

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

Genie Electrique

مدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Commande vectorielle de la
mas alimentée en
tension.*

Proposé par :

B. HEMICI
M. O. MAHMOUDI

Etudié par :

A. DJANBAR
A. BENSALD

Dirigé par

M. O. MAHMOUDI
B. HEMICI

PROMOTION

Juin 1995

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Remerciements

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciement à nos promoteurs *Mr M.O MAHMOUDI* et *B.HEMICI*, pour leurs aide et conseils qu'ils nous ont prodigué durant tout notre travail.

Nous exprimons aussi l'expression de notre gratitude à l'ensemble de nos enseignants, qui ont participé à notre formation.

RESUME:

COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION:

Le but de ce travail est de présenter la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) de la machine asynchrone alimentée en tension. Le principe général de la théorie consiste à découpler les variables de la machine couple-flux. L'application de la commande par mode glissement sur le modèle linéaire de la machine a montré la robustesse du réglage pour toute variation de la charge. Les principaux schémas de commande qui sont basés sur cette méthode sont donnés et analysés.

Les résultats de simulation sont présentés pour valider le principe et les performances de la commande vectorielle.

MOTS CLEFS:

Machine asynchrone, onduleur à MLI, commande vectorielle et commande par mode de glissement.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE:

INTRODUCTION GENERALE.....

CHAPITRE I: MODELISATION: CONVERTISSEUR STATIQUE-MAS.....

I-1 INTRODUCTION.....

I-2 MISE EN EQUATION DE LA MAS

I-2-1 Description

I-2-2 Hypotheses simplificatrices

I-2-3 Equation aux tensions

I-2-4 Transformation de PARK

I-2-5 Choix du référentiel (d,q)

I-2-5-1 Cas d'un référentiel lié au stator

I-2-5-2 Cas d'un référentiel lié au rotor

I-2-5-3 Cas d'un référentiel lié au champs tournant

I-2-6 Calcul de couple électromagnétique

I-2-7 Equation mecanique

I-2-8 Mise sous forme d'équations d'état

I-3 SIMILATION

I-3-1 Test de demarage de la MAS

I-4 ALIMENTATION PAR ONDULEUR DE TENSION

I-4-1 Introduction

I-4-2 Description du système d'association

I-4-3 Modélisation du système
redresseuse-filtre-onduleur

I-4-3-1 Modélisation du redresseur

I-4-3-2 Modélisation du filtre

I-4-3-3 Modélisation du l'onduleur

I-4-3-4 Commande par modulation de largeur d'impulsion
stratégie triangulo-sinusoidale

I-4-4 Modélisation de l'association convertisseur
statique-MAS

I-4-5 Similation numerique

I-5 CONCLUSION.....

CHAPITRE II: INTRODUCTION A LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE.....

II-1 INTRODUCTION

II-2 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE DE LA MAS

II-3 THEORIE DU FLUX ORIENTE

a) Orientation du flux rotorique

b) Orientation du flux statorique

c) Orientation du flux d'entre

II-4 METHODE DE COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

II-4-1 Description

II-4-2 Commande indirecte par flux orienté

II-4-2-1 Principe

II-4-3 Commande directe par flux orienté

II-4-3-1 Principe

II-4-3-2 Commande vectorielle vectorielle utilisant un capteur du flux

II-4-3-3 Cmmande vectorielle utilisant un estimateur du flux.....

II-5 INFLUENCE DE LA CONSTANTE DE TEMPS DU ROTOR.....

II-6 CONCLUSION.....

CHAPITRE III ORIENTATION DU FLUX:
 COMMANDE INDIRECTE, COMMANDE DIRECTE:

III-1 INTRODUCTION.....

III-2 COMMANDE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX.....

III-2-1 Description.....

III-2-1 Commande indirecte sans réglage de la vitesse...

a) Structure de commande en tension par orientation du flux rotorique.....

b) Structure de commande en tension par orientation du flux statorique.....

c) Structure de commande en tension par orientation du flux d'entrefer.....

III-2-3 Commande indirecte par orientation du flux rotorique avec réglage de la vitesse.....

III-3	COMMANDE DIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.....	
III-3-1	Decouplage des equations	
III-3-2	Commande vectorielle utilisant un capteur de flux.....	
III-3-3	Commande vectorielle utilisant un estimateur de flux et de couple.....	
III-4	CALCUL DES REGULATEURS.....	
III-4-1	Présentation de la méthode.....	
III-4-2	Application à la MAS.....	
	a) Cas de régulateur de flux.....	
	b) Cas de régulateur de courant.....	
	c) Cas de régulateur de vitesse.....	
III-5	COMPARAISON DES DEUX METHODES DE COMMANDE.....	
III-6	CONCLUSION.....	
CHAPITRE VI COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT APPLIQUEE AU MODELE DE LA MAS AVEC ORIENTATION DU FLUX.....		
VI-1	INTRODUCTION.....	106
VI-2	PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT...	107
VI-3	COMMANDE EQUIVALENTE.....	108
VI-4	LIMITE DU DOMAINE DE MODE DE GLISSEMENT.....	109
VI-5	CONFIGURATION AVEC LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE REACTION D'ETAT ET REGULATEUR INTEGRATEUR.....	109
VI-5-1	Equation d'état du système globale	111
VI-5-2	Detèrmination des coefficients de la contre réaction d'état par la méthode de placement des pôles.....	112
VI-5-3	Determination du coefficient K_w	114
VI-6	APPLICATION A LA COMMANDE DE LA MAS.....	116
VI-6-1	Modèle réduit de la MAS.....	116
VI-6-2	Equation d'état du système réduit.....	117

VI-7	INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION.....	119
VI-8	CONCLUSION.....	120
	CONCLUSION GENERALE.....	124
	ANNEXES.	
	BIBLIOGRAPHIE.	

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

NOTATIONS

Notations

- a, b, c : Indices correspondants aux trois phases statoriques
« a », « b », « c ».
- A, B, C : Indices correspondants aux trois phases rotoriques
« A », « B », « C ».
- s, r : Indices correspondants au stator et au rotor.
- $d-q$: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- $\alpha-\beta$: Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
- s : Variable de *LAPLACE*.
- L_s, L_r : Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
- L_m : Inductance mutuelle propre.
- R_s, R_r : Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
- T_s, T_r : Constantes de temps statorique et rotorique.
($T_s = L_s / R_s$, $T_r = L_r / R_r$).
- σ : Coefficient de fuite totale.
($\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$).
- P : Nombre de paires de pôles.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant
- K : Coefficient de frottement visqueux.

- J : Moment d'inertie de la partie tournante.
- θ_s, θ_m : Angles électriques statorique et rotorique.
- θ_{sl} : Angle de glissement
- δ : Angle initiale.
- ω_s, ω_m : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
- ω_{sl} : Glissement de vitesse angulaire électrique.
- Ω_r : Vitesse mécanique.
- Φ : Flux.
- V : Tension.
- i : Courant.
- f : Fréquence d'alimentation.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale:

La machine asynchrone, pour sa robustesse et son entretien très réduit, est la plus répandue dans les installations industrielles. Elle peut entre autre remplacer la machine à courant continu à condition de pouvoir maîtriser sa vitesse.

Grâce au développement de la micro-informatique et de l'électronique de puissance, les électrotechniciens ont pu entreprendre d'importantes recherches sur la commande de cette machine. En effet, il est facile de faire varier sa vitesse en agissant:

- Soit sur le nombre de ses paires de pôles;
- Soit sur son glissement;
- Soit sur la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation.

L'action sur le nombre de paires de pôles permet d'obtenir différentes valeurs de vitesses bien déterminées alors que l'action sur le glissement, qu'on peut réaliser par une action sur la résistances rotorique ou sur la tension d'alimentation, permet un réglage continu de vitesse. Dans ce cas le rendement de la machine diminue et les pertes par effet Joule augmentent.

L'action simultanée sur l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation suivant une méthode de commande appelée commande vectorielle est la seule solution qui permet une variation continue de la vitesse de la machine tout en lui conservant de bonnes performances.

Elle consiste à assurer le plus possibles le contrôle séparé des deux variables couple et flux. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux, et le courant induit contrôle le couple.

Ce procédé moderne améliore considérablement la dynamique de la machine et permet alors son utilisation dans les applications de positionnement comme la robotique.

L'objectif de ce mémoire est la mise au point d'un programme utilisant le logiciel de simulation «*SIMNON*», permettant de simuler le fonctionnement de la machine asynchrone en commande vectorielle.

Ce mémoire comporte quatre chapitres. Au premier chapitre nous donnons les équations de la machine asynchrone dans différents repères associés au modèle équivalent de *Park* et l'étude de l'association convertisseur statique-machine asynchrone.

L'onduleur de tension est de type PWM contrôlé en tension par la technique triangulo-sinusoidale.

Le second chapitre porte sur la présentation des différentes méthodes de contrôle vectoriel. Les deux principales méthodes directe et indirecte sont soulignées.

Dans le troisième chapitre nous étudions la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone alimentée en tension. La description complète des différentes structures de commande est également détaillée. Nous effectuons aussi le calcul des régulateurs utilisés dans ce type de commande.

Enfin, le quatrième chapitre est consacré à la commande par mode de glissement appliquée au modèle de la machine asynchrone avec orientation du flux.

CHAPITRE I

MODELISATION : CONVERTISSEUR STATIQUE -MACHINE ASYNCHRONE

I-1- Introduction:

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble[1].

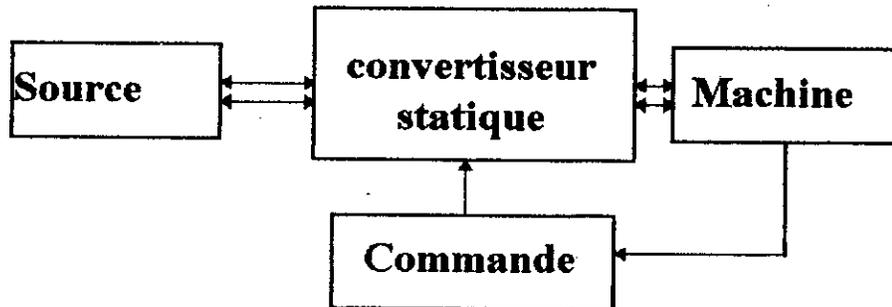


fig1-1:Ensemble actionneur.

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent;
- Une large plage de variation de la vitesse;
- Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles[1].

I-2- Mise en équation de la machine asynchrone:

I-2-1- Description:

La machine asynchrone représentée par le schéma de la figure (I-2) se compose:

- D'un circuit porté par le stator et comportant trois phases identiques décalées dans l'espace faisant entre elles un angle égale à $2\pi/3$. Ce circuit est relié à une source alternative d'alimentation triphasée.

- D'un circuit porté par le rotor, comportant trois phases identiques en court-circuit décalées également de $2\pi/3$.

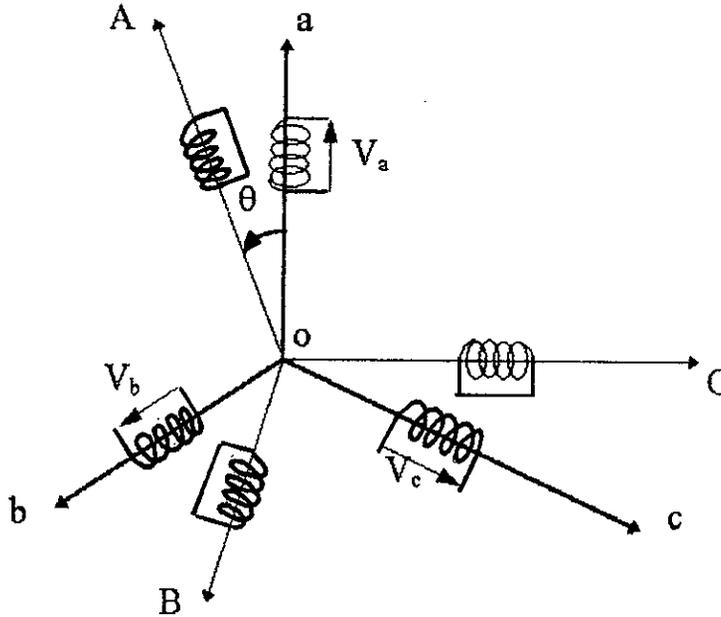


fig1-2: Schéma des enroulements de la machine asynchrone.

I-2-2- Hypothèses simplificatrices:

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, qui est employé dans les étapes de conception et de mise en oeuvre des stratégies de commande, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés et sont parfaitement feuilletés;
- Seuls les enroulements sont parcourus par des courants, dont la densité est supposée uniforme dans la section des conducteurs. (L'effet pelliculaire est négligeable);
- La répartition des forces magnétomotrices dans l'espace est sinusoïdale. On ne tiendra compte, par conséquent, que de l'harmonique fondamentale.

I-2-3- Equations aux tensions:

Dans ces conditions, les tensions statoriques et rotoriques, représentées sur la figure (I-2) sont données par:

- Au stator:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \tag{I-1}$$

- Au rotor:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} \tag{I-2}$$

Les relations entre les flux et les courants sont les suivantes:

- Au stator:

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta+2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta-2\pi/3) \\ M_s & L_s & M_s & M_{sr} \cos(\theta-2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta+2\pi/3) \\ M_s & M_s & L_s & M_{sr} \cos(\theta+2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta-2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \tag{I-3}$$

- Au rotor:

$$\begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta-2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta+2\pi/3) & l_r & M_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta+2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta-2\pi/3) & M_r & l_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta-2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta+2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \tag{I-4}$$

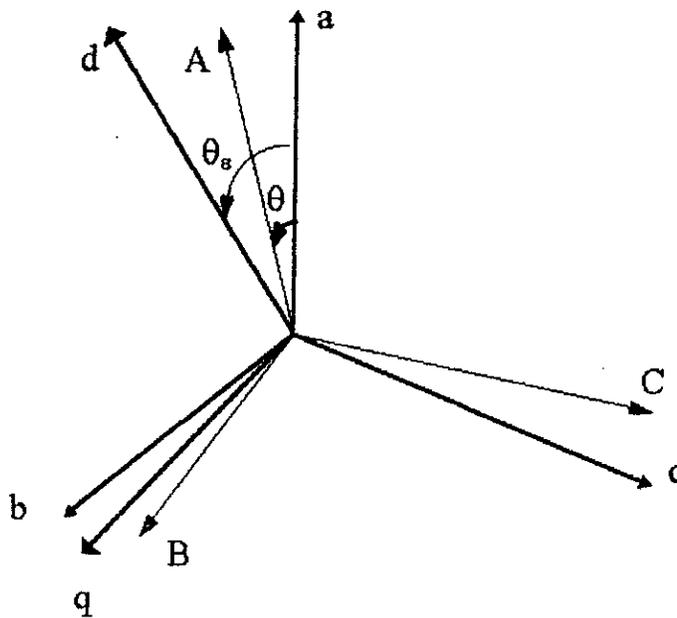
I-2-4- Transformation de Park:

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de **Park** s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple[2].

La matrice de transformation est définie par:

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi / 3) & \cos(\theta + 2\pi / 3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi / 3) & \sin(\theta + 2\pi / 3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

L'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques. (Voir schéma de la figure(I-3)).



figI-3: Schéma des référentiels.

On a alors:

- Pour les grandeurs statoriques:

$$[G_{dq}]_s = [A(\theta_e)] \cdot [G_{abc}] \quad (I-6)$$

- Pour les grandeurs rotoriques:

$$[G_{dq}]_r = [A(\theta_e - \theta)] \cdot [G_{ABC}] \quad (I-7)$$

Avec:

G: grandeur physique (V, I, Φ).

En appliquant la transformation de *Park* aux équations (I-1) à (I-7), on obtient les équations suivantes:

- Equation des tensions:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + d/dt (\Phi_{ds}) - \omega_e \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + d/dt (\Phi_{qs}) + \omega_e \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + d/dt (\Phi_{dr}) - (\omega_e - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + d/dt (\Phi_{qr}) + (\omega_e - \omega_m) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I-8)$$

Avec: $\omega_e = d\theta_e / dt$ (I-9)

et $\omega_m = d\theta / dt$

- Equations des flux:

$$\Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr}$$

$$\Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr}$$

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

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

(I-10)

I-2-5- Choix du référentiel (d, q): [3]

Trois types de référentiels peuvent être envisagés a savoir:

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

I-2-5-1- Cas d'un référentiel lié au stator:

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = 0$. Il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non aux variations de la fréquence d'alimentation. Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + d/dt (\Phi_{ds})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + d/dt (\Phi_{qs})$$

$$0 = R_r I_{dr} + d/dt (\Phi_{dr}) + \omega_m \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + d/dt (\Phi_{qr}) - \omega_m \Phi_{dr}$$

(I-11)

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sqrt{3/2} V_m \cos(\omega_s t + \delta) \\
 V_{qs} &= \sqrt{3/2} V_m \sin(\omega_s t + \delta)
 \end{aligned}
 \tag{I-12}$$

Avec:

δ : angle initiale.

I-2-5-2- Cas d'un référentiel lié au rotor:

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_m$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

Dans ce repère, les équations de la machine s'écrivent:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + d/dt (\Phi_{ds}) - \omega_m \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + d/dt (\Phi_{qs}) + \omega_m \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + d/dt (\Phi_{dr}) \\
 0 &= R_r I_{qr} + d/dt (\Phi_{qr})
 \end{aligned}
 \tag{I-13}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sqrt{3/2} V_m \cos(\omega_{sl} t + \delta) \\
 V_{qs} &= -\sqrt{3/2} V_m \sin(\omega_{sl} t + \delta)
 \end{aligned}
 \tag{I-14}$$

Avec:

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m$: fréquence de glissement.

I-2-5-3- Cas d'un référentiel lié au champ tournant:

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_s$. Dans ce cas, les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues en régime permanent. Il est donc

préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone.

C'est dans ce repère que nous allons travailler par la suite.

Les équations de la machine s'écrivent dans ce cas sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + d/dt (\Phi_{ds}) - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + d/dt (\Phi_{qs}) + \omega_s \Phi_{ds} \end{aligned} \quad (I-15)$$

$$0 = R_r I_{dr} + d/dt (\Phi_{dr}) - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + d/dt (\Phi_{qr}) + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr}$$

$$V_{ds} = \sqrt{3/2} V_m \cos \delta \quad (I-16)$$

$$V_{qs} = -\sqrt{3/2} V_m \sin \delta$$

Pour $\delta = 0$, les composantes continues V_{ds} et V_{qs} sont données par:

$$V_{ds} = \sqrt{3} V_{\text{eff}} \quad (I-17)$$

$$V_{qs} = 0$$

I-2-6- Calcul du couple électromagnétique:

Il existe plusieurs méthodes pour calculer le couple électromagnétique. Dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques aussi bien que statoriques ne sont pas nulles[4]. En utilisant le principe de conservation de l'énergie et en écrivant les bilans énergétiques au stator et au rotor, on obtient:

- Au stator:

$$dW_{fs} = dW_{js} + dW_{ems} + dW_{tr} = Pe(t) dt \quad (I-18)$$

Avec

$$Pe(t) = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}$$

D'où:

$$\begin{aligned} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) dt &= R_s [I_{ds}^2 + I_{qs}^2] dt + \\ &+ [L_s I_{ds} dI_{ds} + L_s I_{qs} dI_{qs} + L_m I_{ds} dI_{dr} + L_m I_{qs} dI_{qr}] + \\ &+ \omega_s L_m [I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}] dt \end{aligned}$$

Avec:

dW_{fs} : Energie fournie au stator.

dW_{js} : Pertes joules au stator.

dW_{ems} : Energie emmagasinée au stator.

dW_{tr} : Energie transmise au rotor.

$Pe(t)$: Puissance instantanée fournie au stator.

- Au rotor:

$$dW_{tr} = dW_{jr} + dW_{emr} + dW_{mv} \quad (I-19)$$

$$\begin{aligned} &= R_r [I_{dr}^2 + I_{qr}^2] dt + [L_r I_{dr} dI_{dr} + L_r I_{qr} dI_{qr} + \\ &+ L_m I_{dr} dI_{ds} + L_m I_{qr} dI_{qs}] + \\ &+ (\omega_s - \omega_m) L_m [I_{qr} I_{ds} - I_{dr} I_{qs}] dt \end{aligned}$$

$$dW_{mv} = \omega_m L_m (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) dt \quad (I-20)$$

Avec:

W_{jr} : Perte joule au rotor.

W_{emr} : Energie emmagasinée au rotor.

W_{mv} : Energie de mouvement.

Le couple électromagnétique est définie par:

$$C_{em} = p \, dW_{mv} / \omega_m \quad (I-21)$$

p : nombre de paires de pôles.

Donc :

$$C_{em} = pL_m(I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \quad (I-22)$$

$$C_{em} = p(L_m / L_r) (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (I-23)$$

I-2-7- Equations mécanique:

En appliquant les relations fondamentale de la dynamique à la machine asynchrone, l'équation mécanique est donnée par:

$$\frac{J}{p} \frac{d(\omega_m)}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I-24)$$

où:

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

Le couple de frottement est donné par :

$$C_f = \frac{K}{p} \omega_m \quad (I-25)$$

Avec:

K : coefficient de frottement.

Ainsi, l'équation mécanique peut être formulé par:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - C_r - (K/p)\omega_m \quad (I-26)$$

I-2-8- Mise sous forme d'équations d'état:

Différentes possibilités sont offertes pour le choix des variables d'état électriques, nous allons choisir le vecteur d'état suivant:

$$[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega_m]^T$$

Pour cela, exprimons I_{dr} , I_{qr} , Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction des variables d'état choisies, on a:

$$\begin{aligned} I_{dr} &= \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} &= \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \end{aligned} \quad (I-27)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (I-28)$$

En remplaçant Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction de Φ_{dr} et Φ_{qr} dans le système (I-15), on aboutit aux équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \right] \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \right]
 \end{aligned}
 \tag{I-29}$$

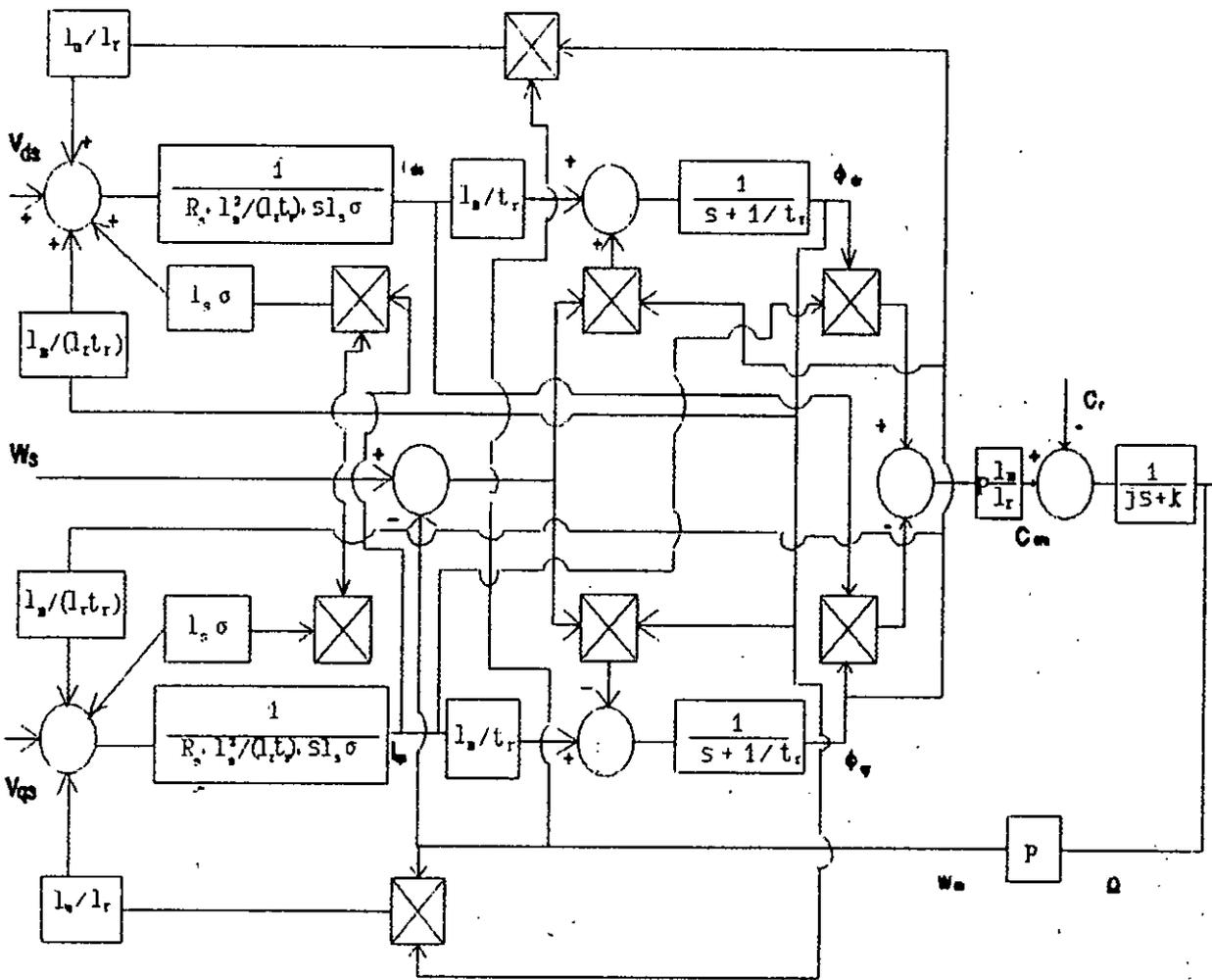
D'après (I-15), on a :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= -R_r I_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= -R_r I_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{I-30}$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné par :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d}{dt} I_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\
 \frac{d}{dt} I_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - \frac{p}{J} C_v - \frac{K}{J} \omega_m
 \end{aligned} \right.
 \tag{I-31}$$

Le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension peut être représenté par le schéma fonctionnel de la figure (I-4)



figI-4: Schéma fonctionnel de la machine asynchrone alimentée en tension.

I-3- Simulation:

la simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude, en ce qui concerne les systèmes complexes.

Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (*SIMNON*) pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et sa commande associée.

1-3-1- Test de démarrage de la machine asynchrone:

Les figures (*I-5-a*) et (*I-5-b*) montrent l'évolution de la vitesse du couple électromagnétique, des courants I_{ds} et I_{qs} , des flux Φ_{dr} , Φ_{qr} et Φ_r et du courant de ligne i_a lors d'un démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée en tension. On constate que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.

Le démarrage sous la pleine tension à vide permet d'avoir un établissement rapide, le temps du démarrage est de ($0.27s$).

Le courant I_{qs} se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant I_{ds} prend une valeur constante. Le régime transitoire du courant de ligne a une durée équivalente au temps de démarrage, avec une pointe de ($24.3A$) lors des premiers instants de la mise sous tension. En régime permanent ce courant est sinusoïdale de valeur efficace de ($2.5A$).

Les figures (*I-6-a*) et (*I-6-b*) montrent une application d'un échelon de couple résistant C_r de ($10Nm$) à l'arbre de la machine pendant une durée de ($0.5s$), on constate que :

- Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant.
- Une chute de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.

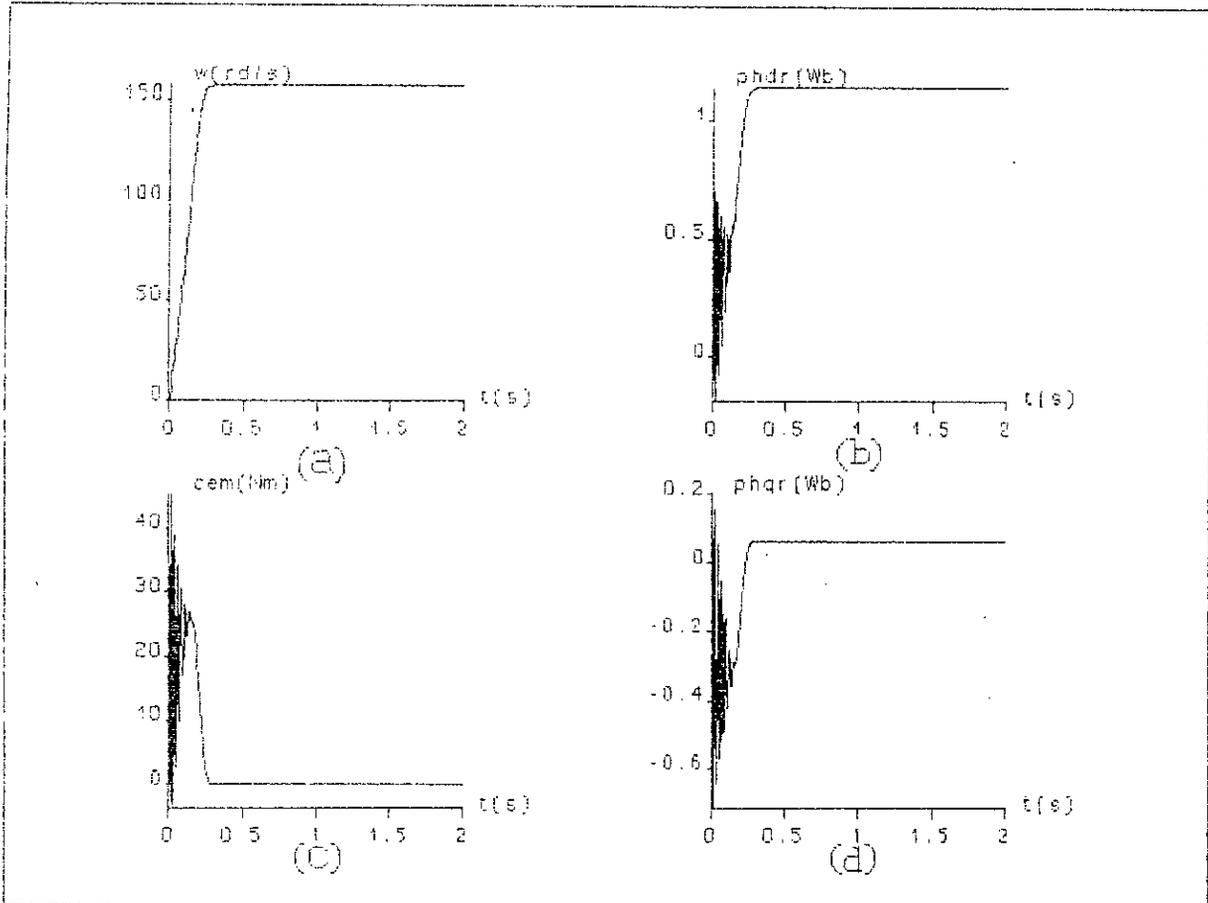


Fig I-5-(a): Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension.

- (a): Réponse de la vitesse mécanique.
- (b): Réponse de la composante directe du flux rotorique.
- (c): Réponse du couple électromagnétique.
- (d): Réponse de la composante inverse du flux rotorique.

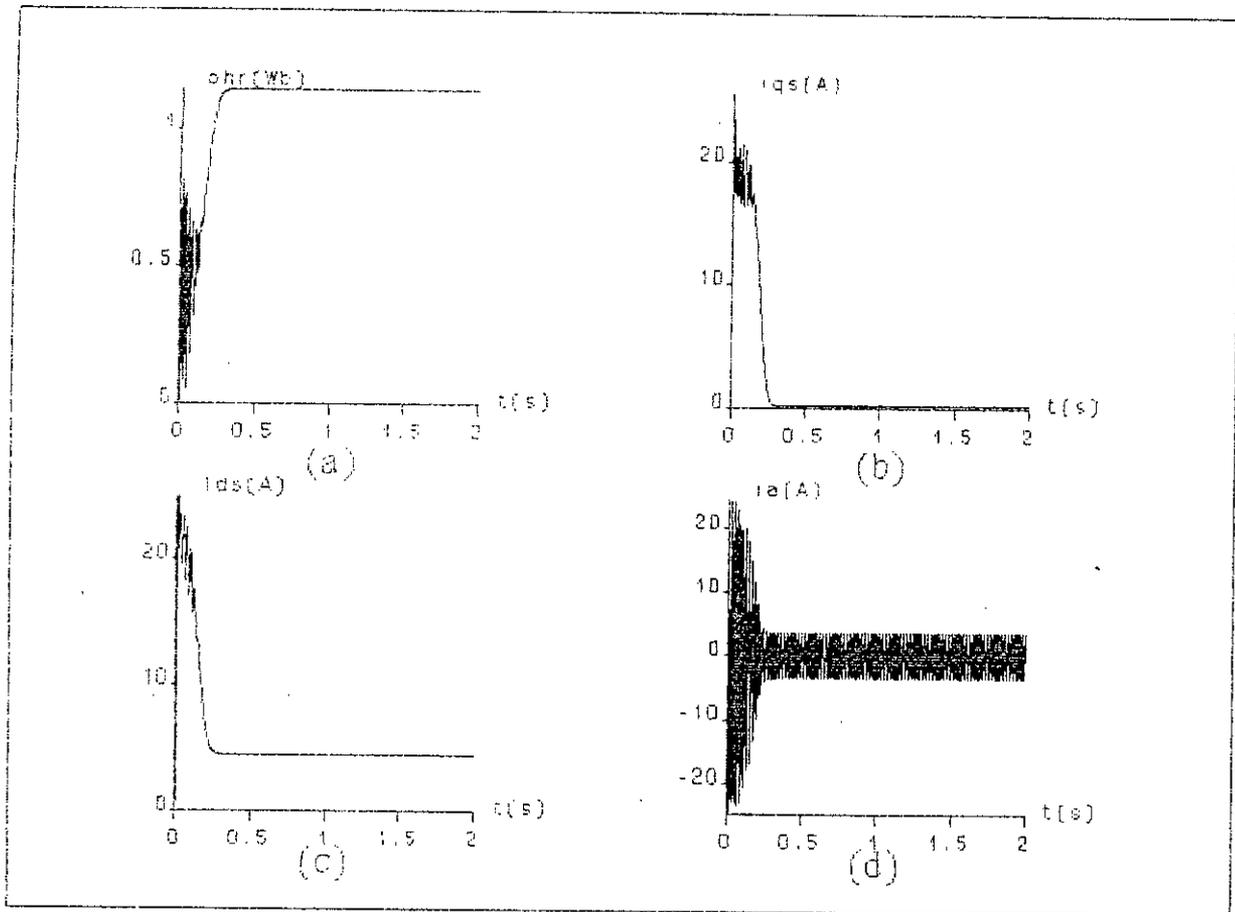


Figure 1-5-(b) : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension.

- (a) : Réponse du flux rotorique.
- (b) : Réponse de la composante inverse du courant statorique.
- (c) : Réponse de la composante directe du courant statorique.
- (d) : Courant de phase statorique.

