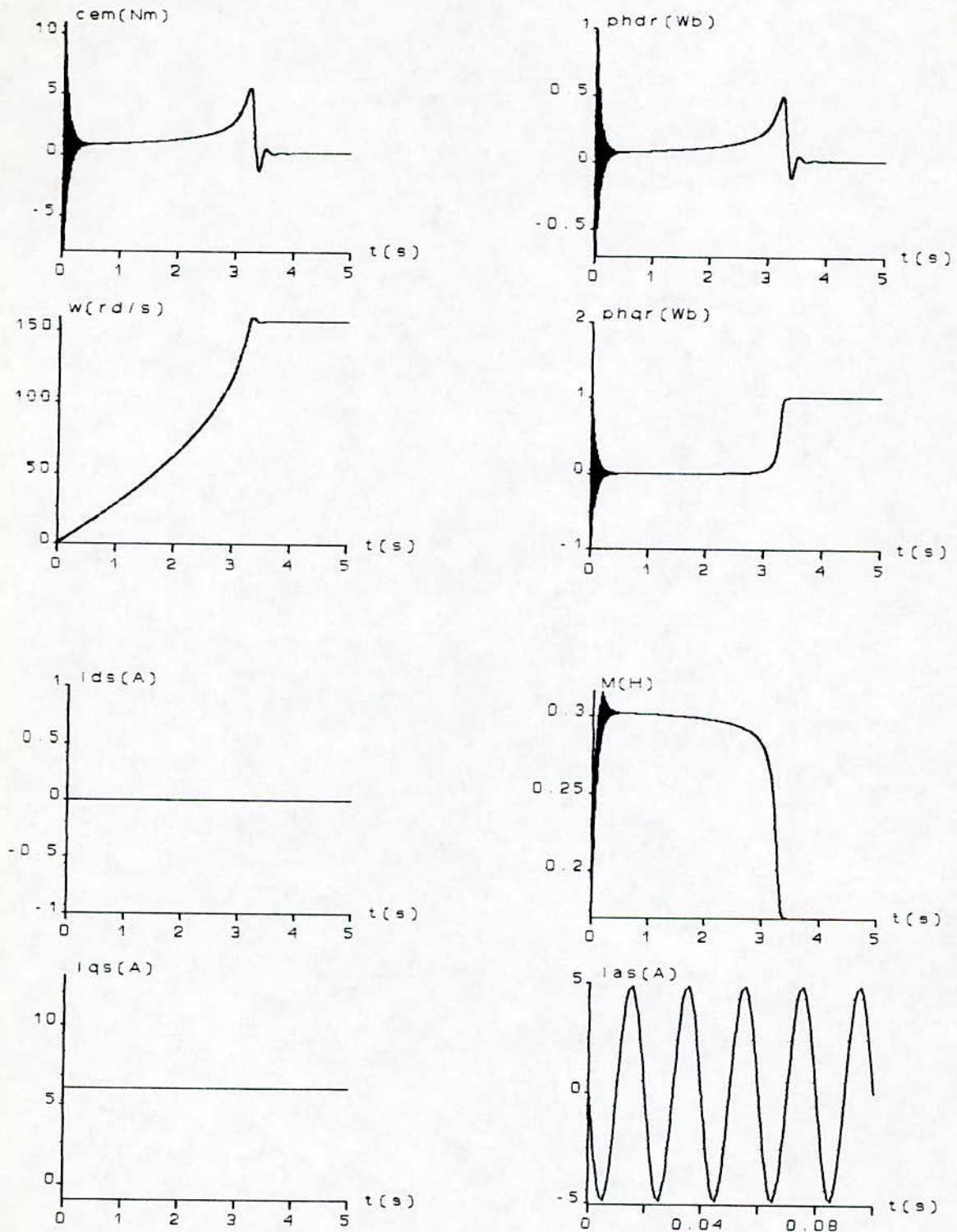


Figure(IV.6)- Machine saturée alimentée directement par le réseau.



Figure(IV.7)- Machine saturée alimentée par le convertisseur statique.





Figure(IV.8)- Machine commandé en courant.

#### IV.4- Application de la commande vectorielle sur le modèle saturé:

La saturation magnétique se caractérise par la non linéarité de la courbe de magnétisation, or la commande mise en place précédemment considère que l'état magnétique de la machine est linéaire, de ce fait il y a un désaccord entre le processus et sa commande qui se traduit par la perte du découplage entre le flux et le couple [20].

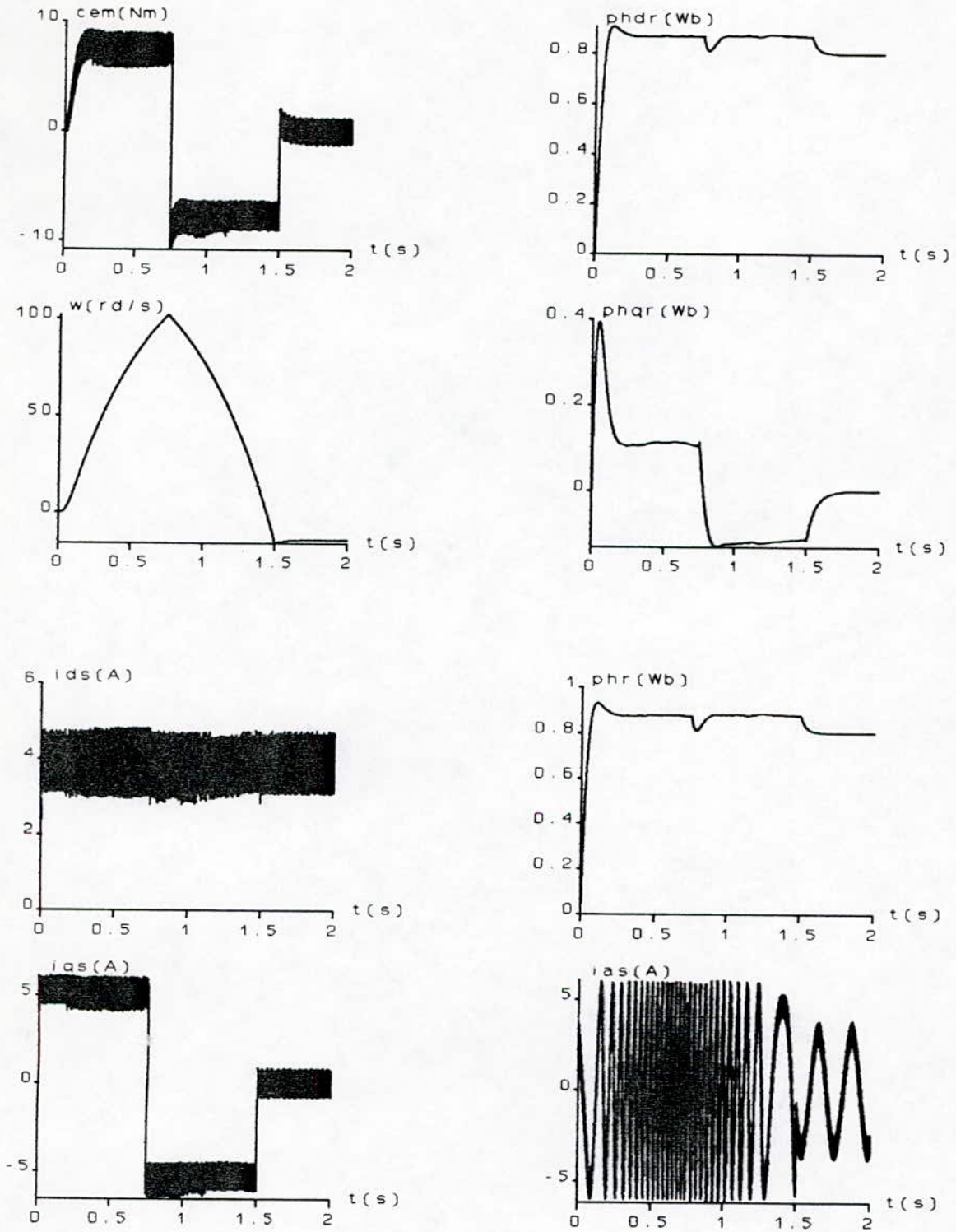
##### IV.4.1-Simulation numérique :

Pour montrer cet effet, on garde le modèle de la commande obtenu dans le cas linéaire (en négligeant la saturation) et on l'applique sur le modèle saturé de la machine.

Les figures(IV.9) montrent respectivement les résultats de simulation pour le découplage, la méthode indirecte et la méthode directe.

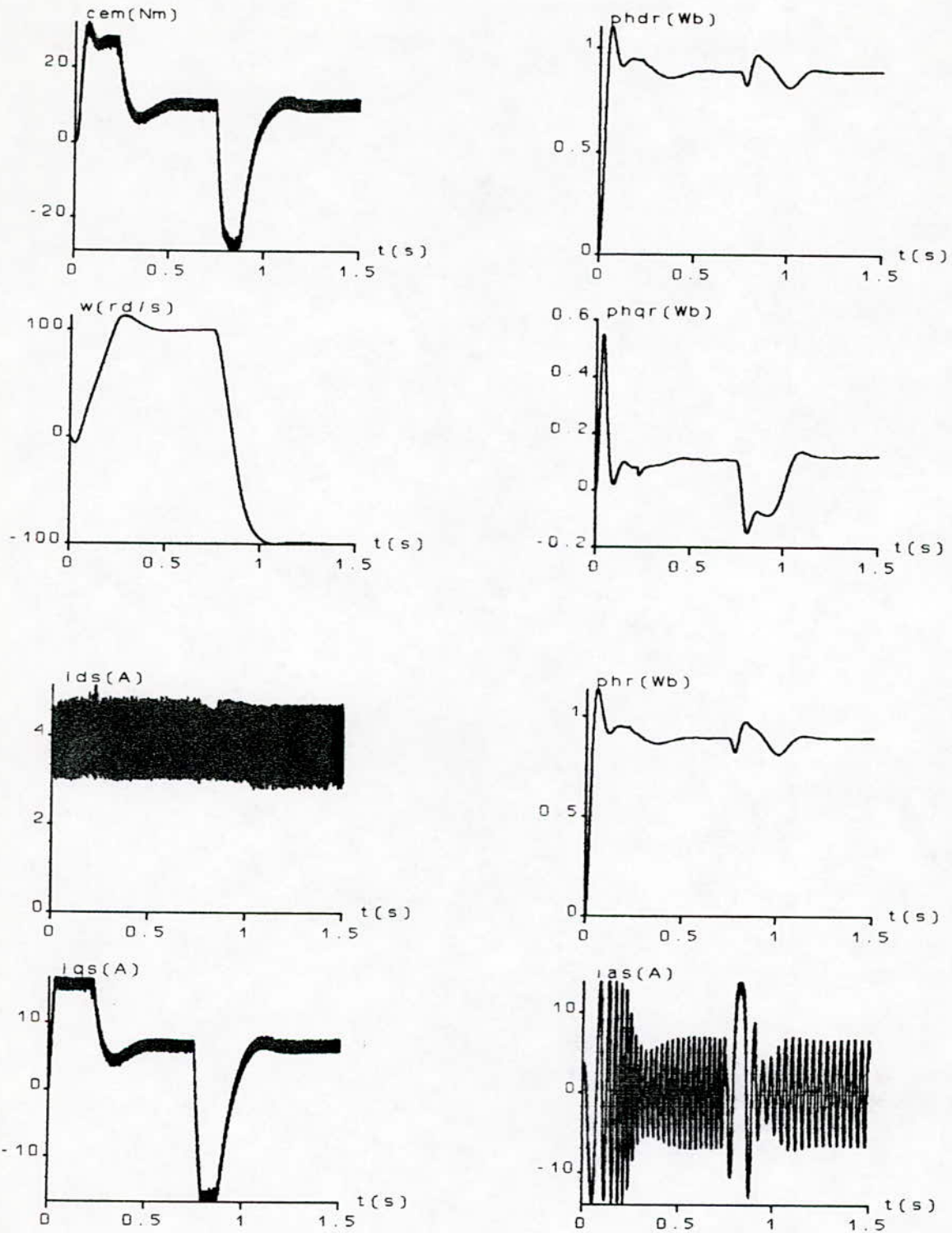
##### • Interprétations et commentaires :

Les figures(IV.9) montrent les résultats de simulations. Elles présentent les écarts entre les grandeurs réelles de la machine et les grandeurs de références. Le couple électromagnétique est légèrement inférieure à celui de référence, cela s'explique par le fait que la saturation magnétique cause une diminution de l'inductance mutuelle  $M$  et par suite du niveau de flux dans la machine ce qui cause à son tour une réduction du niveau du couple électromagnétique et une perte du découplage, cela est accentué lors de la sollicitation de la machine pour l'inversion de vitesse par exemple. On remarque que la méthode indirecte est plus sensible que la méthode directe, le réglage de la vitesse est quelque peu perturbé. Cela nous amène à conclure qu'il est indispensable de mettre en place des algorithmes de compensation pour retrouver de bonnes performances dynamiques.

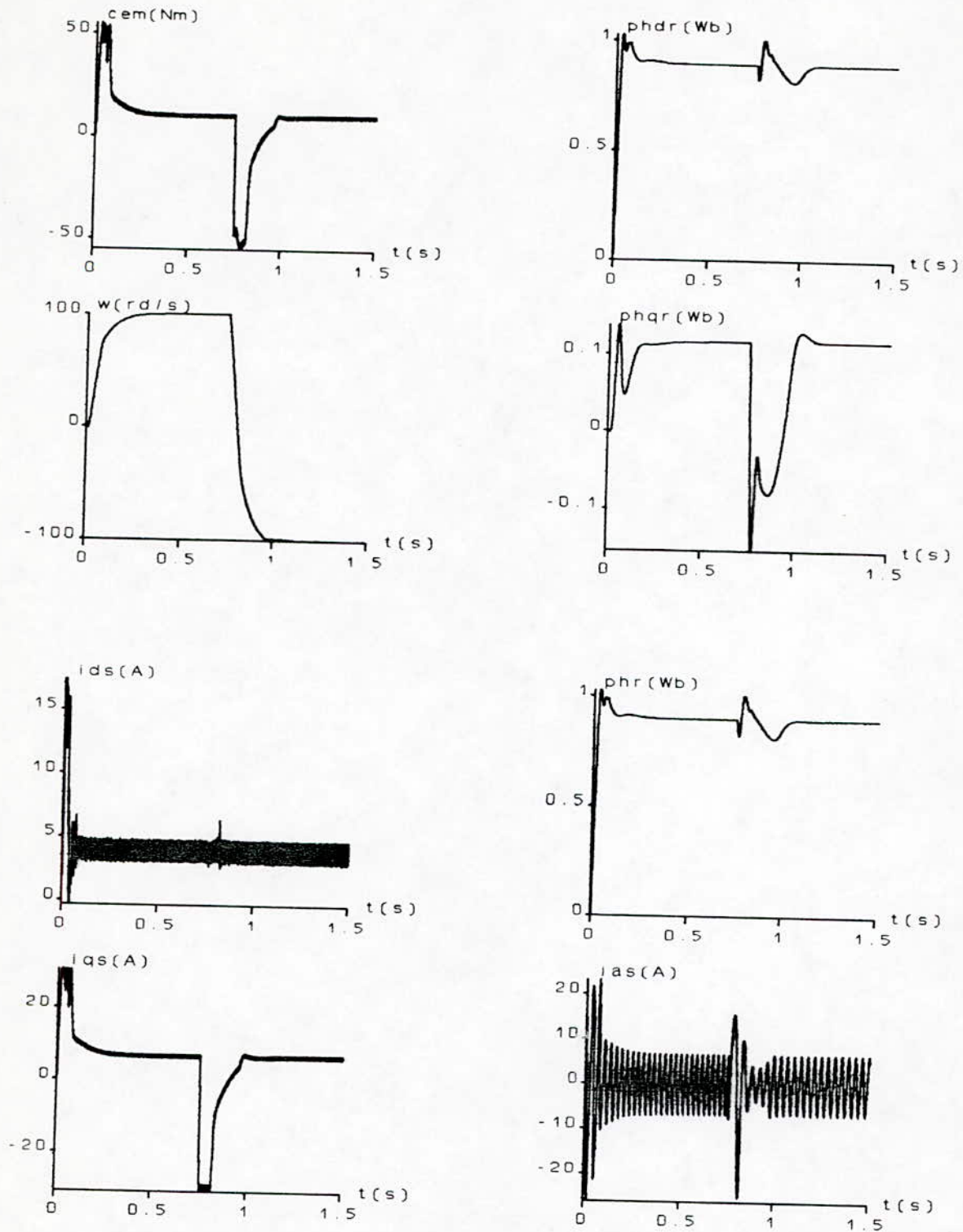


Figure(IV.9.a)- Effet de la saturation sur le découplage.





Figure(IV.9.b)- Effet de la saturation sur le réglage par la méthode indirecte.



Figure(IV.9.c)- Effet de la saturation sur le réglage par la méthode directe.