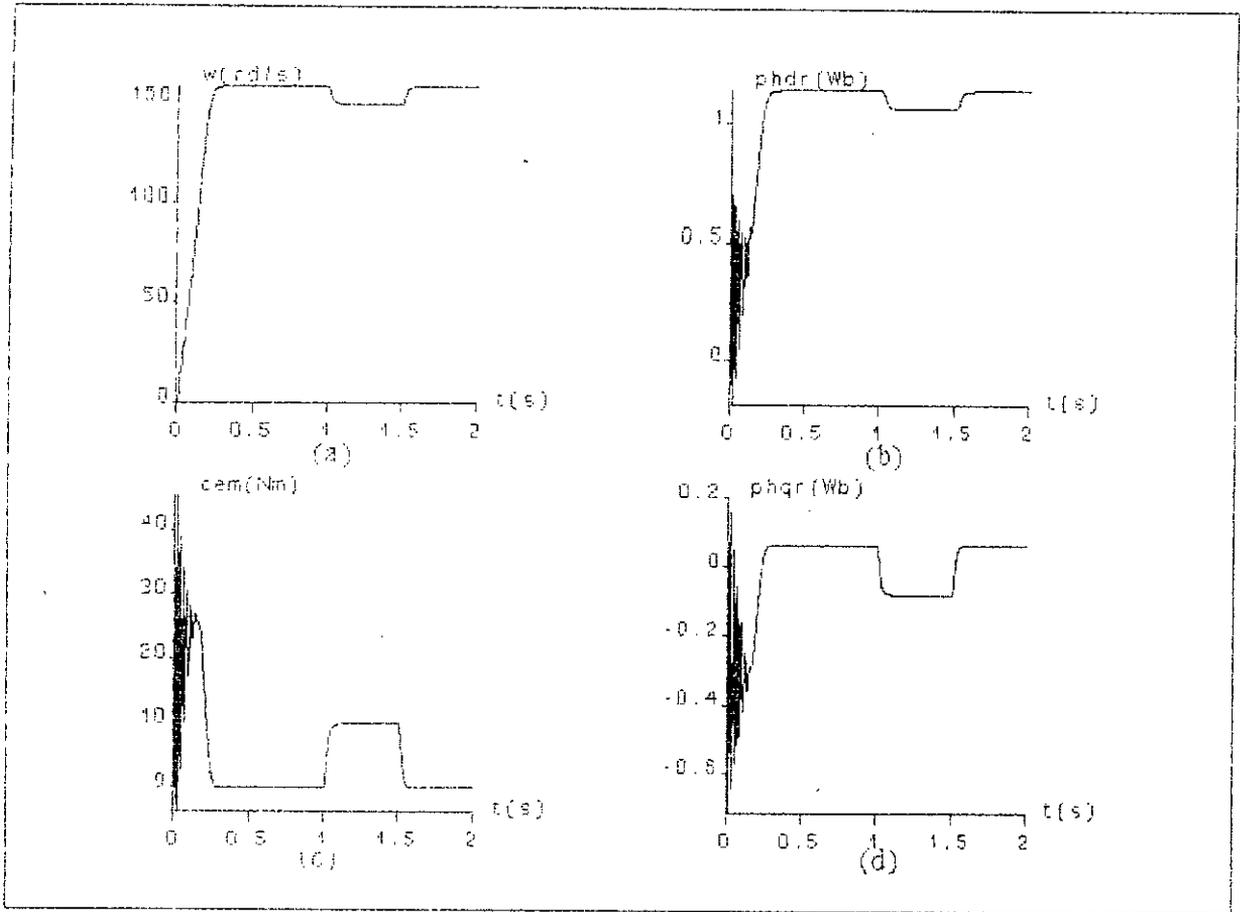


figure I-6-(a): Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10(Nm).

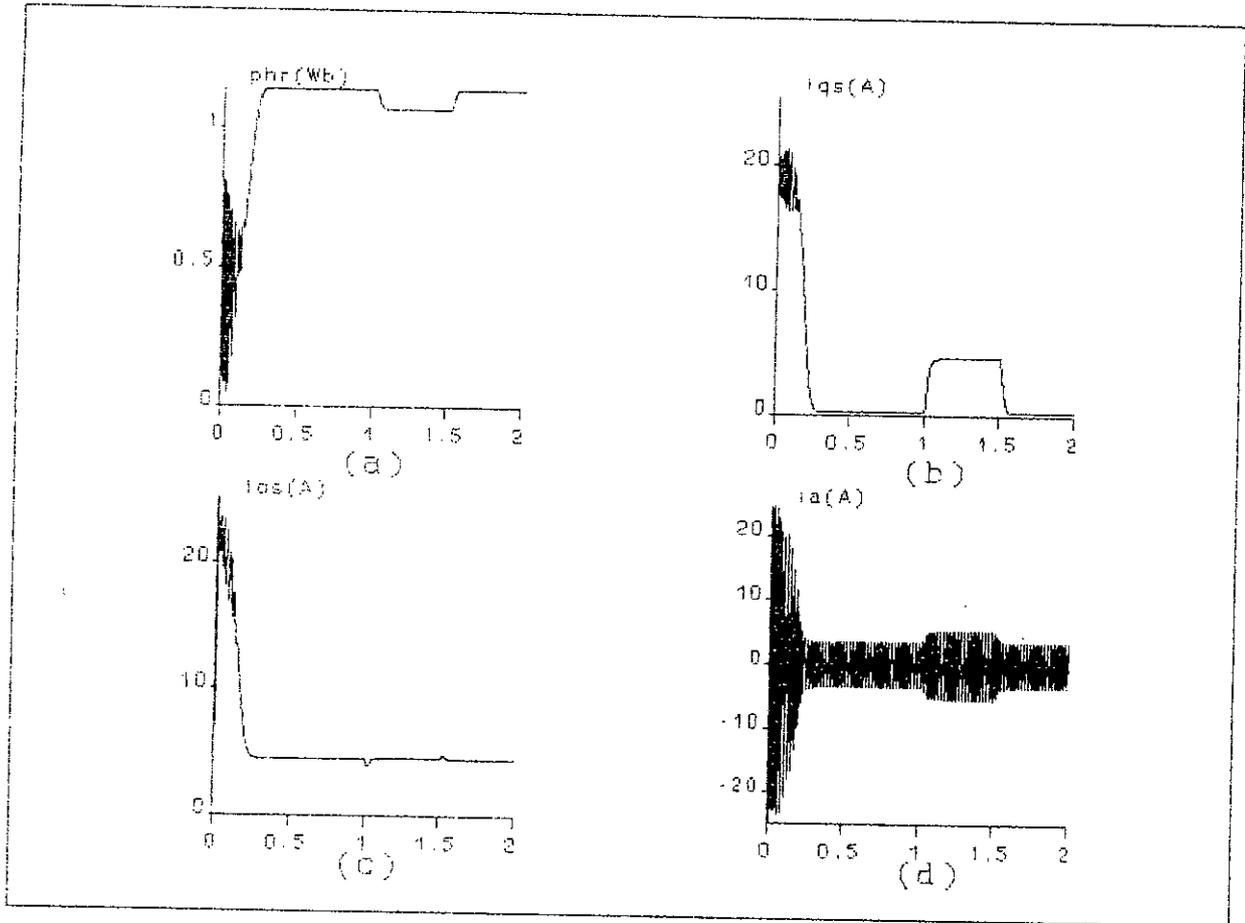


Figure I-6-(b) : Résultats de simulation de démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10(Nm).

I-4- Alimentation par onduleur de tension

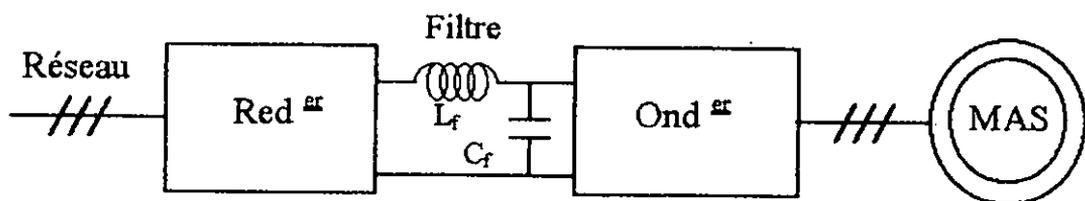
I-4-1- Introduction:

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternative. Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre inférieur. Ces harmoniques ont pour effet de nuire au fonctionnement normale de la machine. En effet la présence de ces harmoniques entraînent des couples pulsatoires indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires[5]. Pour réduire l'effet de ces harmoniques, on utilise le procédé de la modulation de largeur d'impulsion[6].

Il existe plusieurs techniques de commande en MLI. On s'intéresse à la technique triangulo-sinusoidale.

I-4-2- Description du système d'association:

Le circuit principal du système d'association représenté par la figure (I-7) possède, sur le coté réseau, un pont redresseur à diodes supposé parfait. Il est suivi d'un filtre passif, comportant une inductance L_f et une capacité C_f dont le rôle principal est de réduire les ondulations de courant et de tension provoquées par le fonctionnement de l'onduleur.



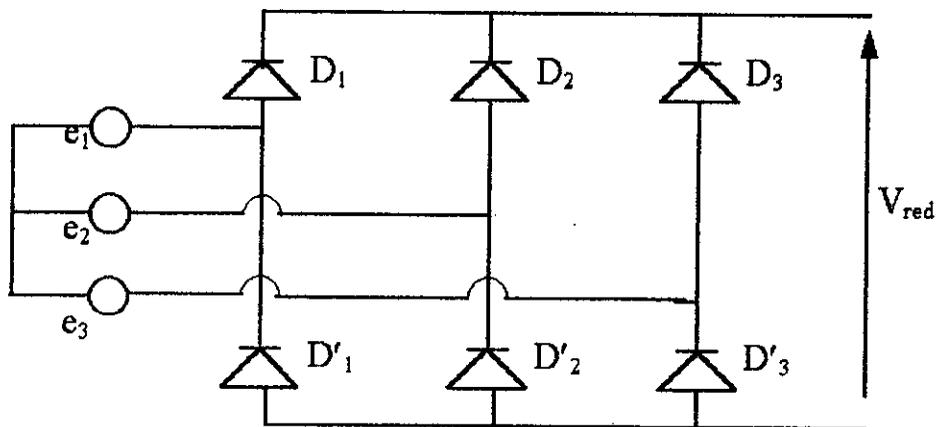
figI-7: Schéma du système d'association.

L'onduleur permet de produire, à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables. L'onduleur alimente le stator d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écuriel.

I-4-3- modélisation du système: Redresseur - Filtre - Onduleur

I-4-3-1- modélisation du redresseur:

Le schéma de principe d'un pont redresseur à diode est donné à la figure (I-8)



figI-8: Schéma d'un pont redresseur.

Les diodes sont supposées parfaites fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associée une fonction logique de connexion D_{pj} et D_{nj} , ($j = 1, 2, 3$), définie comme suit:

$$D_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } e_j \text{ est la plus positive} \\ 0 & \text{si } e_j \text{ est la plus négative} \end{cases} \quad (I-32)$$

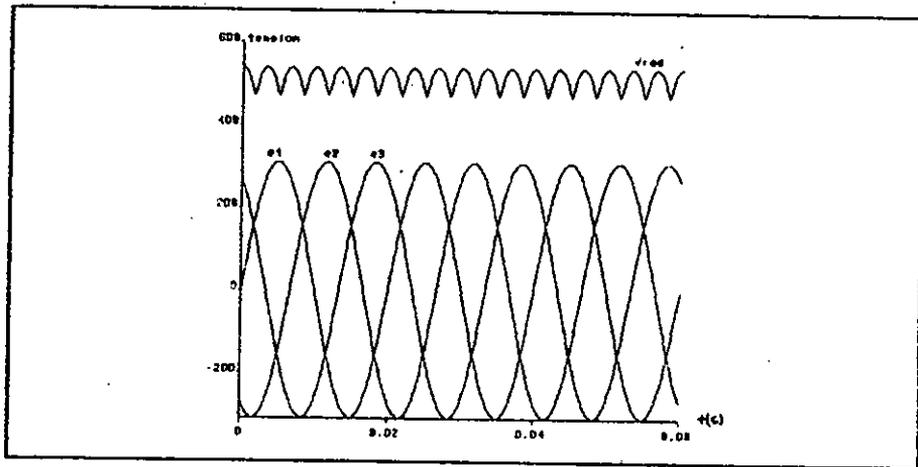
avec

$$i = p, n$$

La tension redressée s'écrit:

$$V_{\text{red}} = \sum_{j=1}^3 (D_{pj} - D_{nj}) e_j \quad (\text{I-33})$$

Le schéma de la figure (I-9), montre l'allure du système de tension triphasée (e_1, e_2, e_3) à l'entrée du pont redresseur ainsi que la tension redressée U_{red} à la sortie de celui-ci.



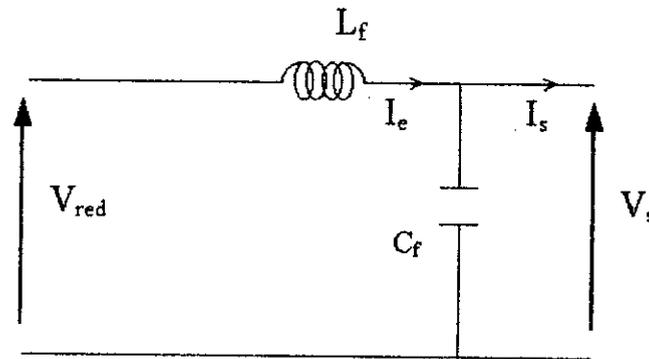
figI-9: tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par:

$$V_{\text{red moy}} = (3\sqrt{3}/\pi) E_{\text{max}} \quad (\text{I-34})$$

I-4-3-2- Modélisation du filtre:

Entre le pont redresseur et l'onduleur de tension, on insère un filtre LC passe-bas comme le montre la figure (I-10).



figI-10: Schéma du filtre.

Les équations du filtre sont:

$$\begin{cases} \frac{d i_e}{d t} = \frac{V_{red} - V_s}{L_f} \\ \frac{d V_s}{d t} = \frac{I_e - I_s}{c_f} \end{cases} \quad (I-35)$$

Calcul des paramètres du filtre:

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F(s) = \frac{V_s(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f c_f s^2 + 1} \quad (I-36)$$

Cette fonction de transfert est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = 1 / \sqrt{L_f c_f} \quad (I-37)$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures, on doit imposer le choix suivant[7]:

$$f_c < 2f'$$

avec $f' = 6f$: fréquence de la tension redressée V_{red} .

Alors:

$$L_f c_f > 2,78.10^{-6}$$

on choisit $c_f = 600\mu F$

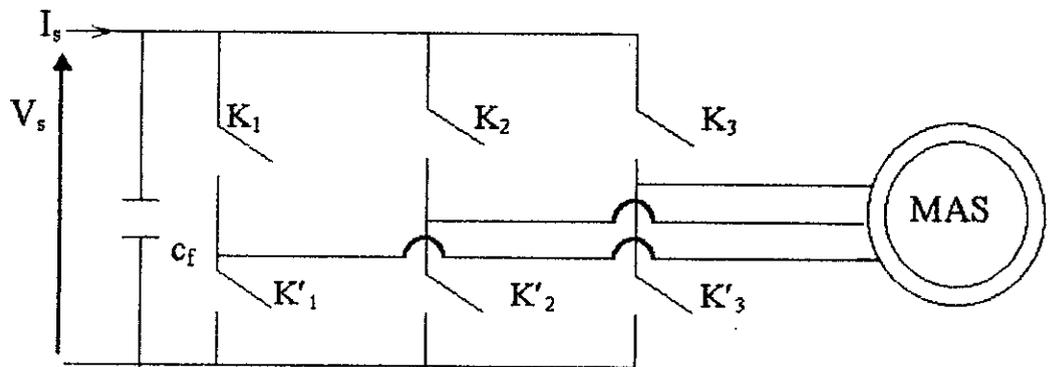
D'où, nous déduisons les paramètres du filtre:

$$C_f = 600\mu F$$

$$L_f = 40mH$$

I-4-3-3- Modélisation de l'onduleur:

L'onduleur de tension triphasé se compose de trois bras (trois demi-ponts) identiques (voir *figI-11*).



figI-11: Schéma de l'onduleur.

L'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans neutre.

Les deux interrupteurs K_j, K'_j , ($j = 1, 2, 3$), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie. Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi, à chaque bras d'onduleur est associé une fonction logique de connexion F_j , ($j = 1, 2, 3$) définie comme suit:

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé, } K'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert, } K'_j \text{ fermé} \end{cases} \quad (\text{I-38})$$

Les différentes formes d'ondes de tensions de sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{13} \\ U_{21} \\ U_{32} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-39})$$

avec S_j ($j = 1, 2, 3$): Signaux de commande des interrupteurs.

Vue la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons:

$$\sum_{j=1}^3 V_j = 0$$

Par conséquent, les tensions simples V_j , s'expriment par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \frac{V_s}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

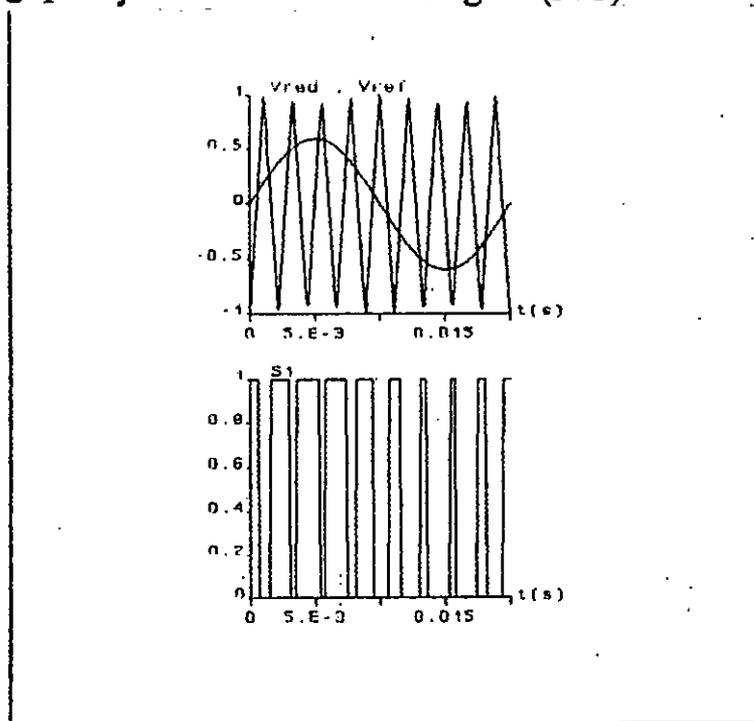
Le courant I_s à l'entrée de l'onduleur a pour expression:

$$I_s = S_1 I_1 + S_2 I_2 + S_3 I_3 \quad (I-41)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques correspondants aux signaux de commande des interrupteurs S_j . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I-4-3-4- Commande par modulation de largeur d'impulsion: Stratégie triangulo - sinusoïdale

La stratégie triangulo-sinusoïdale est obtenue par la comparaison, du signal de porteuse (V_p) et les signaux de références (V_{ref}), définissant la fonction logique S_j comme le montre la figure (I-12)



FigI-9: Principe de la commande en MLI.

La fonction logique S_j , associée au signal de commande est définie par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} \leq V_p \end{cases} \quad (I-42)$$

La porteuse est définie par les équations:

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } t \in [nT_p, (n+1/2)T_p] \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } t \in [(n+1/2)T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \quad (I-43)$$

Avec n : entier naturel.

Les signaux de références sont donnés par l'équation suivante:

$$V_{\text{réf}j} = r \sin ((2\pi f) t - 2(j - 1)\pi/3) \quad (I-44)$$

$$j = 1, 2, 3$$

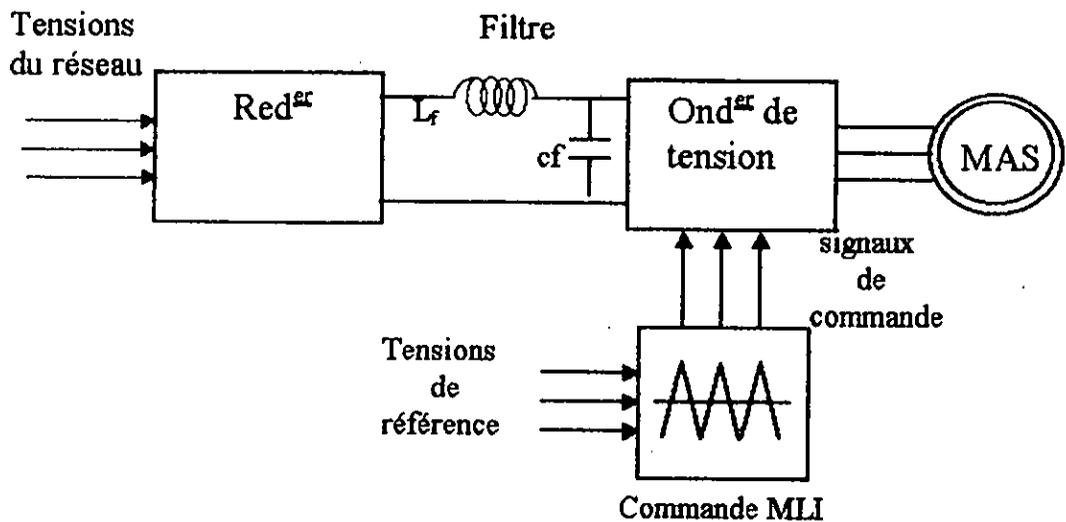
Lorsque la référence est sinusoïdale, dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande:

- L'indice de modulation m : est égale au rapport (f_p/f) des fréquences de la porteuse et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r : est égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence par la valeur crête $(V_p/\sqrt{2})$ de l'onde de porteuse.

I-4-4- Modélisation de l'association: convertisseur statique - M A S

La figure (I-13) représente le montage de principe de l'association redresseur - filtre - onduleur-MAS alimenté par un réseau triphasé de fréquence (50Hz).

Le filtre L_f , C_f inséré entre le redresseur et l'onduleur permet de jouer un double rôle dans le circuit, d'une part de filtrer la tension redressée, ainsi que les harmoniques d'ordre élevées provoquées par le fonctionnement de l'onduleur, d'autre part la capacité du filtre C_f permet de générer la puissance réactive nécessaire pour le fonctionnement de la MAS.



figI-13: Schéma du système globale.

En regroupant les équations du modèle globale (pont de diodes, filtre, onduleur et MAS) nous obtenons le modèle de tous le système. Les variables de simulation sont les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse du modèle de la machine. Ainsi que le couple électromagnétique et le courant de ligne à l'entrée de la machine.

I-4-4-1- Simulation numérique:

La simulation numérique de l'association convertisseur statique-MAS est donnée aux figures (I-14-a) à (I-15-b).

Le démarrage avec un onduleur de tension de la machine asynchrone à vide permet d'avoir un établissement lent par rapport au démarrage sous la pleine tension, dans ce cas le temps de démarrage est de (1 s). La courbe de variation du couple électromagnétique montre de forte pulsation de ce dernier au début du démarrage, il continu avec des oscillations moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme du courant de ligne absorbé est très rapprochée de la sinusoïde avec des oscillations autour de cette valeur.

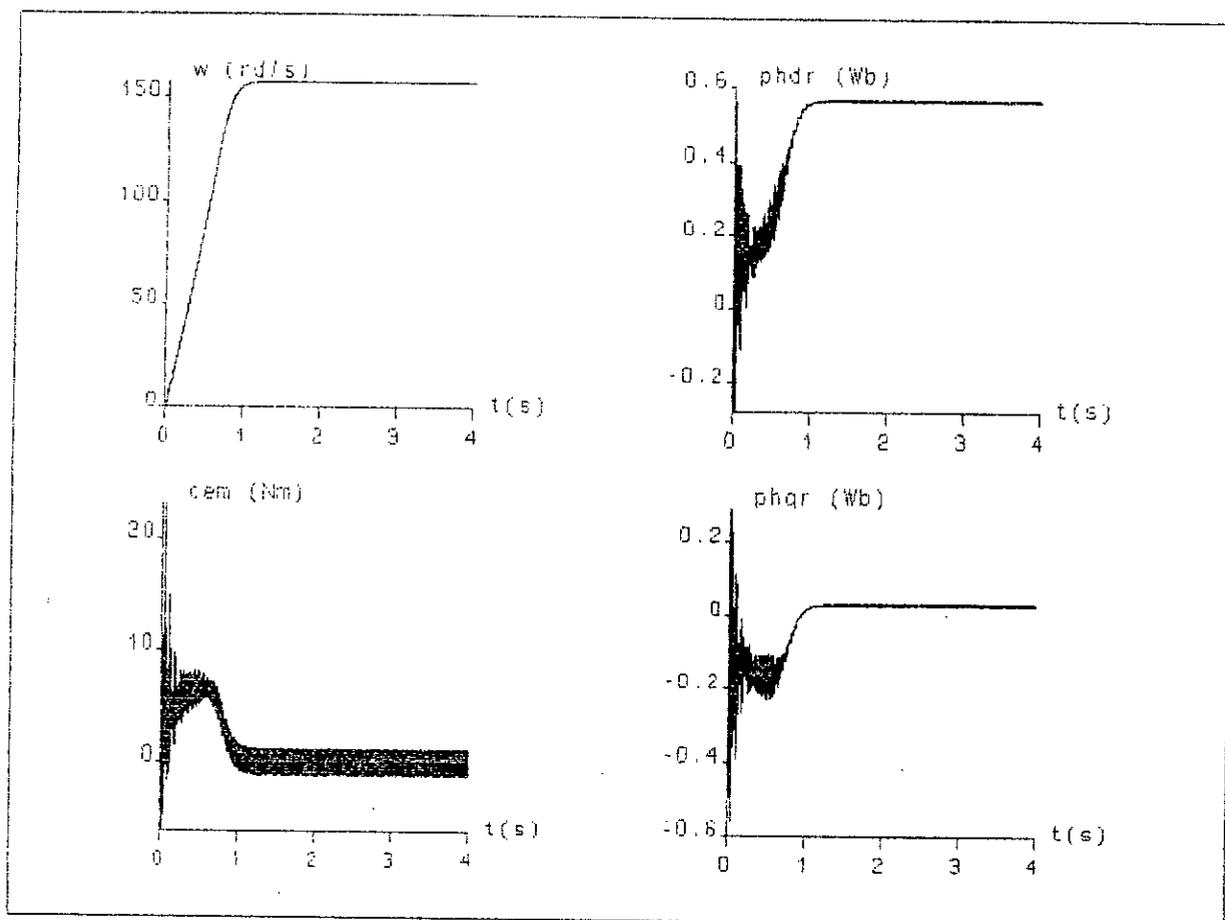


Figure I-14-(a): Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension.

- (a): Réponse de la vitesse.
- (b): Réponse de la composante directe du flux rotorique.
- (c): Réponse du couple électromagnétique.
- (d): Réponse de la composante inverse du flux rotorique.

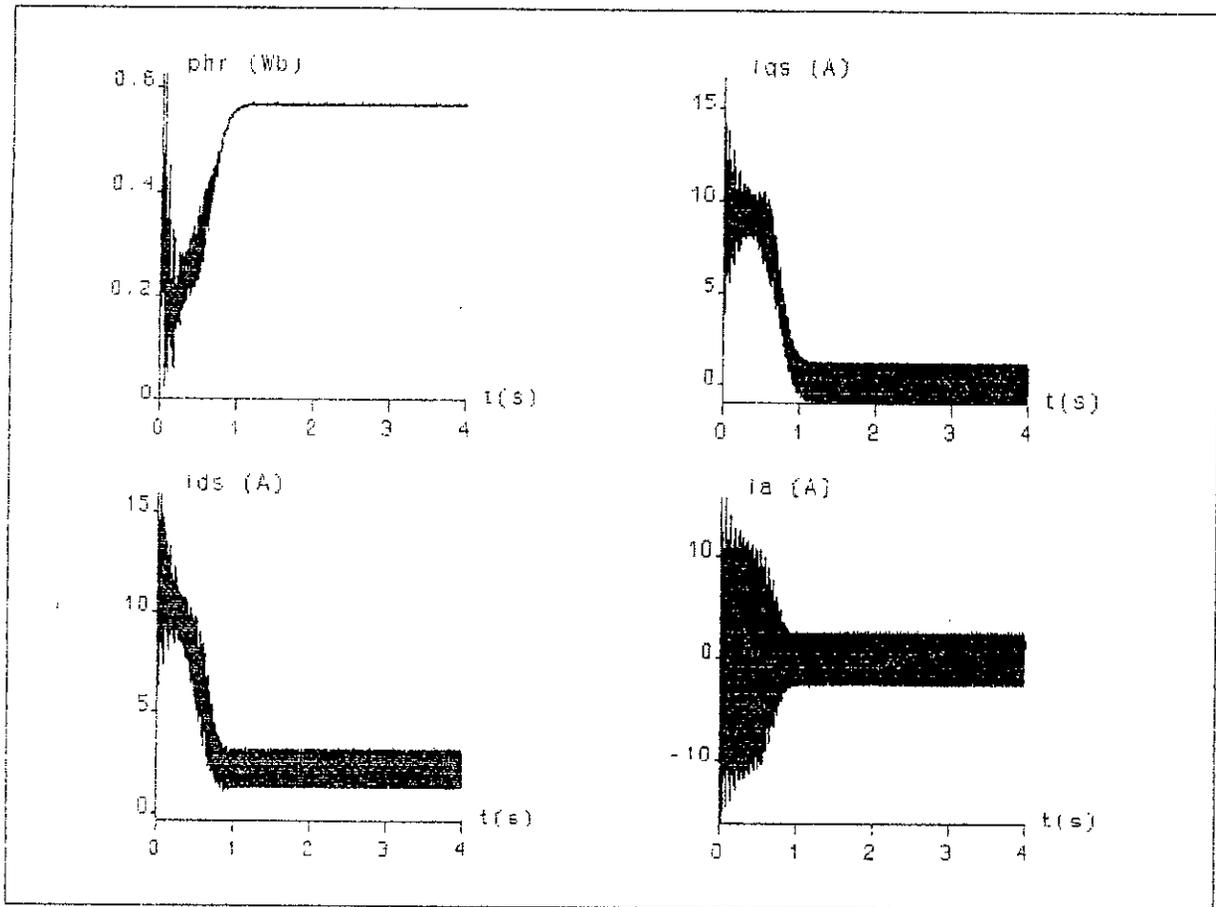


Figure: I-14-(b): Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension.

- (a): Réponse du flux rotorique.
- (b): Réponse de la composante inverse du courant statorique.
- (c): Réponse de la composante directe du courant statorique.
- (d): Courant de phase statorique.

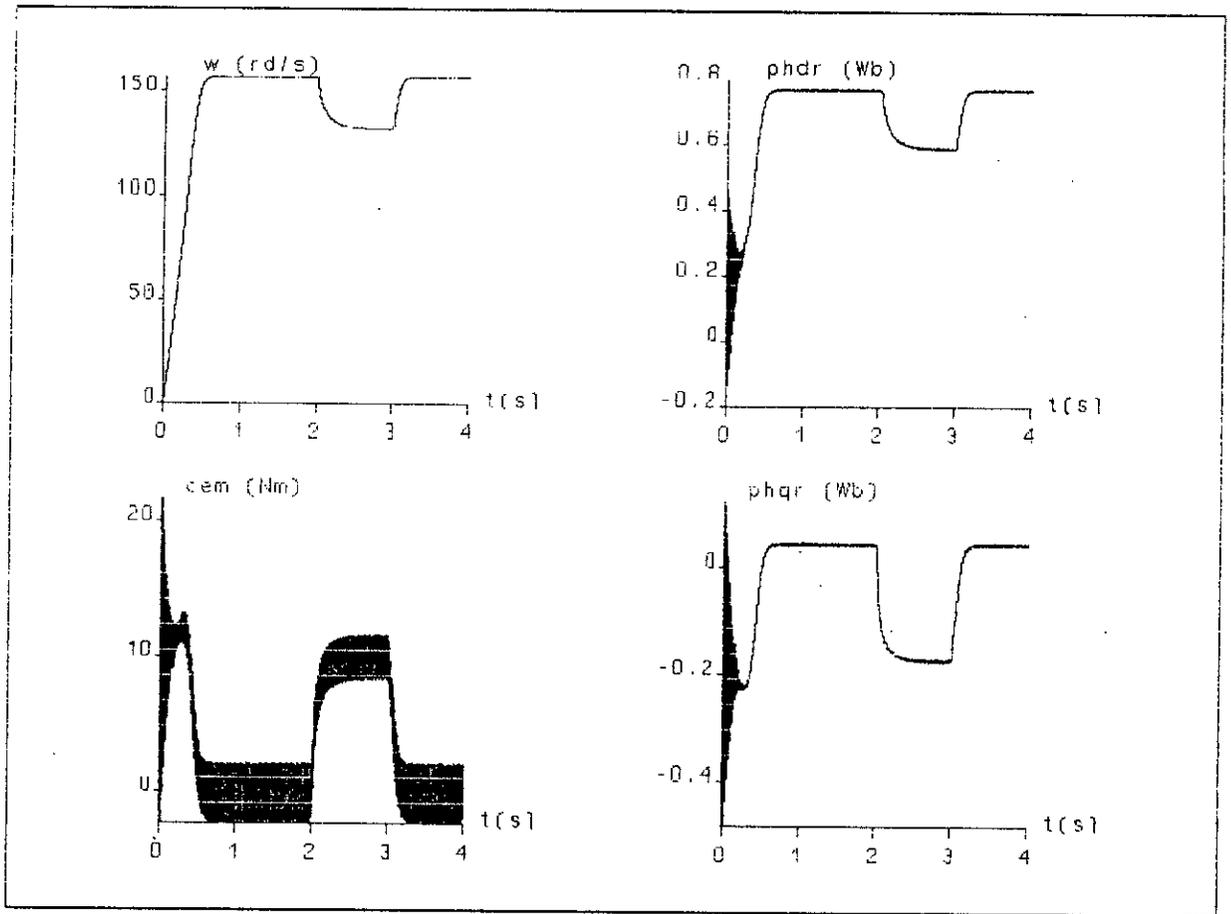


Figure I-15-(a): Résultats de simulation de démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10(Nm).