#### IV.4.2- Compensation de la saturation magnétique :

L'équation rotorique générale dans un référentiel arbitraire, donnée sous forme vectorielle, est [21] :

$$\frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} + j \cdot (\omega_s - \omega) \cdot \vec{\Phi}_r + R_r \cdot \vec{I}_r = 0 \quad (IV.17)$$

Si on tient compte de l'effet de la saturation, le flux rotorique sera la somme du vecteur flux de dispersion du rotor et du vecteur flux magnétisant :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_r = L_{fr} \cdot \vec{I}_r + \vec{\Phi}_m & ; \\ \text{avec } \vec{\Phi}_m = M \cdot \vec{I}_m & ; M = \frac{\Phi_m}{I_m} \end{cases} \quad (IV.18)$$

L'élimination du vecteur courant rotorique de l'équation (IV.17) en utilisant (IV.18) mène à :

$$T_{fr} \cdot \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} + j \cdot (\omega_s - \omega) \cdot \vec{\Phi}_r \cdot T_{fr} + \vec{\Phi}_r = \vec{\Phi}_m \quad (IV.19)$$

L'application des conditions de découplage sur le flux rotorique nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} T_{fr} \cdot \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} + \vec{\Phi}_r = \vec{\Phi}_{dm} \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega = \frac{\Phi_{qm}}{T_{fr} \cdot \Phi_r} \end{cases} \quad (IV.20)$$

et à partir de (IV.18) nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = \Phi_r + L_{fr} \cdot (I_{ds} - I_{dm}) \\ \Phi_{qm} = L_{fr} \cdot (I_{qs} - I_{qm}) \end{cases} \quad (IV.21.a)$$

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{L_r \cdot \Phi_{dm}}{M \cdot L_{fr}} - \frac{\Phi_r}{L_{fr}} \\ I_{qs} = \frac{L_r \cdot \Phi_{qm}}{M \cdot L_{fr}} \end{cases} \quad (IV.21.b)$$

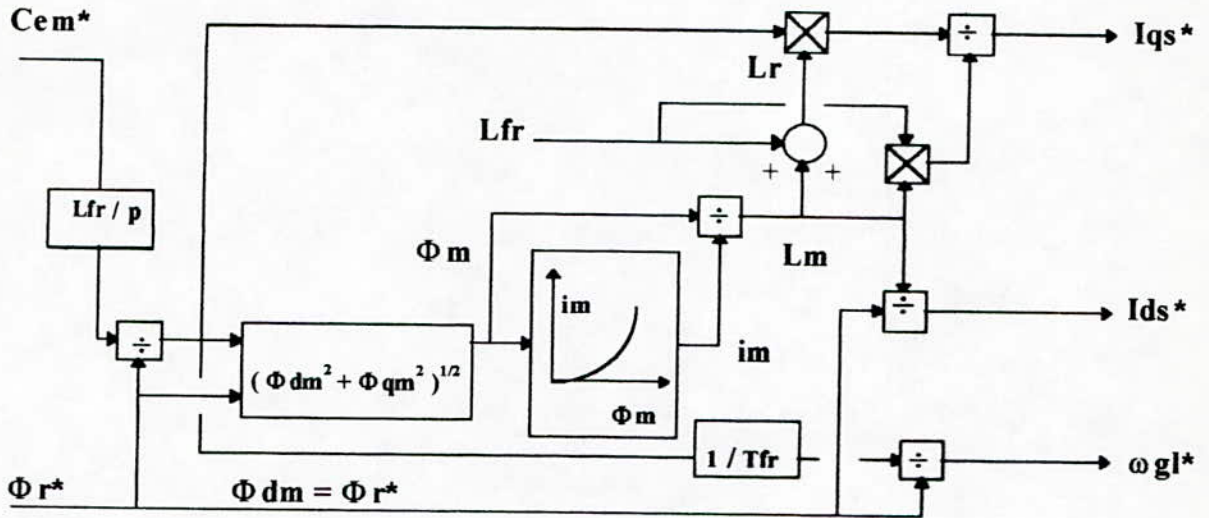
L'expression du couple devient alors :

$$C_{em} = p \cdot \frac{\Phi_r \cdot \Phi_{qm}}{L_{fr}} \quad (IV.22)$$



**IV.4.2.1- Découplage et méthode indirecte :**

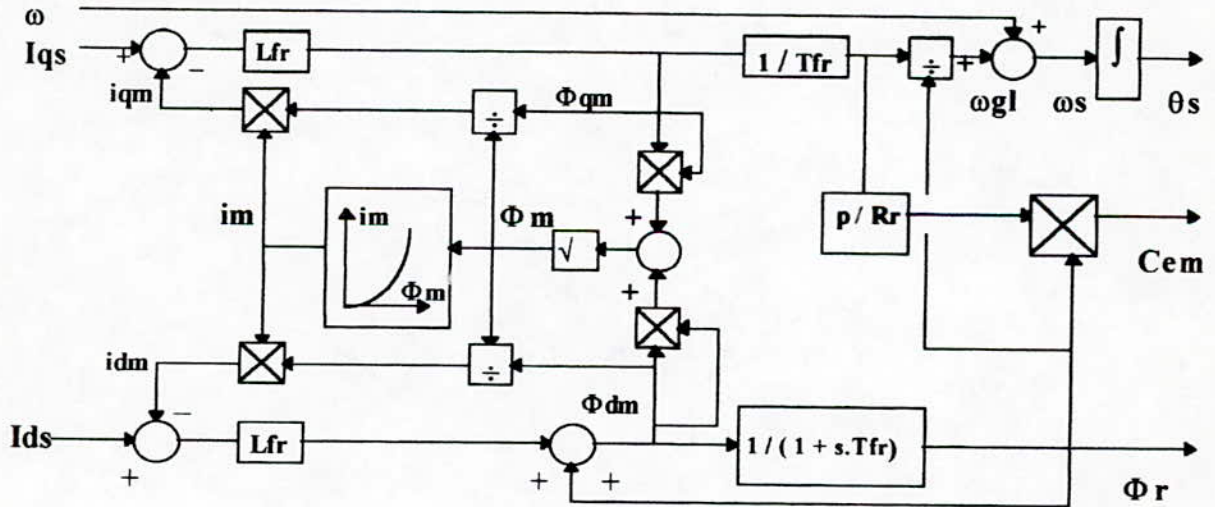
A partir des équations (IV.18), (IV.20), (IV.21.b) et (IV.22) on déduit le bloc de découplage tenant compte de la saturation (figure(IV.10)).



Fig(IV.10)- Bloc de découplage tenant compte de la saturation magnétique.

**IV.4.2.2- Méthode directe :**

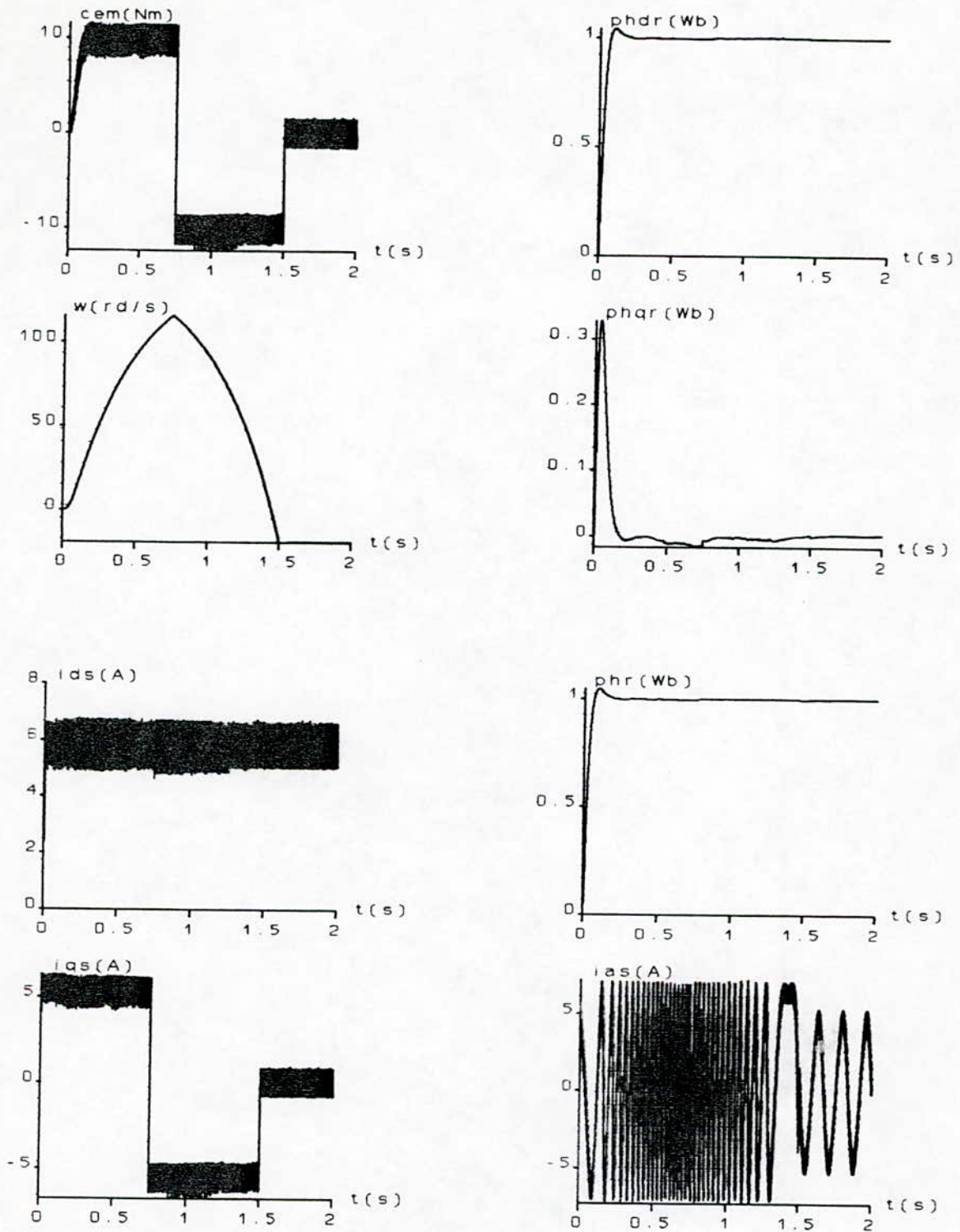
A partir des équations (IV.20), (IV.21.a) et (IV.22) on déduit le bloc « estimateur du flux et du couple » tenant compte de la saturation (figure(IV.11)) [11].



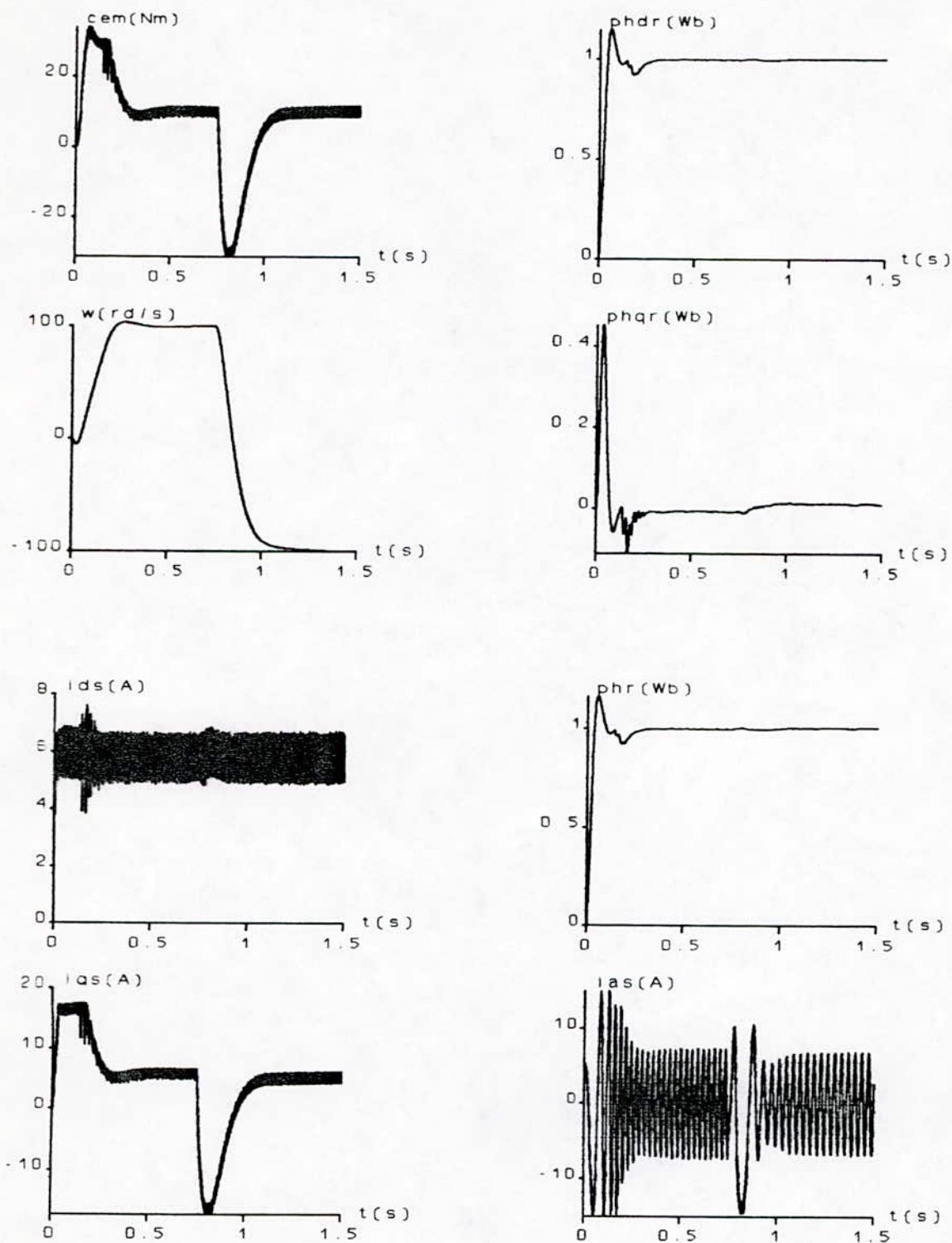
Fig(IV.11)- Estimateur du flux et du couple.

**IV.4.2.3- Simulation numérique :**

Les figures (IV.12) montrent les résultats de simulation de la compensation de l'effet de la saturation, pour le découplage, la méthode indirecte et la méthode directe.

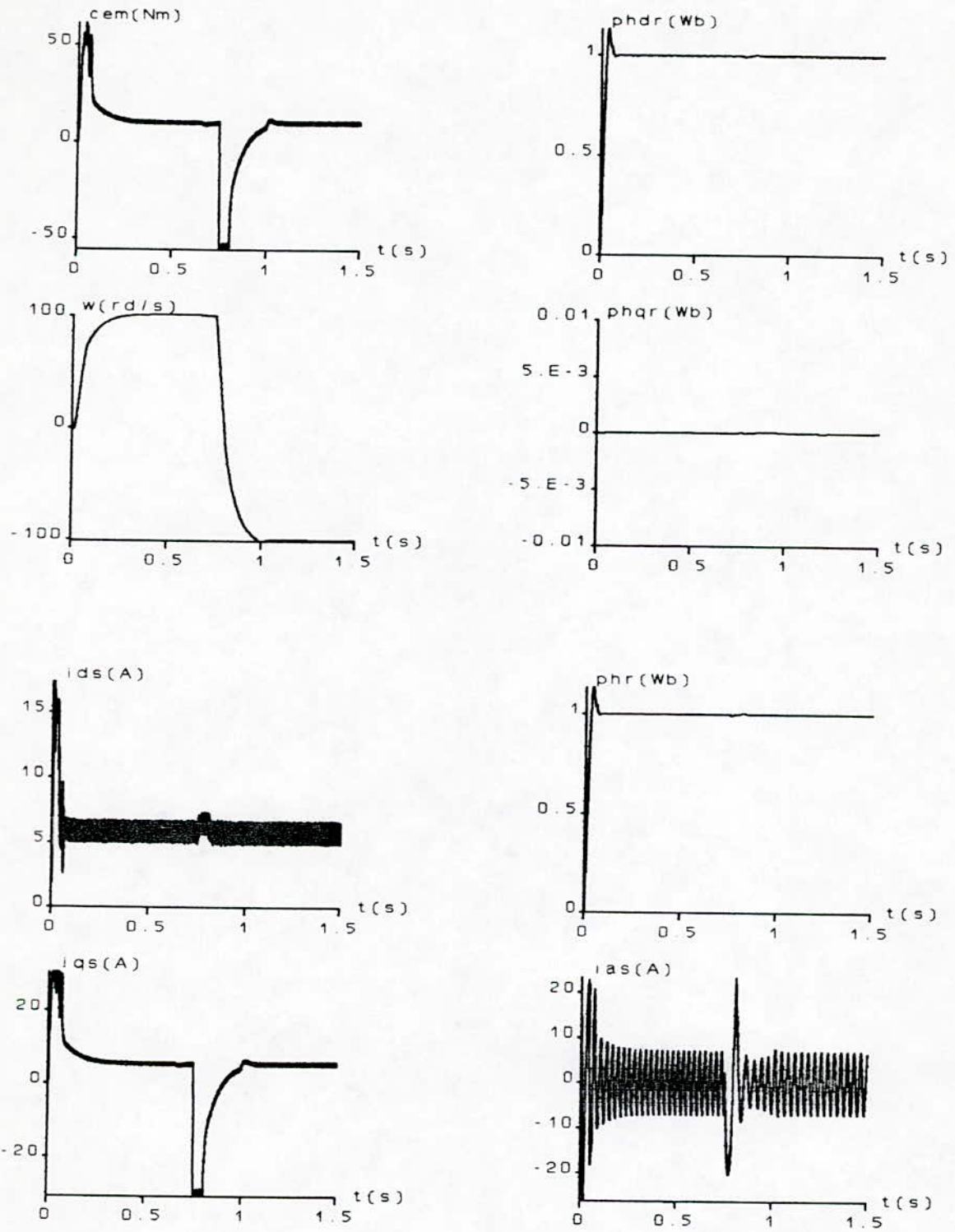


Figure(IV.12.a)- Compensation de la saturation (découplage).



Figure(IV.12.b)- Compensation de la saturation (méthode indirecte).





Figure(IV.12.c)- Compensation de la saturation (méthode directe).

**• Interprétations et commentaires :**

Les figures(IV.12) montrent les conséquences de l'introduction de l'algorithme de compensation sur les différentes méthodes de commande, les résultats de simulation s'approchent de nouveau de leurs valeurs de référence, le flux rotorique de la machine s'oriente vers l'axe direct et suit parfaitement sa référence ; l'algorithme de compensation permet donc d'assurer le découplage entre flux et couple dans le cas où la machine fonctionne en régime saturé.

Les résultats de simulation montrent bien la validité de l'algorithme de compensation de la saturation magnétique.

**IV.5- Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons validé le modèle saturé de la machine asynchrone. nous avons appliqué les deux méthodes de la commande vectorielle sur ce modèle, et vu l'effet de la saturation sur elles. Enfin, on a proposé des algorithmes de commande qui tiennent compte de la saturation magnétique de la machine et nous avons testé leurs performances.

## **CHAPITRE V**

**INTRODUCTION DES PERTES FER  
DANS LE MODELE DE  
LA MACHINE A INDUCTION**



**V.1-Introduction :**

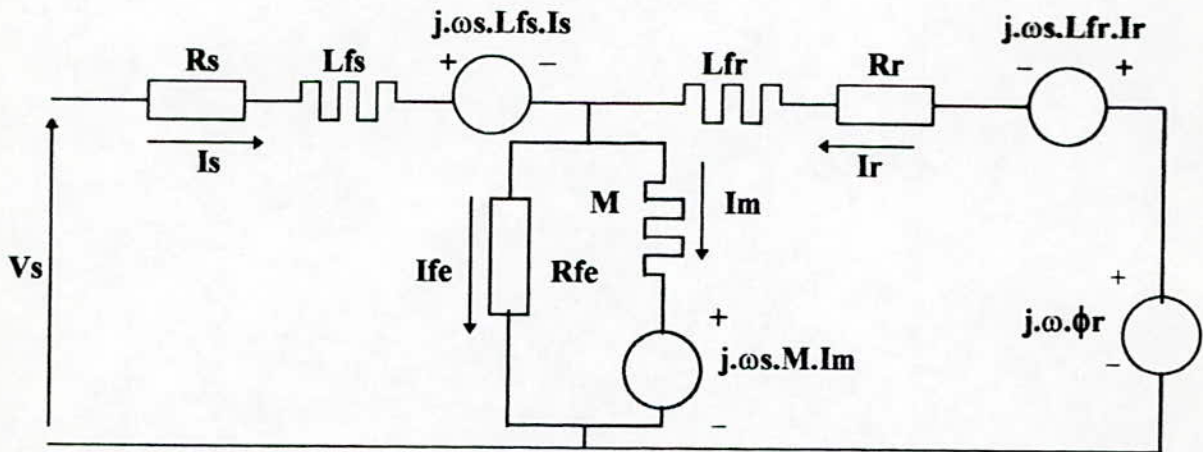
Le principe de la commande vectorielle est basé sur la théorie générale des machines électriques, qui néglige les pertes fer. Ces dernières ont un effet inévitable sur le fonctionnement des machines électriques commandées vectoriellement.

Les pertes fer statoriques sont les plus importantes dans la machine. Elles peuvent être modélisées par une branche résistive parallèle à la branche de magnétisation.

Nous allons étudier leurs effets sur la commande vectorielle des machines à induction ainsi que leurs compensation dans le cas d'une machine non saturée et saturée [22].

**V.2- Introduction des pertes fer dans le modèle de la machine :**

La figure(V.1) représente le modèle de la machine à induction incluant les pertes fer [22].



Fig(V.1)- Schéma équivalent de la machine à induction ramené au stator incluant les pertes fer.

Les équations au stator et au rotor utilisant le vecteur spatial lié à un référentiel tournant à la vitesse  $\omega_s$  sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + L_{fs} \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot L_{fs} \cdot I_{qs} + R_{fe} \cdot (I_{ds} + I_{dr} - I_{dm}) \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + L_{fs} \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot L_{fs} \cdot I_{ds} + R_{fe} \cdot (I_{qs} + I_{qr} - I_{qm}) \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + L_{fr} \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s \cdot L_{fr} \cdot I_{qr} + R_{fe} \cdot (I_{ds} + I_{dr} - I_{dm}) + \omega \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + L_{fr} \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s \cdot L_{fr} \cdot I_{dr} + R_{fe} \cdot (I_{qs} + I_{qr} - I_{qm}) - \omega \cdot \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (V.1.a)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = Rfe.(I_{ds} + I_{dr} - I_{dm}) + \omega_s \cdot \Phi_{qm} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = Rfe.(I_{qs} + I_{qr} - I_{qm}) - \omega_s \cdot \Phi_{dm} \end{cases} \quad (V.1.b)$$

avec :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = Lfr \cdot I_{dr} + \Phi_{dm} \\ \Phi_{qr} = Lfr \cdot I_{qr} + \Phi_{qm} \end{cases} \quad (V.1.c)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = M \cdot I_{dm} \\ \Phi_{qm} = M \cdot I_{qm} \end{cases} \quad (V.1.d)$$

et nous avons de plus l'équation mécanique :

$$\frac{d\omega}{dt} = (p \cdot Cem - p \cdot Cr - f \cdot \omega)$$

avec :

$$Cem = p \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \quad (V.2)$$

### V.2.1- Recherche du modèle d'état explicite :

Pour décrire l'état électromagnétique de la machine incluant les pertes fer, il nous faut six équations d'état. On choisit le vecteur d'état suivant :

$$(I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr} \quad I_{dm} \quad I_{qm})$$

A partir du système d'équations (V.1.a) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{Lfs} \cdot (V_{ds} - Rs \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot Lfs \cdot I_{qs} - Rfe \cdot (I_{ds} + I_{dr} - I_{dm})) \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{Lfs} \cdot (V_{qs} - Rs \cdot I_{qs} - \omega_s \cdot Lfs \cdot I_{ds} - Rfe \cdot (I_{qs} + I_{qr} - I_{qm})) \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{1}{Lfr} \cdot (-Rr \cdot I_{dr} + \omega_s \cdot Lfr \cdot I_{qr} - Rfe \cdot (I_{ds} + I_{dr} - I_{dm}) - \omega \cdot \Phi_{qr}) \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{1}{Lfr} \cdot (-Rr \cdot I_{qr} - \omega_s \cdot Lfr \cdot I_{dr} - Rfe \cdot (I_{qs} + I_{qr} - I_{qm}) + \omega \cdot \Phi_{dr}) \end{cases} \quad (V.3)$$

Il nous manque donc deux équations avec les courants magnétisant.

#### V.2.1.1- Modèle linéaire :

Si on néglige l'effet de la saturation magnétique, l'inductance mutuelle  $M$  est constante, nous pouvons à partir de (V.1.b) déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{dm}}{dt} = \frac{1}{M} \cdot (Rfe \cdot (I_{ds} + I_{dr} - I_{dm}) + \omega_s \cdot M \cdot I_{qm}) \\ \frac{dI_{qm}}{dt} = \frac{1}{M} \cdot (Rfe \cdot (I_{qs} + I_{qr} - I_{qm}) - \omega_s \cdot M \cdot I_{dm}) \end{cases} \quad (V.4)$$

Les équations (V.3) et (V.4) avec l'équation mécanique donnent le système d'état explicite de la machine en régime linéaire tenant compte des pertes fer.

### V.2.1.2- Modèle saturé :

Dans cette partie on introduit les pertes fer dans le modèle saturé de la machine. Comme on l'a déjà vu dans le chapitre(IV), les dérivées  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$  et  $\frac{d\Phi_{qm}}{dt}$  peuvent être exprimées en fonction des courants comme suit [20]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dm} \\ \Phi_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L0 + L2c) & L2c \\ L2c & (L0 - L2c) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dm} \\ I_{qm} \end{bmatrix} \quad (V.5)$$

A partir de (V.5) on peut déduire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dm} \\ I_{qm} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L0^2 - L2^2)} \cdot \begin{bmatrix} (L0 - L2c) & -L2c \\ -L2c & (L0 + L2c) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dm} \\ \Phi_{qm} \end{bmatrix} \quad (V.6)$$

ou :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dm} \\ I_{qm} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L0^2 - L2^2)} \cdot \begin{bmatrix} Mq & -Mdq \\ -Mdq & Md \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Rfe \cdot (I_{ds} + I_{dr} - I_{dm}) + \omega_s \cdot \Phi_{qm} \\ Rfe \cdot (I_{qs} + I_{qr} - I_{qm}) - \omega_s \cdot \Phi_{dm} \end{bmatrix} \quad (V.7)$$

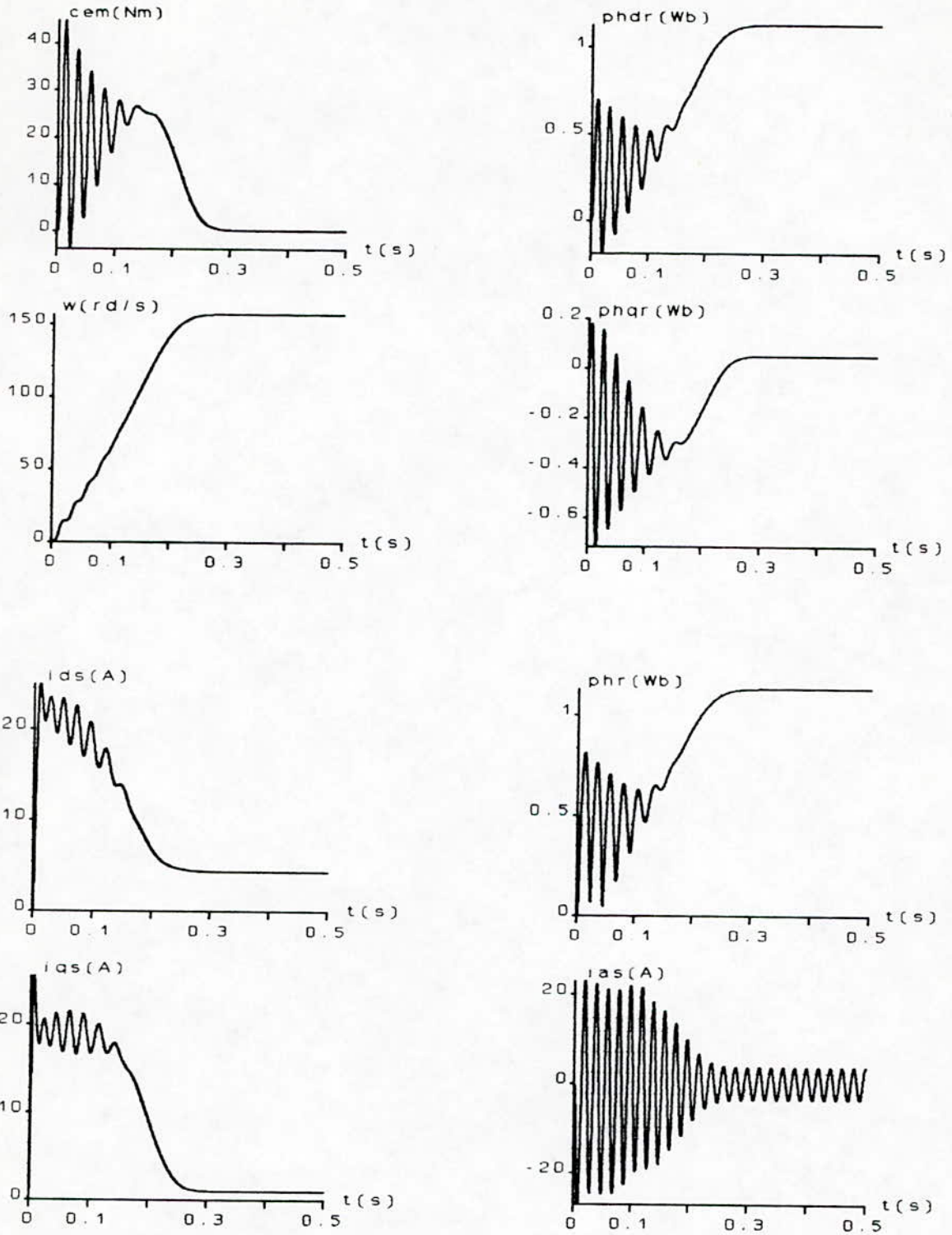
Les équations (V.3) et (V.6) avec l'équation mécanique donnent le système d'état explicite de la machine en régime saturé tenant compte des pertes fer.

### V.2.2- Simulation numérique :

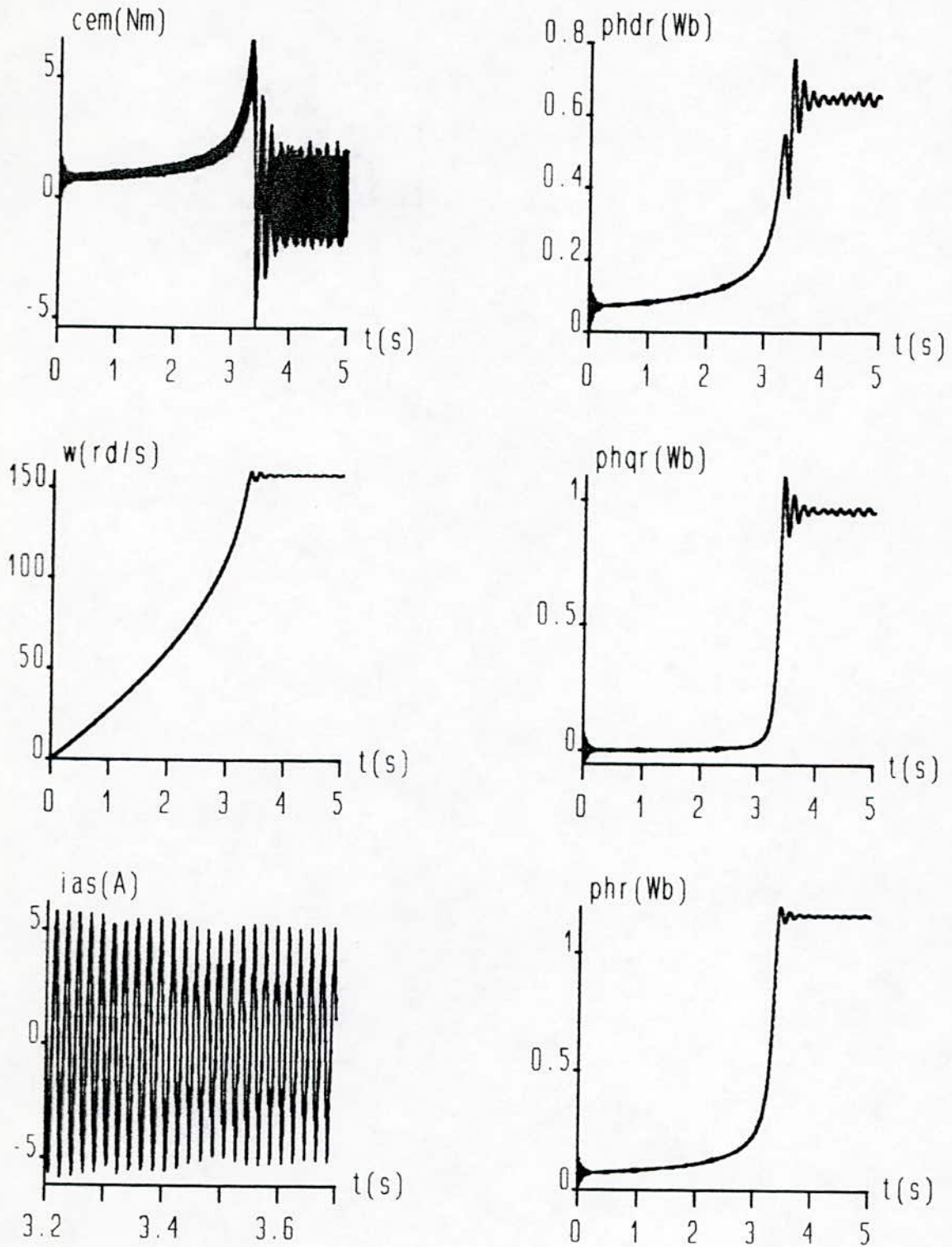
Nous avons simulé le modèle de la machine alimentée directement par le réseau et par l'onduleur ainsi que le modèle en courant et ceci dans le cas du modèle linéaire et saturé.

Les figures (V.2.a) et (V.2.b) montrent le résultat des simulations pour, respectivement, le cas linéaire et saturé.

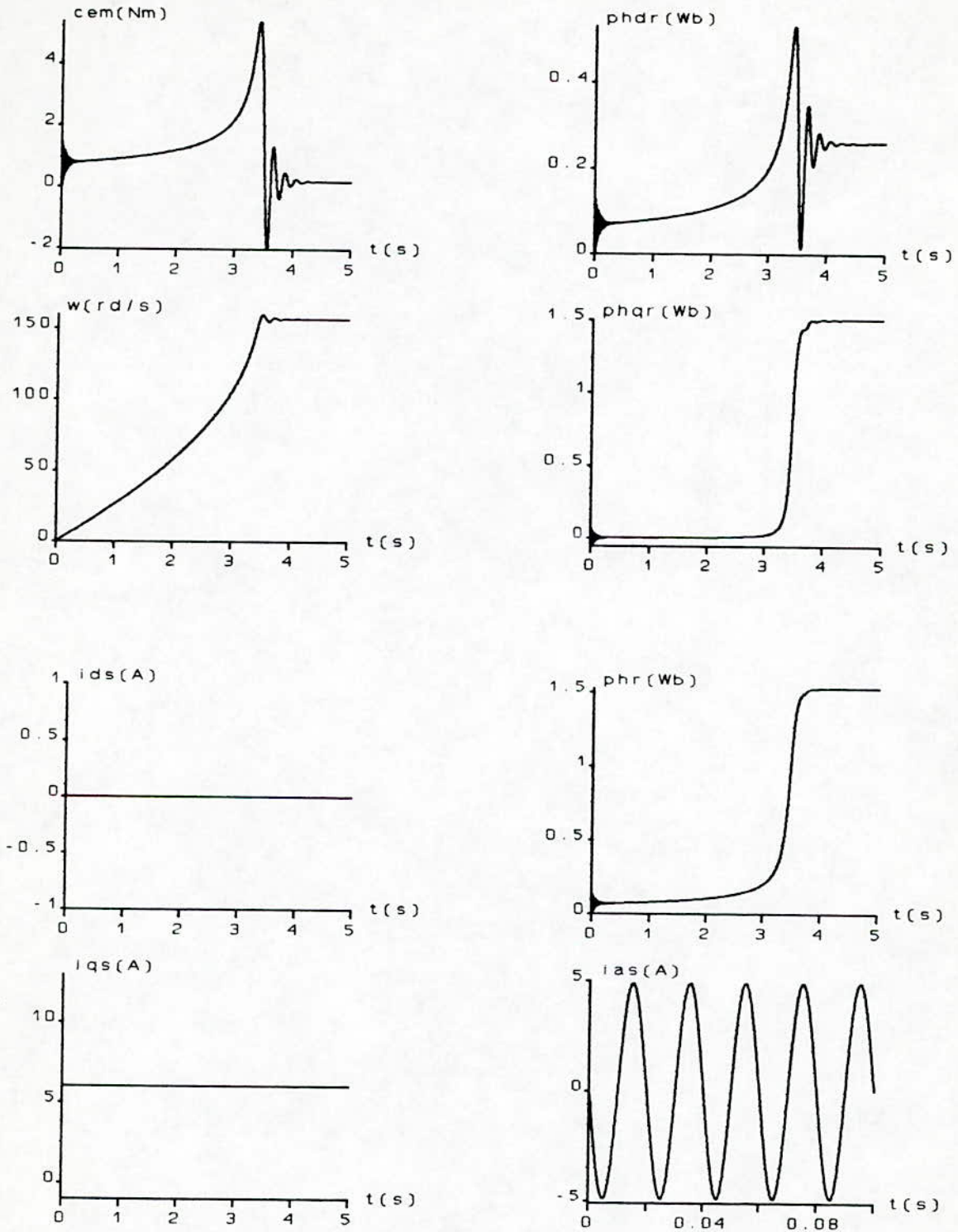




Figure(V.2.a.1)- Modèle de la machine tenant compte des pertes fer.