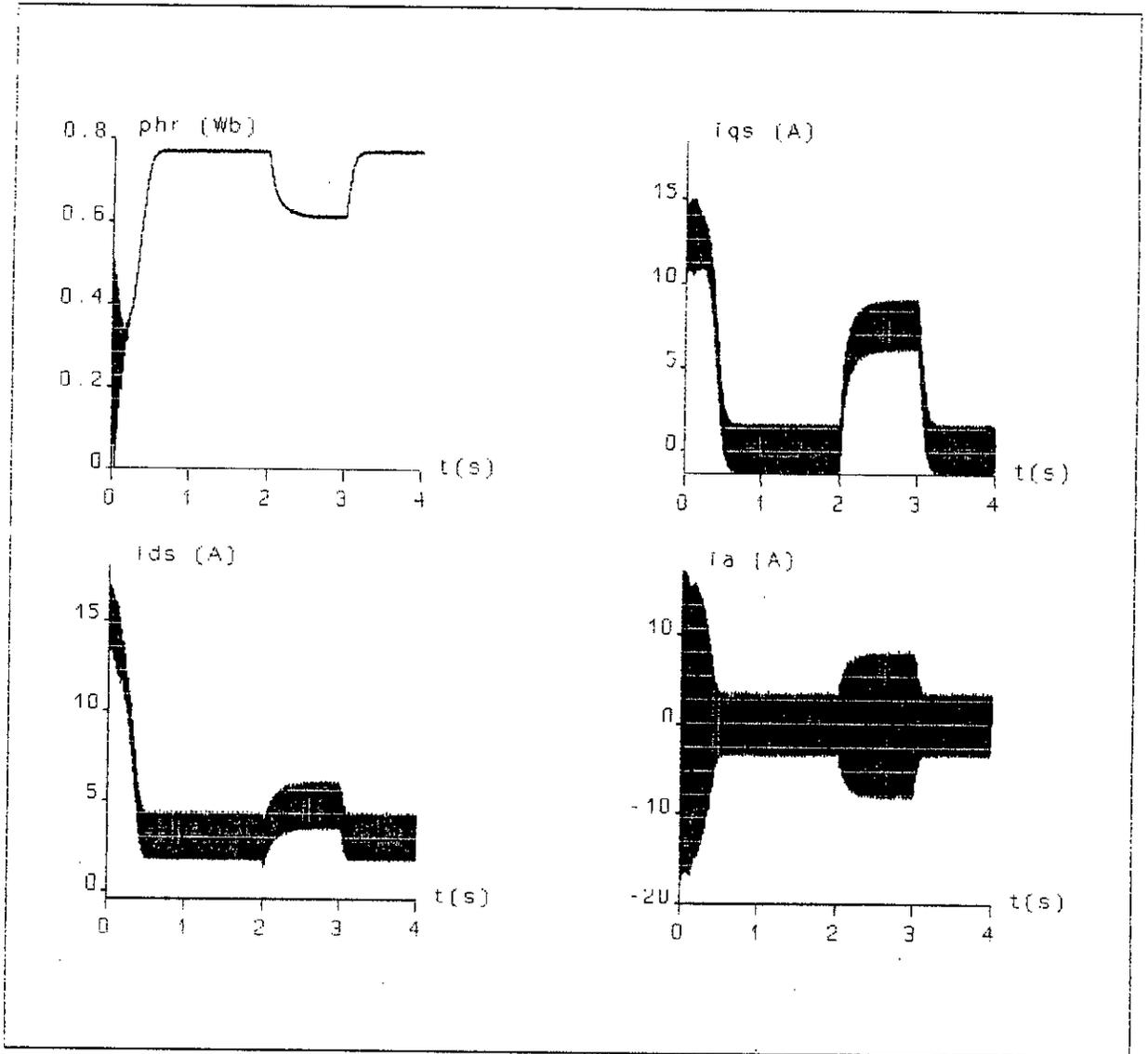


Figure I-15-(b): Résultats de simulation de démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10(Nm).

I-5- Conclusion:

Ce premier chapitre nous a permis de présenter un des modèles de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension associée à sa source d'alimentation. Cette modélisation nous a montré un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer leurs performances en régime dynamique. La solution la plus adéquat actuellement c'est de faire orienter le flux désiré suivant l'axe direct « d » du référentiel (d, q) tournant au synchronisme. Le chapitre suivant nous permettra de présenter les principales méthodes de commande basées sur ce principe et utilisées dans les applications industrielles.

CHAPITRE II

INTRODUCTION A LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

II-1- Introduction:

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande (micro-électronique), il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courants continus[1].

La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable.

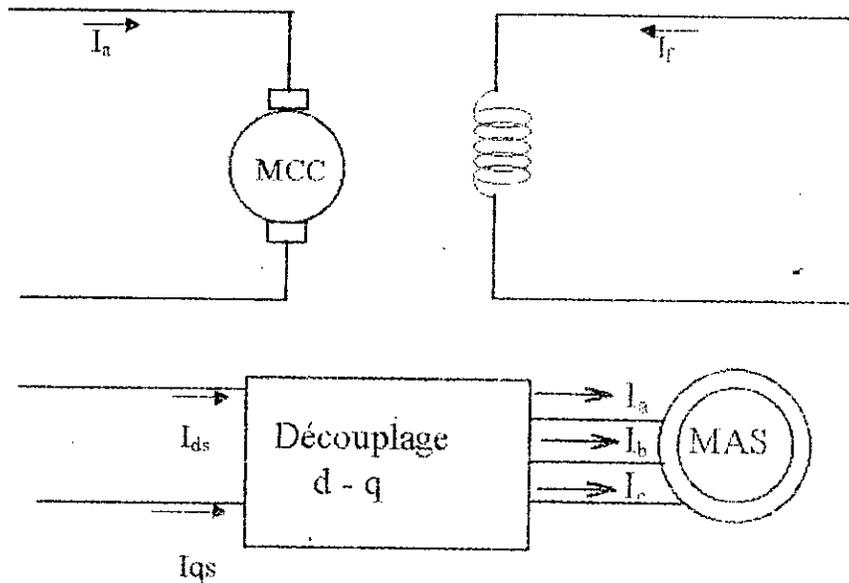
Le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur, le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant le collecteur mécanique prohibe leur utilisation dans des conditions difficiles. Pour cette raison la machine à courant continu est remplacée par des machines à courant alternatif. Néanmoins le couplage entre les flux les rend difficilement commandables. En plus le régime transitoire de ces machines dépend de plusieurs grandeurs reliées entre eux d'une manière non linéaire[1].

Le modèle de *Park* permet certaines simplification. En effet un choix convenable du repère permet d'obtenir un modèle simple de la MAS. Ce repère particulier peut être orienté sur le flux rotorique, sur le flux statorique ou sur le flux d'entrefer.

II-2- Principe de la commande par flux orienté de la MAS:

la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position. Une méthode de commande classique consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à cause du manque de connaissance de cette quantité à priori[2].

En 1971, *Blaschke* a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la MAS à une machine à courant continu. *figII-1* [2]



figII-1: Principe de commande découplée pour la machine MCC à excitation séparée et la MAS.

La commande d'une MCC est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une MAS est beaucoup plus difficile car il faut piloter trois grandeurs, deux courants ou deux tensions statoriques et la fréquence de ces signaux.

D'après la proposition de *Blaschké*[3], on peut maîtriser ces difficultés en introduisant des coordonnées de champ, la dynamique d'une MAS sera ramenée à celle d'une MCC.

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière que l'axe de la force magnéto-motrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit. Dans le cas d'une machine à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant induit peut l'être [3].

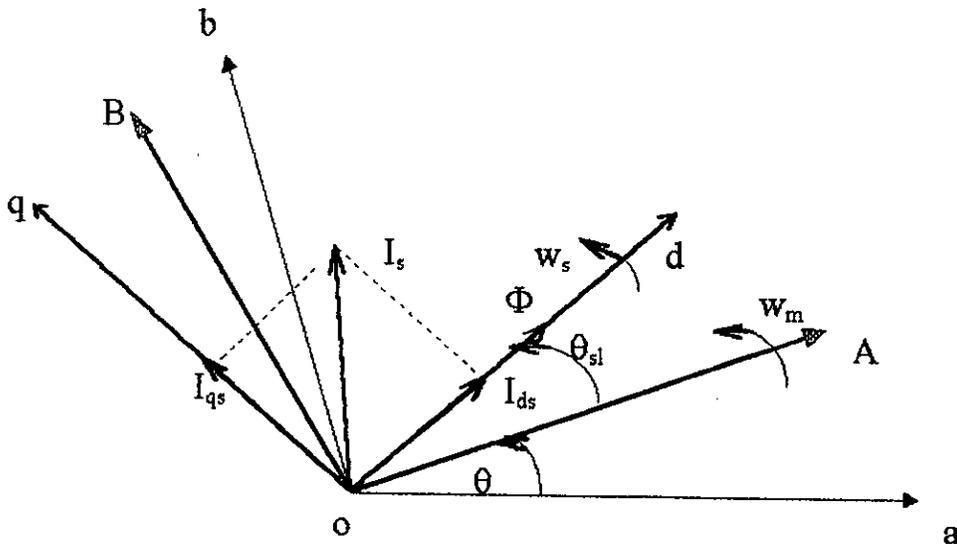
Dans une MAS, par contre, l'angle entre le champs tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, ce qui donne des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une MCC, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple.

Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et en développant des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des MAS.

II-3- Théorie du flux orienté:

dans le modèle de la MAS représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).



*figII-2: Orientation du flux
(rotorique, statorique ou d'entrefer)*

Le flux Φ représenté à la figure (II-2) peut être le flux rotorique, flux statorique ou le flux d'entrefer. Cependant, nous pouvons orienter les trois différents flux,

- Soit le flux rotorique avec les conditions:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad ; \quad \Phi_{qr} = 0 \tag{II-1}$$

- Soit le flux statorique avec les conditions:

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad ; \quad \Phi_{qs} = 0 \tag{II-2}$$

- Soit le flux d'entrefer avec les conditions:

$$\Phi_{dg} = \Phi_g \quad ; \quad \Phi_{qg} = 0 \tag{II-3}$$

a) Orientation du flux rotorique:

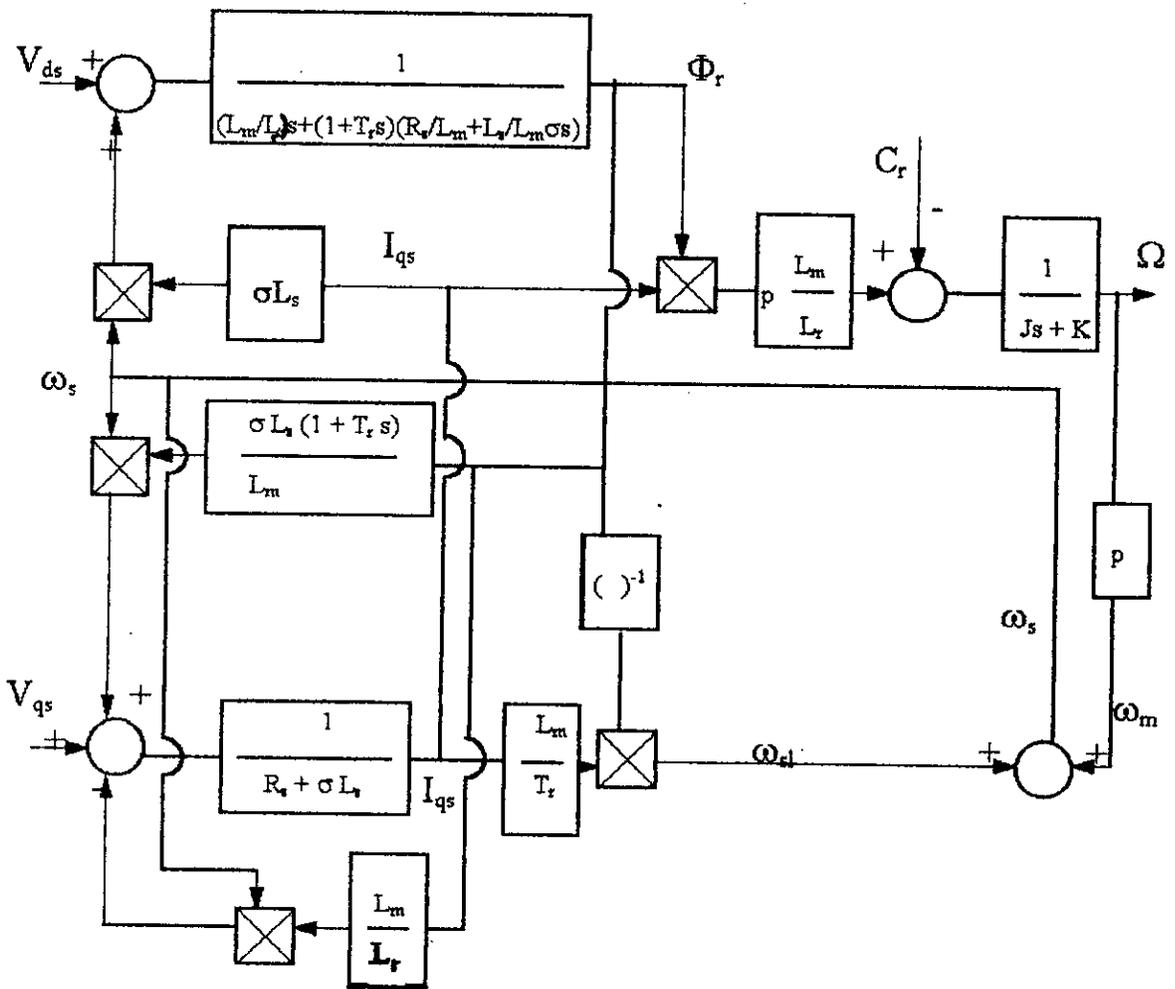
Considérons les deux tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (I_{ds} , I_{qs}), le flux Φ_r et la vitesse mécanique Ω comme variables d'état. En imposant la conditions (II-1) aux équations du modèle de la MAS alimentée en tension on aboutit au système réduit suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) I_{ds} + \omega_r I_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \Phi_r + \frac{V_{ds}}{\sigma T_r R_r} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{I_{qs}}{\sigma T_r} - \omega_r I_{ds} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r \Phi_r + \frac{V_{qs}}{\sigma T_r R_r} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{\Phi_r}{T_r} \\ \omega_{sl} = \omega_r - \omega_m = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r I_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K\Omega \end{array} \right. \tag{II-4}$$

Remarque:

D'après le système (II-4), on remarque que seule la composante directe du courant statorique (I_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (Φ_r). Alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (I_{qs}), dans le cas où le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

Le schéma - bloc définissant ce modèle est donné à la figure (II-3)



figII-3: Modèle en tension par orientation du flux rotorique

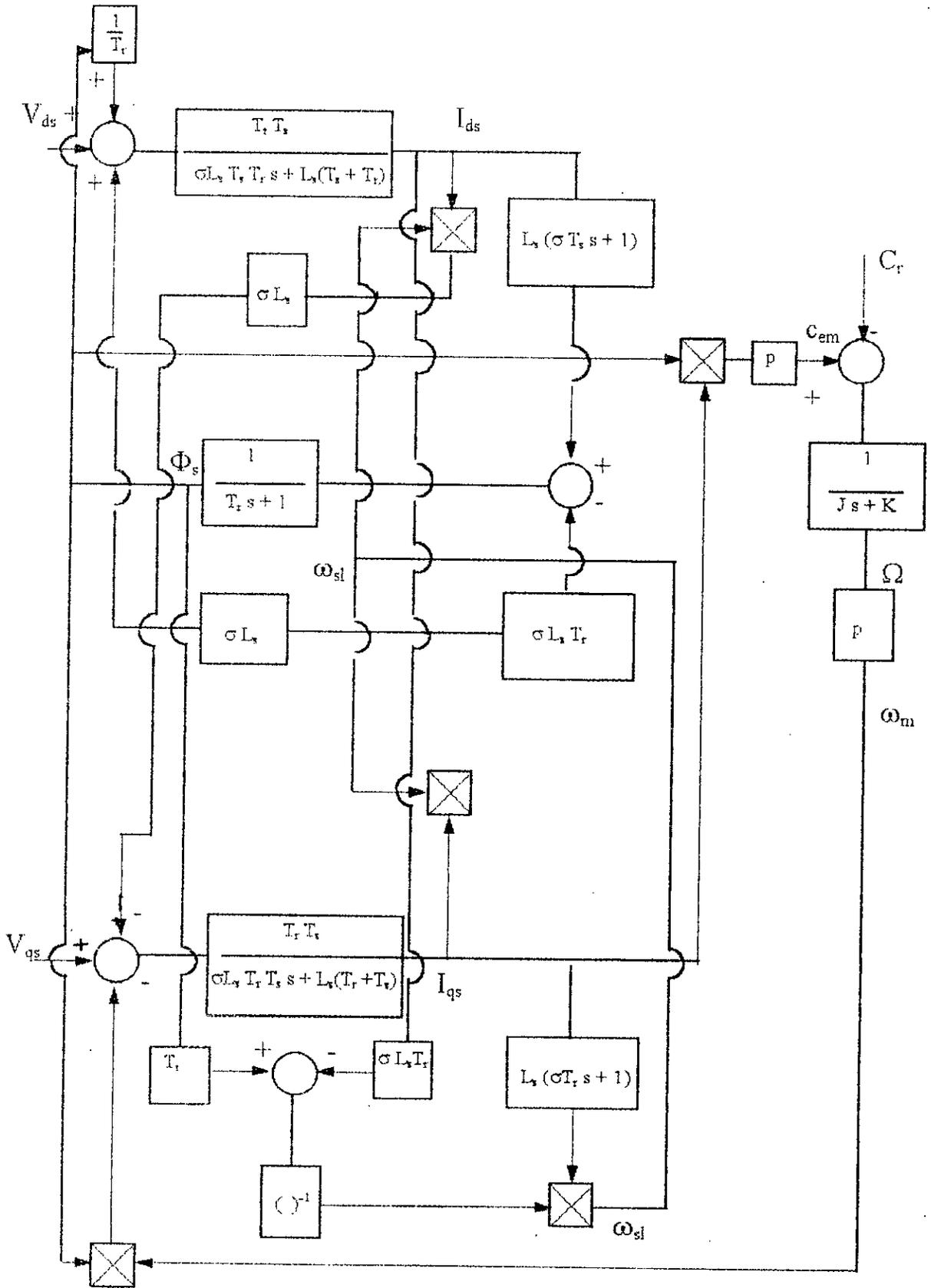
b) Orientation du flux statorique:

Nous obtenons le modèle en tension par orientation du flux statorique, en appliquant la condition (II-2) au modèle de la machine asynchrone. En utilisant le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned}\Phi_{ds} &= (L_m/L_r) \Phi_{dr} + \sigma L_s I_{ds} \\ \Phi_{qs} &= (L_m/L_r) \Phi_{dr} + \sigma L_s I_{qs} \\ \Phi_s &= \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2}\end{aligned}\quad (II-5)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= -\frac{T_s + T_r}{\sigma T_r T_s} I_{ds} + \omega_{sl} I_{qs} + \frac{\Phi_s}{\sigma L_s T_r} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= -\omega_{sl} I_{ds} - \frac{T_s + T_r}{\sigma T_r T_s} I_{qs} - \frac{\omega_m}{\sigma L_s} \Phi_s + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\Phi_s}{dt} &= L_s \left(\sigma - \frac{T_r + T_s}{T_r T_s} \right) I_{ds} + V_{ds} \\ \omega_{sl} &= \frac{L_s}{T_r (\Phi_s - \sigma L_s I_{ds})} \left(\sigma T_r \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} \right) \\ \omega_s &= \omega_{sq} + \omega_m \\ c_{em} &= p \Phi_s I_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= c_{em} - c_r - K \Omega \end{aligned} \right. \quad (II-6)$$

le schéma - bloc correspondant est représenté à la figure (II-4)



figII-4: Modèle en tension par orientation du flux statorique.

c) Orientation du flux d'entrefer:

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dg} = (L_m/L_r) [\Phi_{dr} + (L_r - L_m) I_{ds}] \\ \Phi_{qg} = (L_m/L_r) [\Phi_{qr} + (L_r - L_m) I_{qs}] \\ \Phi_g = \sqrt{\Phi_{dg}^2 + \Phi_{qg}^2} \end{array} \right. \quad (II-7)$$

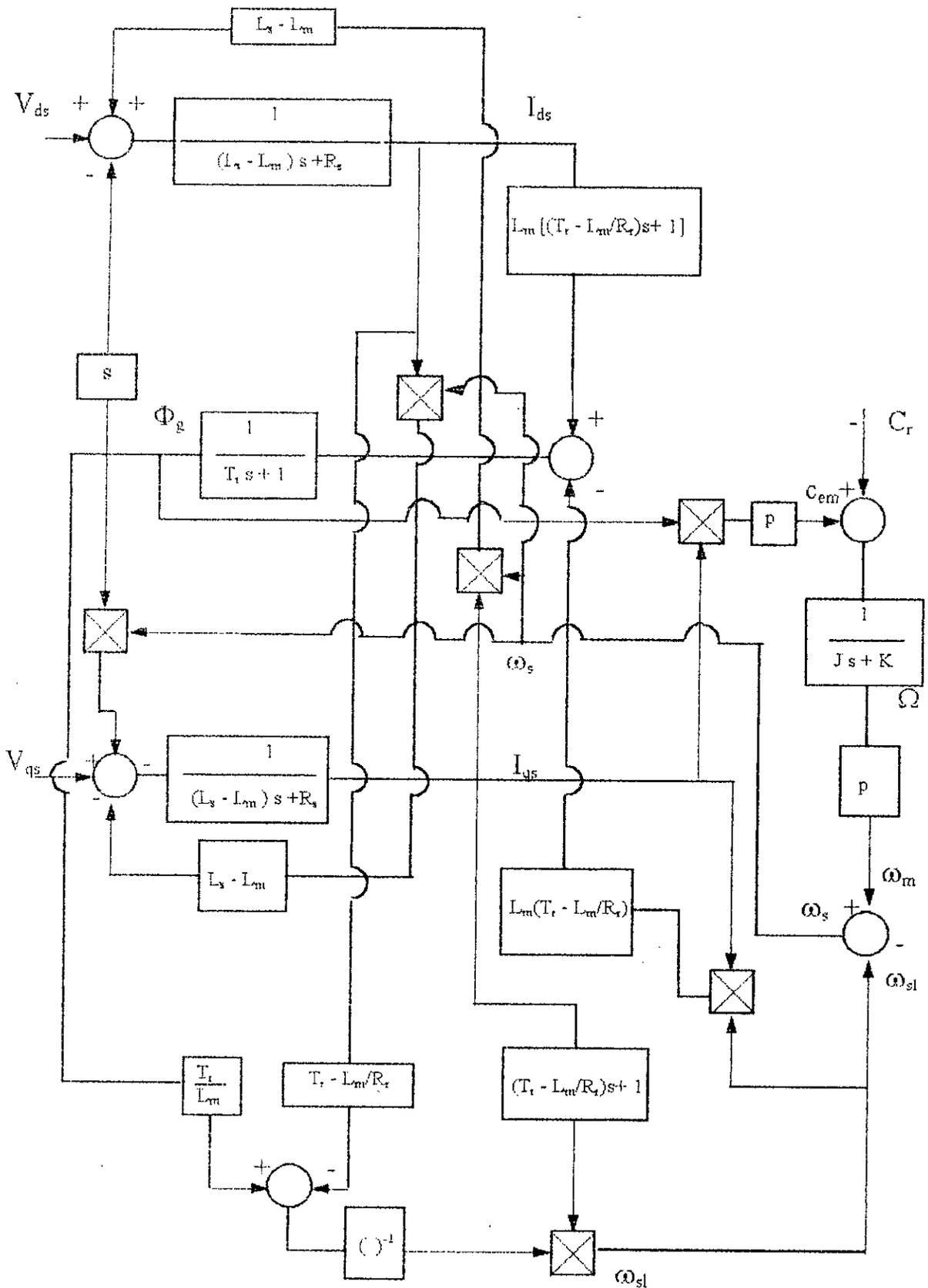
En remplaçant le système d'équations ci-dessus dans le modèle de la MAS et en tenant compte de la condition (II-3) on aboutit au système suivant:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{dI_{ds}}{dt} &= - \left[\frac{R_s}{L_s - L_m} + \gamma (L_m - R_s \alpha) \right] I_{ds} - \gamma L_m \left[(T_r - \frac{L_m}{R_r}) \omega_s - (T_r + \frac{L_m}{R_r}) \omega_{sl} \right] I_{qs} \\
 &\quad + \gamma \Phi_s + \left[\frac{1}{L_s - L_m} - \alpha \gamma \right] V_{ds} \\
 \frac{dI_{qs}}{dt} &= - \omega_s I_{ds} - \frac{R_s}{L_s - L_m} I_{qs} - \frac{\omega_s}{L_s - L_m} \Phi_s + \frac{V_{qs}}{L_s - L_m} \\
 \frac{d\Phi_s}{dt} &= \frac{L_m - R_s \alpha}{T_r + \alpha} I_{ds} + \frac{L_m}{T_r + \alpha} \left[(T_r - \frac{L_m}{R_r}) \omega_s - (T_r + \frac{L_m}{R_r}) \omega_{sl} \right] I_{qs} \\
 &\quad - \frac{1}{T_r + \alpha} \Phi_s + \frac{\alpha}{T_r + \alpha} V_{ds} \\
 \omega_{sl} &= \frac{(T_r - \frac{L_m}{R_r}) \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs}}{\frac{T_r}{L_m} \Phi_s - (T_r - \frac{L_m}{R_r}) I_{ds}} \\
 \omega_s &= \omega_{sl} + \omega_m \\
 c_{sm} &= p \Phi_s I_{qs} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} &= c_{sm} - c_r - K \Omega \\
 \alpha &= \frac{L_m}{L_s - L_m} (T_r - \frac{L_m}{R_r}) \\
 \gamma &= [(L_s - L_m) (T_r + \alpha)]^{-1}
 \end{aligned} \right\} \quad (II-8)$$

Remarque:

Des systèmes (II-6) et (II-8), nous remarquons que le flux statorique Φ_s et le flux d'entrefer Φ_g dépendent des deux tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}), alors que le flux rotorique Φ_r ne dépend que de la composante directe du courant I_{ds} .

Le schéma - bloc de ce modèle est donné par la figure (II-5)



figII-5: Modèle en tension par orientation du flux d'entrefer.

II-4- Méthodes de commande par flux orienté:

II-4-1- Description:

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une machine asynchrone chargée et alimentée par un convertisseur statique. La commande de la MAS nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe « d » tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux [4]

Une commande indirecte: ou la phase du flux est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse de glissement dans la technique du flux orienté.

Une commande directe: ou la phase du flux est mesurer électriquement, en utilisant un modèle dynamique ou un capteur physique du flux.

II-4-2- Commande indirecte par flux orienté:

II-4-2-1- Principe:

Le principe de cette méthode de commande consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux mais seulement sa phase [4].

Le descriptif « *méthode indirecte* » signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position.

II-4-3- Commande directe par flux orienté:

II-4-3-1- Principe

Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le

régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures disponibles au sein de processus.

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande en utilisant le flux rotorique provient de la détermination du flux et sa phase, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables à priori [4].

En outre cette méthode de commande permet d'assurer de manière dynamique et dans un repère choisi les fonctions suivantes:

- Le maintien du flux à une valeur de consigne;
- Le découplage des actions suivant les axes (d, q);
- Le suivi de la consigne de vitesse.

Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur du flux [1].

II-4-3-2- Commande vectorielle utilisant un capteur de flux:

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 [4]

- Capteurs à effets *Holl* placés sous les dents du stator. Ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères (vibrations et échauffements). De plus, les signaux captés sont en général pollués d'harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse, ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement [1]. Les flux mesurés sont des flux d'entrefer. Il faut donc corriger selon la référentiel de travail

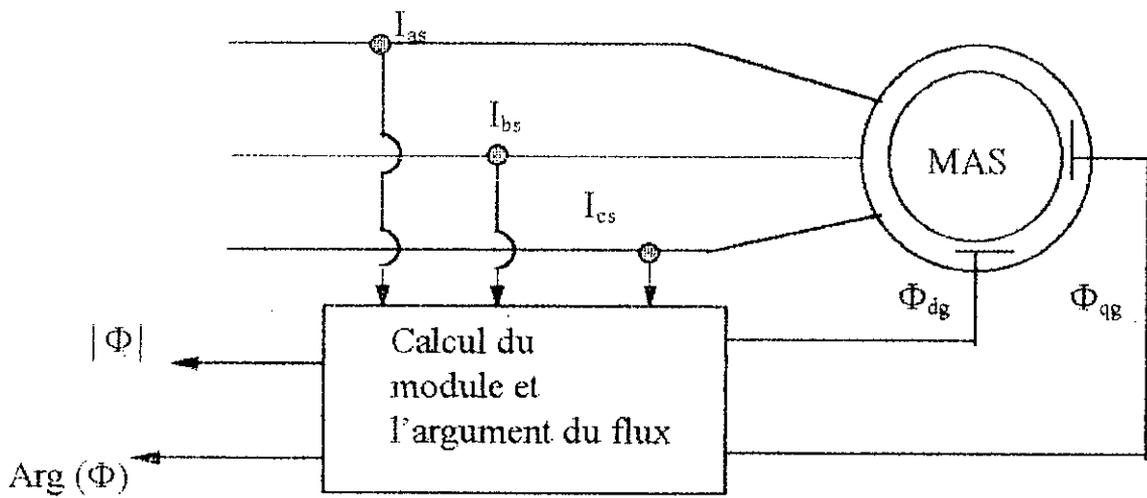
- Des bobinages supplémentaires dans le stator: Des bobines installées sur un pôle du stator peuvent donner une mesure du flux [4].

- Les bobinages statoriques: Les tensions aux bornes de la machine peuvent donner une image du flux, cependant, à basse vitesse, la résistance de

l'enroulement va devenir prédominante. Ce qui nécessite de mettre en place une compensation [4].

Les deux dernières méthodes ne peuvent pas être utilisées à très basses vitesses, particulièrement pour des applications de positionnement [4].

La figure (II-6), montre la procédure de mesure du flux d'entrefer en utilisant des bobines placées en quadrature pour mesurer les deux composantes du flux, suivant les deux axes (d , q) et les courants statoriques pour exprimer des flux statoriques et rotoriques.



figII-6: Méthode de détermination du module et l'argument du flux

Les flux statoriques et rotoriques peuvent être exprimés par les relations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = (L_r/L_m) \Phi_{dg} - (L_r - L_m) I_{ds} \\ \Phi_{qr} = (L_r/L_m) \Phi_{qg} - (L_r - L_m) I_{qs} \\ \Phi_{ds} = \Phi_{dg} + (L_s - L_m) I_{ds} \\ \Phi_{qs} = \Phi_{qg} + (L_s - L_m) I_{qs} \end{array} \right. \quad (II-9)$$

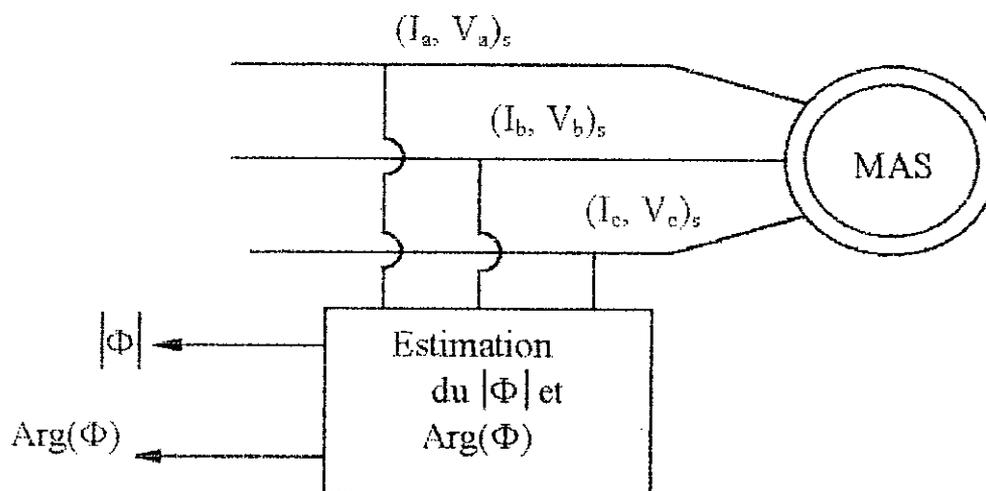
Le module et l'argument du flux rotorique, statorique ou d'entrefer sont données par:

$$\begin{aligned} |\Phi| &= \sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2} \\ \text{Arg}(\Phi) &= \text{arctg}(\Phi_q / \Phi_d) \end{aligned} \quad (\text{II-10})$$

Commande vectorielle utilisant un estimateur du flux:

La difficulté liée à l'utilisation des capteur de flux ont donc conduit les chercheurs à développer les modèles dynamiques du flux [4].

Ces modèles permettant d'obtenir la position et le module du flux à partir de la mesure des tensions et des courants statoriques comme le montre la figure (II-7)



figII-7: Méthode d'estimation du module et l'argument du flux.

La reconstitution du flux à partir des courants et des tensions statoriques dans le référentiel stationnaire est déduite des équations suivantes:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{ds}}{dt} &= V_{ds} - R_s I_{ds} \\
 \frac{d\Phi_{qs}}{dt} &= V_{qs} - R_s I_{qs} \\
 \Phi_{dr} &= \frac{L_r}{L_m} (\Phi_{ds} - L_s I_{ds}) \\
 \Phi_{qr} &= \frac{L_r}{L_m} (\Phi_{qs} - L_s I_{qs}) \\
 |\Phi| &= \sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2} \\
 \text{Arg}(\Phi) &= \text{arctg} \left(\frac{\Phi_q}{\Phi_d} \right) \\
 \Phi_{dg} &= \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} (L_r - L_m) I_{ds} \\
 \Phi_{qg} &= \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{L_m}{L_r} (L_r - L_m) I_{qs}
 \end{aligned} \right\} \quad (II - 11)$$

II-5- Influence de la constante du temps du rotor:

La constante de temps du rotor T_r est un paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux, tant pour la méthode directe que pour la méthode indirecte, le module et la phase du flux du rotor sont calculées en utilisant T_r . Avec la méthode directe, T_r intervient dans le modèle dynamique du flux.

Cette constante est difficilement mesurable et dépend des conditions de fonctionnement de la machine.

La température agit sur la résistance rotorique et la saturation agit sur l'inductance L_r . Le découplage entre le couple et le flux sera très difficile à réaliser, par conséquent la dynamique sera très fortement affectée quand T_r varie.

II-6- Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de présenter les trois modes d'orientation du flux à savoir: flux rotorique, flux statorique, flux d'entrefer. Ainsi que les deux principales méthodes employées dans la commande vectorielle de la MAS qui font l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III

ORIENTATION DU FLUX

- COMMANDE INDIRECTE**
- COMMANDE DIRECTE**

III-1- Introduction:

La commande par flux orienté est une technique qui, malgré la structure complexe et non linéaire de la MAS, permet sa commande de façon similaire à celle de la machine à courant continu. Par conséquent trois types de commande par flux orienté de la MAS sont possibles:

- Orientation du flux *rotorique*;
- Orientation du flux *statorique*;
- Orientation du flux *d'entrefer*.

Chacune de ces méthodes de commande permet d'obtenir un contrôle de flux et un contrôle de couple découplés comme une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique.

Deux méthodes sont possibles:

- *Méthode dite directe* : Le flux considéré est directement mesuré ou estimé à l'aide d'un estimateur.

- *Méthode dite indirecte* : La position du flux considéré est calculée à partir de la mesure de la vitesse du rotor et d'autres grandeurs accessibles comme des tensions ou les courants statorique [9].

III-2- Commande indirecte par orientation du flux:

III-2-1- Description:

Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la MAS alimentée en tension (le couple et le flux). Cependant les contraintes du contrôle du couple par cette méthode de commande sont:

1^o Réalisation de la transformation directe et inverse du système stator au repère flux tournant.

Ceci nécessite:

- L'estimation de la position du flux par rapport au rotor:

$$\theta_{sl} = \int \omega_{sl} dt \quad (\text{III-1})$$

- La mesure de la position du rotor par rapport au stator θ :

$$\theta = \int \omega_m dt \quad (\text{III-2})$$

On peut déduire une estimation de la position du flux par rapport au stator:

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \quad (\text{III-3})$$

2^o Contrôles indépendants des courants I_{ds} et I_{qs} .

par orientation du flux rotorique

III-2-2- Commande indirecte sans réglage de la vitesse:

Le schéma globale de l'ensemble bloc de commande-MAS-onduleur de tension est représenté à la figure (III-1).