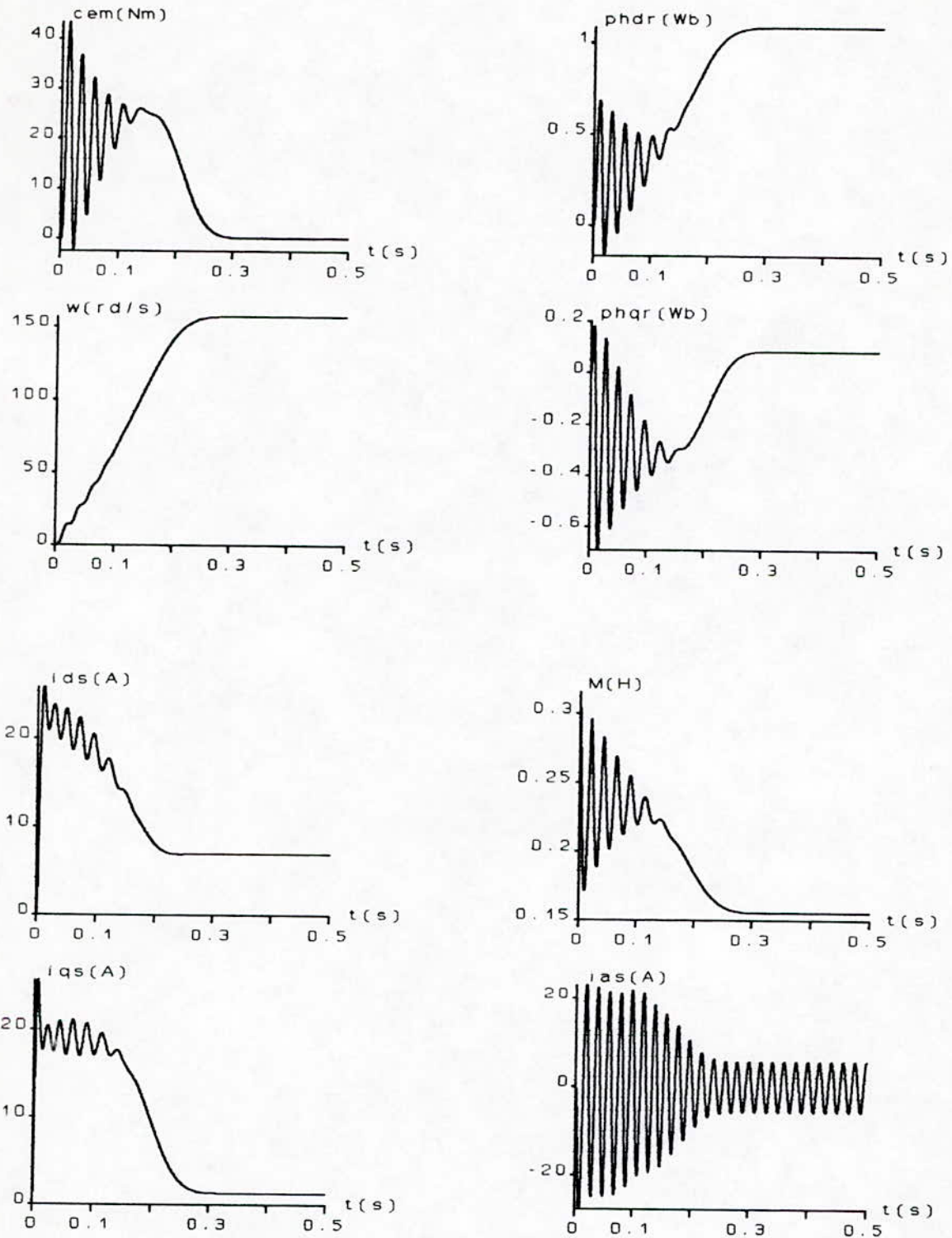


Figure(V.2.a.2)- Machine alimentée par le convertisseur statique (modèle linéaire).

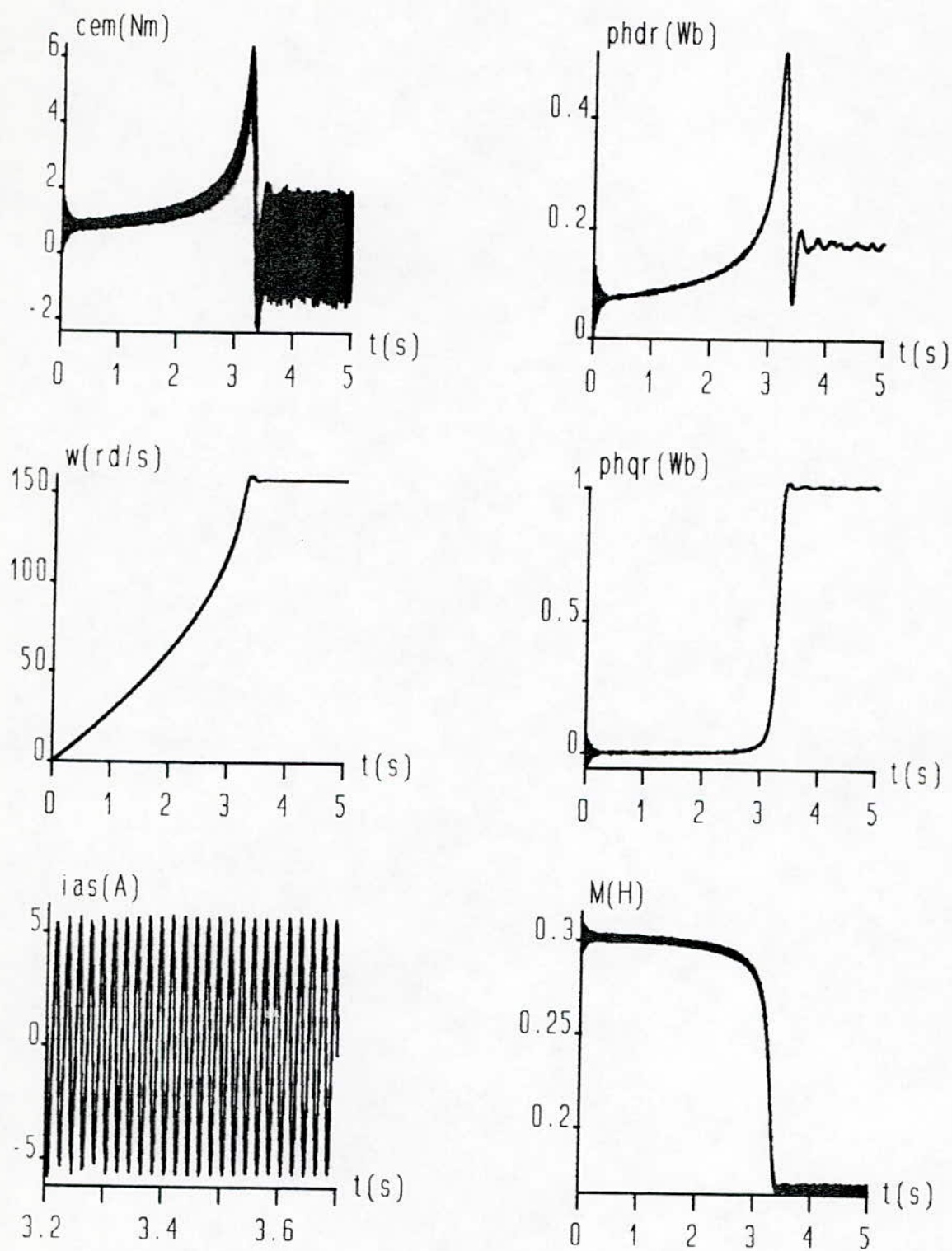


Figure(V.2.a.3)- Machine commandée en courant, (régime linéaire).

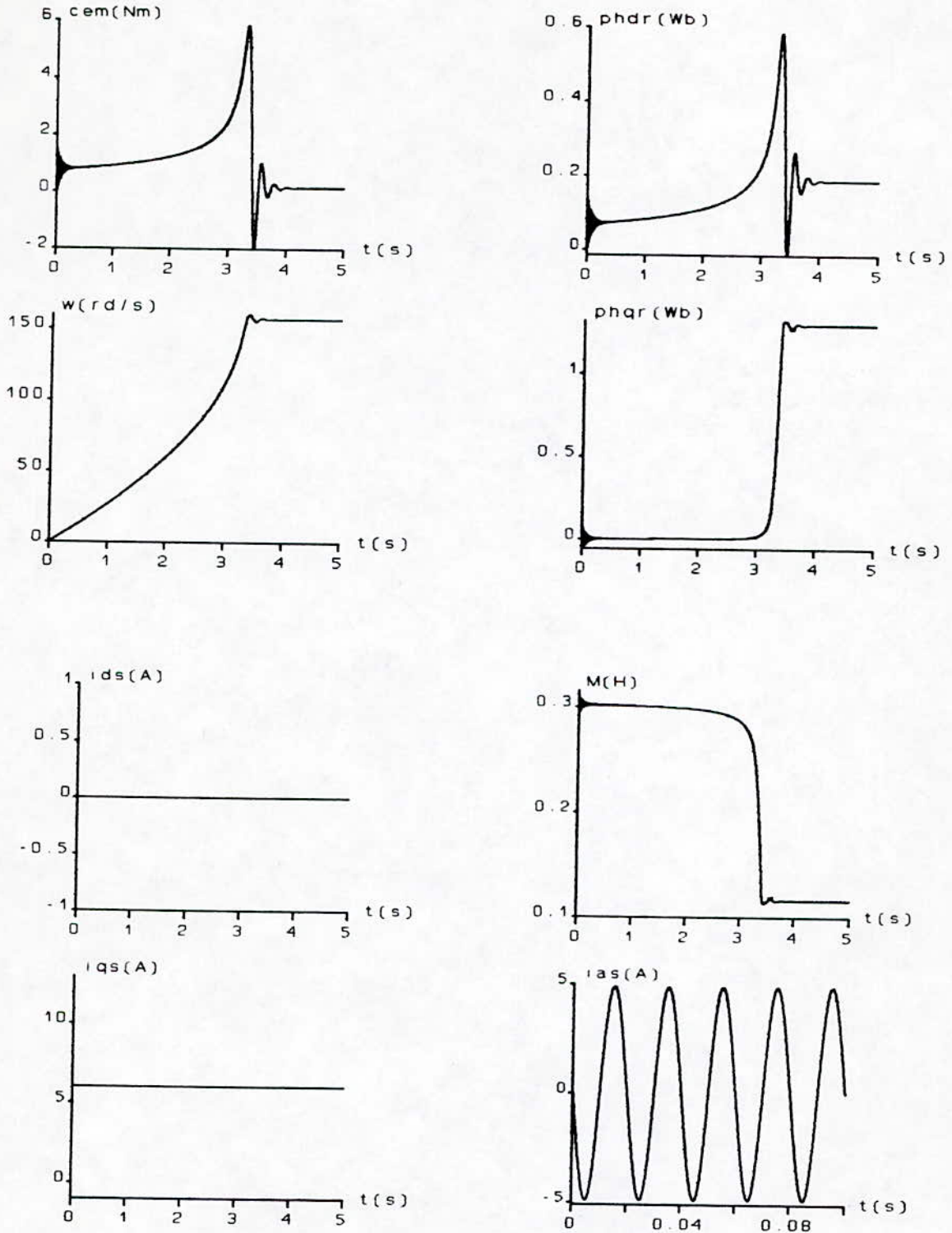




Figure(V.2.b.1)- Modèle de la machine saturée tenant compte des pertes fer.



Figure(V.2.b.2)- Machine saturée alimentée par le convertisseur.



Figure(V.2.b.3)- Machine saturée commandée en courant.



**• Interprétations et commentaires :**

Pour la machine alimentée directement par le réseau on ne remarque pas de différences entre les modèles linéaire et saturé avec pertes fer et ceux sans pertes fer. Il en est de même pour l'alimentation par l'onduleur et l'alimentation en courant.

**V.3- Application de la commande vectorielle sur le modèle de la machine avec pertes fer :**

L'introduction des pertes fer dans le modèle de la machine crée un désaccord entre le processus et sa commande qui se traduit par la perte du découplage entre le flux et le couple [22].

**IV.3.1-Simulation numérique :**

Pour montrer cet effet, on garde le modèle de la commande obtenu dans le *chapitre.II* et on l'applique sur le modèle de la machine incluant les pertes fer.

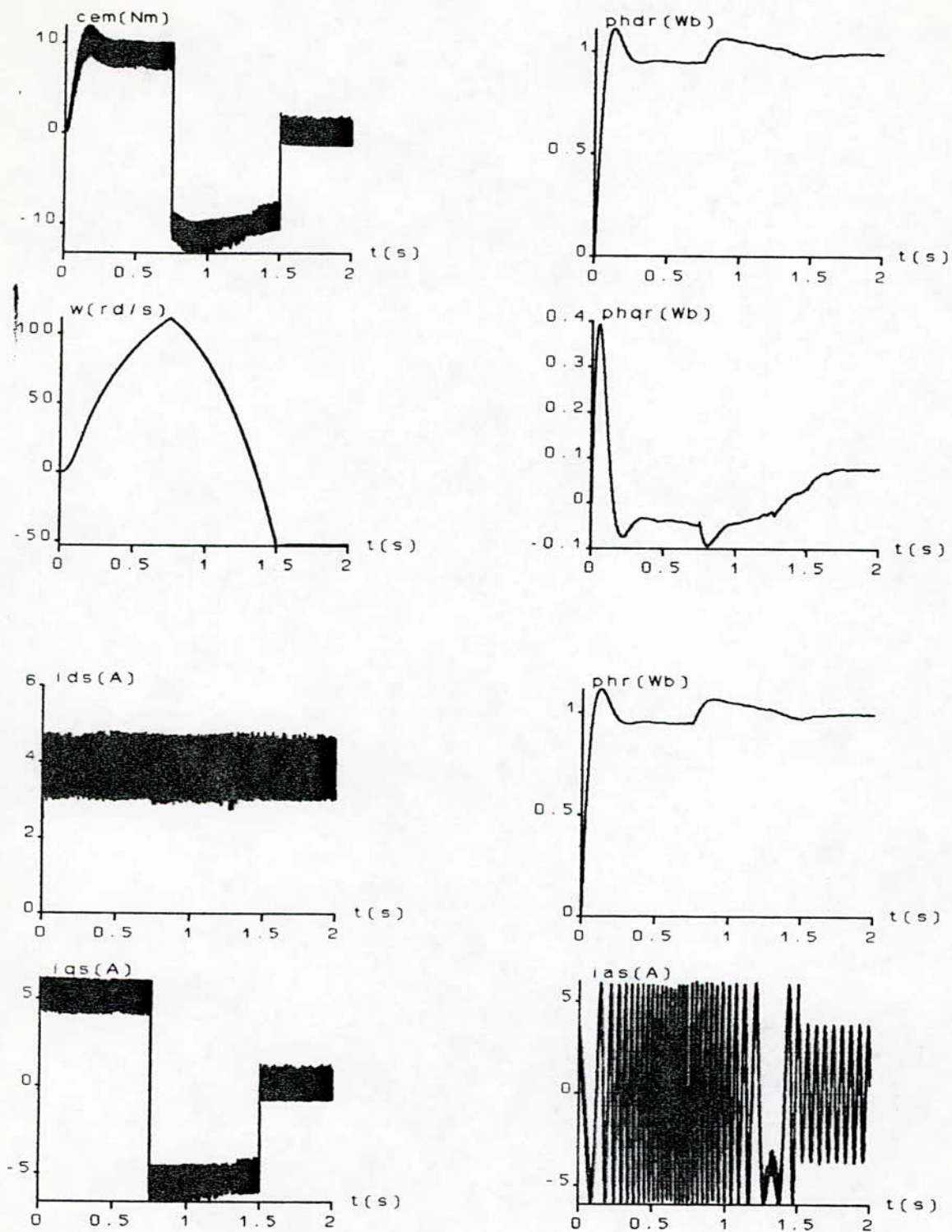
Les figures(V.3.a) et (V.3.b) montrent, respectivement, les résultats de simulation pour le découplage, la méthode indirecte et la méthode directe et ceci pour le cas du modèle linéaire et saturé.

**• Interprétations et commentaires :**

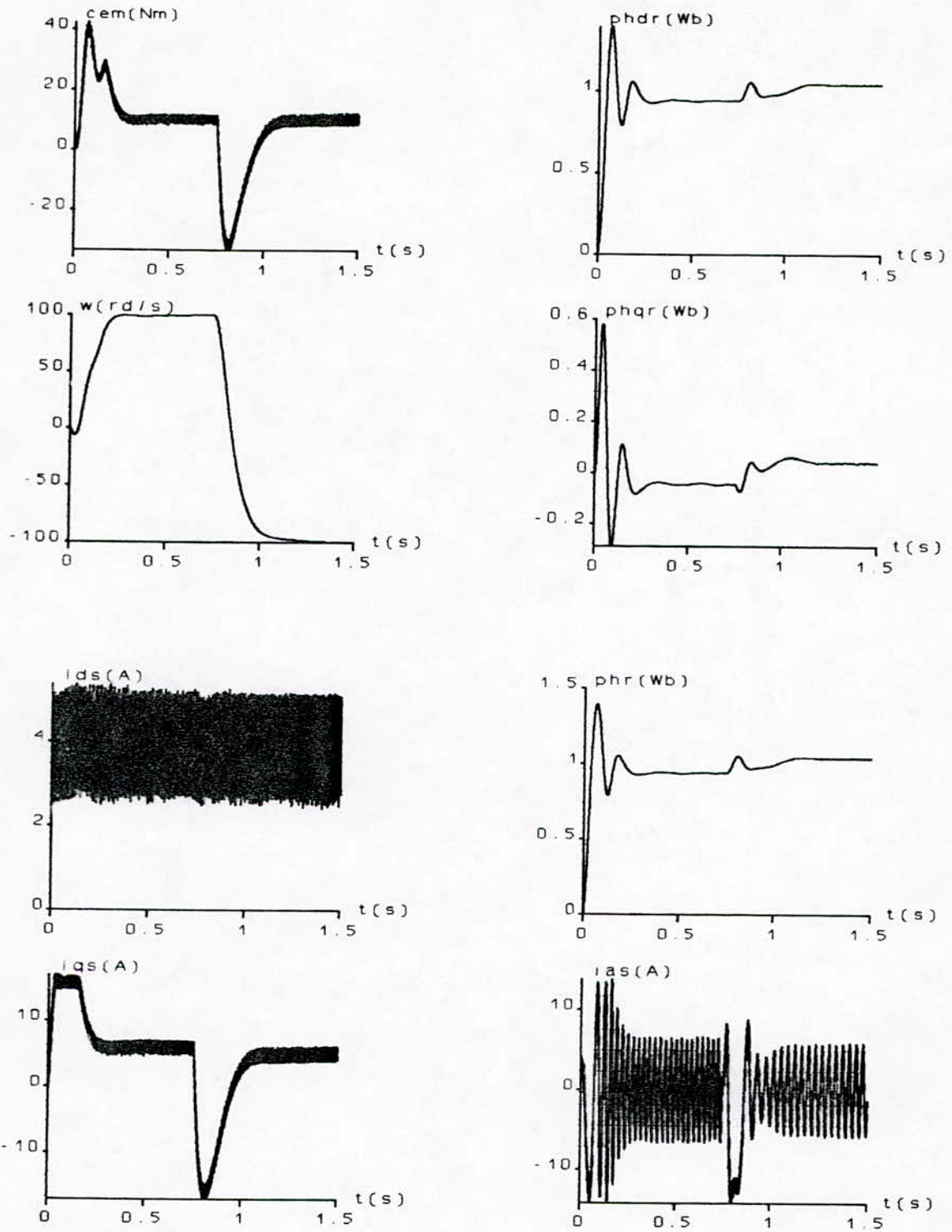
Les simulations montrent l'effet des pertes fer sur la commande vectorielle, tant en régime linéaire qu'en régime saturé.

En régime linéaire, le flux rotorique et le couple électromagnétique subissent une légère diminution qui cause une **perte de découplage** pendant les régimes transitoires (application d'un couple résistant, inversion de sens de rotation... etc).

Pendant le fonctionnement de la machine en régime saturé, l'effet des pertes fer est négligeable devant celui de la saturation magnétique ; dans ce cas la perte de découplage est, essentiellement, due à la saturation ( *Chapitre.IV*).

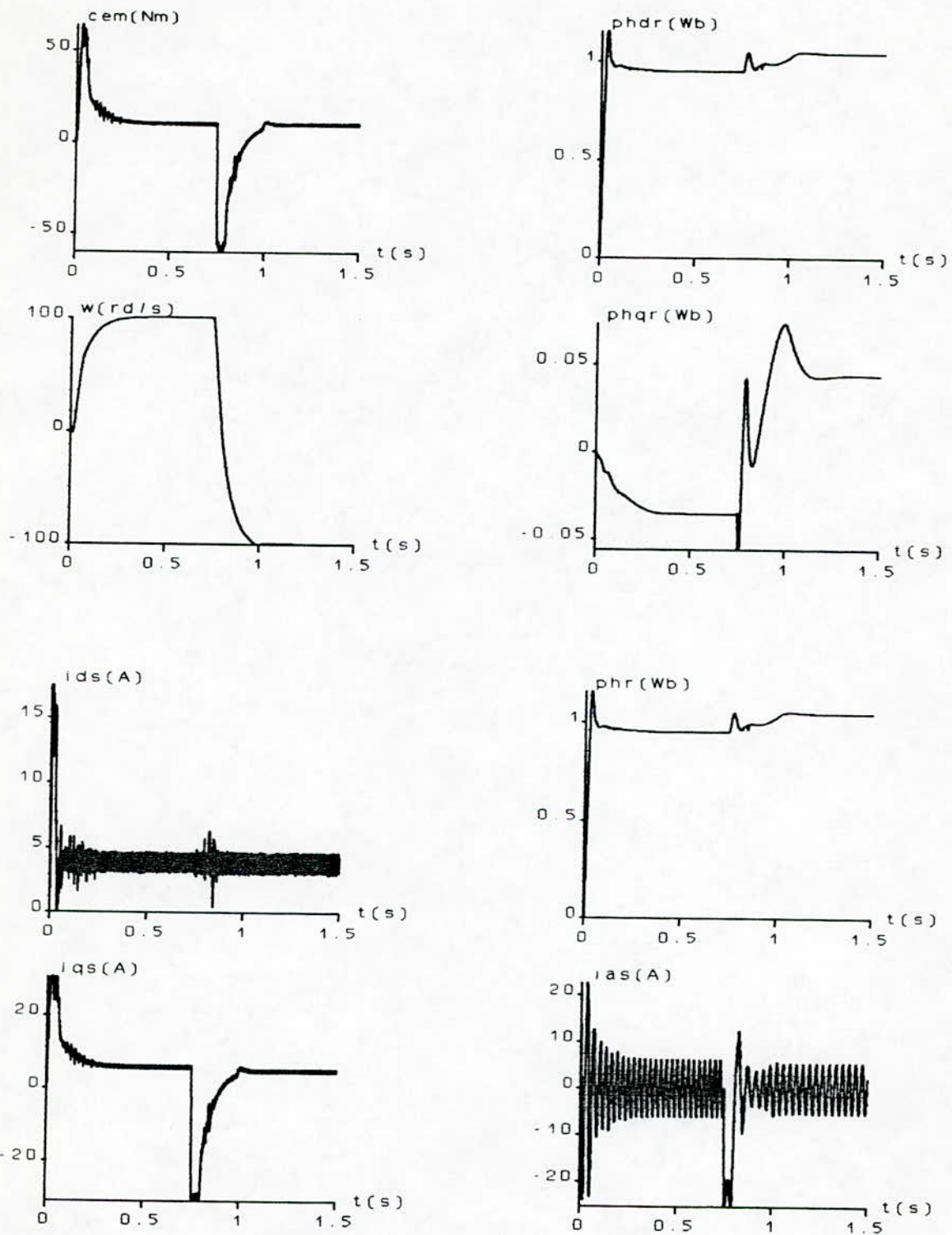


Figure(V.3.a.1)- Effet des pertes fer sur le découplage, (modèle linéaire).

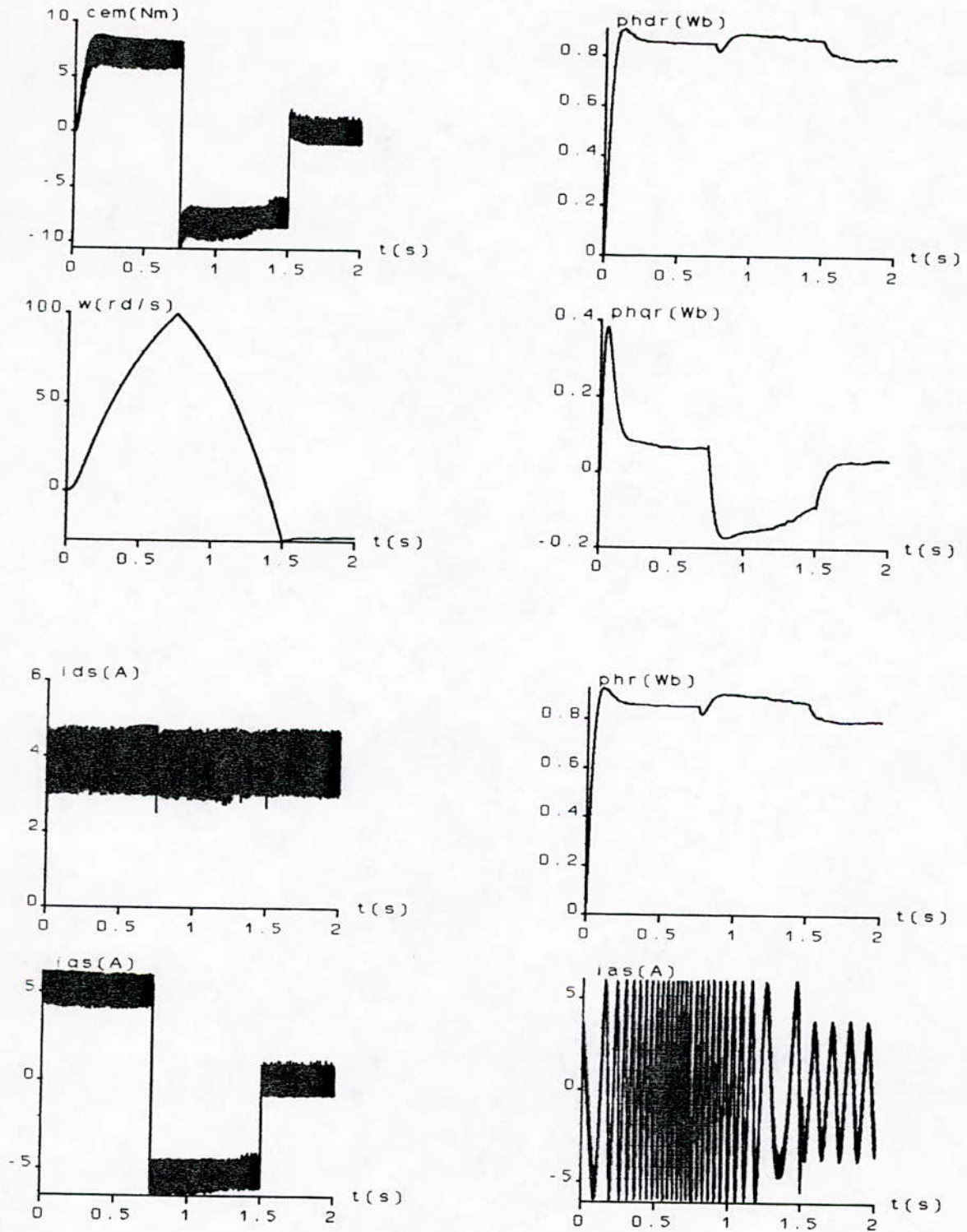


Figure(V.3.a.2)- Effet des pertes fer sur le réglage en boucle fermée par la méthode indirecte (modèle linéaire).

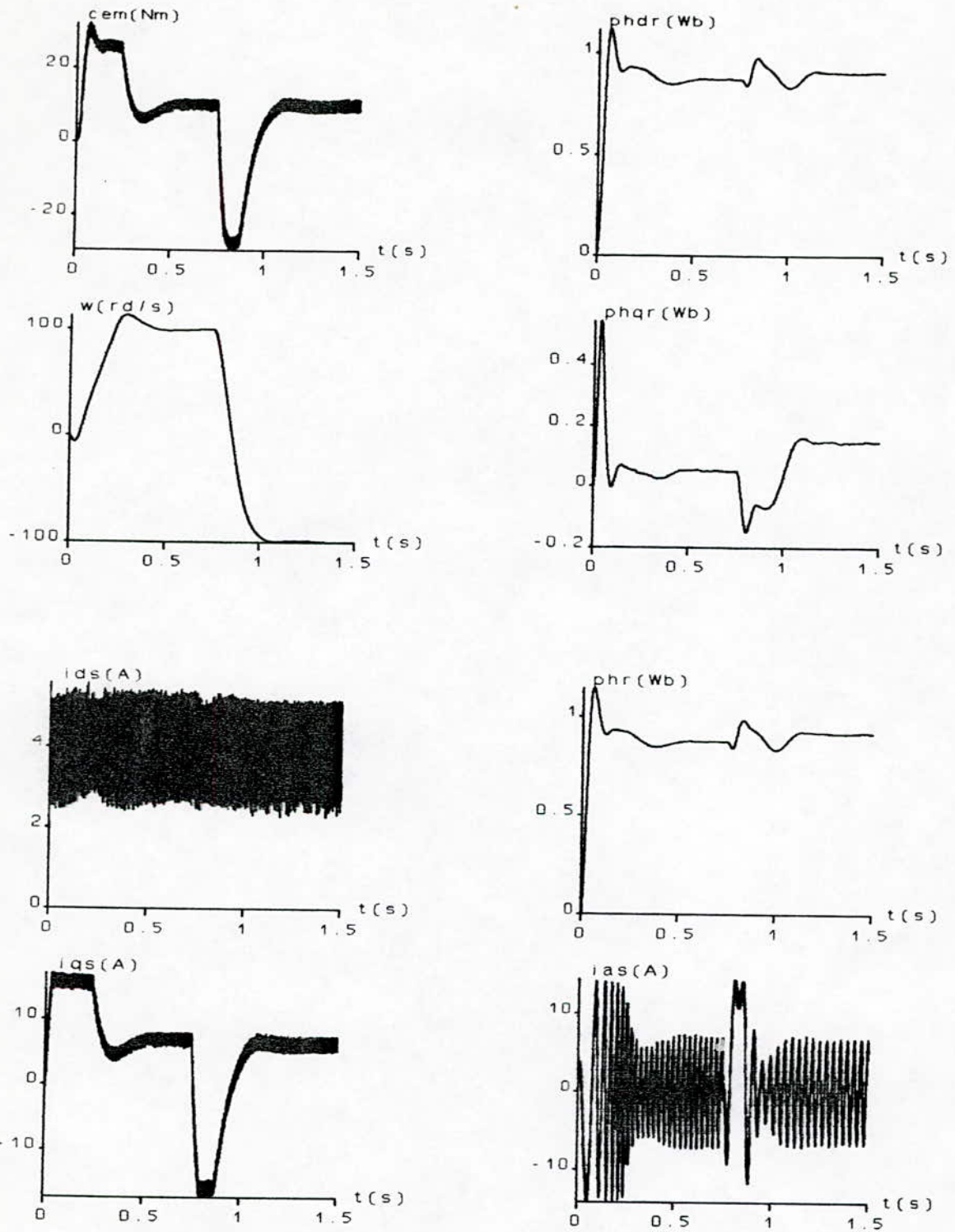




Figure(V.3.a.3)- Effet des pertes fer sur le réglage en boucle fermée par la méthode directe (modèle linéaire).

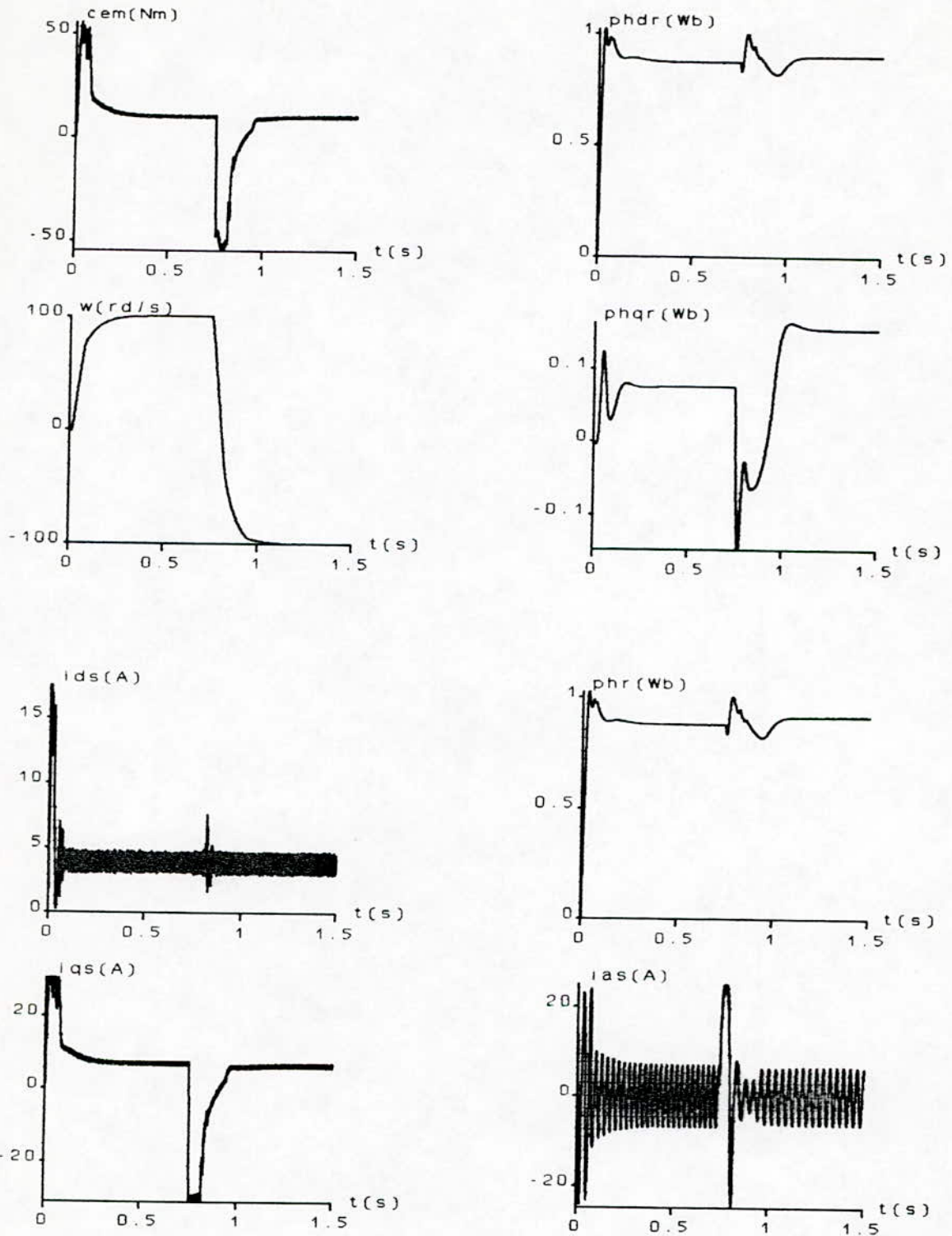


Figure(V.3.b.1)- Effet des pertes fer sur le découplage, (modèle saturé).



Figure(V.3.b.2)- Effet des pertes fer sur le réglage en boucle fermée par la méthode indirecte (modèle saturé).





Figure(V.3.b.3)- Effet des pertes fer sur le réglage en boucle fermée par la méthode directe (modèle saturé).