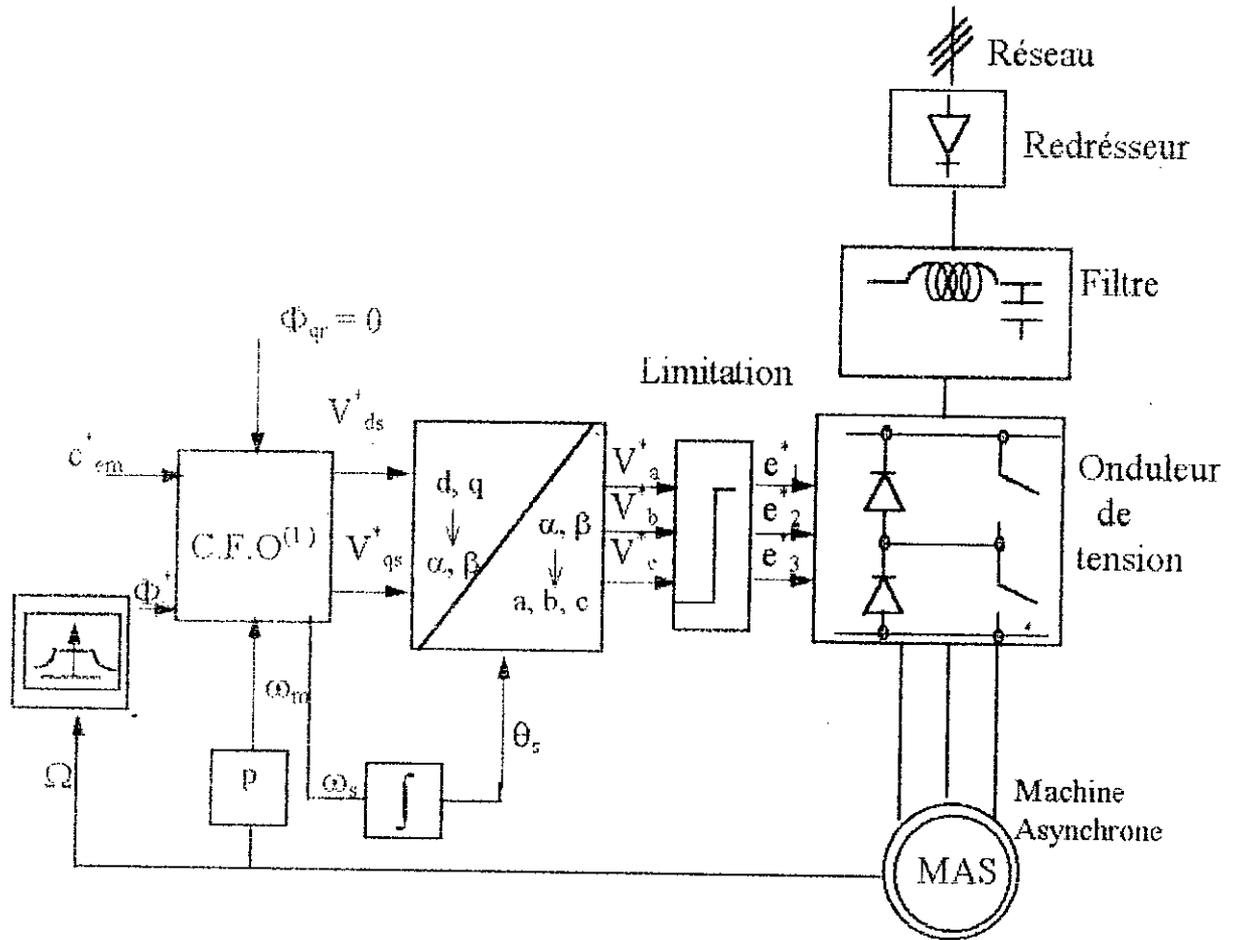


fig III-1: Schéma synoptique de la commande indirecte par flux orienté d'une MAS alimentée en tension.

Après un choix ⁽²⁾ des grandeurs de référence, les commandes V_{ds}^* , V_{qs}^* et w_s^* sont calculées par la structure de commande représentée par la figure (III-1).

Toute fois, on réalise directement la commande vectorielle sans avoir à capter l'amplitude du flux, c'est donc la commande indirecte.

En outre la consigne du flux, peut être absolue, soit être liée à la vitesse mécanique Ω , pour pouvoir obtenir un fonctionnement en régime défluxé ou à puissance constante.

⁽¹⁾ Les lettres C.F.O signifient: commande par flux orienté.

⁽²⁾ Le choix doit être satisfaisant aux cahiers de charge.

Ceci est obtenu par le bloc de défluxage, défini par la non linéarité :

$$\Phi' = \begin{cases} \Phi_N & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \frac{\Phi_N \cdot \Omega_N}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_N \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

Avec:

Φ_N : valeur nominale du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)
 Ω_N : valeur nominale de la vitesse mécanique.

Remarquons qu'un bloc de limitation a été intercalé entre les valeurs calculées des tensions transformées et l'onduleur pour des raisons de sécurité de celui-ci. En effet, le module du vecteur tension est donnée par :

$$|V_s| = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} \quad (\text{III-5})$$

D'après (I-2-5-3), on a:

$$V_{ds} = \sqrt{3/2} V_m \cos \delta, \quad V_{qs} = -\sqrt{3/2} V_m \sin \delta$$

d'où:

$$|V_s| = \sqrt{3/2} V_m \quad (\text{III-6})$$

Il faut donc que la relation (III-6) soit toujours vérifiée.

Si $|V_s| > \sqrt{3/2} V_m$ alors, il faut maintenir la valeur de V_{ds} et poser:

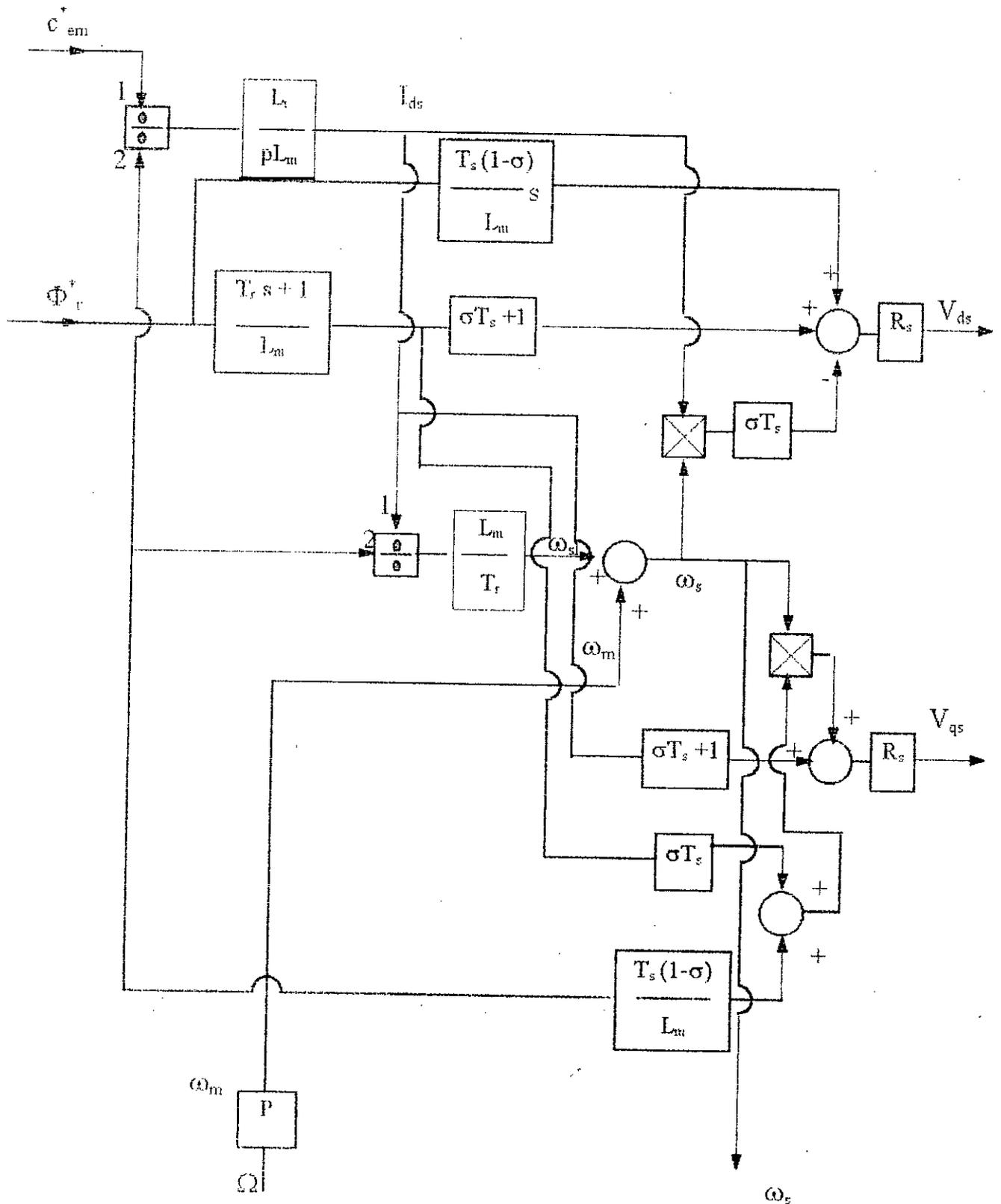
$$V_{qs} = \sqrt{V_s^2 - V_{ds}^2} \quad (\text{III-7})$$

a) Structure de commande en tension par orientation du flux rotorique:

considérons le couple (c_{em}^*) et le flux (Φ_r^*) comme références de commande. Nous inversons le modèle (II-4), nous obtenons les équations suivantes:

$$\left. \begin{aligned}
 I_{qs} &= \frac{L_r c_{em}^*}{pL_m \Phi_r^*} \\
 I_{ds} &= \frac{1}{L_m} \left(T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right) \\
 \omega_{sl} &= \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r^*} \\
 \omega_s &= \omega_m + \omega_{sl} \\
 V_{ds} &= R_s \left[\sigma T_s \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\Phi_r^*}{dt} - \sigma T_s \omega_s I_{qs} \right] \\
 V_{qs} &= R_s \left[\sigma T_s \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} + \omega_s \left(\sigma T_s I_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{L_m} \Phi_r^* \right) \right]
 \end{aligned} \right\} \quad (III-8)$$

Le schéma-bloc de cette structure de commande est illustré à la figure (III-2).

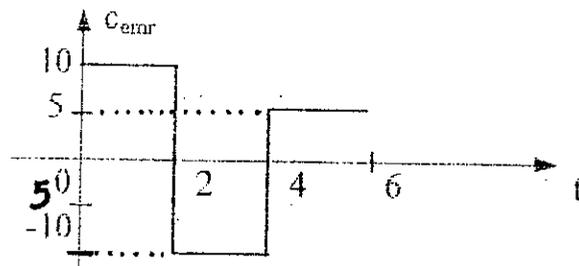


figIII-2 :Schéma-bloc de la structure de commande en tension par orientation du flux rotorique.

Simulation numérique :

La simulation numérique de cette structure de commande a été faite en imposant un couple de commande donné par la figure (III-3).

La consigne du flux Φ_r est obtenue à partir du bloc de défluxage défini précédemment:



figIII-3: Référence du couple.

* *Simulation de l'association:
commande vectorielle-MAS*

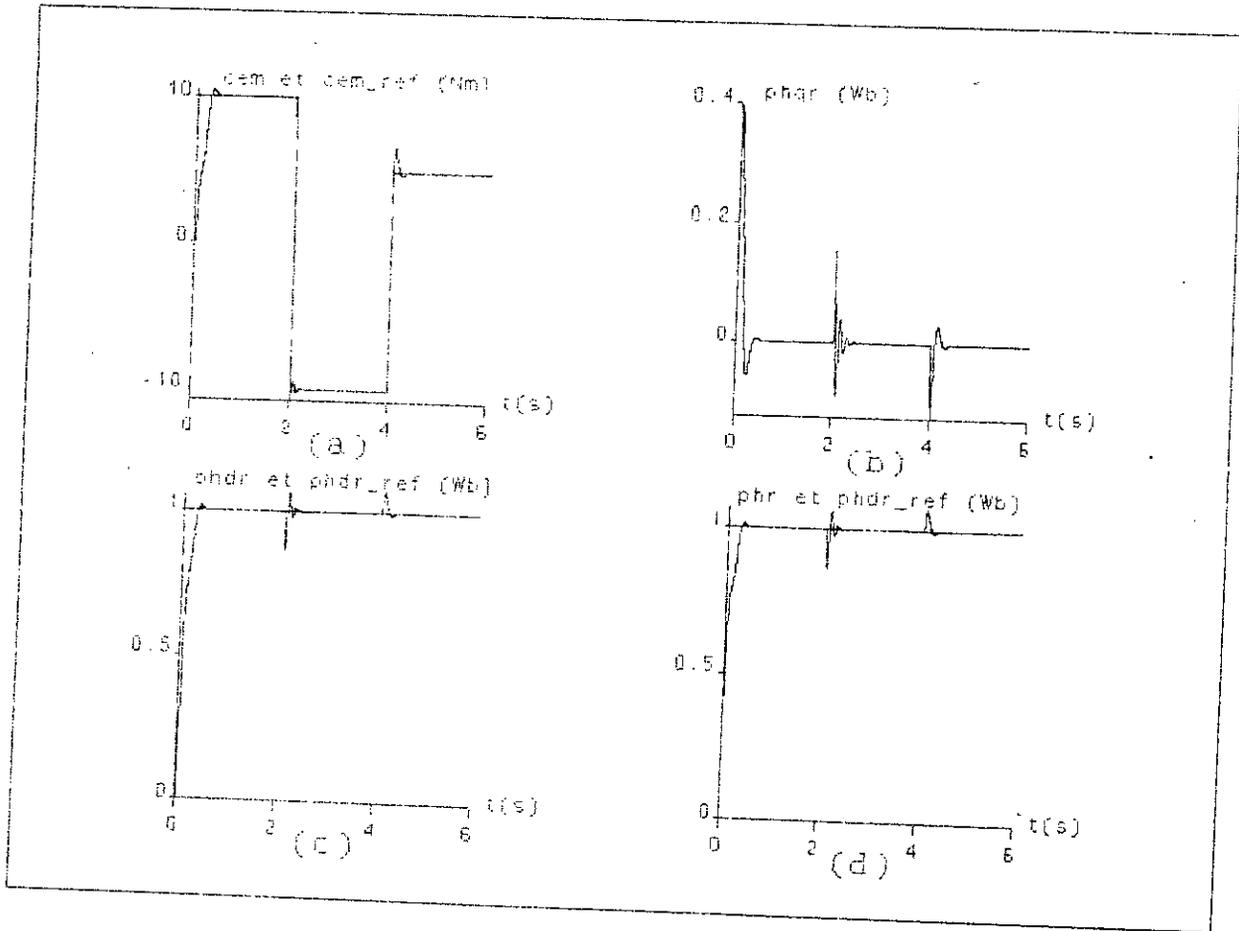
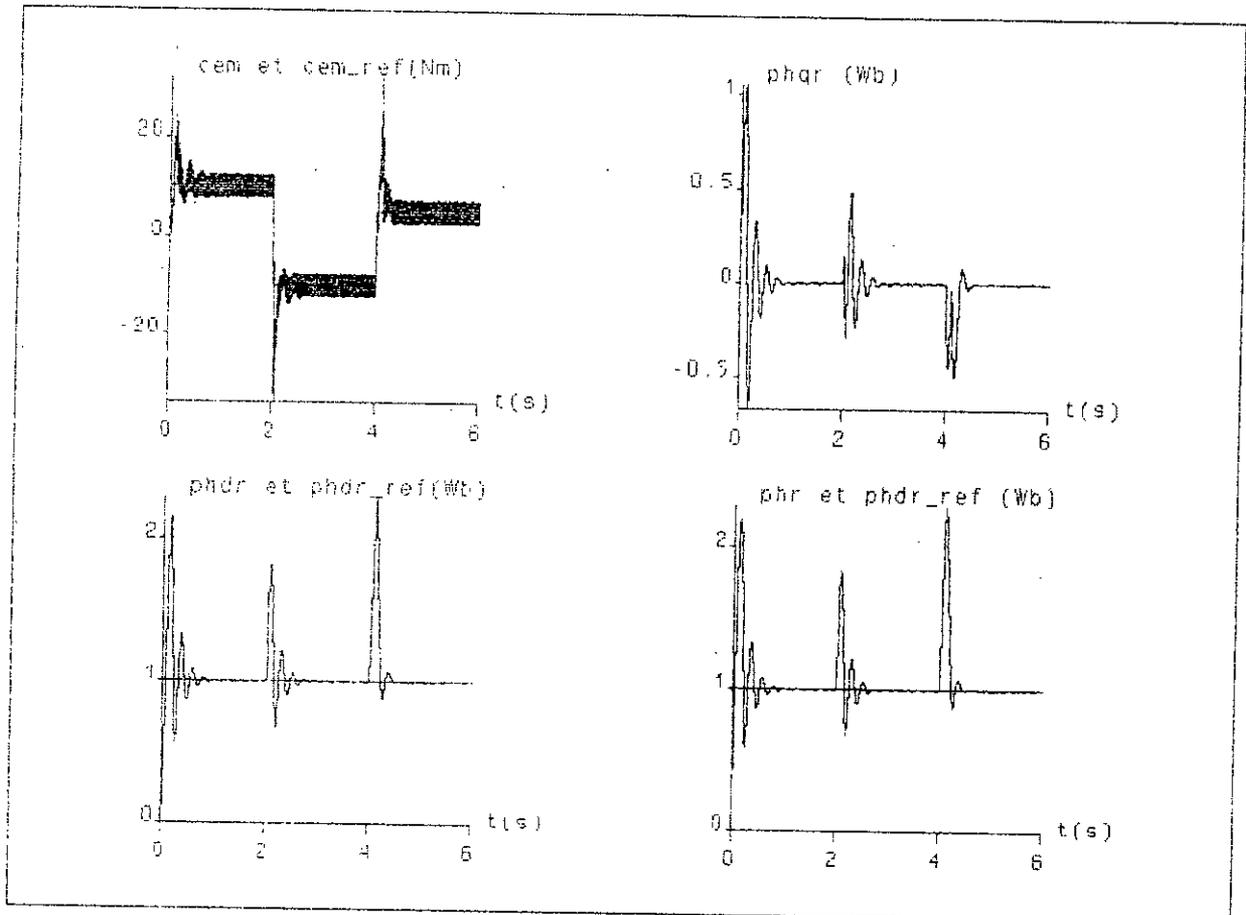


Figure III-4: Résultats de simulation pour le découplage du couple (C_{em}) et du flux rotorique (ϕ_r).

✗ *Simulation de l'association:
Commande vectorielle-Onduleur-MAS*



figIII-5: Résultats de simulation pour le découplage du couple et du flux rotorique (ϕ_r).

Interprétation et commentaire:

D'après les résultats de simulation données à la figure (III-4) et (III-5), on remarque que le couple électromagnétique de la machine suit la référence (c_{em}^*) imposée. En régime établi, le couple (c_{em}) et le flux rotorique (Φ_r) sont découplés, le flux (Φ_r) est orienté dans la direction « d ».

La phase d'initialisation du flux est plus perturbée, donc le découplage n'est plus parfait lors des régimes transitoires du type échelons du couple.

Lorsque l'alimentation de la machine se fait par un onduleur de tension, on constate que le couple (c_{em}) et le flux (Φ_r) suivent leurs références avec des ondulations importantes lorsque la machine subit un couple de type échelon. Celles-ci sont dues d'une part au couplage entre les axes (d , q) et d'autre part au fait qu'on a introduit un système qui provoque un retard sans le faire tenir en compte dans les équations globales.

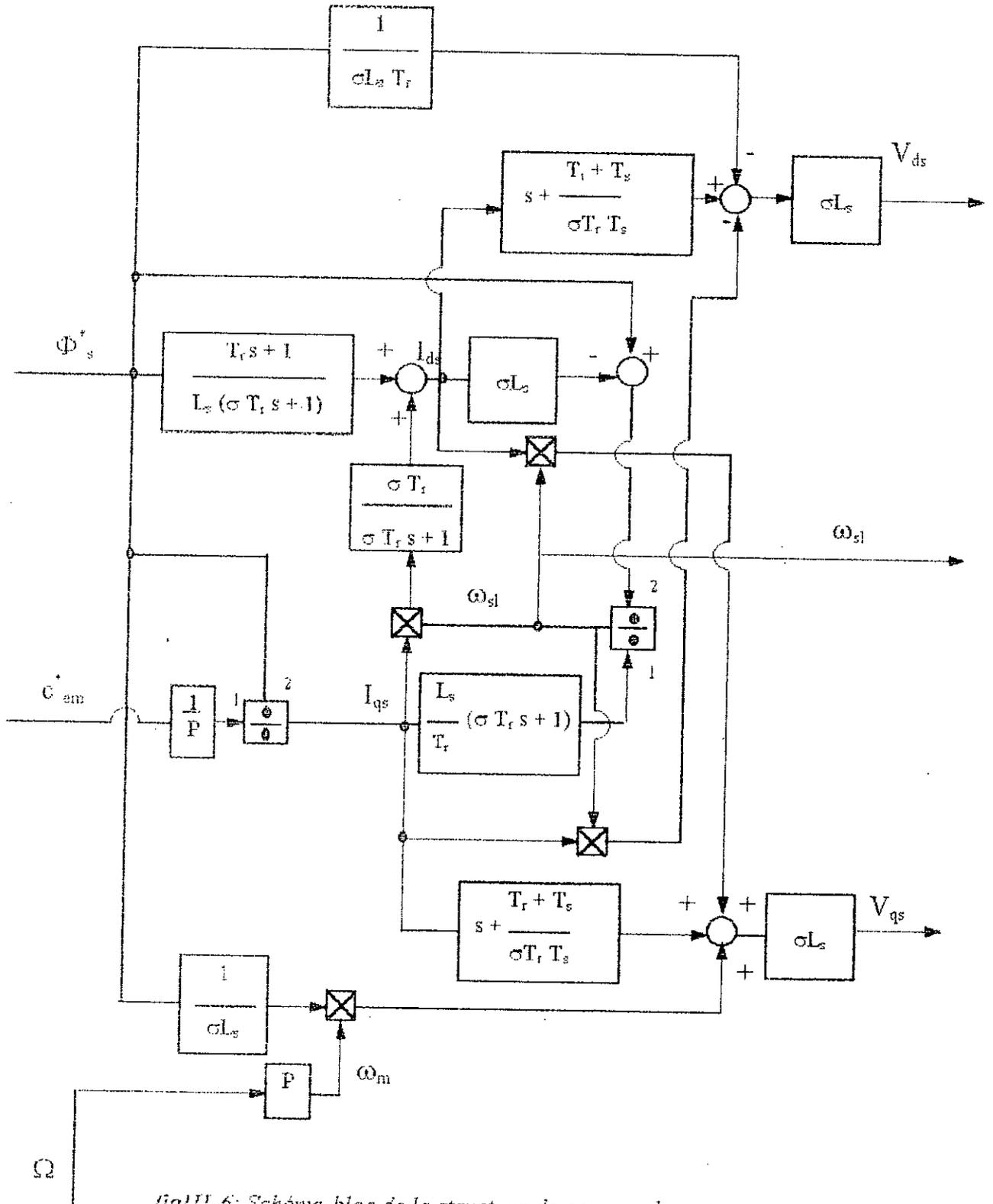
b) Structure de commande en tension par orientation du flux statorique:

Considérons le couple (c_{em}^*) et le flux statorique (Φ_s^*) comme références de commande, le système (II-6) nous permet d'aboutir aux équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 I_{qs} &= \frac{c_{em}^*}{\Phi_s^*} \\
 L_s \left(\sigma T_r \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} \right) &= T_r \frac{d\Phi_s^*}{dt} + \Phi_s^* + \sigma L_s T_r I_{qs} \omega_{st} \\
 \omega_{st} &= \frac{L_s}{T_r (\Phi_s^* - \sigma L_s I_{ds})} \left(\sigma T_r \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} \right) \\
 \omega_s &= \omega_{st} + \omega_m
 \end{aligned} \tag{III-9}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sigma L_s \left[\frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) I_{ds} - \frac{\Phi_s^*}{\sigma L_s T_r} - \omega_{st} I_{qs} \right] \\
 V_{qs} &= \sigma L_s \left[\frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) I_{qs} + \frac{\omega_m \Phi_s^*}{\sigma L_s} + \omega_{st} I_{ds} \right]
 \end{aligned}$$

Le schéma-bloc correspondant est donné à la figure (III-6)



figIII-6: Schéma-bloc de la structure de commande en tension par orientation du flux statorique.

Simulation numérique:

De la même manière que la structure de commande du flux rotorique, la consigne du flux statorique est obtenue par le bloc de défluxage, le couple de commande suit la référence donnée à la figure (III-3).

Simulation de l'association:

Commande vectorielle-MAS

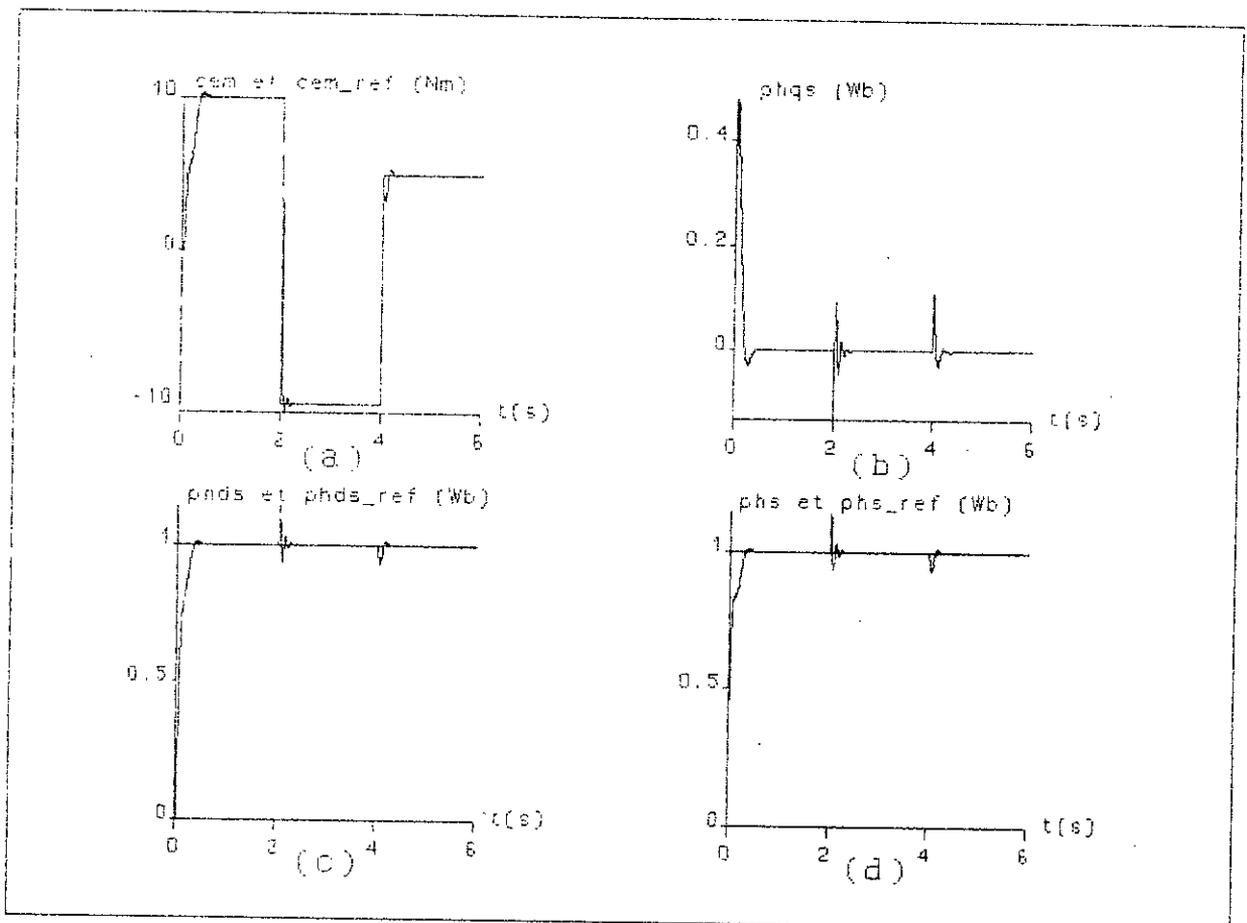


Figure III-7: Résultats de simulation pour le découplage du couple (C_{em}) et du flux statorique (ϕ_s).

*Simulation de l'association:
Commande vectorielle-Onduleur-MAS*

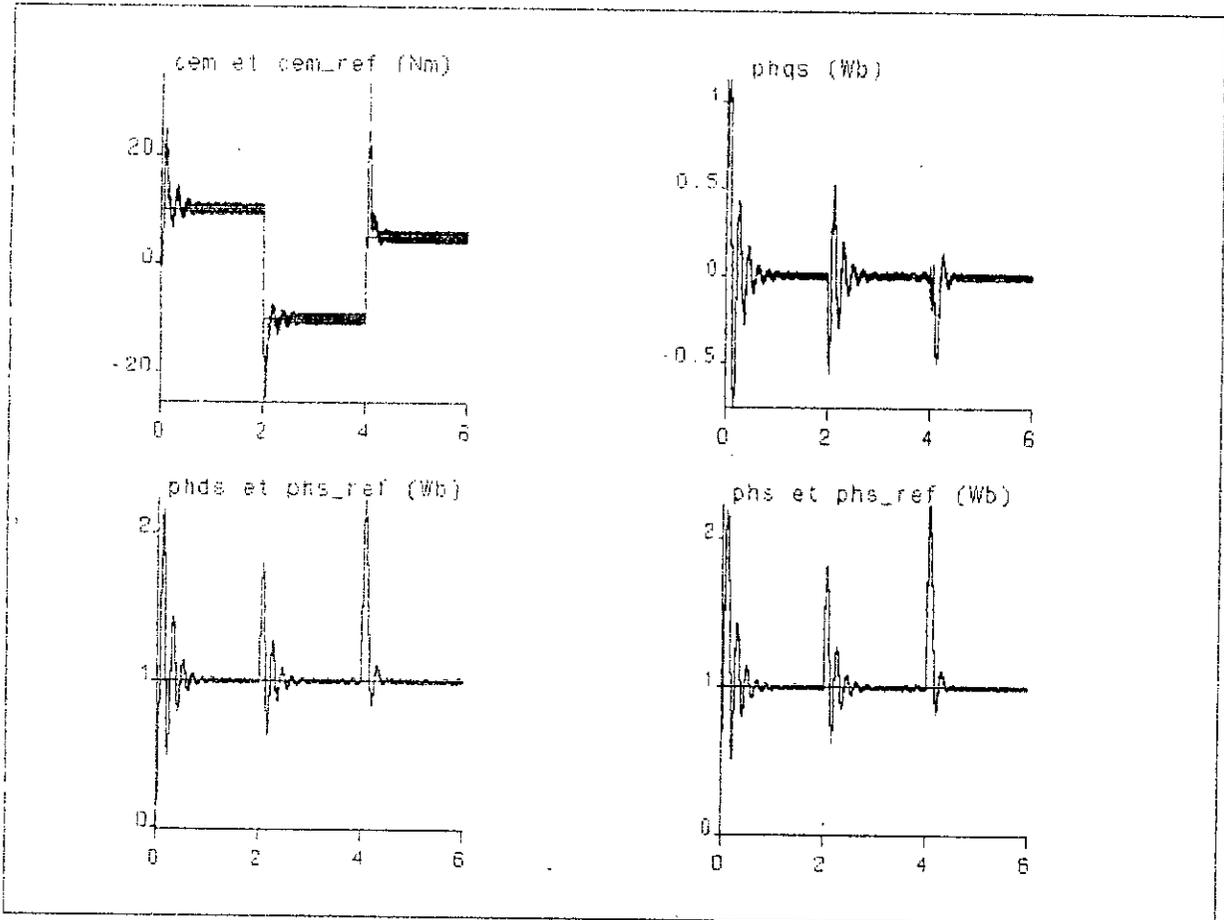


Figure III-8: Résultats de simulation pour le découplage du couple (C_{em}) et du flux statorique (ϕ_s).

Interprétation et commentaire:

D'après les résultats obtenus, on constate que le couple électromagnétique (c_{em}) et le flux statorique (Φ_s) sont découplés.

Les oscillations du couple et du flux sont dues d'une part à la variation du courants I_{ds} , car nous avons besoin de la dérivée de I_{ds} , d'autre part au couplage des axes (d, q).

Lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension, les oscillations deviennent très importantes lorsque le couple varie rapidement, ces dernières favorisent le couplage des actions suivant les axes (d, q).

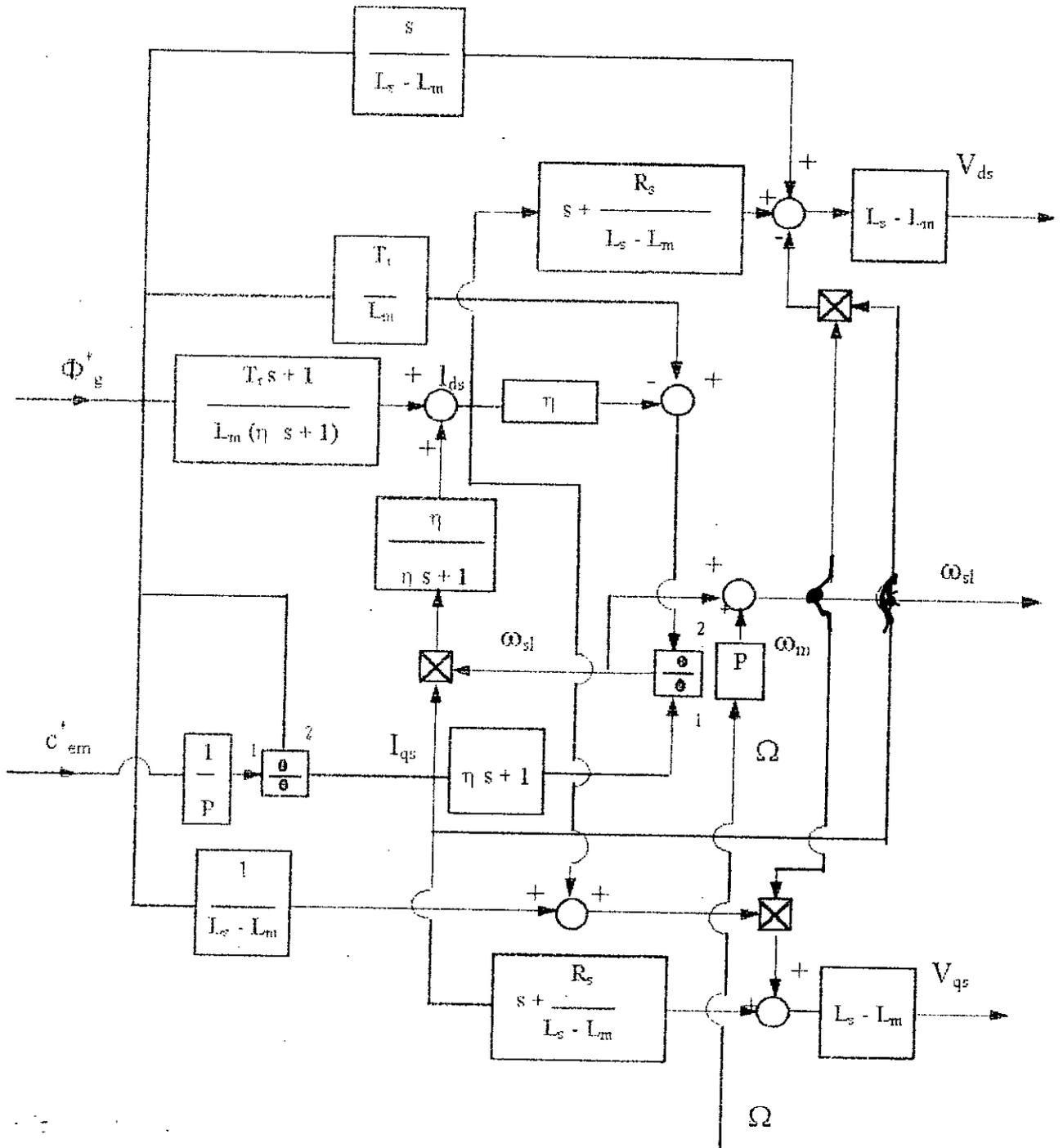
c) Structure de commande en tension par orientation du flux d'entrefer:

Considérons le couple (c_{em}^*) et le flux d'entrefer (Φ_g^*) comme référence de commande. La substitution de la condition (II-3) dans le système d'équations (II-8), nous permet de contrôler les variables de commande suivantes:

$$\begin{aligned}
 I_{\varphi} &= \frac{c_{em}^*}{p\Phi_g^*} \\
 L_m(\eta \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds}) &= T_r \frac{d\Phi_g^*}{dt} + \Phi_g^* + L_m \eta \omega_{st} I_{\varphi} \\
 \omega_{st} &= \frac{\eta \frac{dI_{\varphi}}{dt} + I_{\varphi}}{\frac{T_r}{L_m} \Phi_g^* - \eta I_{ds}} \\
 \omega_s &= \omega_{st} + \omega_m
 \end{aligned} \tag{III - 10}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= (L_s - L_m) \frac{dI_{ds}}{dt} + R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_g^*}{dt} - (L_s - L_m) \omega_s I_{\varphi} \\
 V_{\varphi} &= (L_s - L_m) \frac{dI_{\varphi}}{dt} + R_s I_{\varphi} + (L_s - L_m) \omega_s (I_{ds} + \frac{\Phi_g^*}{L_s - L_m}) \\
 \eta &= T_r - \frac{L_m}{R_r}
 \end{aligned}$$

Le schéma-bloc correspondant est donné par la figure (III-9)



figIII-9: Schéma-bloc de la structure de commande en tension par orientation du flux d'entrefer.