### V.3.2-Compensation des pertes fer :

L'équation rotorique générale dans un référentiel arbitraire, donnée sous forme vectorielle est :

$$Tfr \cdot \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} + j \cdot (\omega_s - \omega) \cdot \vec{\Phi}_r \cdot Tfr + \vec{\Phi}_r = \vec{\Phi}_m \quad (V.8)$$

L'application des conditions de découplage sur le flux rotorique nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} Tfr \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = \Phi_{dm} \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega = \frac{\Phi_{qm}}{Tfr \cdot \Phi_r} \\ Cem = -p \cdot \Phi_r \cdot I_{qr} = p \cdot \frac{\Phi_{qm} \cdot \Phi_r}{Lfr} \end{cases} \quad (V.9.a)$$

et à partir des équations (V.1.b), (V.1.c) et (V.1.d) on peut écrire :

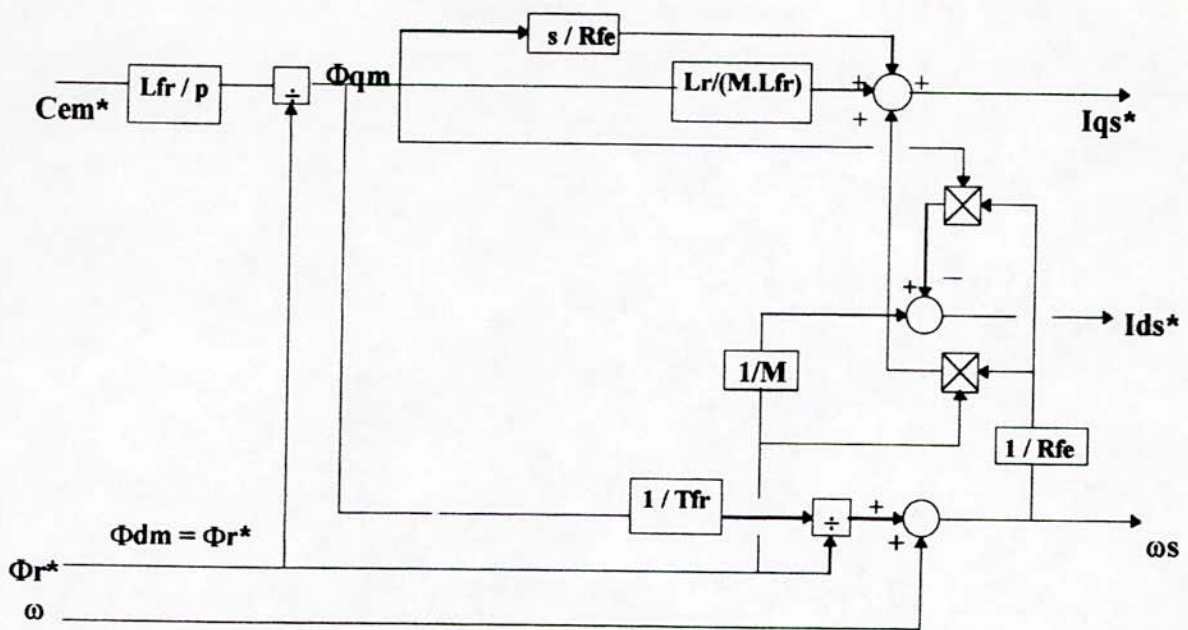
$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = Rfe \cdot (I_{ds} + \frac{\Phi_r}{Lfr} - \frac{\Phi_{dm}}{Lfr} - I_{dm}) + \omega_s \cdot \Phi_{qm} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = Rfe \cdot (I_{qs} - \frac{\Phi_{qm}}{Lfr} - I_{qm}) - \omega_s \cdot \Phi_{dm} \end{cases} \quad (V.9.b)$$

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{1}{Rfe} \cdot \frac{d\Phi_{dm}}{dt} + \frac{\Phi_{dm}}{Lfr} - \frac{\Phi_r}{Lfr} + \frac{\Phi_{dm}}{M} - \frac{\omega_s}{Rfe} \cdot \Phi_{qm} \\ I_{qs} = \frac{1}{Rfe} \cdot \frac{d\Phi_{qm}}{dt} + \frac{\Phi_{qm}}{Lfr} + \frac{\Phi_{qm}}{M} + \frac{\omega_s}{Rfe} \cdot \Phi_{dm} \end{cases} \quad (V.9.c)$$

#### V.3.2.1- Modèle linéaire :

##### V.3.2.1.1- Découplage et méthode indirecte :

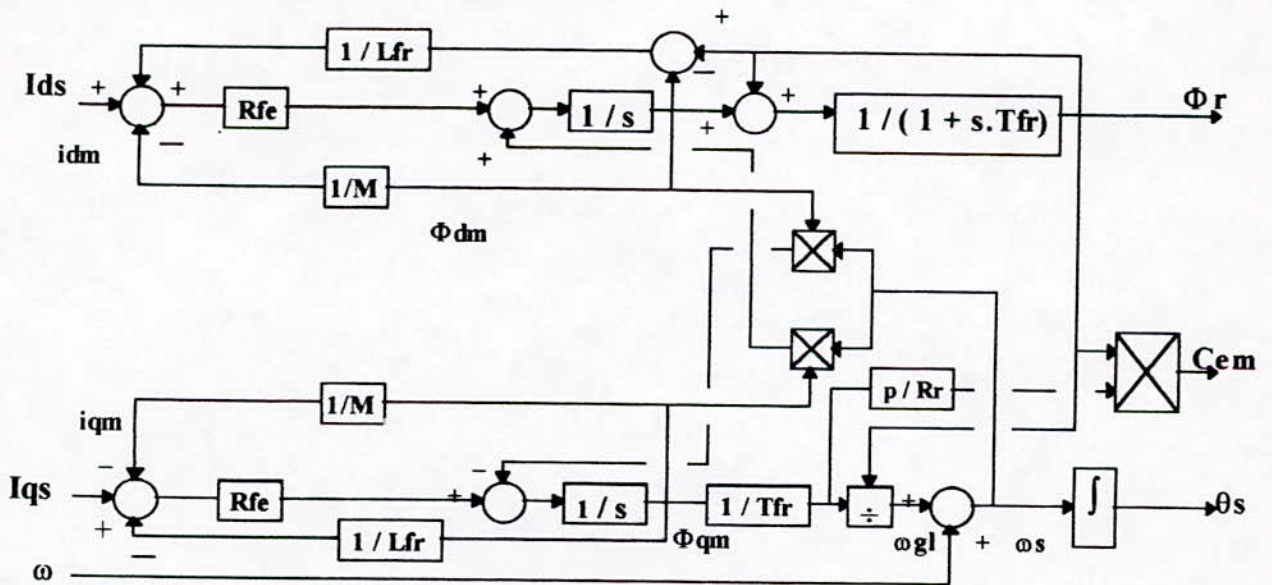
A partir des équations (V.4.a) et (V.4.c) on déduit le bloc de découplage tenant compte des pertes fer (figure(V.4)).



Fig(V.4)- Bloc de découplage tenant compte des pertes fer.

**V.3.2.1.2- Méthode directe :**

A partir des équations (V.9.a) et (V.9.b) on déduit le bloc « estimateur du flux et du couple » tenant compte des pertes fer (figure(V.5)).



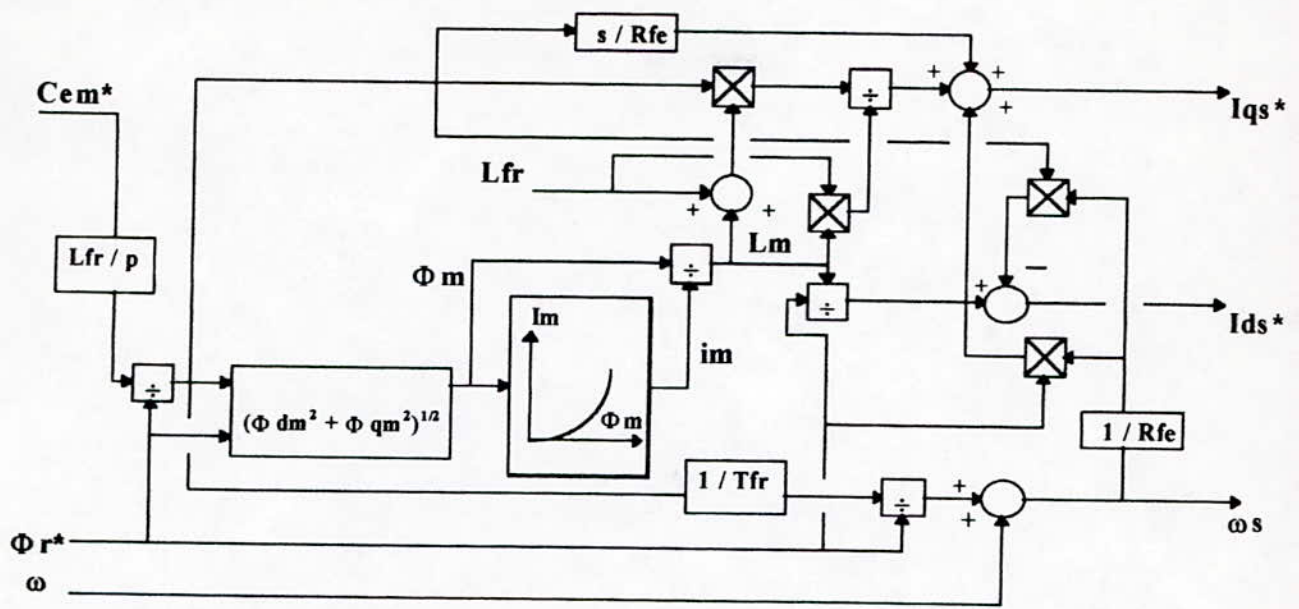
Fig(V.5)- Estimateur du flux et du couple.

**V.3.2.2- Modèle saturé :**

**V.3.2.2.1- Découplage et méthode indirecte :**

A partir des équations (V.9.a) et (V.9.c) on déduit le bloc de découplage tenant compte des pertes fer (figure(V.6)).

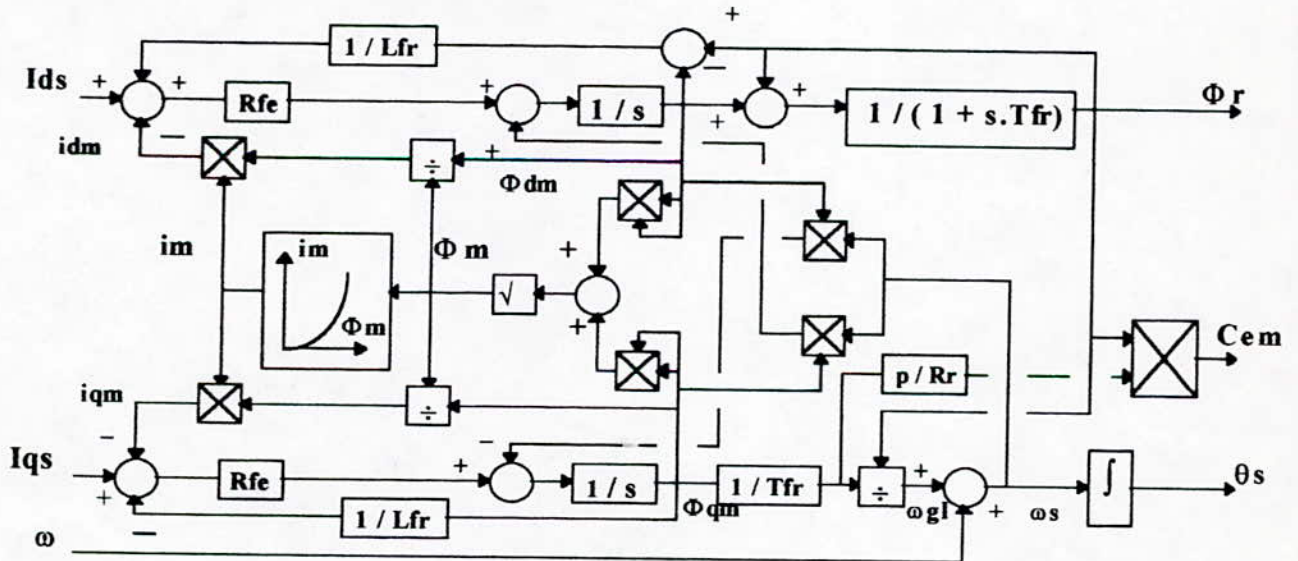




Fig(V.6)- Bloc de découplage tenant compte des pertes fer.

V.3.2.2.2- Méthode directe :

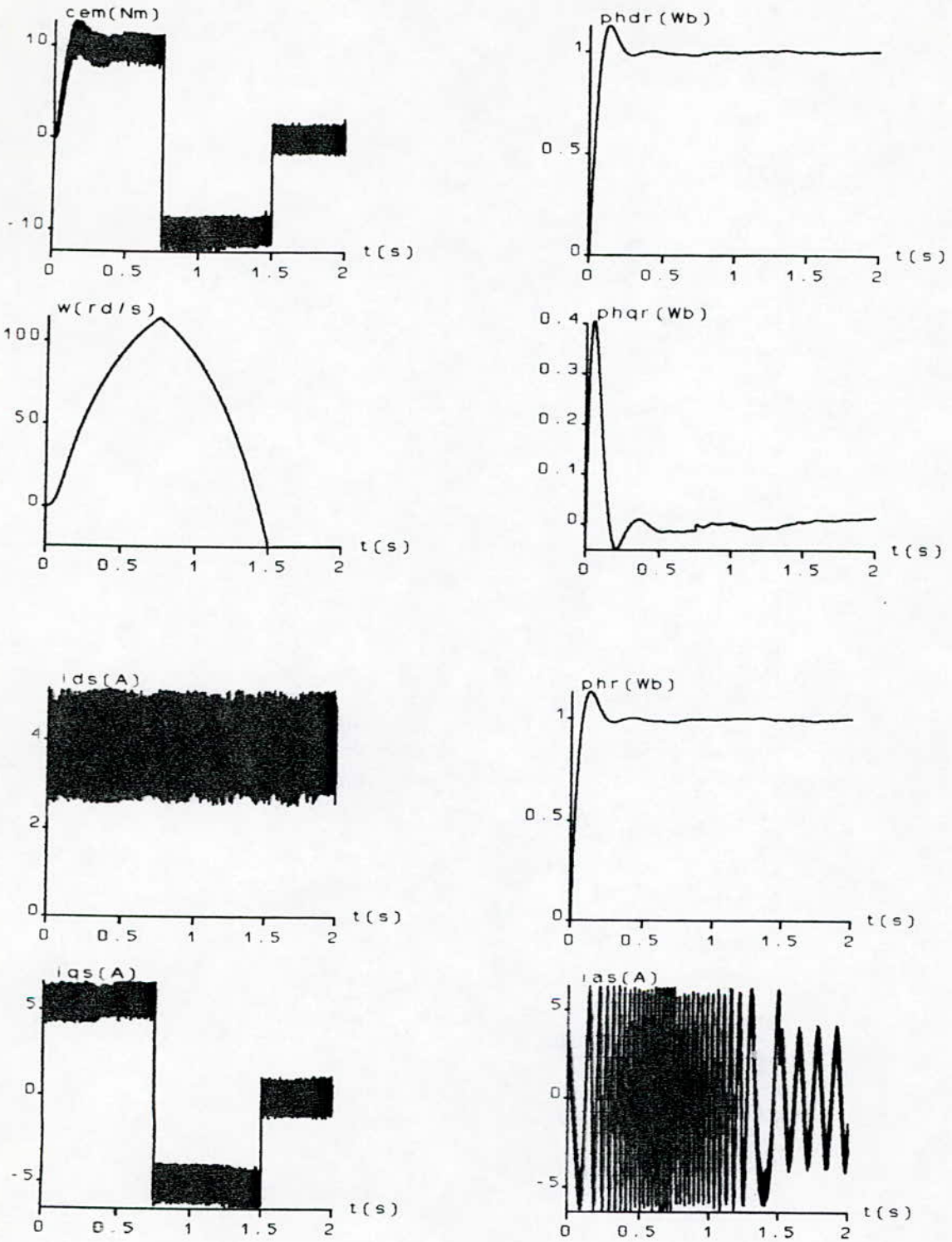
A partir des équations (V.9.a) et (V.9.b) on déduit le bloc « estimateur du flux et du couple » tenant compte des pertes fer (figure(V.7)).



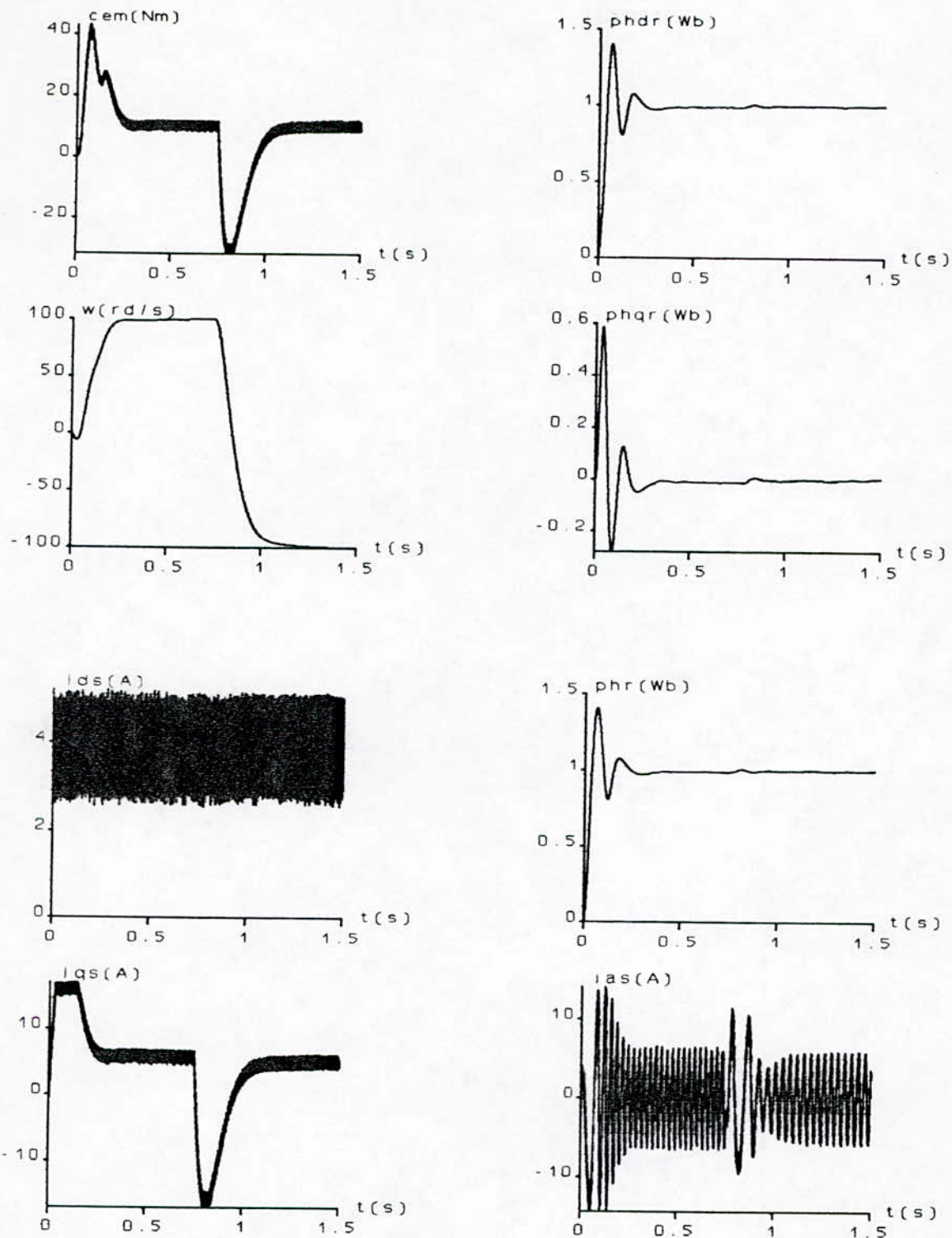
Fig(V.7)- Estimateur du flux et du couple.

V.3.3- Simulation numérique :

Les figures (V.8.a) et (V.8.b) montrent les résultats de simulation de la compensation de l'effet des pertes fer, pour le découplage, la méthode indirecte et la méthode directe et ceci pour le cas linéaire et saturé.

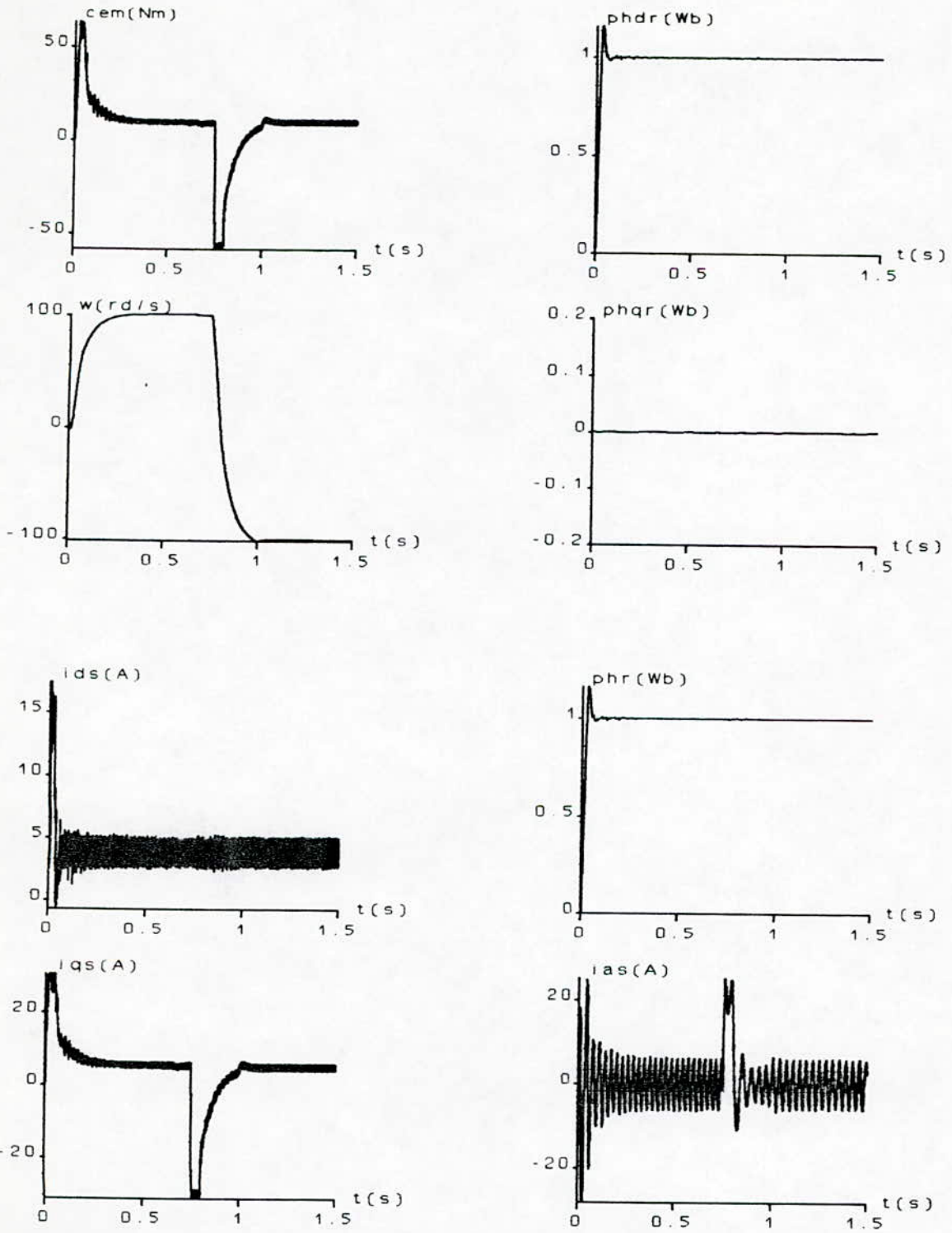


Figure(V.8.a.1)- Découplage avec compensation des pertes fer (modèle linéaire).

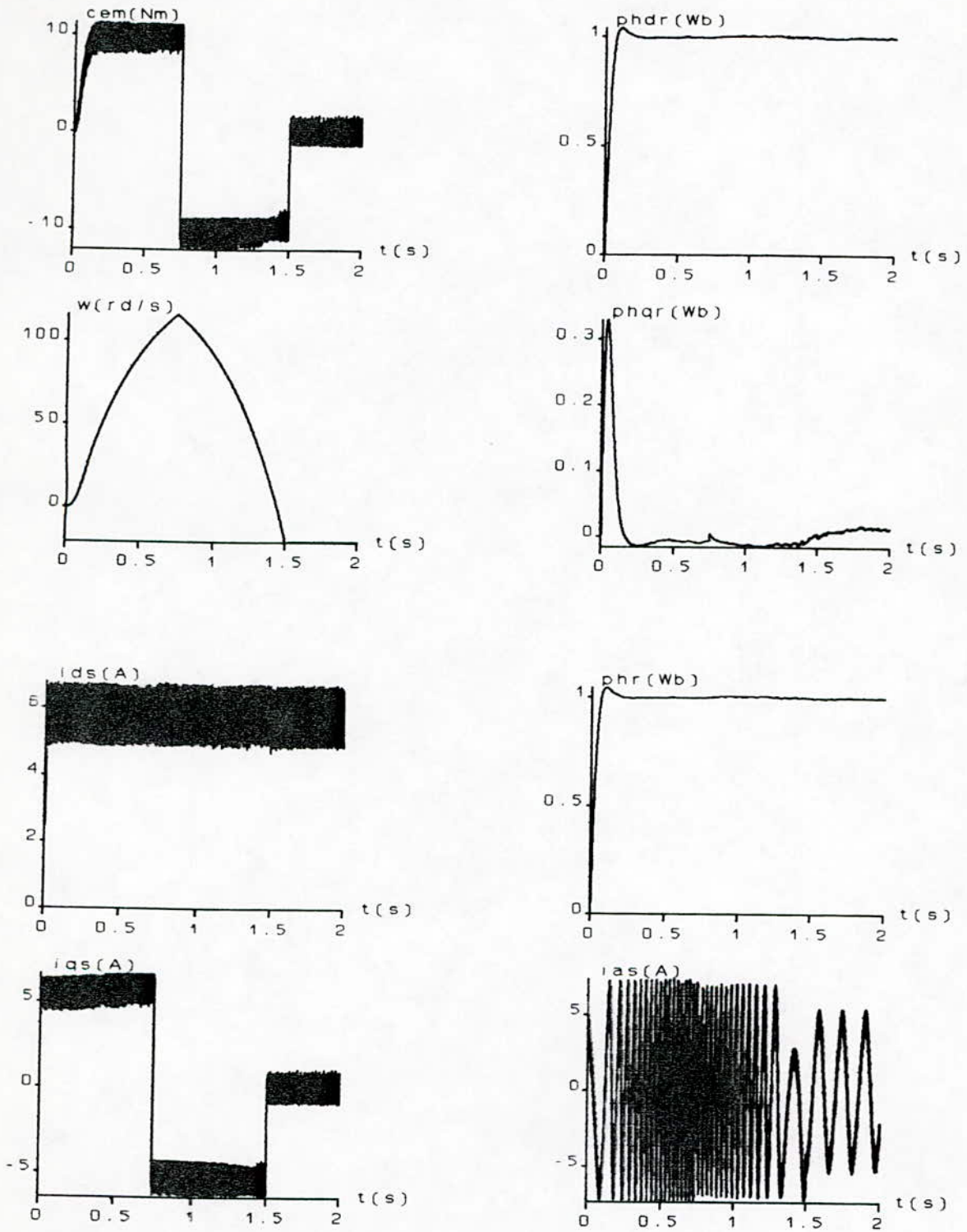


Figure(V.8.a.2)- Commande vécatorielle indirecte avec compensation des pertes fer (modèle linéaire).

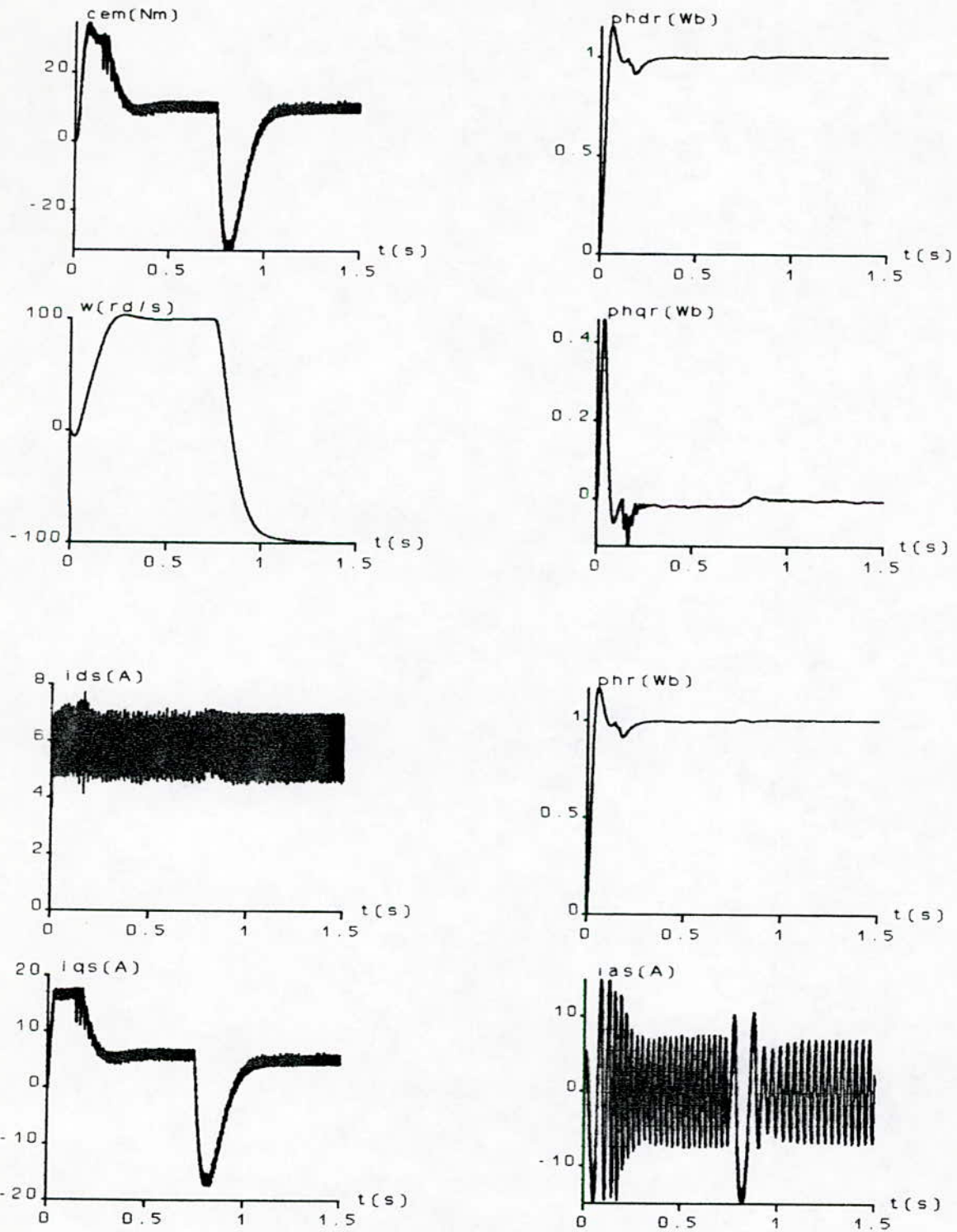




Figure(V.6.a.3)- Méthode directe avec compensation des pertes fer (modèle linéaire).

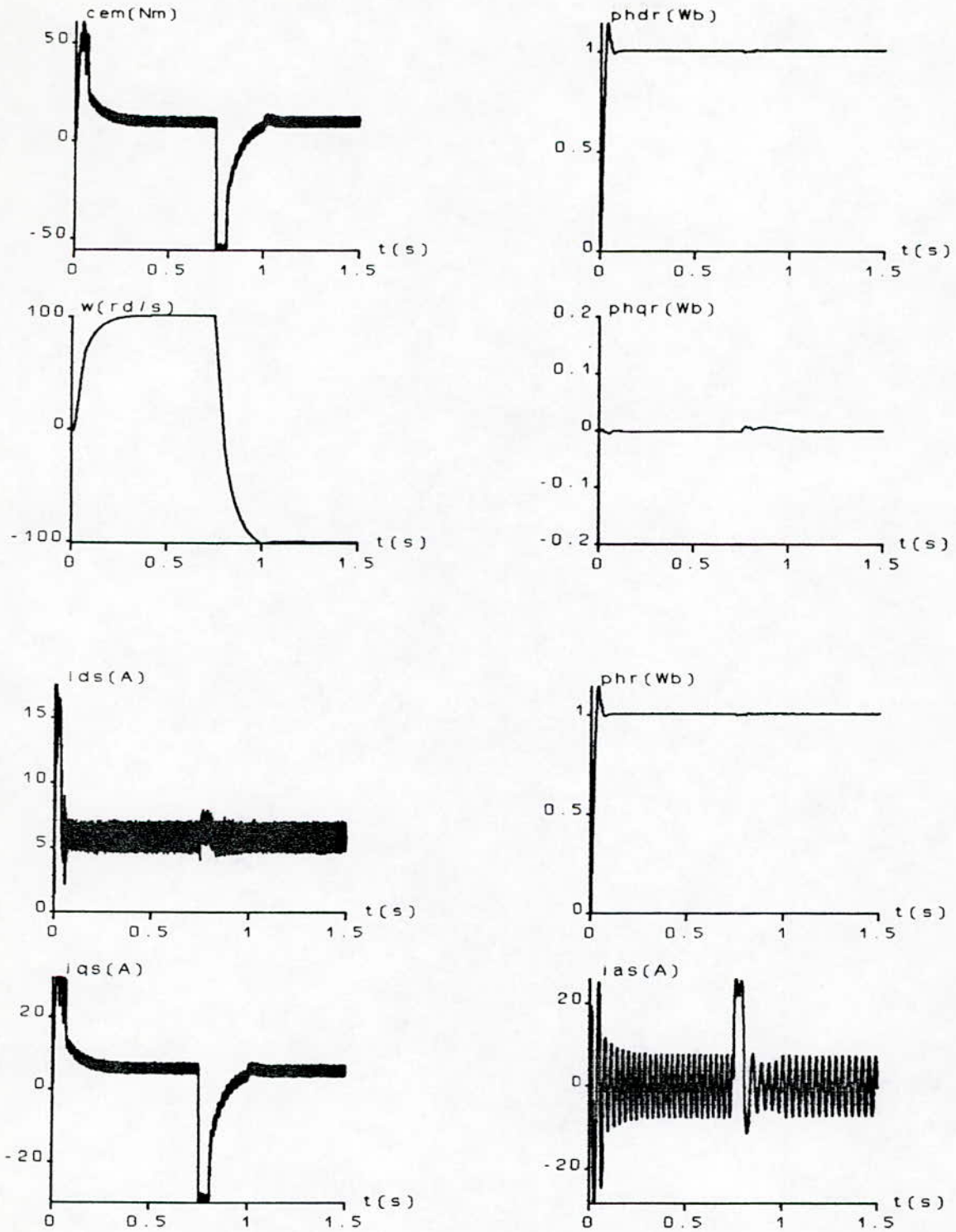


Figure(V.8.b.1)- Découplage avec compensation des pertes fer (modèle saturé).



Figure(V.8.b.2)- Méthode indirecte avec compensation des pertes fer (modèle saturé).





Figure(V.8.b.3)- Commande vécatorielle directe avec compensation des pertes fer (modèle saturé).

**CONCLUSION**

**GENERALE**



Le travail présenté dans ce mémoire contribue à l'étude de l'influence des différents phénomènes physiques, qui accompagnent le fonctionnement du moteur à induction ; tels que la saturation magnétique, les pertes fer et la variation de la température, qui causent une variation des paramètres électriques, sur la commande vectorielle de ce dernier. Par la suite nous avons proposé des algorithmes de compensation et nous avons pu valider leurs performances dans la commande par orientation du flux.

Dans un premier temps, nous avons présenté un modèle simplifié de la machine à induction, associée à son alimentation.

Nous avons ramené le modèle de la machine à induction à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Pour ce faire, nous avons découplé la commande du flux magnétique de celle du couple électromagnétique par trois moyens différents :

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

L'analyse faite autour de ces trois méthodes nous a fait choisir le découplage par orientation du flux rotorique.

Nous avons étudié les deux types de commandes vectorielles : la commande *indirecte* et *directe*. Le premier type est basé sur la connaissance de la position du flux rotorique à partir de la vitesse rotorique mesurée et de la pulsation de glissement de référence. Le second exige la connaissance instantanée de la position et de l'amplitude du flux rotorique à partir des grandeurs mesurées directement sur la machine sans passer par les grandeurs de référence.

Une étude par simulation est faite pour montrer l'influence de la variation des paramètres électriques sur la commande vectorielle. Nous avons proposé un algorithme de commande qui prend en compte la variation de la résistance rotorique. Dans le cas où la machine fonctionne en régime saturé, nous avons proposé des algorithmes qui prennent en compte l'effet de la saturation.

Dans la dernière partie de ce travail, nous avons présenté un modèle de la machine qui tient compte des pertes fer et nous avons étudié leurs influences sur la commande vectorielle. Enfin nous avons présenté des structures de commande qui les compensent.

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, pour les remplacer par des modèles dynamiques tels que les estimateurs et les observateurs.



# ANNEXES

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

Tension	220V/380V
Courant nominal	6.7A/3.7A
Puissance	1.5 kW
Nombre de paires de pôles p	2
Résistance statorique par phase $R_s$	4.85 $\Omega$
Résistance rotorique par phase ramenée au stator $R_r$	3.805 $\Omega$
Inductance de fuite statorique $L_{fs}$	0.016 H
Inductance de fuite rotorique ramenée au stator $L_{fr}$	0.016 H
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor $M$	0.258 H
Résistance équivalente aux pertes fer $R_{fe}$	500 $\Omega$
Moment d'inertie de la partie tournante $J$	0.031 $\text{Kg.m}^2$
Coefficient de frottement $f$	0.001136 $\text{Nm/rd/s}$
Vitesse nominale $N_n$	1420 $\text{tr/mn}$

Toutes les variables de commande ont, en générale des valeurs de limitations lorsque le principe de contrôle par orientation du flux est appliqué. Les valeurs de limitations sont calculées à partir des équations de la structure de commande (B.1).