Simulation numérique:

Pour (Φ_g^*) et (c_{em}^*) ; les références du flux d'entrefer et du couple électromagnétique respectivement, les résultats de simulation sont donnés à la figure (III-10), (III-11).

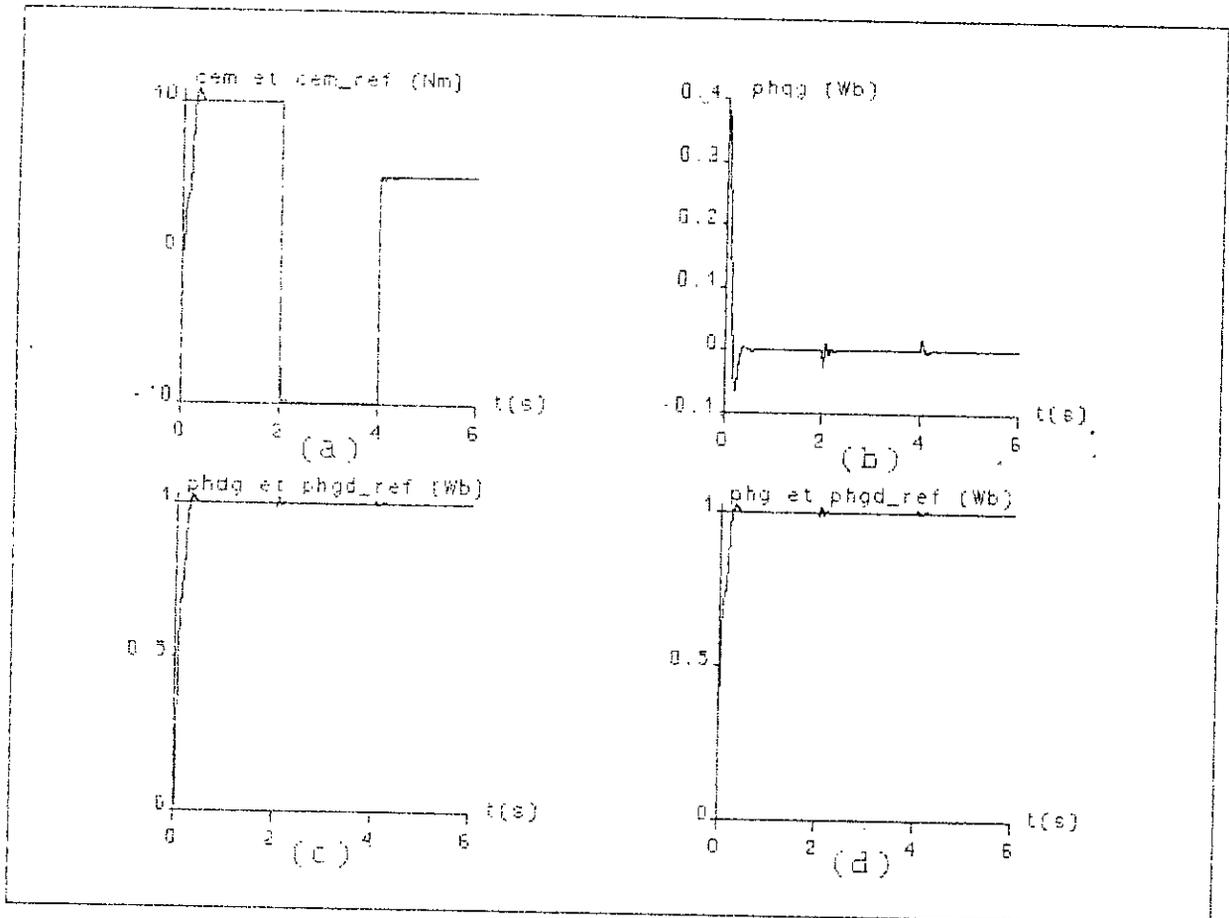


Figure III-10: Résultats de simulation pour le découplage du couple (C_{em}) et du flux magnétisant (Φ_g).

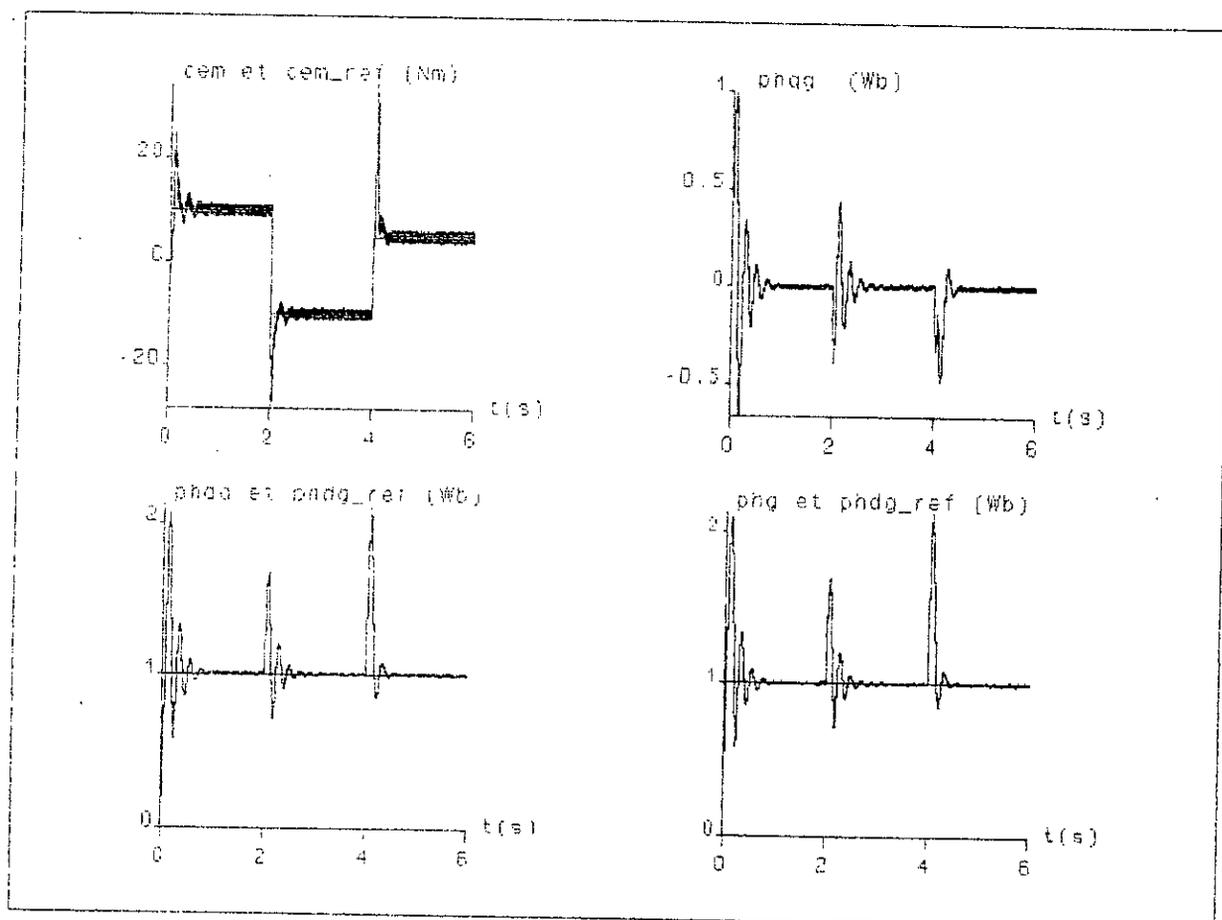


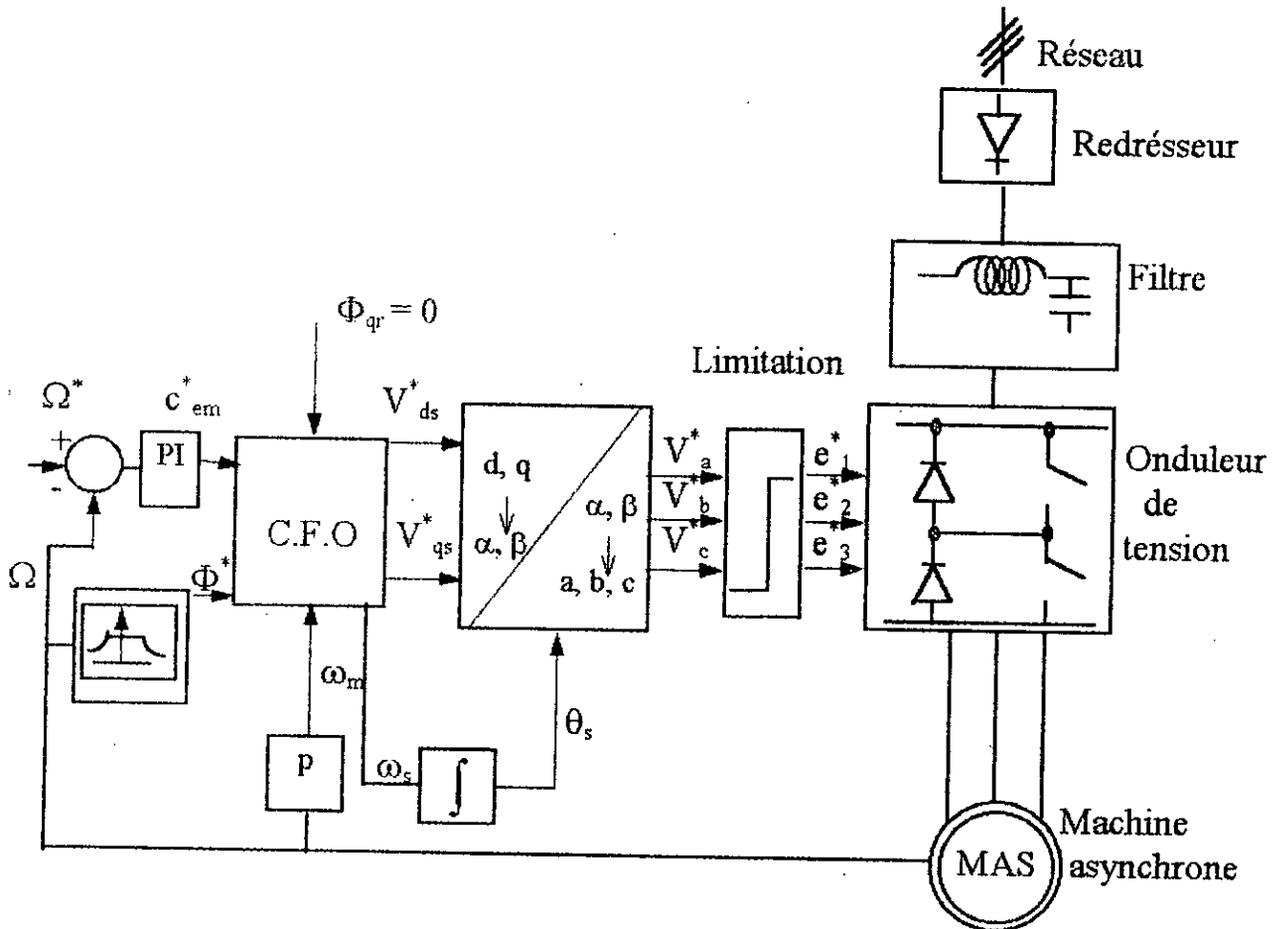
Figure III-11: Résultats de simulation pour le découplage du couple (C_{em}) et du flux magnétisant (Φ_{σ}).

Interprétation et commentaire:

D'après les résultats de simulation, on remarque que le couple (c_{em}) et le flux d'entrefer (Φ_g^*) sont pratiquement découplés.

III-2-3- Commande indirecte par orientation du flux rotorique avec réglage de la vitesse:

Dans le cas où une régulation de vitesse est envisagée, il suffit de reprendre le principe de la commande indirecte déjà présenté en ajoutant un régulateur proportionnel et intégral⁽³⁾ pour la boucle de vitesse et un contrôle du flux rotorique par réaction comme le montre la figure suivante:



figIII-12: Schéma-synoptique de la commande de vitesse en tension par orientation du flux rotorique.

De la valeur du vitesse mesurée sert par contre-réaction pour le régulateur de vitesse dont la sortie est le couple de commande (c_{em}^*). De la

⁽³⁾Pour le choix et le calcul du régulateur de vitesse voir §:(III-4).

vitesse nulle à celle nominale le flux est maintenu constant et la machine fonctionne à couple constant, pour des vitesses supérieures à celles nominales, le flux doit être affaibli et la machine fonctionne à puissance constante.

Simulation numérique:

a°) *Simulation de l'association:
commande Vectorielle-MAS.*

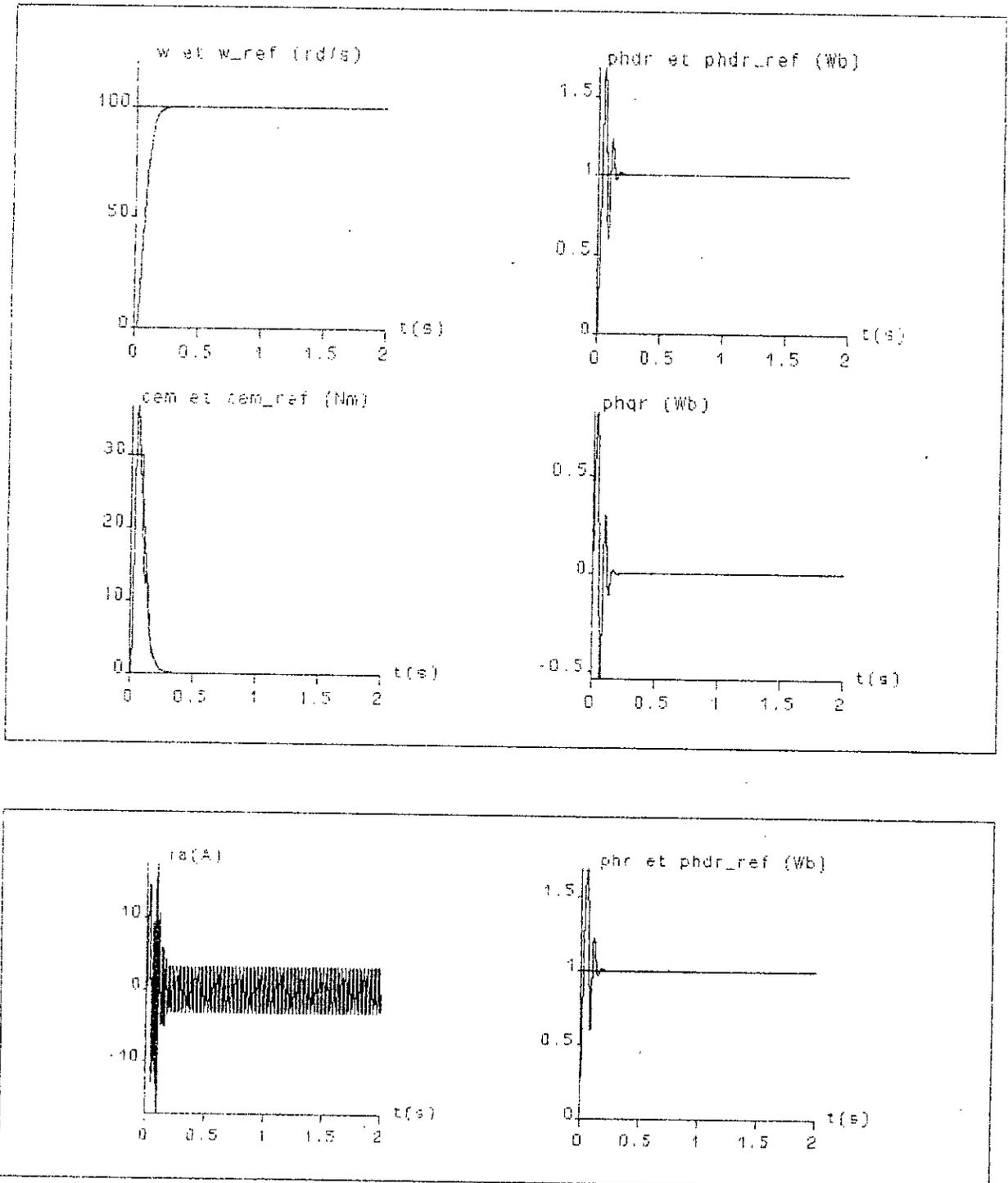


Figure III-13: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (ϕ_r) à vide.

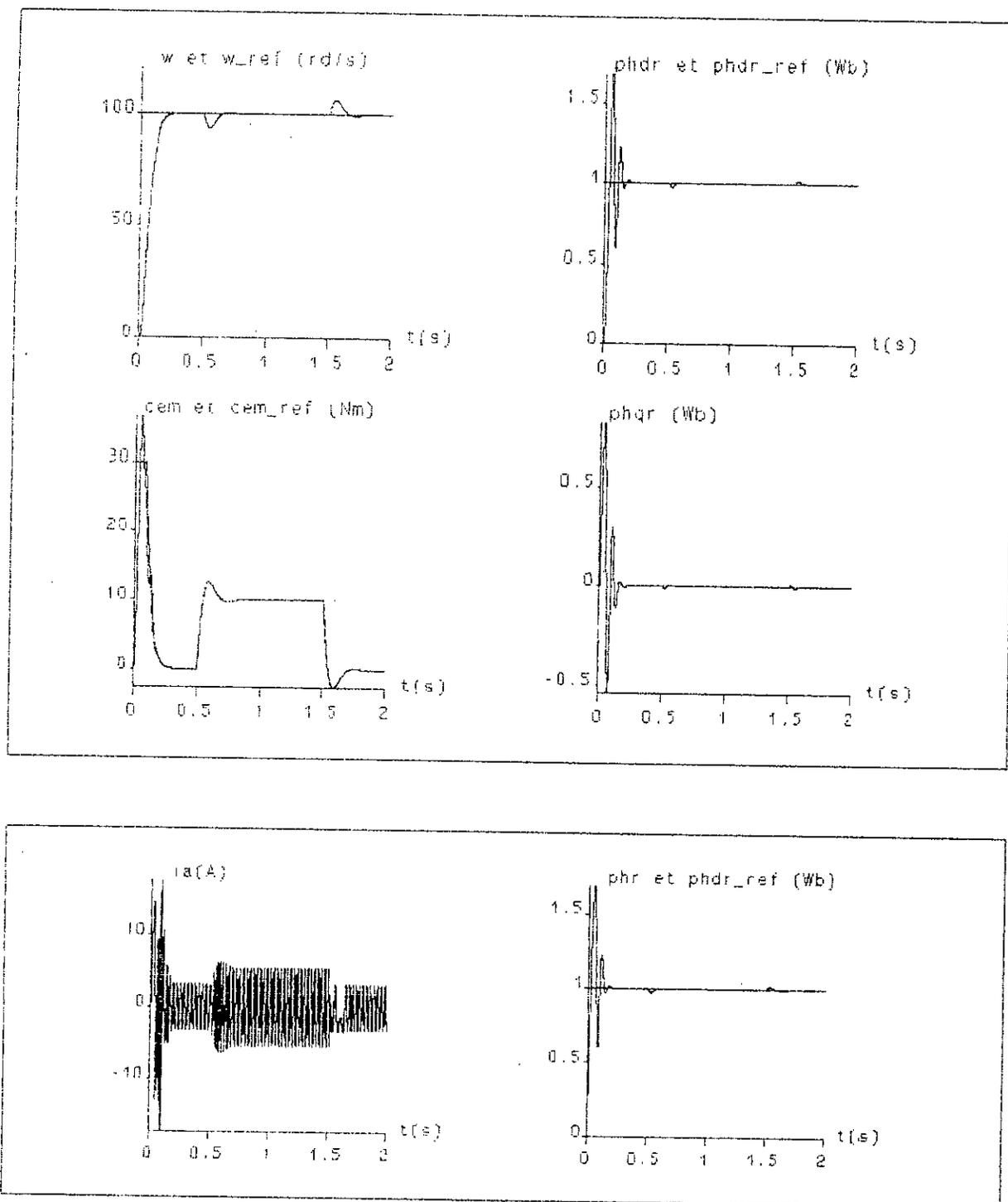


Figure III-14: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (ϕ_r) pour une variation du couple résistant (C_r) de 10(Nm).

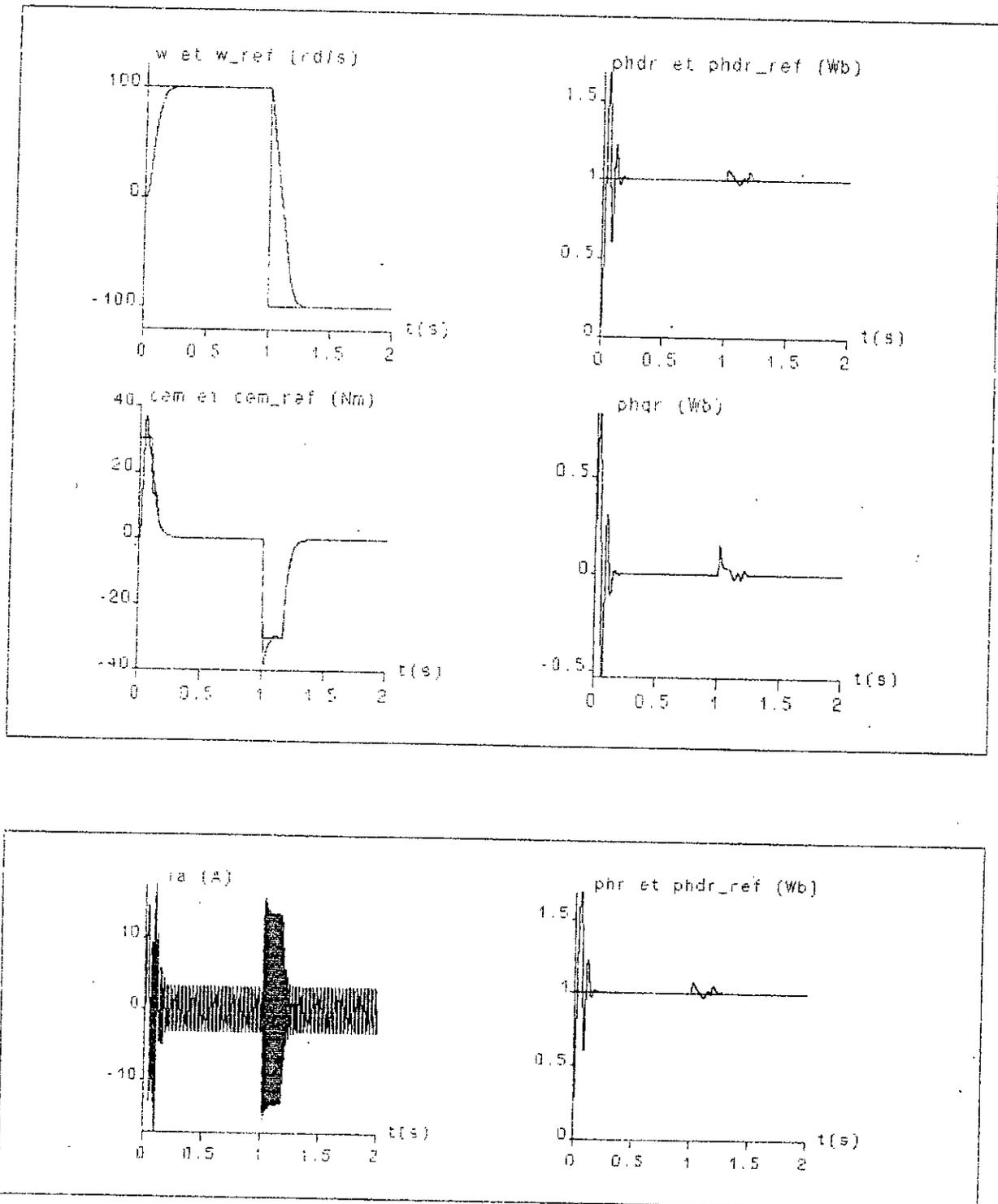


Figure III-15: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (Φ_r) pour l'inversion de vitesse de +100(rd/s) à -100(rd/s).

b°) Simulation de l'association:
commande Vectorielle-onduleur de tension-MAS.

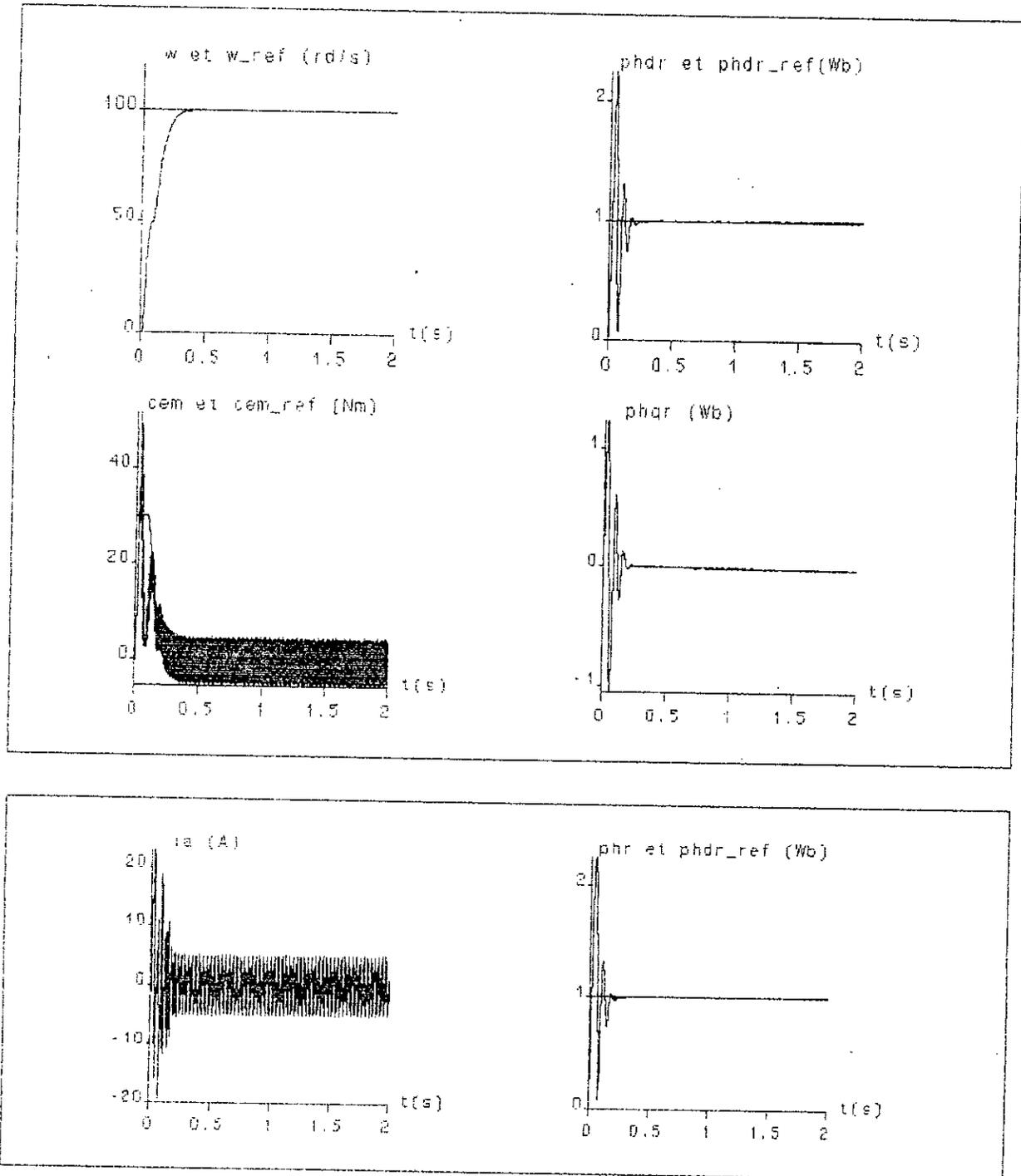


Figure III-16: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (ϕ_r) à vide.

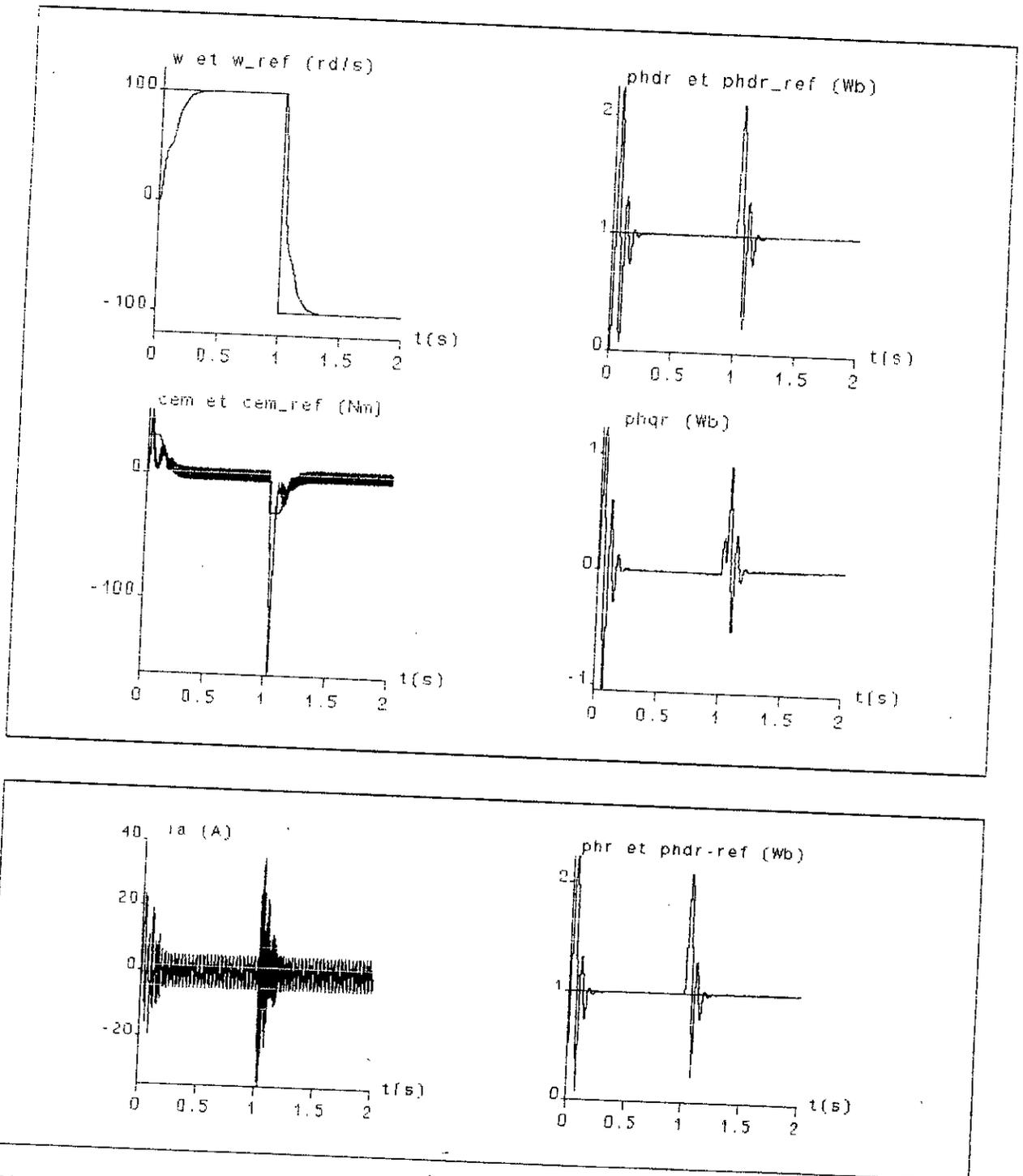


Figure III-17: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (ϕ_r), pour l'inversion de vitesse de +100(rd/s) à -100(rd/s).

Interprétation et commentaire:

Nous avons examiné dans la figure (III-13) une phase de démarrage de la machine de (0 à 100rd/s) à vide. La réponse à une perturbation de charge de (10 N.m), pendant une durée de (1s) à la figure (III-14).

Lors de la période de démarrage, on a remarqué une différence entre le couple de référence (c_{em}^*) et le couple électromagnétique de la machine (c_{em}) à cause de l'initialisation du flux rotorique, après cette phase d'initialisation, le couple (c_{em}) suit parfaitement le couple de référence.

Le régime permanent est établi pendant une durée de (0.3s), durant ce régime on a remarqué que le flux Φ_{qr} est toujours nul et le flux Φ_{dr} suit la référence imposée par le bloc de défluxage, le courant de ligne i_n a une allure sinusoïdale.

Nous avons simulé à la figure (III-15) un démarrage de (0 à 100rd/s) et une initialisation simultanée du flux rotorique, puis une inversion du sens de rotation de (+100rd/s à -100rd/s). Lors de l'inversion de la vitesse le découplage n'est plus réalisé.

III-3- Commande directe par orientation du flux rotorique:

Nous allons aborder les schémas de commande par orientation du flux rotorique où le flux est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une mesure ou une estimation de ses variations, c'est donc la commande directe.

Le principe de cette méthode consiste à contrôler le couple et le flux d'une façon découplée, mais le couplage indésirable des équations (III-8) rend leur contrôle difficilement réalisable. Donc l'utilisation d'un circuit de découplage est nécessaire.