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{M} \cdot (1 + Tr \cdot s) \cdot \Phi_r^* \\ I_{qs}^* = \frac{Lr \cdot Cem^*}{p \cdot M \cdot \Phi_r^*} \\ \omega_{gl}^* = \frac{M \cdot I_{qs}^*}{Tr \cdot \Phi_r^*} \end{cases} \quad (B.1)$$

En régime permanent, nous avons

$$\frac{d\Phi_r^*}{dt} = 0 \quad (B.2)$$

D'après (B.1) et (B.2), nous avons

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* = \frac{Lr \cdot Cem^*}{p \cdot M \cdot \Phi_r^*} \\ \omega_{gl}^* = \frac{M \cdot I_{qs}^*}{Tr \cdot \Phi_r^*} \end{cases} \quad (B.3)$$

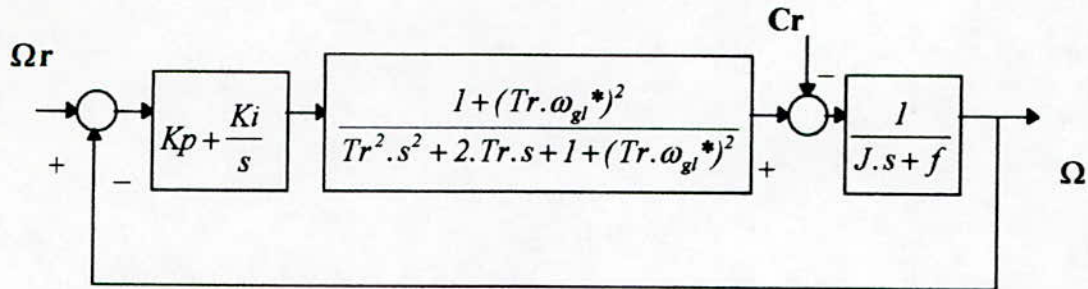
Nous obtenons donc les valeurs de limitations suivantes :

$$\begin{aligned} 0 &\leq I_{ds}^* \leq \frac{\Phi_r^*}{M} \\ |I_{qs}^*| &\leq \frac{Lr \cdot Cem^*}{p \cdot M \cdot \Phi_r^*} \\ |\omega_{gl}^*| &\leq \frac{Rr \cdot Cem^*}{p \cdot \Phi_r^{*2}} \end{aligned} \quad (B.4)$$



### C.1- Méthode indirecte :

Nous allons calculer les paramètres du régulateur de vitesse P.I. Le schéma bloc de la régulation de vitesse est donné par la figure (C.1) [32].



Fig(C.1)- Schéma bloc de la régulation de la vitesse.

L'équation caractéristique de ce système est :

$$E(s) = J.Tr^2 \left[ s^4 + \left( \frac{f}{J} + \frac{2}{Tr} \right) s^3 + \left( \frac{2f}{J.Tr} + \frac{1}{Tr^2} + \omega_{gl}^{*2} \right) s^2 + \frac{(f + Kp).(1 + (\omega_{gl}^*.Tr)^2)}{J.Tr^2} s + \frac{Ki}{J.Tr^2} . (1 + (Tr.\omega_{gl}^{*2})) \right] \quad (C.1)$$

Pour avoir une réponse optimale, il faut que :

$$\begin{cases} Kp = \frac{2.J}{Tr} \\ Ki = \frac{J}{Tr^2} \left[ 1 + \left( \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \right)^2 \right] \end{cases} \quad (C.2)$$

On a alors :

$$Kp = 0.861 \quad ; \quad Ki = 11.956$$

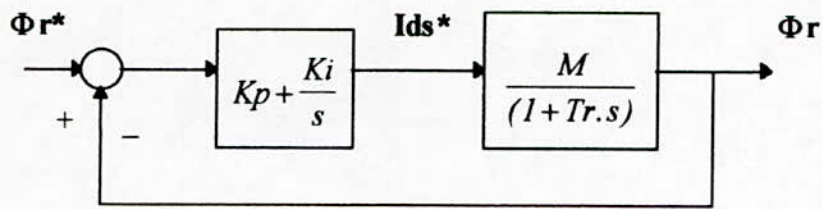
( en fonctionnement nominale on a :  $I_{qs}^* \approx I_{ds}^*$  )

### C.2- Méthode directe :

Il faut calculer les paramètres de trois régulateurs P.I, à savoir le régulateur de flux, de couple et de vitesse.

#### C.2.1- Régulateur de flux :

Le schéma bloc de la régulation de flux est donné par la figure (C.2).



Fig(C.2)- Schéma bloc de la régulation du flux.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_r^*(s)} = \frac{M}{Tr} \cdot \frac{(Kp.s + Ki)}{\left[ s^2 + \left( \frac{M.Kp + 1}{Tr} \right).s + \frac{M.Ki}{Tr} \right]} \quad (C.3)$$

d'où l'équation caractéristique du système :

$$E(s) = s^2 + \left( \frac{1 + M.Kp}{Tr} \right).s + \frac{M.Ki}{Tr} \quad (C.4)$$

Pour avoir une réponse optimale il faut que :

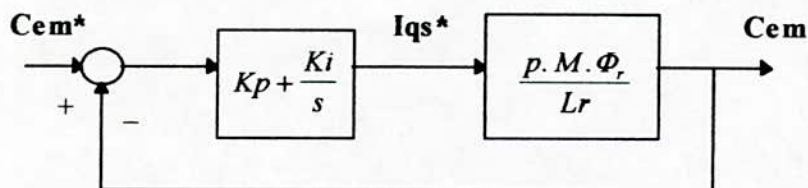
$$\begin{cases} Kp = \frac{1}{M} \\ Ki = \frac{1}{(0.7)^2 \cdot Tr \cdot M} \end{cases} \quad (C.5)$$

on a alors :

$$Kp = 51.95 \quad ; \quad Ki = 5582.21$$

### C.2.2- Régulation du couple :

Le schéma bloc de la régulation de flux est donné par la figure (C.3).



Fig(C.3)- Schéma bloc de la régulation du couple.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est :

$$\frac{Cem(s)}{Cem^*(s)} = \frac{(Kp.s + Ki)}{\left( \frac{Lr}{p.M.\Phi_r} + Kp \right).s + Ki} \quad (C.6)$$

d'où l'équation caractéristique du système :

$$E(s) = s + \frac{Ki}{\left(\frac{Lr}{p.M.\Phi_r^*} + Kp\right)} \quad (C.7)$$

Pour avoir une réponse rapide du couple on choisit :

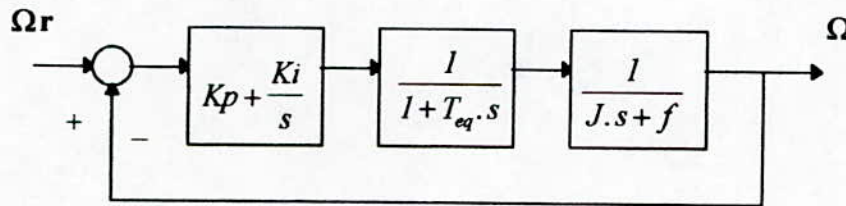
$$\begin{cases} Kp = \frac{Lr}{p.M.\Phi_r^*} \\ Ki = 100.Kp \end{cases} \quad (C.8)$$

on a alors :

$$Kp = 0.531 \quad ; \quad Ki = 53.1$$

### C.2.3- Régulateur de vitesse :

La figure (C.3) représente le schéma bloc de la régulation de vitesse pour la méthode directe.



Fig(C.3)- Schéma bloc de la régulation de vitesse.

En utilisant le critère symétrique, nous aboutissons à la fonction de transfert suivante :

$$G_o(s) = \frac{k}{s.Ti.(1+s.Teq)} \cdot \frac{1+s.T_R}{s.T_R} \quad (C.9)$$

avec

$$T_R = \frac{Kp}{Ki} \quad ; \quad Ti = \frac{I}{Ki} \quad ; \quad k = \frac{T_R}{J} \quad (C.10)$$

et

$$\begin{cases} T_R = 4.Teq \\ Ti = 2.k.Teq \end{cases} \quad (C.11)$$

⇒

$$\begin{cases} Kp = Ki.4.Teq \\ Ki = \frac{J}{8.Teq^2} \end{cases} \quad (C.12)$$



on a alors :

$$K_p = 38.75 \quad ; \quad K_i = 1.55$$

Nous avons remarqué que la multiplication de  $K_i$  par 10 et par suite  $K_p$  nous permet d'avoir une réponse plus rapide vis-à-vis de la consigne ainsi qu'un dépassement .moindre.

Essayons d'exprimer les dérivées  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$  et  $\frac{d\Phi_{qm}}{dt}$  en fonction des courants :

on a :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = \frac{d(M \cdot I_{dm})}{dt} = M \cdot \frac{dI_{dm}}{dt} + I_{dm} \cdot \frac{dM}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = \frac{d(M \cdot I_{qm})}{dt} = M \cdot \frac{dI_{qm}}{dt} + I_{qm} \cdot \frac{dM}{dt} \end{cases} \quad (D.1)$$

A cause de la caractéristique de magnétisation,  $\frac{dM}{dt}$  n'est plus nul [18] [38]:

$$\begin{aligned} \frac{dM}{dt} &= \frac{dM}{dI_m} \cdot \frac{dI_m}{dt} = \frac{d\left(\frac{\Phi_m}{I_m}\right)}{dI_m} \cdot \frac{dI_m}{dt} = \frac{\left(\frac{d\Phi_m}{dI_m} \cdot I_m - \Phi_m\right)}{I_m^2} \cdot \frac{dI_m}{dt} \\ \Rightarrow \frac{dM}{dt} &= \frac{(Mdy - M)}{I_m} \cdot \frac{dI_m}{dt} \end{aligned} \quad (D.2)$$

avec

$$\begin{aligned} \frac{dI_m}{dt} &= \frac{d\left[(I_{dm}^2 + I_{qm}^2)^{1/2}\right]}{dt} = \frac{I_{dm}}{I_m} \cdot \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \cdot \frac{dI_{qm}}{dt} \\ \Rightarrow \frac{dI_m}{dt} &= \cos \theta l \cdot \frac{dI_{dm}}{dt} + \sin \theta l \cdot \frac{dI_{qm}}{dt} \end{aligned} \quad (D.3)$$

ce qui nous donne :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = [M + (Mdy - M) \cdot \cos^2 \theta l] \cdot \frac{dI_{dm}}{dt} + [(Mdy - M) \cdot \cos \theta l \cdot \sin \theta l] \cdot \frac{dI_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = [M + (Mdy - M) \cdot \sin^2 \theta l] \cdot \frac{dI_{qm}}{dt} + [(Mdy - M) \cdot \cos \theta l \cdot \sin \theta l] \cdot \frac{dI_{dm}}{dt} \end{cases} \quad (D.4)$$

ou en d'autre terme :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = (L0 + L2c) \cdot \frac{dI_{dm}}{dt} + L2s \cdot \frac{dI_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = L2s \cdot \frac{dI_{qm}}{dt} + (L0 - L2c) \cdot \frac{dI_{dm}}{dt} \end{cases} \quad (D.5)$$

## BIBLIOGRAPHIE



# BIBLIOGRAPHIE

- [1] **BARAZANE L.**, : ' *Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Alimenté en Courant.* '.- Thèse de Magister, ENP, 1993.
- [2] **BARRET P.**, : ' *Régimes transitoires des machines tournantes électriques.* '.- Eyrolles, Paris, 1982.
- [3] **BENBELLIL A., IGHMOURACEN.L.**, : ' *Commande vectorielle d'un moteur asynchrone.* '.- PFE, ENP, Septembre 1994.
- [4] **BOSE B.K.** , : ' *Power electronics and AC drives.* '.- Prentice-Hall, 1986.
- [5] **BOUSSAK M.**, : ' *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.
- [6] **BUHLER H.**, : ' *Conception des systèmes automatiques.* '.- Paris, Dunod, 1989.
- [7] **CAPOLINO G.A., FU Y.Y.**, : ' *Commande des Machines asynchrones par flux orienté.* '.- Marseille, Institut Méditerranéen de Technologie
- [8] **CHATELAIN J.**, : ' *Machines électriques.* '.- Tomes I et II, Dunod.
- [9] **CARON J.P., AUTIER J.P.**, : ' *Modélisation et commande de la MAS.* '.- Paris, Tec et doc, 1995.
- [10] **DJAHBAR A., BENSALD A.**, : ' *Commande vectorielle d'une MAS.* '.- PFE, ENP, Juin 1995.
- [11] **FAIDALLAH A.**, : ' *Contribution à l'Identification et à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones.* '.- Thèse de Doctorat de l'INPL, France, Fev 1995.
- [12] **GARCES J.L.**, : ' *Parameter Adaptation For The Speed Controlled Static AC Drive with a Squirrel Cage Induction Motor.* '.- IEEE, Trans. Ind. Appl., vol. IA-16, pp.173-178, 1980.
- [13] **HEBERT A., NAUDET C., PINARD M.**, : ' *Machines électriques - Electronique de puissance.* '.- Paris, Dunod, 1994.
- [14] **HEMICI B.**, : ' *Commande de position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant.* '.- AJOT, CEA'94, Algiers, Nov 1994, vol. 1, pp. 48-53.

- [15] **HESSAS A., KHELILIFI R.,** : ' *Commande adaptative d'une MAS à flux orienté.* ', PFE, ENP, Juin 1996.
- [16] **KOYAMA M., YANO M.,** : ' *Microprocessor-Based Vector Control system for Induction Motor Drive with Rotor Time Constante Identification fonction.* ' - IEEE, vol. 22, No. 3, Mai / Juin 1986, pp. 453-459.
- [17] **LAJOIE-MAZENCE,** : ' *Les Techniques de Commande Vectorielle des Machines Asynchrones.* ' - EDF, Janvier 1992.
- [18] **LALILI D., ALLIAOUI D.,** : ' *Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension.* ' - PFE, ENP, Juin 1996.
- [19] **LEMAIRE-SEMAIL B., BOUILLAULT F, RAZEK A,** : ' *Modélisation et commande vectorielle d'un moteur asynchrone saturé avec contrôle dynamique du flux.* ' - J. Phys. III. France I. 1991.
- [20] **LEVI E., VUCKOVIC V.,** : ' *Field-oriented control of induction machines in the presence of magnétic saturation.* ' - Electr. Mach. a. Power Syst. 16 (1989) no.2, pp. 133-147.
- [21] **LEVI E.,** : ' *Magnetic Saturation in Rotor-Flux-Oriented Induction Motor drives : Operating Regimes, Consequences and Open-Loop compensation.* ' - Eur. Trans. Elec. Power. Ing. vol. 4. 1994. pp. 277-286.
- [22] **LEVI E., SOKOLA M., BOGLIETTI A., PASTORELLI M.,** : ' *Iron Loss in Rotor-Flux-Oriented Induction Machines : Identification, Assessment of Detuning, and Compensation.* ' - IEEE. Trans. Power. Electr. vol. 11. no. 5. Septembre 1996. pp. 698-709.
- [23] **LORENTZ R.D., NOVOTY D.W.,** : ' *Saturation Effects in Field Oriented Induction Machines.* ' - IEEE, vol 26, no 2, Mars / Avril 1990. pp. 283-289.
- [24] **MAHMOUDI M.O.,** : ' *Modélisation de la Machine Asynchrone en vue de sa Commande.* ' - Polycopie de cours. ENP. 1996.
- [25] **MENDES E., RAZEK A.,** : ' *A Simple Model for Core Losses and Magnetic Saturation in Induction Machines Adapted for Direct Stator Flux Orientation Control.* ' - IEE. Power. Electr. Var- Speed Drives. Oct 1994. pp. 192-197.
- [26] **NORDIN.B.K., NOVOTNY W.D., ZINGER S.D.,** : ' *The Influence of Motor Parameters Deviation in Feed Forward Field Orientation Drives Systems.* ' - IEEE, vol. 21, no. 4, Juillet / Août 1985. pp. 1009- 1015.



- [27] **OJO J.O.,** : ' *An Improved Model of Saturated Induction Machines.* '.- IEEE, vol 26, no. 2, Mars / Avril 1990. pp. 212-221.
- [28] **OJO J.O., VIPIN M., BHAT I.,** : ' *Steady-State Performance Evaluation of Saturated Field Oriented Induction Motors.* '.- IEEE. Trans. Ind. Appl. vol. 30. no. 6. Nov / Dec 1994. pp. 1638-1647.
- [29] **PIETRZAK-DAVID M., DE FORNEL B.,** : ' *Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone.* '.- SEE, Journée d'Etudes, 2/12/1992, Lille.
- [30] **PROFUMO F., GRIEVA G., PASTORELLI M.,** : ' *Universal Field Oriented Controller Based on Air Gap Flux Sensing via Third Harmonic Stator Voltage.* '.- IEEE. Trans. Ind. Appl. vol. 30. no. 2. Mars / Avril 1994. pp. 448-455.
- [31] **RAPP H.,** : ' *Examination of Transient Phenomena in Induction Machines, Caused by an Incorrectly Adjusted Rotor-Time Constant in a Field-Orientated Control System.* '.- ETEP. vol. 3. no. 6. Nov / Dec 1993. pp. 397-405.
- [32] **REHAHLA S.,** : ' *Etude de la commande d'une MAS triphasée par la technique du flux orienté.* '.- Thèse de Magister. ENP. Dec 1996.
- [33] **SEGUIER G., LABRIQUE F.,** : ' *Les convertisseurs de l'électronique de puissance.* '.- Tome 4, conversion continue-alternative. Edition Technique et Documentation, Lavoisier, 1989.
- [34] **SEGUIER G., LESSENE L., NOTELET F.,** : ' *Introduction à l'électrotechnique approfondie.* '.- Technique et Documentation, 1980.
- [35] **SULLIVAN C.R., KAO C., ACKER B.M., SANDERS S.R.,** : ' *Control systems for Induction Machines With Magnetic Saturation.* '.- IEEE. Trans. Ind. Appl. vol. 43. no. 1. February 1996. pp. 142-152.
- [36] **SUN C.,** : ' *Indirect Field Oriented Control of Induction Machine utilising a Reactive Power Perturbation Scheme.* '.- IMACS-TCI'93. Ecole Polytechnique de Montréal, Juillet 1993.
- [37] **TRZYNADLOWSKI A.M.,** : ' *The field orientation principle in control of induction motors.* '.- Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [38] **VAS P.,** : ' *Vector Control of AC Machines.* '.- Oxford Science Publications, 1990.
- [39] **VAS P., ALAKULA M.,** : ' *Field Oriented Control of Saturated Induction Machines.* '.- IEEE. Trans. on Energy Conversion EC-5 (March 1990) no. 1. pp. 218-224.