III-3-1- Découplage des équations:

L'étude suivante consiste à rechercher les lois de découplage entre V_{ds} et V_{qs} permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante I_{qs} et le flux par la composante I_{ds} . En effet l'équation (III-8) montre que l'action sur Φ_r à travers I_{ds} se fait avec la constante de temps T_r , par conséquent, il est plus commode de contrôler le couple électromagnétique en maintenant le flux Φ_r constant et en agissant sur le courant I_{qs} dont l'action est directe. Compte tenu des interactions entre Φ_r et I_{qs} il devient nécessaire d'effectuer le découplage des équations (II-4).

D'après le système (II-4), nous avons les deux équations statoriques suivantes:

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} = V_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} = V_{qs} - \omega_s \left[\sigma L_s I_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \Phi_r \right] \end{cases}$$

Pour découpler le système d'équations ci-dessus on ajoute à V_{ds} la quantité $(\sigma L_s \omega_s I_{qs})$, et on retranche de V_{qs} les quantités $(\sigma_s L_s \omega_s I_{ds})$ et $(\omega_s L_s (1-\sigma) I_{ds} / (T_r s + 1))$ [10].

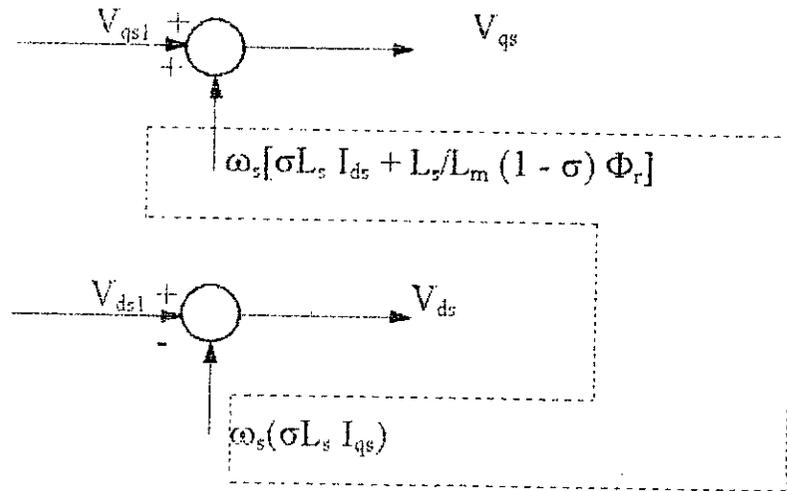
Le système précédent devient:

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + R_s I_{ds} + \frac{L_s (1 - \sigma)}{L_m} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + R_s I_{qs} \end{cases} \quad (III-11)$$

Avec:

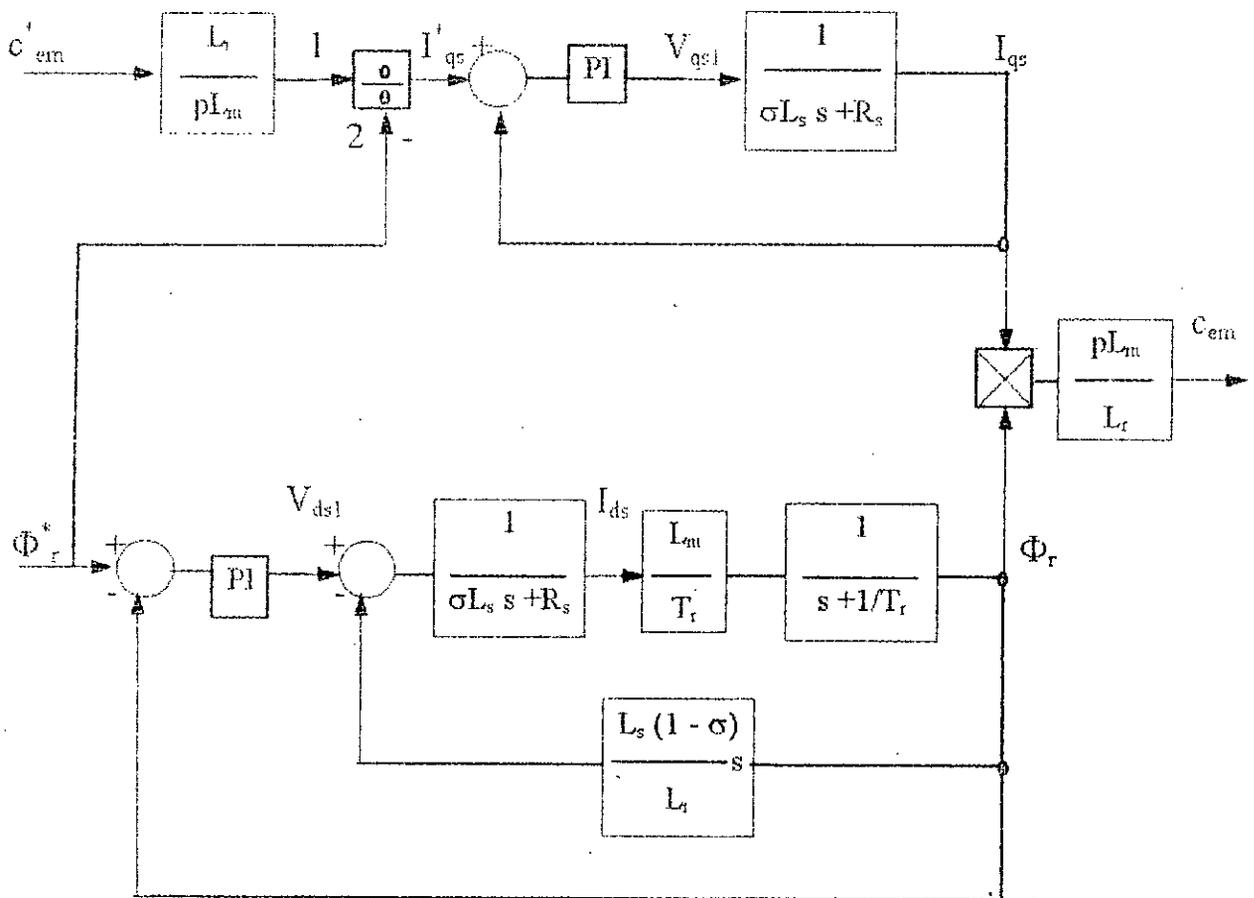
$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs1} = V_{qs} - \omega_s (\sigma L_s I_{ds} + L_s (1 - \sigma) / L_m \Phi_r) \end{cases} \quad (III-12)$$

Ces équations peuvent être schématisées par la figure suivante:



figIII-19 : Schéma de découplage.

En effectuant le découplage précédent et après avoir ajouté les boucles de régulation du flux et du couple, on obtient le système de régulation représenté par le schéma fonctionnel suivant:



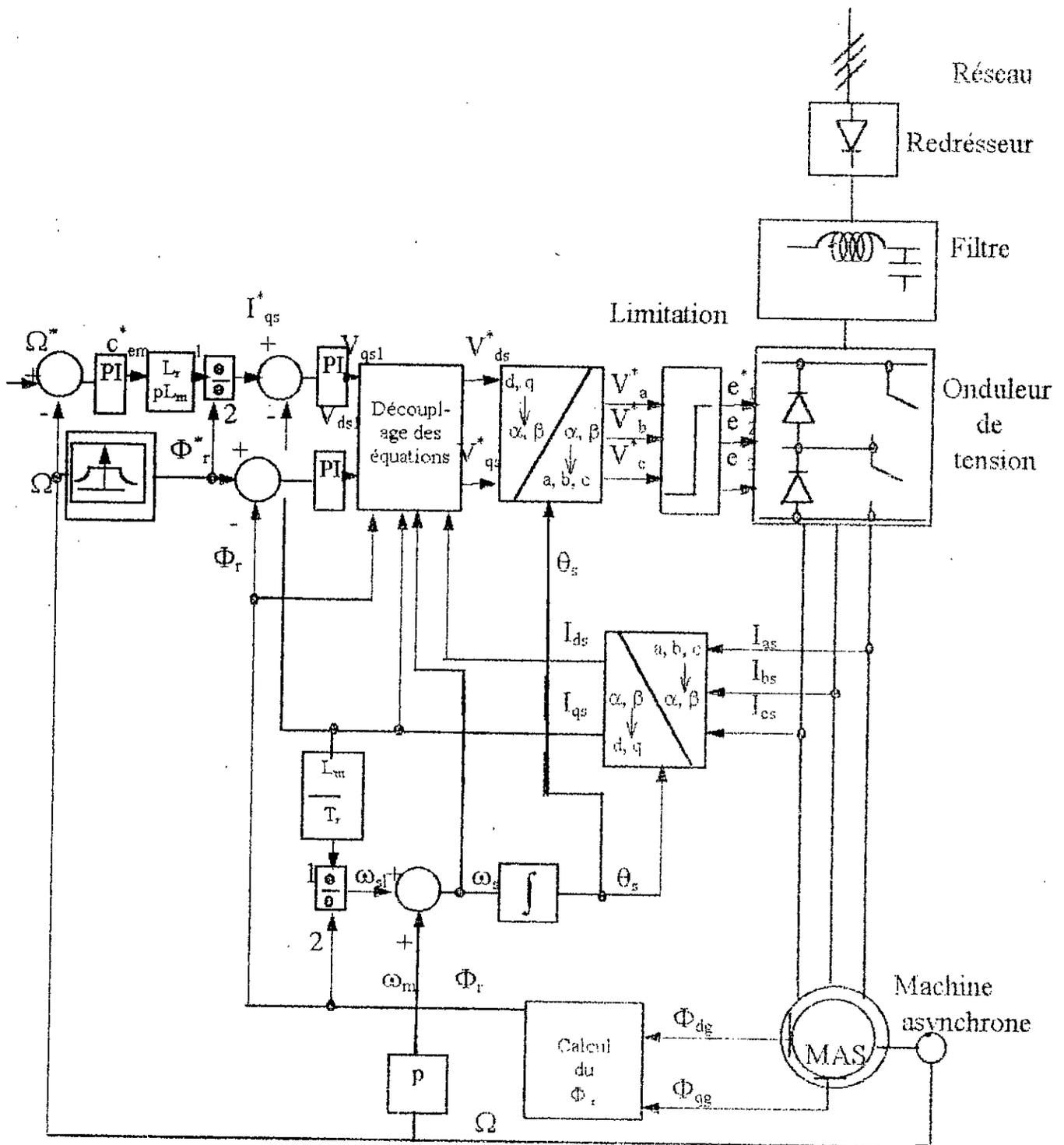
figIII-20: Régulation du flux Φ_r et du courant I_{qs} avec l'action de découplage.

III-3-2- Commande vectorielle utilisant un capteur de flux:

La figure (III-21) montre les blocs réalisants les fonctions souhaitées. On distingue:

- Les blocs permettant la mesure de la vitesse, des flux et des courants;
- Les régulateurs qui sont au nombre de trois;
- Le bloc de découplage.

Le schéma synoptique de l'ensemble machine, onduleur, capteur, blocs de calcul et commande vectorielle est représentée par la figure (III-21).

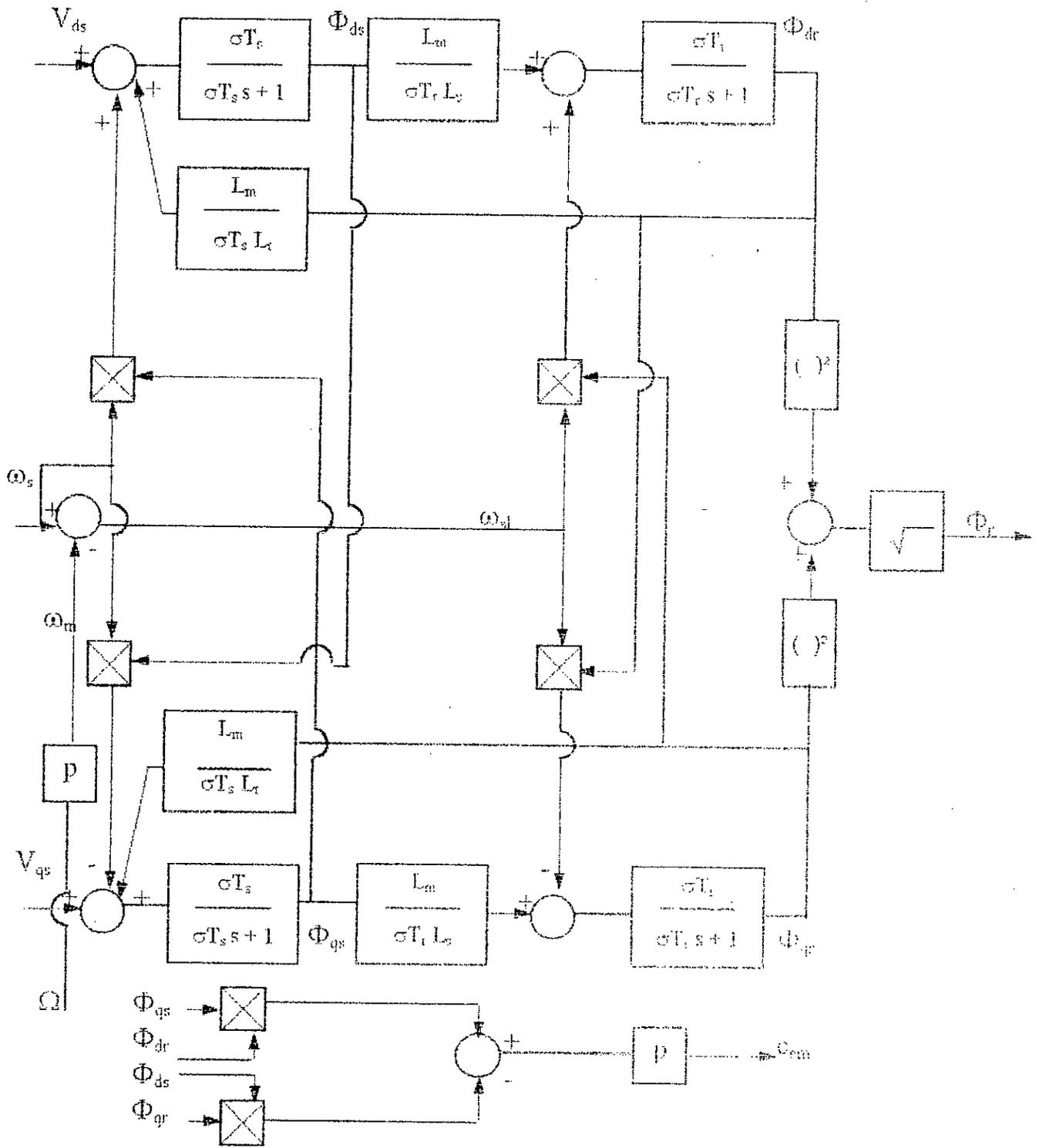


figIII-21: Schéma synoptique de la commande directe en tension par orientation du flux rotorique avec mesure du flux.

L'estimation du flux (Φ_r) et du couple (c_{em}) est obtenu par les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + \Phi_{ds} = \sigma T_s \omega_s \Phi_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \sigma T_s V_{ds} \\ \sigma T_s \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{qs} = -\sigma T_s \omega_s \Phi_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + \sigma T_s V_{qs} \\ \sigma T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = \sigma T_r \omega_{sl} \Phi_{qr} + \frac{L_m}{L_s} \Phi_{ds} \\ \sigma T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = -\sigma T_r \omega_{sl} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \Phi_{qs} \\ c_{em} = p(\Phi_{qs} \Phi_{dr} - \Phi_{ds} \Phi_{qr}) \end{array} \right. \quad (III-13)$$

Le schéma-bloc de l'estimateur du flux Φ_r et du couple c_{em} est donné à la figure (III-23).



figIII-23: Schéma-bloc d'estimation du flux Φ_r et du couple C_{em} .

III-4- Calcul des régulateurs

III-4-1- Présentation de la méthode:

Lors de la régulation d'un système asservi dont la fonction de transfert en boucle ouverte est de la forme:

$$G(s) = \frac{K}{(1 + T_a s)(1 + T_b s)(1 + T_n s)} \quad (\text{III-14})$$

Avec $T_a \geq T_b \gg T_n$

On peut utiliser un régulateur du type PID dont la fonction de transfert est donnée par l'expression suivante: [11]

$$G_R(s) = \frac{(1 + T_m s)(1 + T_v s)}{T_i s} \quad (\text{III-15})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte $G_o(s)$ du système asservi devient:

$$G_o(s) = \frac{(1 + T_m s)(1 + T_v s)}{T_i s} \frac{K}{(1 + T_a s)(1 + T_b s)(1 + T_n s)} \quad (\text{III-16})$$

Pour une meilleure adaptation du régulateur PID, on choisit T_m et T_v telles que:

$$T_m = T_a \quad \text{et} \quad T_v = T_b$$

Ceci permet de compenser les deux constantes de temps dominantes T_a et T_b et d'obtenir une expression simplifiée de la fonction de transfert en boucle ouverte, à savoir:

$$G_o(s) = \frac{K}{T_i (1 + T_n s)} \quad (\text{III-17})$$

La constante de temps T_i est déterminée par le choix des performances en régime dynamique du système en boucle fermée.

III-4-2- Application à la machine asynchrone:

a) cas du régulateur de flux

D'après le schéma fonctionnel donné à la figure (III-20), la fonction de transfert en boucle ouverte $G(s)$ est donnée par:

$$G(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{L_m} + s\left(\frac{\sigma L_s}{L_m} + \frac{L_r R_s}{L_m R_r} + \frac{L_m}{L_r}\right) + s^2 \frac{L_s L_r}{L_m R_r}} \quad (\text{III-18})$$

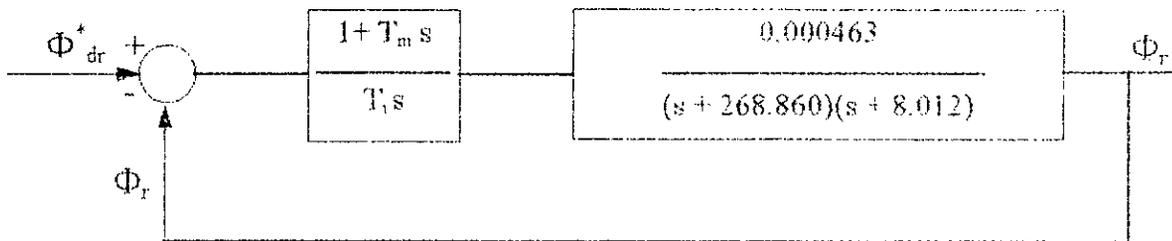
En adoptant les paramètres de la machine donnés en annexe, on obtient:

$$G(s) = \frac{0.000463}{(s + 268.860)(s + 8.012)} \quad (\text{III-19})$$

Cette fonction de transfert comporte deux constantes de temps dont une est dominante, il est donc suffisant d'utiliser un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme:

$$G_R(s) = \frac{1 + T_m s}{T_i s} \quad (\text{III-20})$$

Nous obtenons le schéma-bloc suivant:



figIII-24: Schéma-bloc pour la régulation du flux avec un régulateur PI.

La fonction de transfert globale en boucle ouverte devient:

$$G_o(s) = \frac{1 + T_m s}{T_i s} \frac{0.000463}{(0.0037s + 1)(0.124s + 1)} \quad (\text{III-21})$$

Afin de compenser le pôle le plus dominant, on choisit: $T_m = 0.124s$.

En appliquant le critère d'ajustement optimal ($\Delta\Phi_M = 63.5^\circ$ et $\Delta D_M = 0.043$) [11], on a:

$$0.0037 / T_i = 1 / \sqrt{2} (0.000463).$$

on obtient: $T_i = 3.426 \cdot 10^6 s$

b) cas du régulateur de courant I_{qs}

Nous avons :

$$V_{qs1} = V_{qs} - \omega_s (\sigma L_s I_{ds} + L_{m0}/L_r \Phi_r) = (\sigma L_s s + R_s) I_{qs}$$

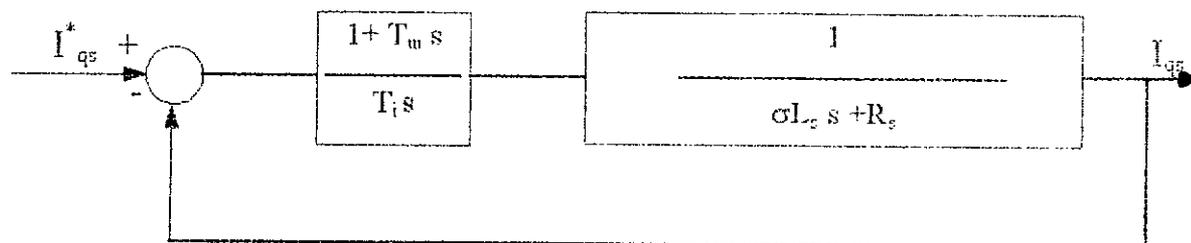
La fonction de transfert en boucle ouverte

$$G(s) = I_{qs} / V_{qs1} \quad \text{est:}$$

$$G(s) = \frac{1}{\sigma L_s s + R_s} \quad (\text{III-22})$$

Puisque cette fonction de transfert est de premier ordre, on utilise un régulateur PI.

Le schéma-bloc correspondant est:



figIII-25: Schéma-bloc pour la régulation du courant avec un régulateur Pl.

La fonction de transfert globale en boucle ouverte devient:

$$G_o(s) = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{R_s} s + 1} \cdot \frac{1 + T_m s}{T_i s} \quad (\text{III-23})$$

En choisissant $T_m = \sigma L_s / R_s \rightarrow T_m = 0.0064s$
on obtient:

$$G_o(s) = \frac{1}{R_s T_i s} \quad (\text{III-24})$$

La fonction de transfert en boucle fermée $G_f(s)$ est alors:

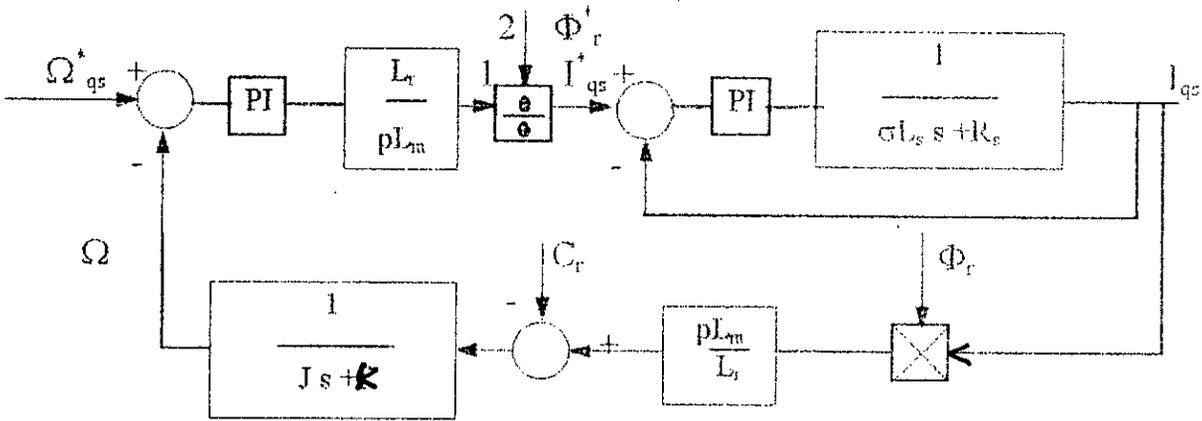
$$G_f(s) = \frac{1}{1 + R_s T_i s} \quad (\text{III-25})$$

En choisissant T_i de façon à avoir un temps de réponse arbitrairement cinq fois plus petit que celui de système en boucle ouverte, on trouve:

$$T_i = 0.0013s$$

c) cas du régulateur de vitesse:

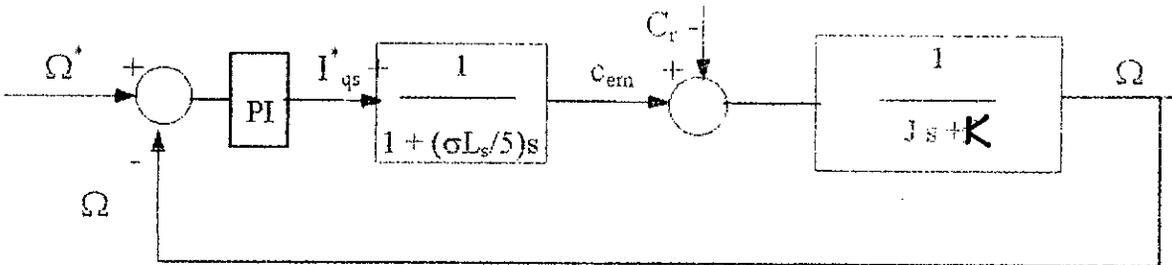
Le système de régulation de la vitesse de la machine asynchrone est représenté par le schéma fonctionnel de la figure (III-26)



figIII-26: Schéma général de la régulation de la vitesse.

La présence du terme $(\frac{C_r}{\sigma L_s} I_{qs})$ dans l'équation (II-4) du système, engendre des difficultés dans la détermination du régulateur de vitesse lors du démarrage. Pour surmonter cette difficulté, on suppose que le flux Φ_r est constant et que la régulation est parfaite.

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse est le suivant:



figIII-27: régulation de la vitesse.

$$G(s) = \frac{\Omega}{I_{qs}^*} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{5} s} \frac{1}{Js + K} \quad (\text{III-26})$$

un régulateur PI permet d'éliminer la constante de temps dominante, on obtient:

$$G_0(s) = \frac{1 + T_m s}{T_i s} \frac{f}{(1 + \frac{\sigma L_s}{5} s) (\frac{J}{K} s + 1)} \quad (\text{III-27})$$

En tenant compte des valeurs numériques des paramètres de la machine, on aura:

$$G_0(s) = \frac{1 + T_m s}{T_i s} \frac{10^{-6}}{(1 + 0.0062 s)(31000 s + 1)} \quad (\text{III-28})$$

Pour compenser le pôle dominant, on choisit:

$$T_m = 31000s$$

Et d'après le critère d'ajustement optimal, on a:

$$0.0062 / T_i = 1/2 \cdot 10^{-6}$$

Ce qui donne:

$$T_i = 1.24 \cdot 10^2 s$$

Simulation numérique:

1° Résultats de simulation de la structure de commande directe en tension par orientation du flux rotorique, sans estimation du flux et du couple

a°) *Simulation de l'association:
commande Vectorielle-MAS.*

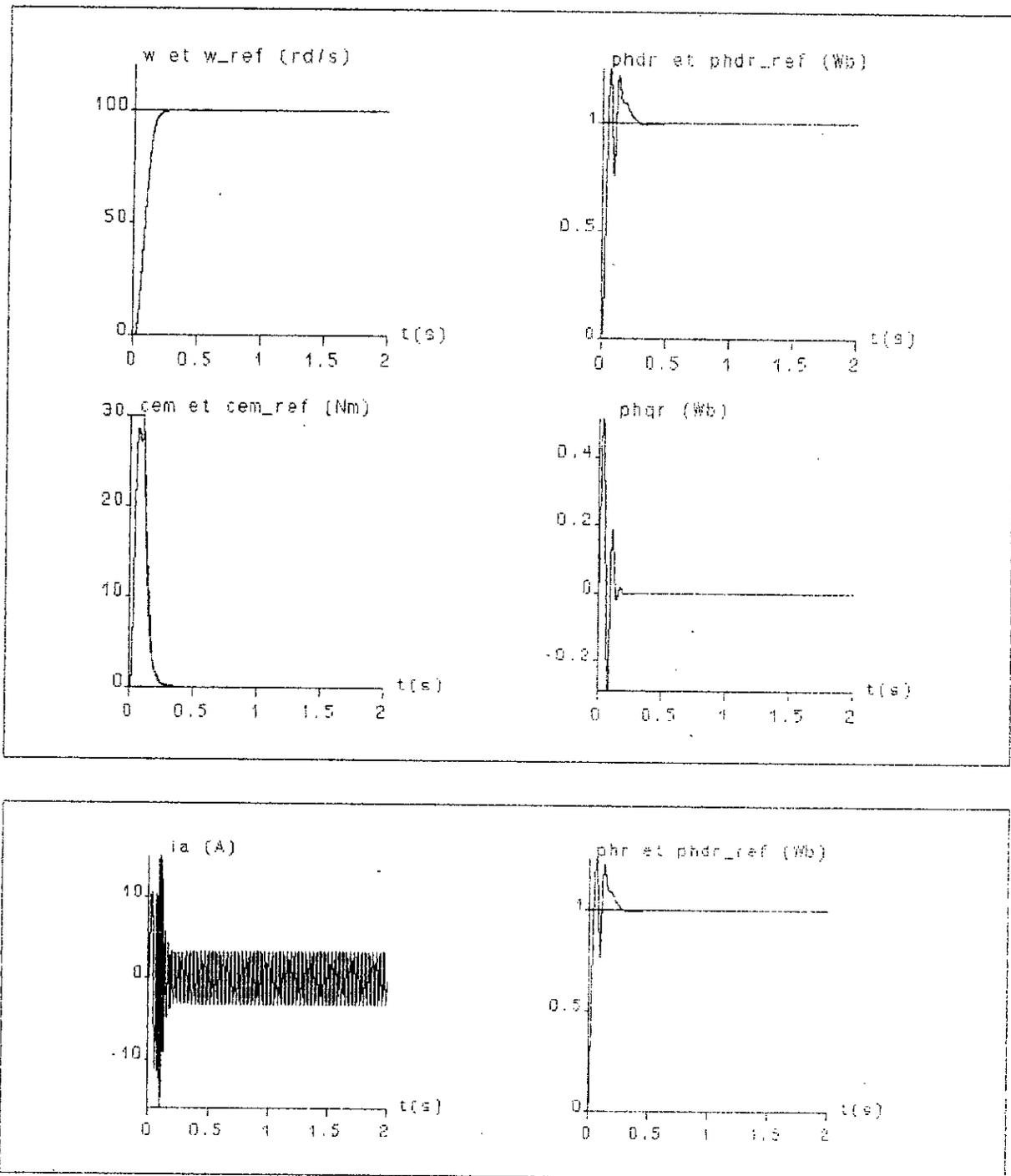


Figure III-28: Résultats de simulation de la structure de commande direct sans estimation du flux, à vide.

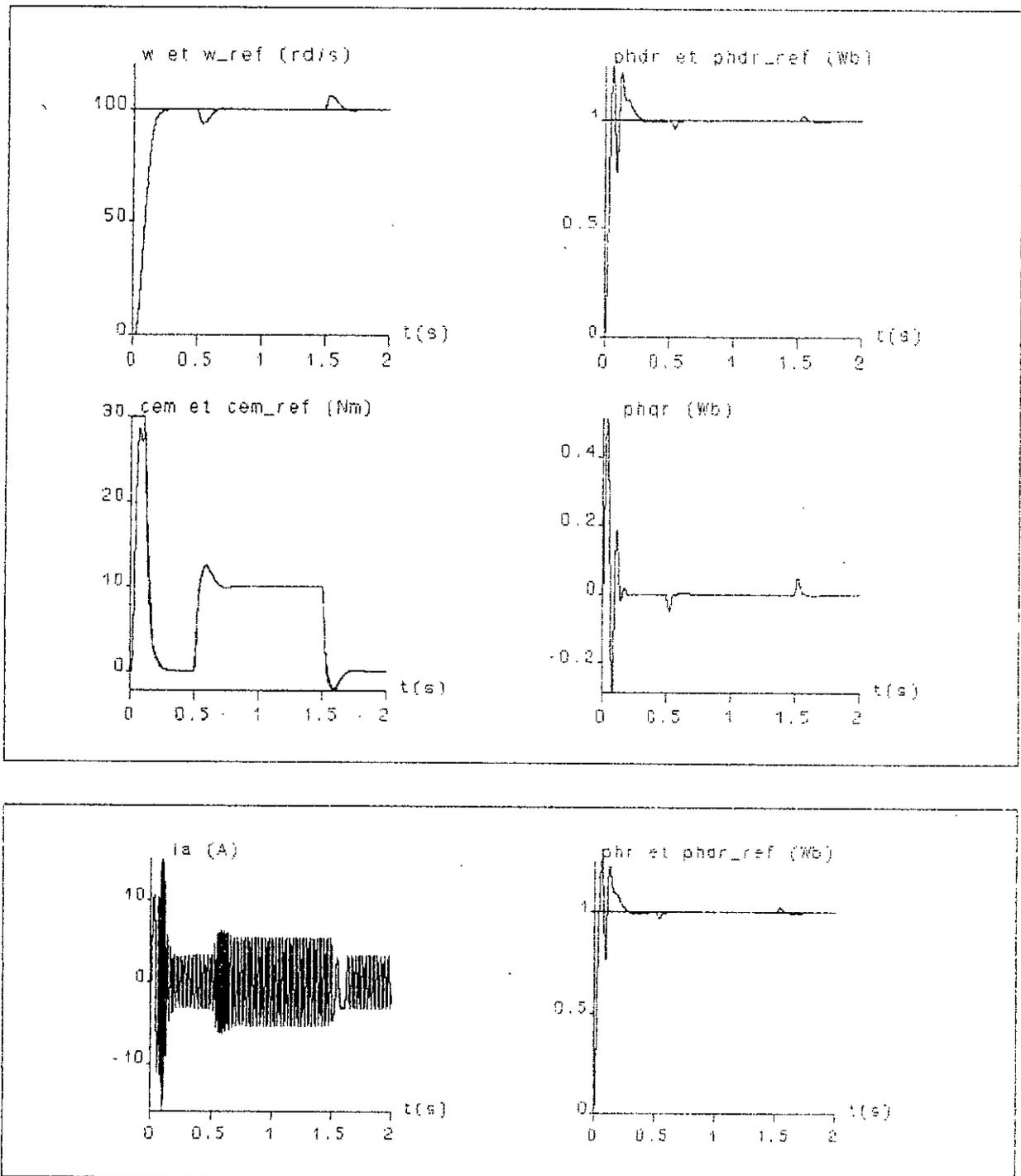


Figure III-29: Résultats de simulation de la structure de commande directe sans estimation du flux pour une variation du couple résistant (C_r) de 10(Nm).

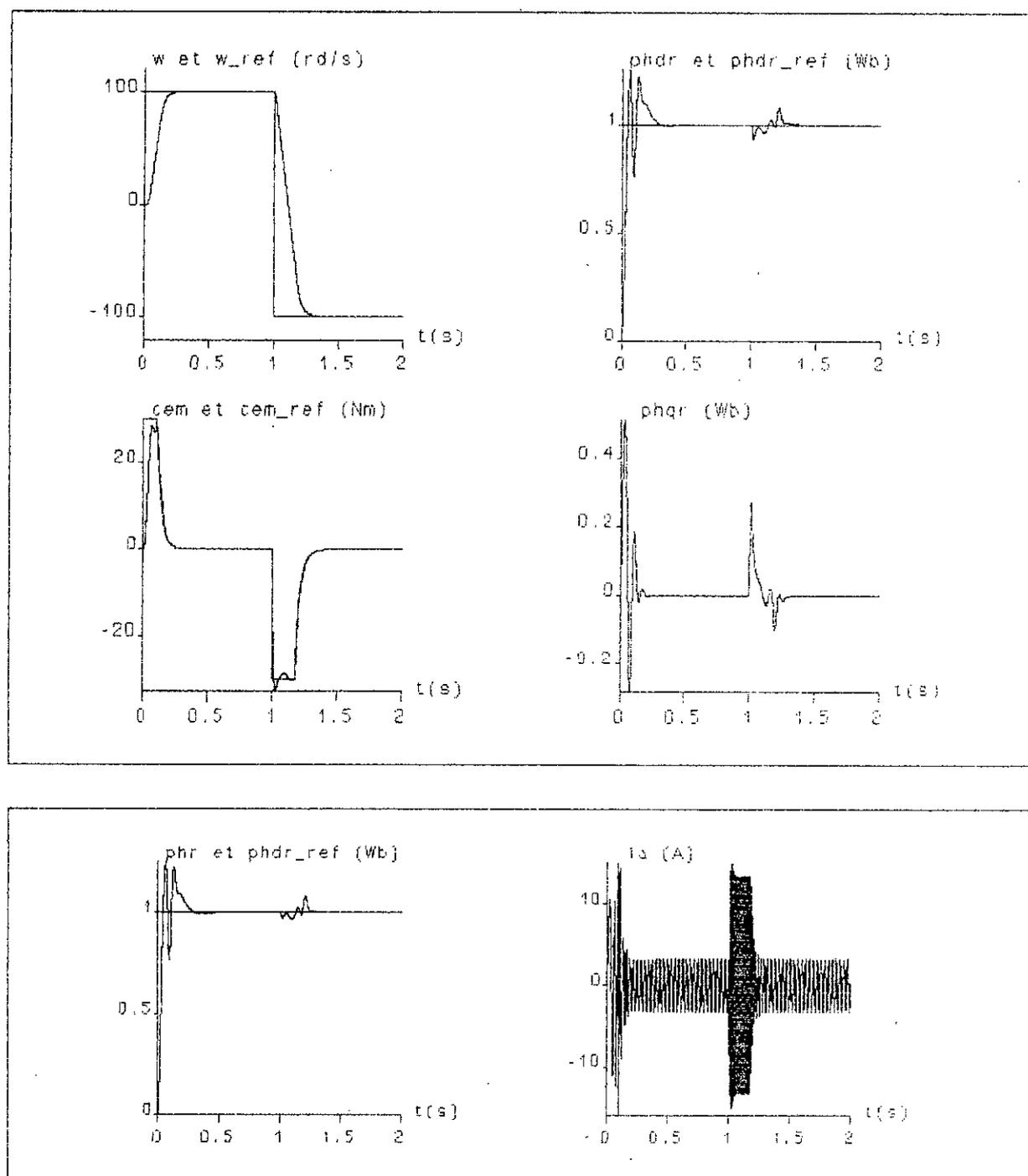


Figure III-30: Résultats de simulation de la structure de commande directe sans estimation du flux, pour l'inversion de vitesse de $+100(\text{rd/s})$ à $-100(\text{rd/s})$.

b^o) *Simulation de l'association:
commande Vectorielle-onduleur de tension-MAS.*

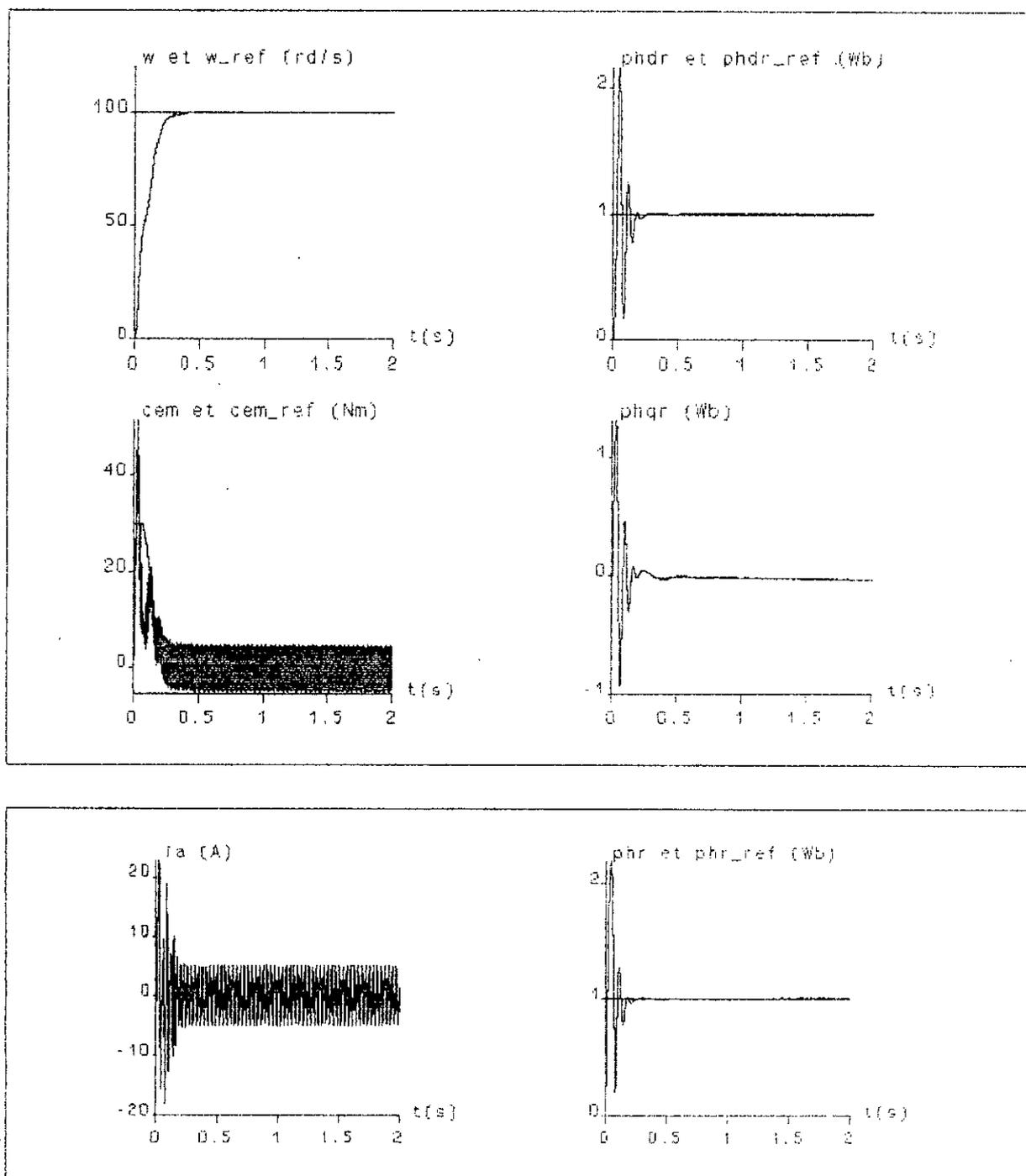


Figure III-31: Résultats de simulation de la structure de commande directe sans estimation du flux, à vide.

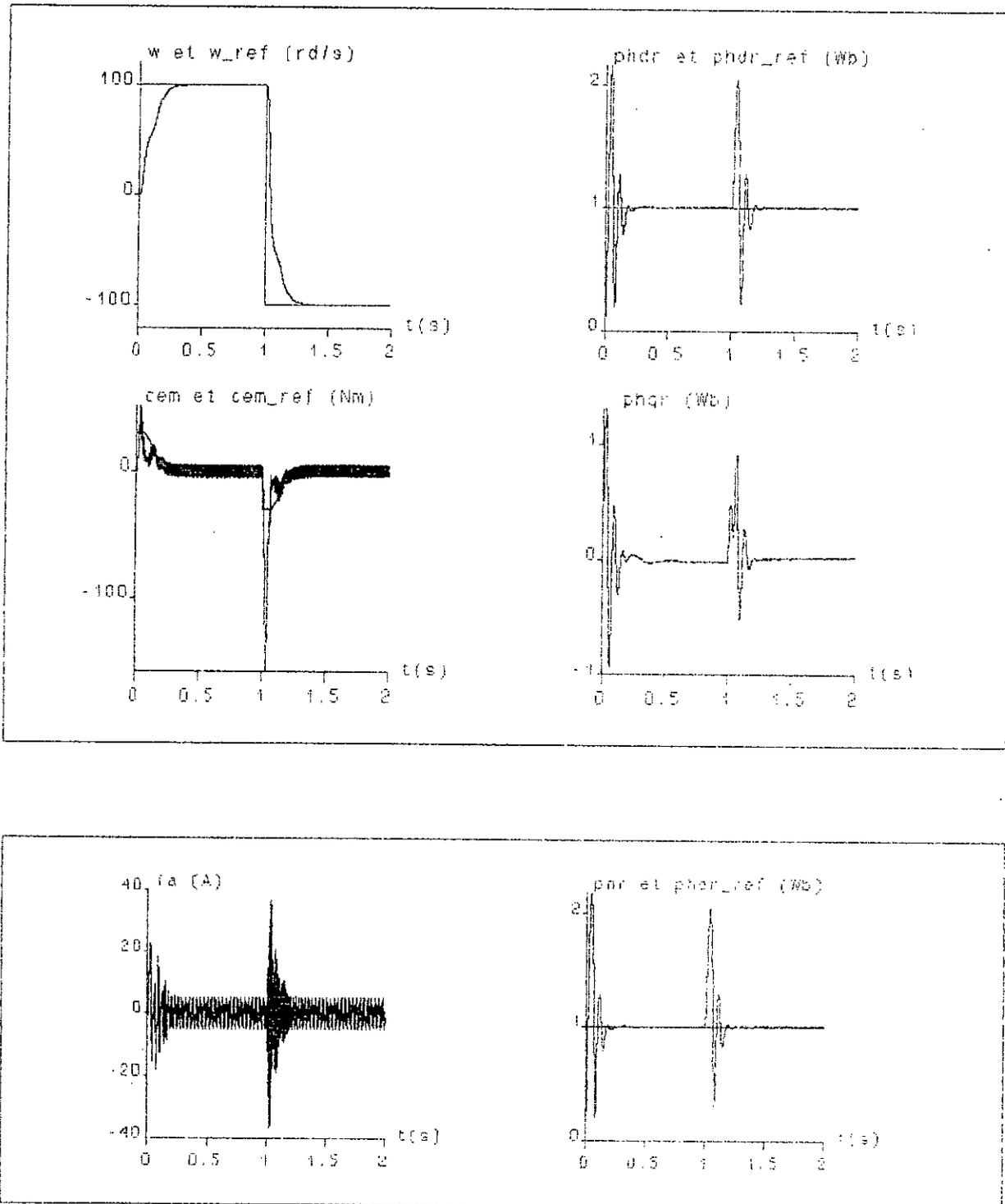


Figure III-32: Résultats de simulation de la structure de commande directe sans estimation du flux, pour l'inversion de vitesse de +100(rd/s) à -100(rd/s).

2°) Résultats de simulation de la structure de commande directe en tension par orientation du flux rotorique, avec estimation du flux et du couple

a°) *Simulation de l'association:
commande Vectorielle-MAS.*

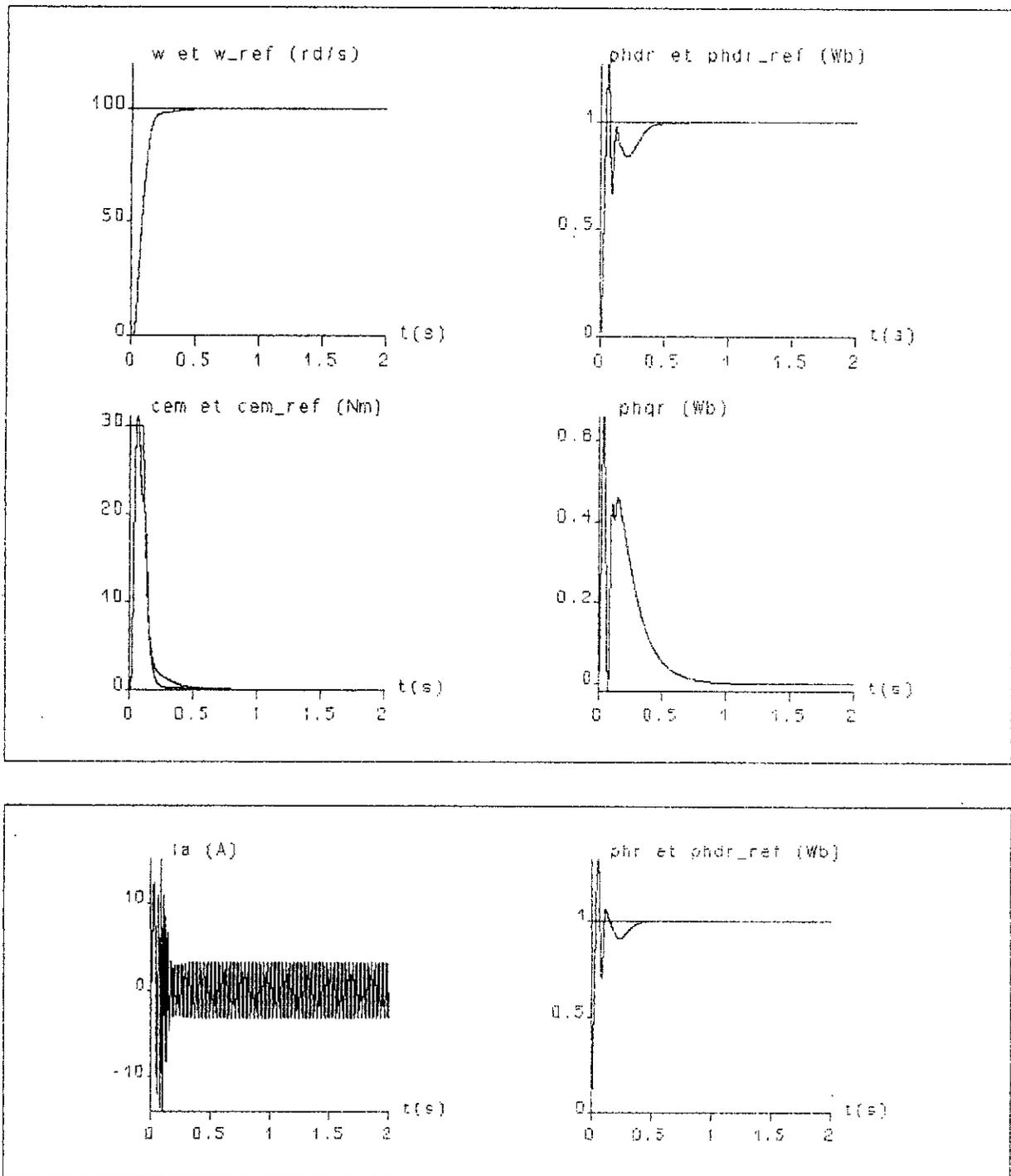


Figure III-33: Résultats de simulation de la structure de commande directe avec estimation du flux, à vide.

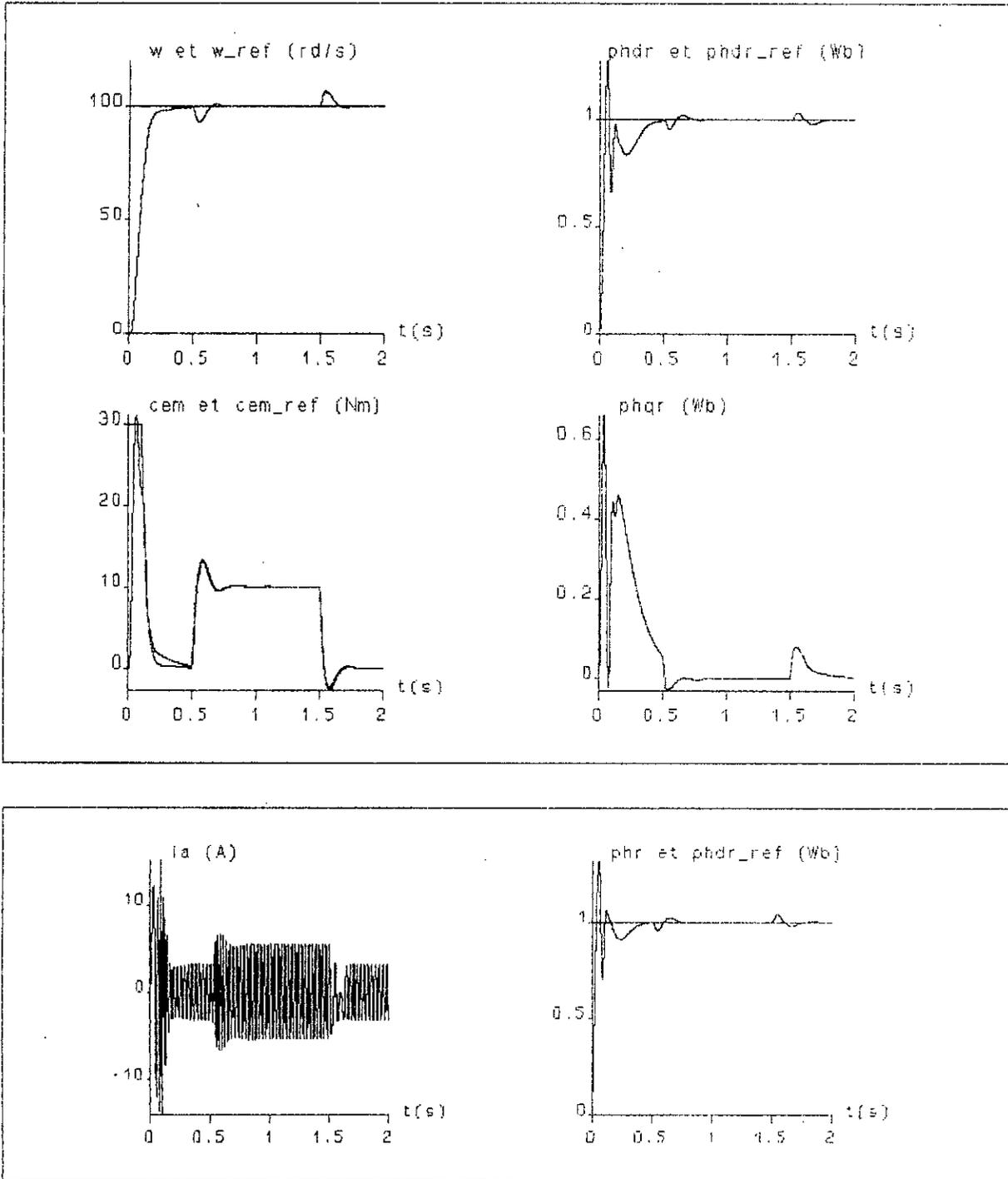


Figure III-34: Résultats de simulation de la structure de commande directe avec estimation du flux, pour une variation du couple résistant (C_r) de 10(Nm).

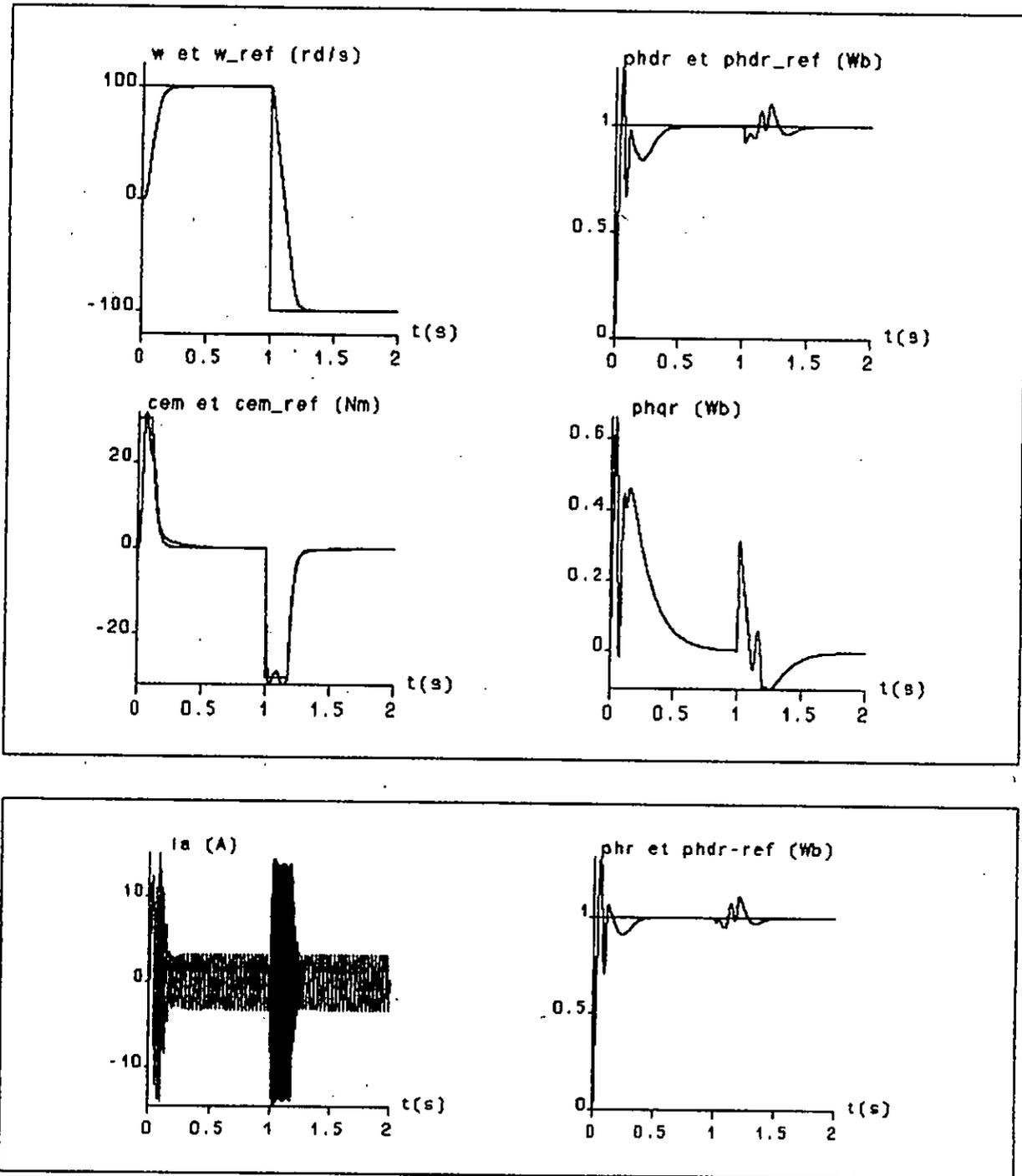


Figure III-35: Résultats de simulation de la structure de commande directe avec estimation du flux, pour l'inversion de vitesse de +100(rd/s) à -100(rd/s).

b^o) Simulation de l'association:
 commande Vectorielle-onduleur de tension-MAS.

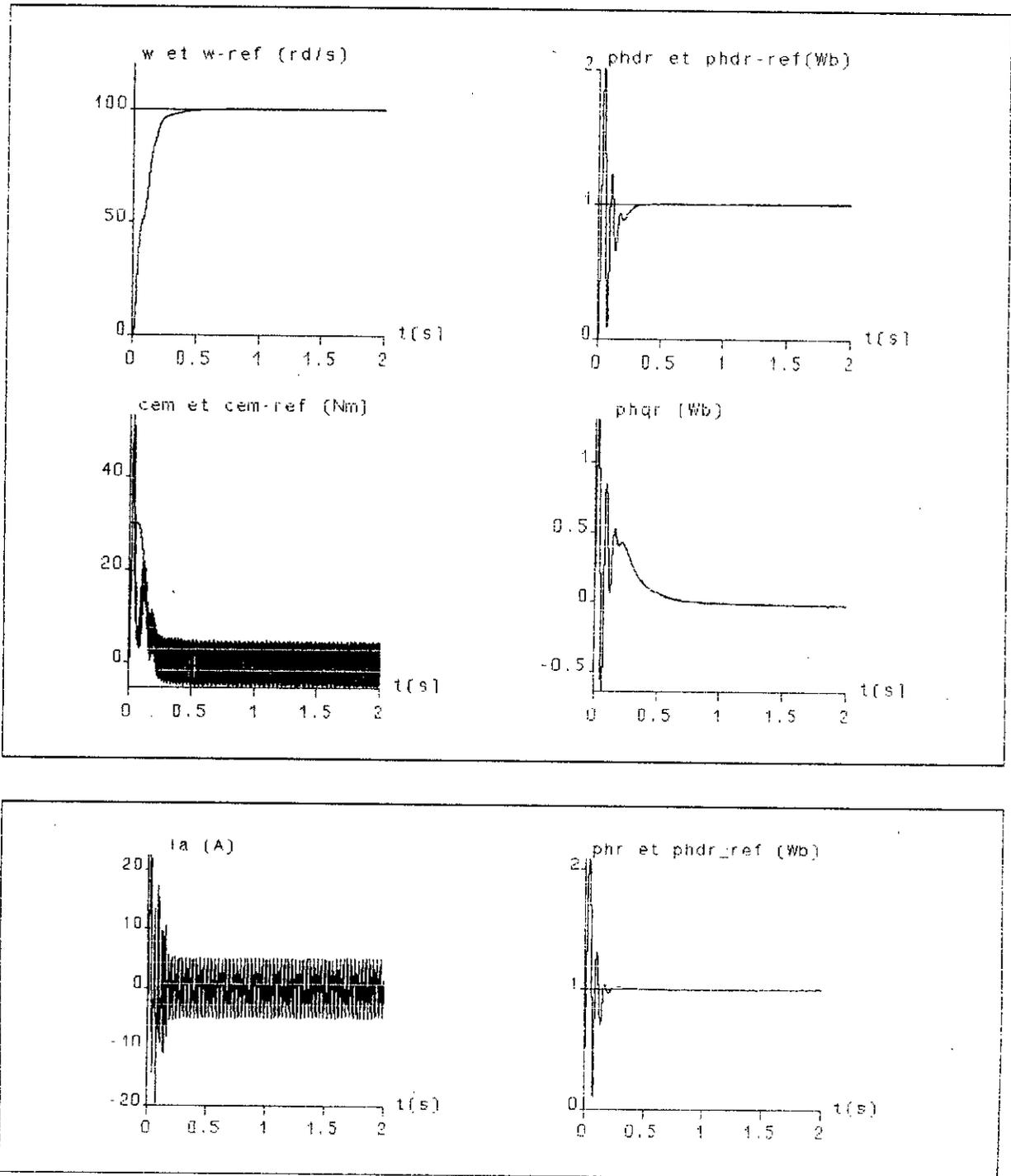


Figure III-36: Résultats de simulation de la structure de commande directe avec estimation du flux, à vide.

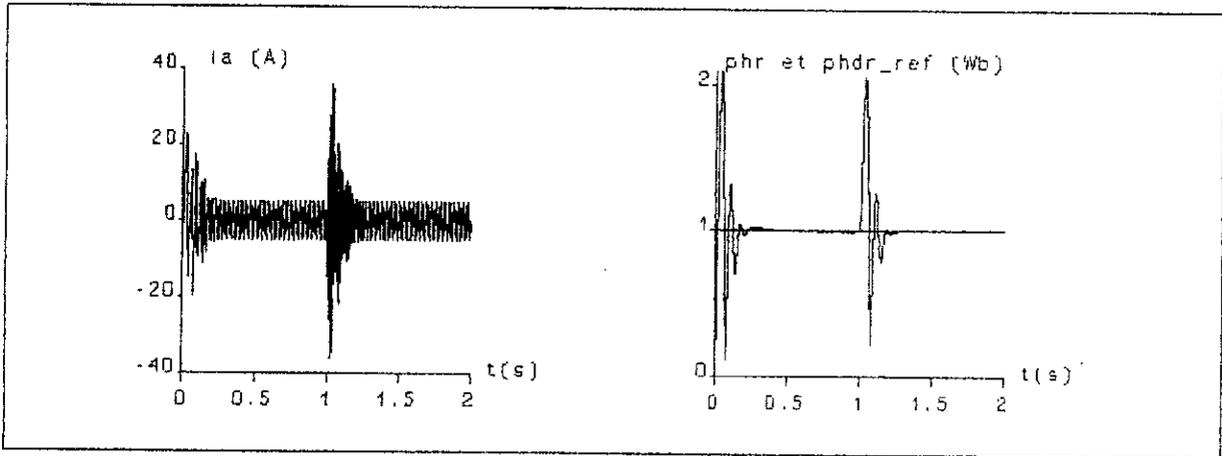
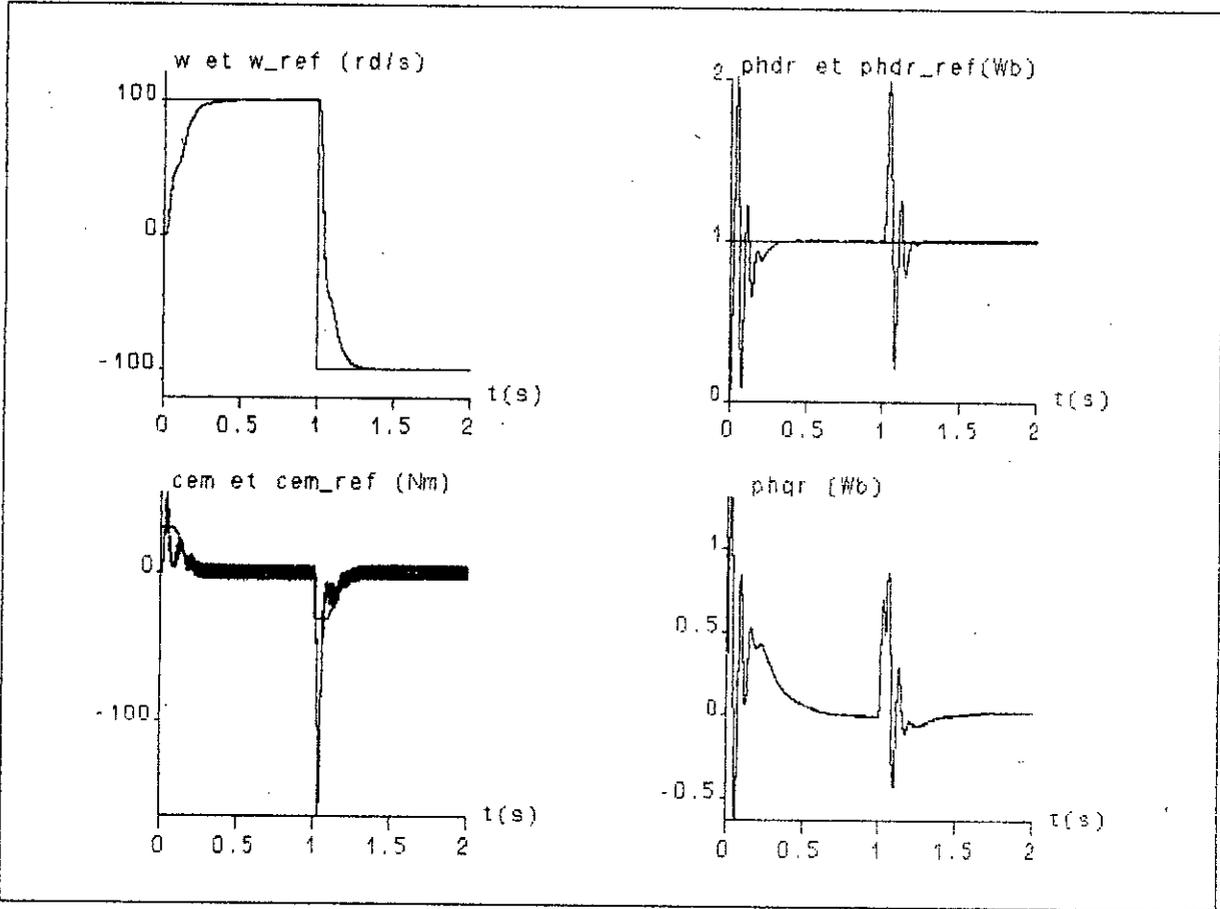


Figure III-37: Résultats de simulation de la structure de commande directe avec estimation du flux, pour l'inversion de vitesse de $+100$ (rd/s) à -100 (rd/s).

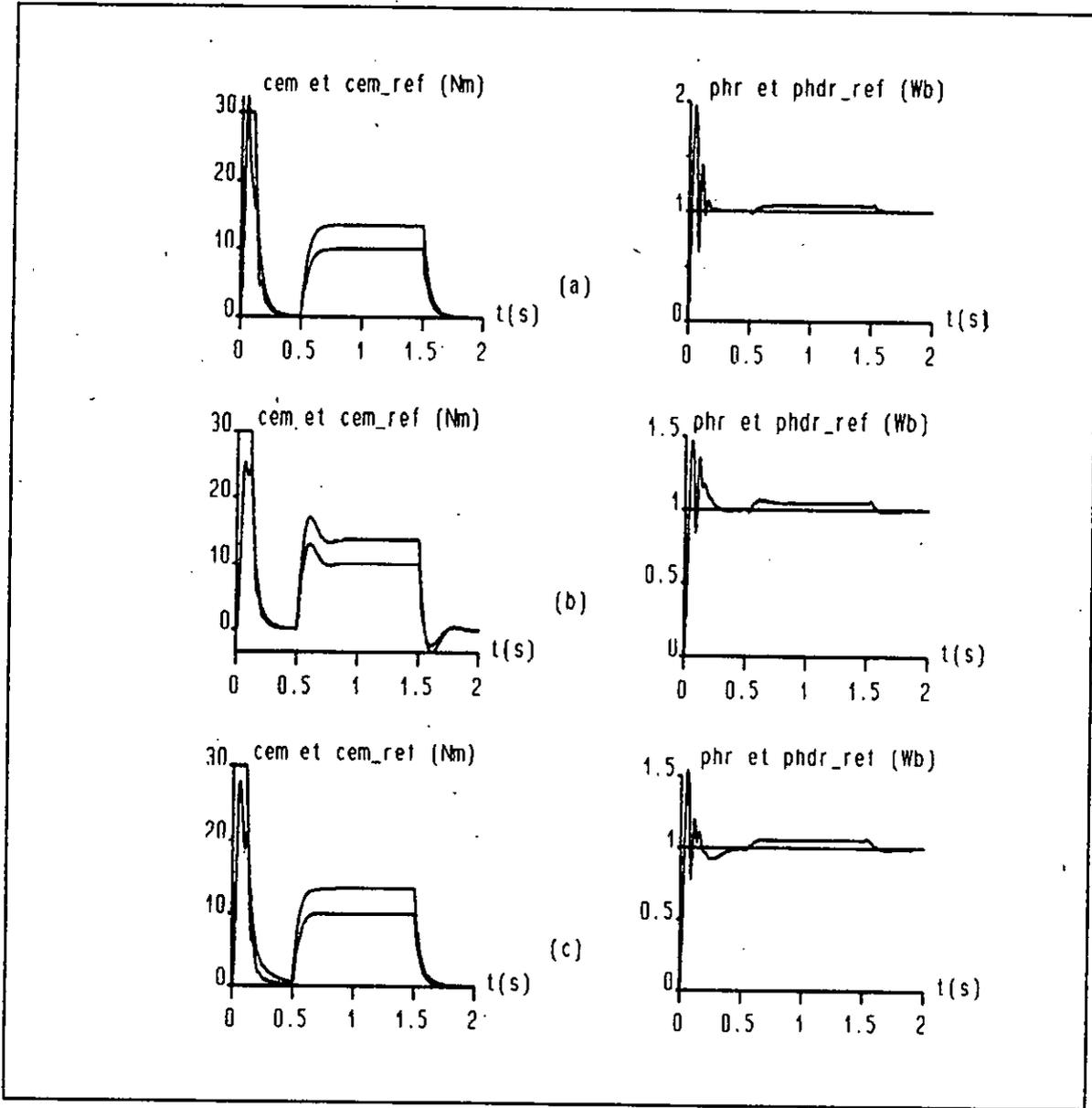


Figure III-38: Test de robustesse vis à vis de la variation de la résistance rotorique R_r de +50%.

- (a): Commande indirecte.
- (b): Commande directe sans estimation du flux.
- (c): Commande directe avec estimation du flux.

Interprétation et commentaire:

Les résultats de simulation, figures (III-28) à (III-37), nous montrent que les réponses de la vitesse, des flux, du couple ont de bonnes performances dynamiques. En effet la figure (III-28) montre la réponse du système à une consigne de vitesse constante ($100rd/s$), nous avons un temps de réponse équivalent de ($0.29s$) pour l'asservissement de vitesse et le couple électromagnétique suit le couple de référence.

Pour valider la régulation nous avons appliqué un échelon du couple résistant pendant une durée de ($1s$), nous avons constaté un dépassement sur la vitesse qui est compensé par le régulateur en quelques dixièmes de secondes, le couple électromagnétique est le siège d'un dépassement lors des sollicitations en échelons de la référence du couple.

Le flux rotorique dans la machine Φ_r s'identifie à Φ_{dr} au bout de ($0.4s$), alors que le flux Φ_{qr} est nul. Aux instants où l'arbre de la machine est sollicité par la charge, le découplage flux-couple n'est plus parfait, les flux deviennent très perturbés, lorsque l'alimentation de la MAS se fait par un convertisseur statique.

Dans la figure (III-30), nous avons appliqué un changement du sens de rotation et nous constatons que, pour les mêmes valeurs des paramètres des régulateurs, l'inversion de vitesse se fait en ($0.36s$), nous constatons qu'un dépassement important apparaît sur le couple électromagnétique figure (III-32).

Cependant en régime transitoire (démarrage et/ou inversion de la vitesse), le découplage n'est plus parfait.

Nous avons essayé d'améliorer le schéma original de commande directe par adjonction d'un estimateur de flux et de couple, les résultats de simulation nous montrent que la réponse de vitesse et celle du couple électromagnétique suivent leurs références, le flux rotorique est orienté suivant l'axe direct du repère d'observation lié au champ tournant; la composante directe Φ_{dr} est identique au module du flux Φ_r et la composante inverse du flux Φ_{qr} est nulle. La seule différence avec la première méthode (sans estimation du flux) réside dans l'établissement lent de la composante inverse du flux rotorique Φ_{qr} en ($0.82s$).

III-5- Comparaison des deux méthodes de commande:

D'après les résultats de simulation, la différence entre la méthode indirecte et la méthode directe par orientation du flux rotorique réside dans le fait que pour la commande indirecte, la régulation du flux se fait par réaction sans mesure ni estimation. Les résultats obtenus par cette méthode de commande montre le découplage entre le flux et le couple.

Pour la commande directe, le flux rotorique et le couple sont régulés de façon découplée. Dans cette perspective, si le couple influence directement la vitesse de rotation de la machine par l'intermédiaire de sa composante du courant I_{qs} , il n'en va pas de même pour le flux rotorique. Cette méthode a donné le découplage flux-couple comme la méthode indirecte.

Les deux méthodes de commande vectorielle ont donné de bonne performance dynamique. Leurs inconvénient, c'est qu'elles ne sont pas robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. En effet la méthode indirecte nécessite les paramètres L_m et T_r pour calculer la position du flux rotorique. Par contre pour la méthode directe, l'utilisation du capteur de flux est quasiment impossible, il a fallu développer des estimateurs de flux. Ces estimateurs font appel aux paramètres de la machine.

III-6- Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux principales méthodes employées dans la commande vectorielle de la MAS alimentée en tension.

Dans la méthode indirecte, l'effet de la variation de la constante de temps rotorique avec la température et la saturation influence directement sur le découplage des variables flux-couple. Par contre la méthode directe, la mesure du flux est délicate et son estimation par des capteurs électriques est plus commode mais la distorsion des signaux pose de sérieux problèmes. Par la suite, différentes structures de commande par flux orienté de la MAS ont été présentées et nous pourrons conclure qu'elles sont difficilement réalisables avec des techniques

analogiques, ainsi l'utilisation des microprocesseurs dans la commande vectorielle s'avère indispensable.

Ces derniers réalisent toutes les fonctions et déterminent en sortie les commandes des semi-conducteurs.

Les schémas cités dans ce chapitre ne constituent que des exemples de référence de l'application du commande vectorielle de la MAS. En effet, plusieurs commandes sont actuellement développées dans le but de rendre le système insensible à la variation des paramètres en utilisant des techniques de commande adaptatives ou la commande par mode de glissement.

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT APPLIQUE AU MODELE DE LA MAS AVEC ORIENTATION DU FLUX

IV-1- Introduction :

Le réglage par mode de glissement est une technique qui consiste à amener, la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de le faire commuter à l'aide d'une logique de commutation approprié autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. Il est caractérisé par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation.

Parmis les propriétés des modes glissant:

- La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état.
- La technique des modes glissant s'adapte bien pour les systèmes dans la commande est discontinue.
- La dynamique des systèmes est déterminée par le choix des coefficients de la surface de glissement.

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes.

* La première configuration change la structure variable par commutation au niveau de l'organe de commande.

* La deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette dernière sera retenue pour notre étude. elle est caractérisée par le fait que la grandeur fournie pour l'organe de commande ne peut prendre que deux valeurs distinctes : U_{max} et U_{min} , la commutation se fait par un organe non linéaire en fonction de la commutation $S(x)$ on aura :

$$U = \frac{U_{max} + U_{min}}{2} + \left[\frac{U_{max} - U_{min}}{2} \right] \text{Sing}(s)$$

$$\text{Sing}(s) = \begin{cases} 1 & \text{pour } s(x) > 0 \\ -1 & \text{pour } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

IV-2- Principe de la commande par mode de glissement :

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} .

Si la commutation de la grandeur de commande se fait immédiatement dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de :

$$S(x_s) = 0 \quad (\text{IV-2})$$

En analyse avec le réglage par contre-réaction d'état, il est judicieux de choisir pour la loi de commutation la relation :

$$s(x_s) = -K_s^T x_s + K_w w \quad (\text{IV-3})$$

telle que :

x_s : vecteur d'état du système;

w : grandeur de consigne;

K_s^T : vecteur de ligne qui contient les coefficients de la contre-réaction d'état;

K_w : coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

Donc le système (IV-2) devient :

$$-K_s^T x_s + K_w w = 0 \quad (\text{IV-4})$$

La condition nécessaire et suffisante d'existence local des régimes glissants est donnée par le système :

$$\begin{cases} (L_{f+g} U_{\min} s) + (\delta s / \delta t) < 0 \\ (L_{f+g} U_{\max} s) + (\delta s / \delta t) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV-5})$$

ou $L_g s$ est la dérivée de lie de la quantité s suivants les champs de vecteur g telle que :

$$L_g s = \frac{\delta s}{\delta x} g \quad (\text{IV-6})$$

IV-3- Commande équivalente :

En régime de glissement idéal on a :

$$s(x_s) = 0$$

Le système à régler peut être décrit par les équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y = C_s^T x_s \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

ou v représente la grandeur de perturbation.

Compte tenu des équations (IV-3) et (IV-7) on peut faire la transformation suivante :

$$\dot{s}(x_s) = -K_s^T \dot{x}_s + K_w \dot{w} = -K_s^T (A_s x_s + b_s u + b_{sv} v) + K_w \dot{w} = 0 \quad (\text{IV-8})$$

De cette dernière équation, on peut tirer la valeur de la grandeur de commande U_{eq} , d'où :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K_s^T b_s} K_s^T (A_s x_s + b_{sv} v) + \frac{1}{K_s^T b_s} K_w \dot{w} \quad (\text{IV-9})$$

avec : $K_s^T b_s \neq 0$ (ceci est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode glissant)

Par interprétation la grandeur de commande équivalente est la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation entre U_{\min} et U_{\max} .

Une condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donné par :

$$U_{\min} < U_{eq} < U_{\max} \quad (\text{IV-10})$$

IV-4- Limite du domaine du mode de glissement :

La limitation du domaine du mode de glissement consiste à déterminer les grandeurs de commande équivalente, à l'aide de la relation (IV-9). On trouve alors en posant $U_{eq} = U_{\max}$ et $U_{eq} = U_{\min}$.

Pour une valeur de consigne fixe, le système (IV-5) se réduit à :

$$\begin{cases} L_{f+gu} s < 0 \\ s \rightarrow 0^+ \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} L_{f+gu} s > 0 \\ s \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (\text{IV-11})$$

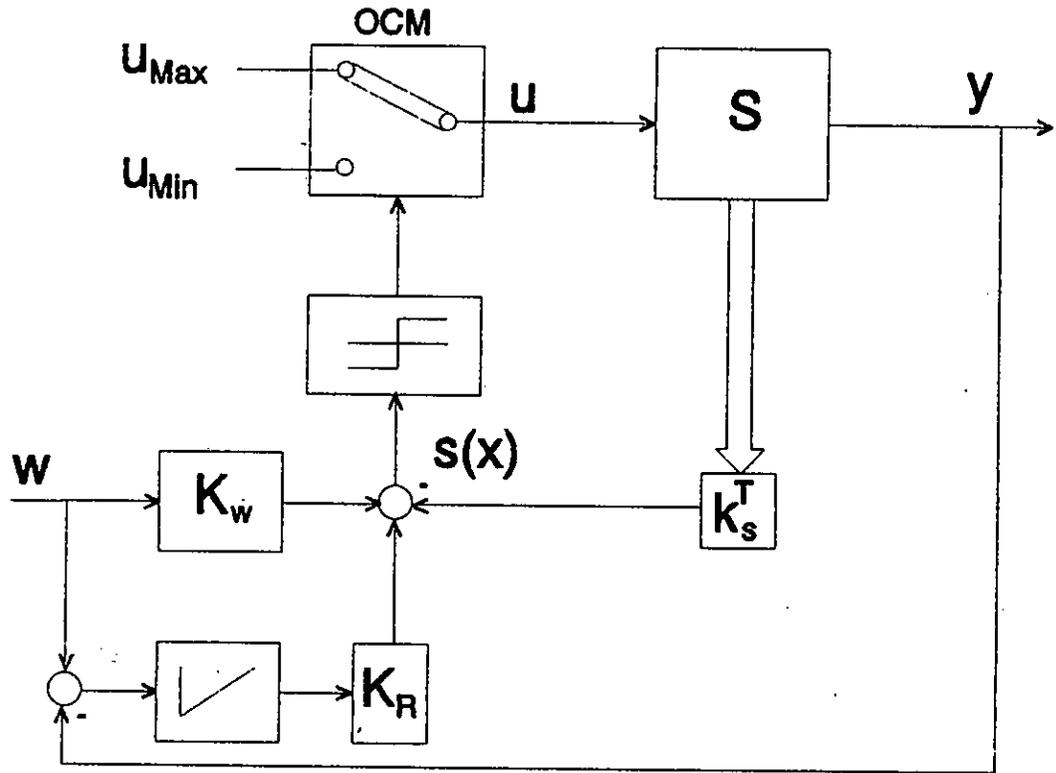
Le domaine de glissement peut être dimensionné pour un système linéaire dans la surface s est calculé par la méthode de placement de pôles.

IV-5- Configuration avec loi des commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur :

L'équation d'état du système globale est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + b u + b_v v + b_w w \\ y = C_s^T x_s \end{cases} \quad (\text{IV-12})$$

La figure (IV-1) montre la configuration d'un système de réglage à structure variable avec une loi de commutation par contre - réaction d'état et régulateur intégrateur.



figIV- 1: Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

x_R exprime la grandeur d'état du régulateur intégrateur.

La loi de commutation peut alors être exprimée par :

$$s(x) = -K^T x + K_w W \tag{IV-13}$$

telle que :

$$x \begin{bmatrix} x_s \\ x_R \end{bmatrix} : \text{vecteur d'état du système globale.}$$

$x \begin{bmatrix} K_s \\ -K_r \end{bmatrix}$: gains de retour d'état global.

On utilise l'équation (IV-7) on peut tirer la matrice A et les vecteurs b, b_v et b_w qui sont exprimés par:

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ (-1/T_i) C_s^T & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ (1/T_i) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-14})$$

IV-5-1- Equation d'état du système global .

La grandeur de la commande équivalente est tirée à partir de (IV-12), (IV-13).

$$U_{eq} = - \frac{1}{K^T b} K^T (Ax + b_v v + b_w w) + \frac{1}{K^T b} K_w \dot{w} \quad (\text{IV-15})$$

avec : $K^T b \neq 0$

alors l'équation d'état en mode de glissement s'écrit :

$$\dot{x} = A^* x + b^*_v v + b^*_w w + b^*_w \dot{w} \quad (\text{IV-16})$$

$$\text{avec : } A^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) A; \quad b^*_w = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_w$$

$$b^*_w = \frac{K_w}{K^T b} b; \quad b^*_v = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_v$$

IV-5-2- Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode de placement des pôles :

Pour déterminer les coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode de placement des pôles, il faut transformer le système original sous la forme canonique de réglage.

Notons que T la matrice de transformation qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b du système à régler originale sous la forme canonique du réglage.

$$A_r T = T A \tag{IV-17}$$

$$b_r = T b \tag{IV-18}$$

$$K^T = K_r^T T \tag{IV-19}$$

avec : $T^T = [t_1^T, t_2^T, \dots, t_n^T]$ (IV-20)

Dans le cas de la forme canonique de réglage, la matrice A et les deux vecteurs b_r et K_r du système à régler sont donnés par :

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & a_2 & \dots & a_{n-1} \end{bmatrix} \quad b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$K_r = \begin{bmatrix} K_{r1} \\ K_{r2} \\ \vdots \\ K_{rn} \end{bmatrix}$$

L'indice r indique qu'il s'agit de la forme canonique de réglage. Les coefficients a_i caractérisent le système original.

En posant Q_c étant la matrice de commandabilité du système, on obtient :

$$t^T = [0, 0, \dots, 1] Q_c^{-1} \tag{IV-21}$$

ainsi la matrice de transformation T sera calculée selon :

$$T^T = [t^T, t^T A, \dots, t^T A^{n-1}] \tag{IV-22}$$

D'autres part, l'équation caractéristique du système en mode de glissement est :

$$P(s) = \det (sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \tag{IV-23}$$

Les coefficients α_i sont en relation avec les pôles P_i imposés selon :

$$P(s) = (s-P_1) (s-P_2)(s-p_3)\dots(s-P_r) \tag{IV-24}$$

On obtient les coefficients α_i à l'aide du théorème de *Viète* [12] par l'identification entre la matrice d'état du système transformé en mode de glissement :

$$\begin{cases} \alpha_{n-1} = P_1 + P_2 + \dots + P_n \\ \vdots \\ \alpha_0 = (-1)^n P_1 \cdot P_2 \cdot P_3 \dots P_n \end{cases} \tag{IV-25}$$

On obtient pour la matrice A_r^*

$$A_r^* = \left[I - \frac{1}{K_r^T b_r} b_r K_r^T \right] A_r$$

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & (-K_{r1}/K_m) & (-K_{r2}/K_m) & \dots & K_{rn-1} \end{bmatrix} \tag{IV-26}$$

La matrice A_r^* est singulière. Elle se trouve également sous forme canonique de réglage.

En se basant sur les coefficients α_i du polynôme caractéristique, on peut établir une autre expression de A^*_r telle que :

$$A^*_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & 0 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-27})$$

Par identification des éléments de la dernière ligne, on trouve :

$$\begin{cases} \alpha_0 = 0 \\ K_{ri} = \alpha_i K_m \end{cases} \quad (\text{IV-28})$$

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état du système original s'obtient donc d'après (IV-18) et (IV-27) par :

$$K^T = K_m [\alpha^T] T \quad (\text{IV-29})$$

$$\text{ou : } \alpha^T = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{n-1}] \quad (\text{IV-30})$$

Le coefficient K_m peut être choisi librement.

IV-5-3- Détermination du coefficient K_w :

La grandeur de consigne K_w n'a aucune influence sur le domaine du mode de glissement lorsqu'il ya un régulateur intégrateur, il est donné par la relation :

$$A \begin{bmatrix} O_{ns} \\ (-K_w/K_r) \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{IV-31})$$

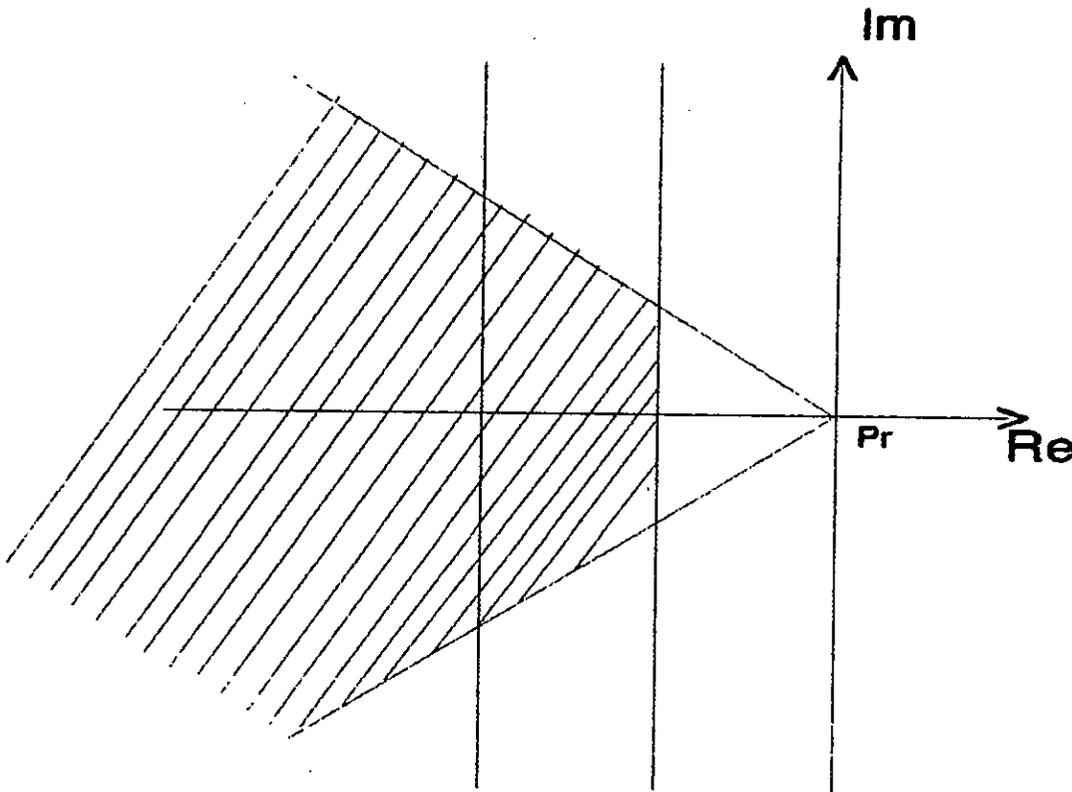
O_{ns} : vecteur nul.

En régime stationnaire la valeur de la grandeur de consigne K_w est donné par :

$$K_w = \frac{1}{W^s} K_s^T X_s^s \quad (\text{IV-32})$$

IV-4-4- Choix des pôles :

Souvent le choix des pôles se fait sur les deux droites inclinées à $\pm 45^\circ$ correspondant à des pôles dont la partie réelle est égale à la partie imaginaire. Le choix de ces pôles correspond à un amortissement relatif optimal. De plus il faut garantir un amortissement minimal en délimitant la partie réelle des pôles par une droite limite à $-\rho_{\min}$



figIV-2: Choix du placement des pôles.

Plus on déplace les pôles vers la gauche plus le réglage en mode de glissement devient rapide. Cependant pour un réglage très rapide, le domaine du mode de glissement peut se restreindre [12].

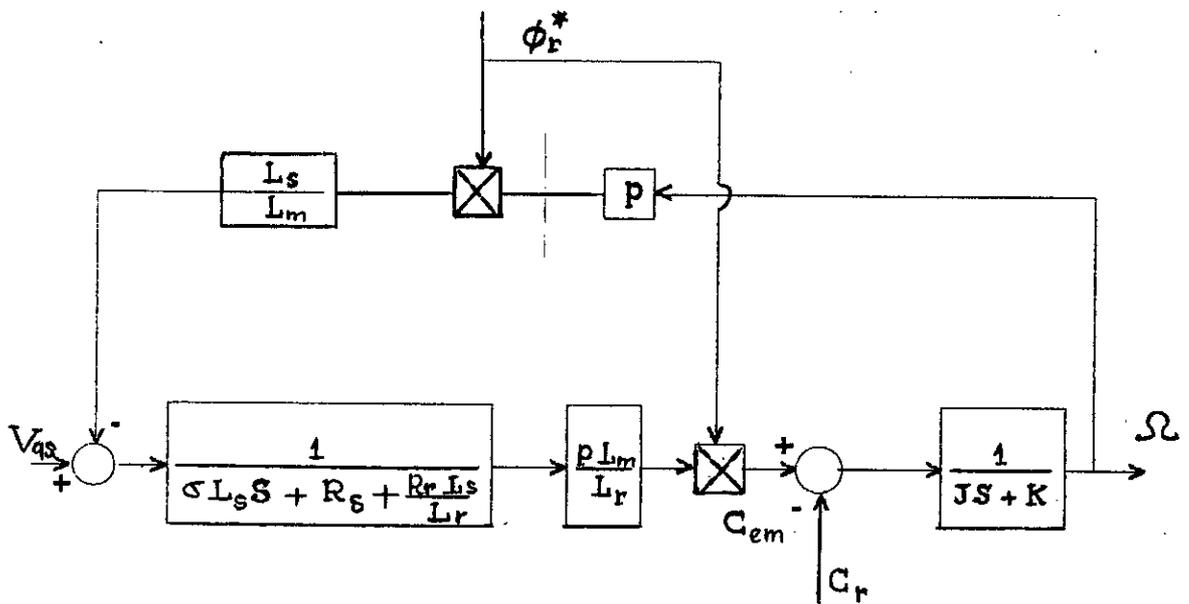
IV-5- Application à la commande du MAS :

IV-6-1- Modèle réduit de la MAS :

On maintient le flux rotorique à sa valeur de référence et en modifiant les équations du deux modèles (II-4) et (III-8) on obtient le système suivant :

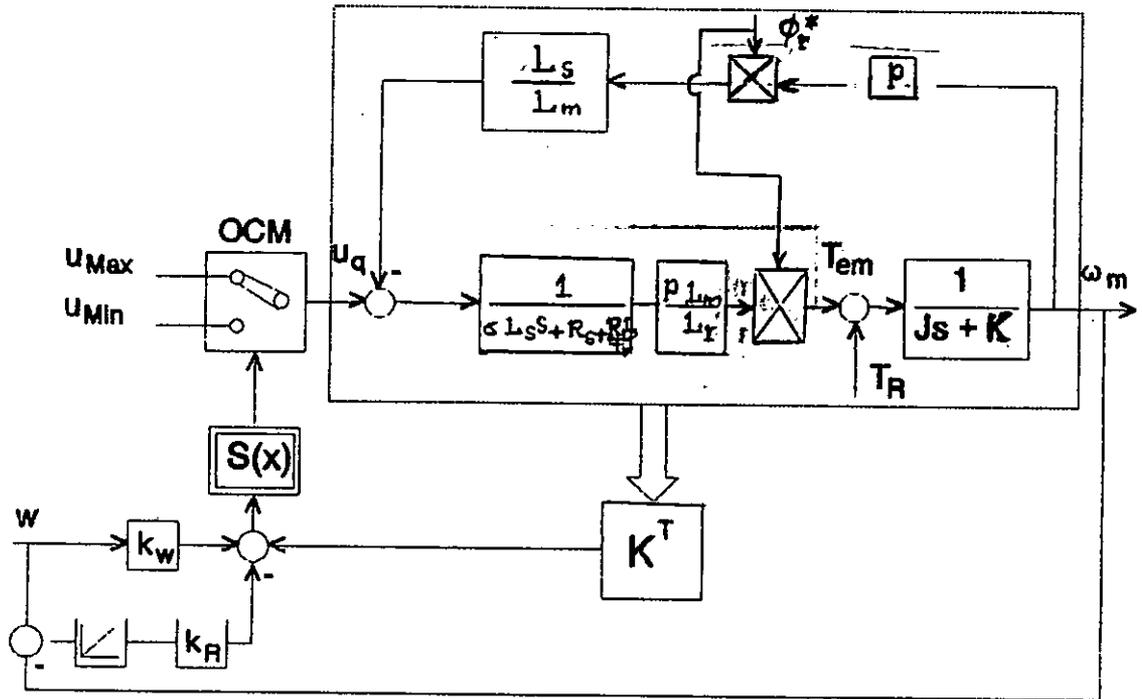
$$\begin{cases} V_{qs} = (\sigma L_s s + R_s + (R_r L_s / L_r)) I_{qs} + (L_s / L_m) \omega_m \phi_r^* \\ C_{em} = P (L_m / L_r) I_{qs} \phi_r^* \end{cases} \quad (IV-33)$$

Donc on a abouti à un système semblable à celui d'une machine à courant continu. Le schéma bloc du modèle réduit est représenté sur la figure (IV-3)



figIV-3 : Modèle réduit du MAS.

La configuration du système à régler est donnée par la figure (IV-4).



figIV-4 : Modèle réduit à régler et boucle de commande.

IV-6-2- Equation d'état du système réduit :

On considère le courant I_{qs} et la vitesse électrique ω_m comme variable d'état. La tension V_{qs} comme variable de commande et C_r comme perturbation de charge.

Le modèle réduit de la MAS s'écrit sous la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{qs} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_r + T_s}{\sigma T_r T_s} & \frac{\phi_r}{\sigma L_m} \\ \frac{P_2 L_m}{J L_r} & \frac{\phi_r}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix} V_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{p}{J} \end{bmatrix} C_r \tag{IV-34}$$

Ce modèle est établi dans le but de réguler la vitesse de la MAS en utilisant un régulateur de type intégrateur défini par l'équation :

$$(dx / dt) = \omega_r - \omega_m \tag{IV-35}$$

Récrivons le système (IV-33) avec l'équation du régulateur nous obtenons le système globale suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ \omega_m \\ \mathbf{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (T_r + T_s) / (\sigma T_r T_s) & (-\phi_r / \sigma L_m) & 0 \\ (P_2 L_m / J L_r) \phi_r & (-K / J) & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ \omega_m \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/\sigma L_s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_r \tag{IV-36}$$

Pour une loi de commutation de la forme (IV-3) et avec :

$$[K_s^T] = [K_i, K_w, -K_r] ; [x_s]^T = [I_{qs}, \omega_m, x_r]$$

on obtient :

$$s(x,t) = -K_i I_{qs} - K_w \omega_m + K_r x_r + K_w w \tag{IV-37}$$

La commande équivalente est donné selon (IV-9) pour une consigne de w constante par :

$$\begin{aligned}
 U_{eq} = & \sigma \frac{L_s}{K_i} \left(K_i \left[\frac{I_{qs}}{\sigma L_s} \left(R_s + L_s \frac{R_r}{L_r} \right) + \phi_{dr} \frac{w_m}{\sigma L_m} \right] \right. \\
 & \left. + K_\omega \left[-I_{qs} P^2 L_m \frac{\phi_{dr}}{L_r J} + \frac{K}{J} w_m + P \frac{C_r}{J} \right] + K_r (w - w_m) \right) \quad (IV-38)
 \end{aligned}$$

A partir de la méthode de placement des poles on tire les coefficients de la contre-réaction :

$$\begin{cases}
 K_i = 1 \\
 K_\omega = (2\rho - (K/J)) (L_r J / P^2 L_m \phi_{dr}) \\
 K_r = (2\rho^2 L_r J) / (P^2 L_m \phi_{dr})
 \end{cases} \quad (IV-39)$$

$$\text{et } K_w = \frac{1}{P^2 L_m \phi_{dr}} \left(K C_r \frac{P}{w} + K^2 + (2\rho - \frac{K}{J}) L_r J \right) \quad (IV-40)$$

Pour une imposition des poles choisi comme suit :

Une paire de poles complexes conjugués $P_{12} = -\rho \pm j \rho$ et le troisième pole $P_3 = 0$ (fixé à l'origine).

IV -3- Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation donné à la figure (IV- 5) montre la réponse du système réduit à une consigne de vitesse constante égale à (100 rd/s) . Les grandeurs du flux tendent vers les valeurs fixées par la stratégie de commande étudiée (la valeur continue de ϕ_{dr} est de $(I w_s)$).

On introduit une perturbation de charge (couple de charge $C_r = 10 (Nm)$) au système, cela introduit directement une perturbation sur la vitesse ainsi que le courant de ligne I_a comme le montre la figure (IV- 7). La composante directe du

flux reste insensible à cette perturbation, alors que la composante inverse Φ_{qr} est nulle.

A ($t=1s$), on introduit une consigne de vitesse inverse de ($-100rd/s$). Le courant de ligne I_a va avoir un dépassement de ($3,4A$). On remarque ainsi que la composante directe du flux reste constante malgré ce changement de vitesse et cela comme le montre la figure (IV- 9).

IV-8-Conclusion:

Dans ce chapitre on a pu commander et testé la MAS en manipulant uniquement son modèle réduit, à cause de la simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande.

Pour mettre en évidence l'efficacité de la commande on a introduit une perturbation de charge et testé la réponse du système, un résultat important obtenu est celui du flux qui reste insensible à toute perturbation.

La commande équivalente reste une commande idéale nécessitant une fréquence de commutation infini de l'organe de commande.

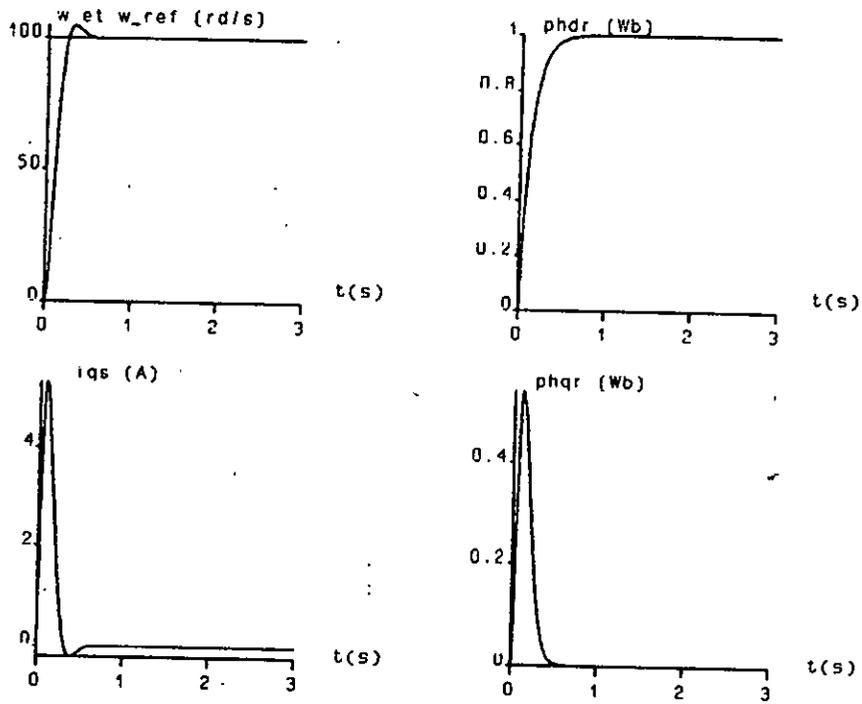


Figure VI-5 : Réponse de la vitesse w , du courant i_{qs} , et des composantes du flux ϕ_{dr}, ϕ_{qr} .

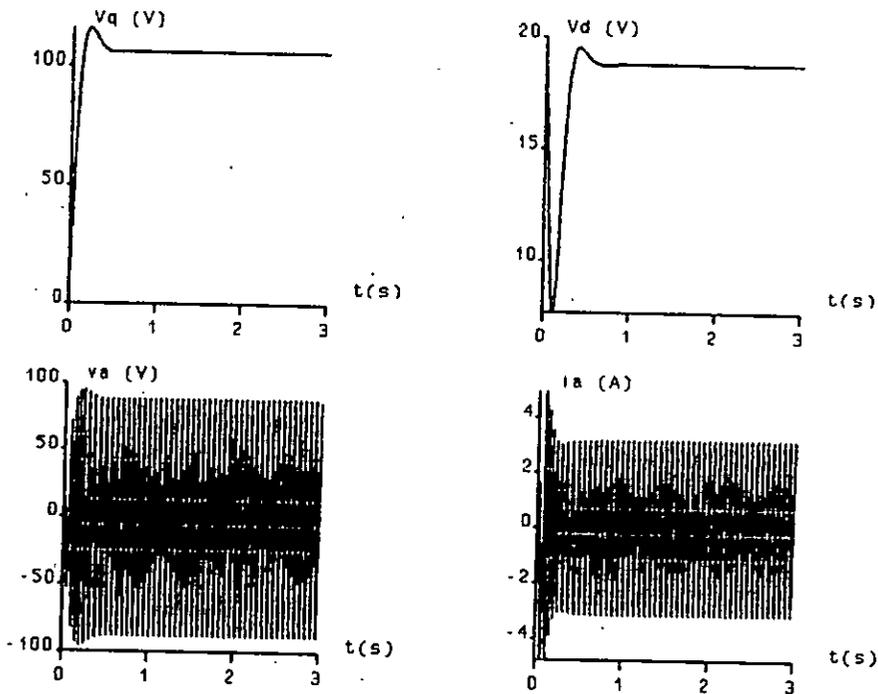


Figure VI-6 : Evolution de la commande équivalente u_q et des grandeurs de ligne i_a, v_a .

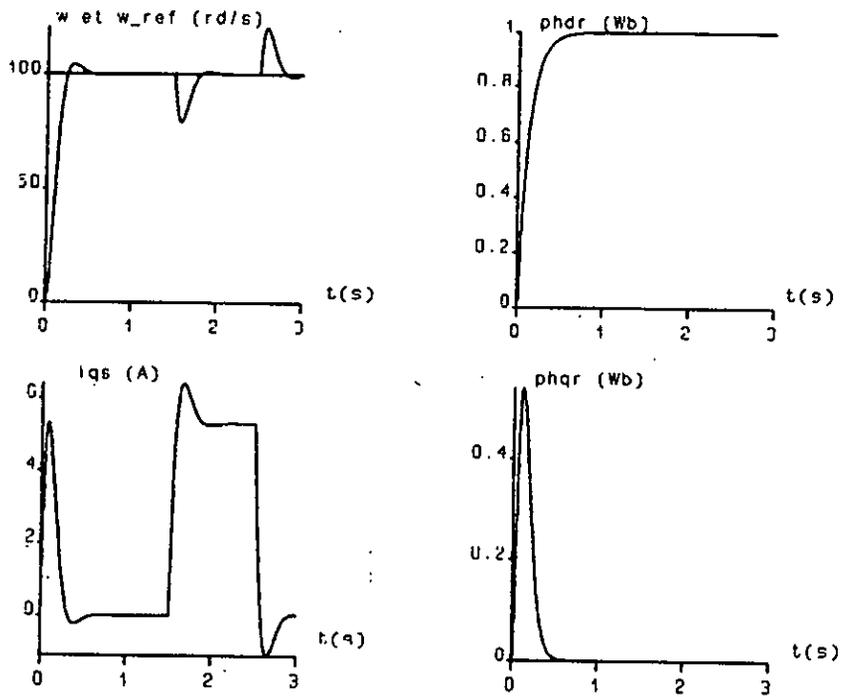


Figure VI-7 : Réponse de la vitesse w , du courant i_{qs} , et des composantes du flux ϕ_{dr} , ϕ_{qr} .

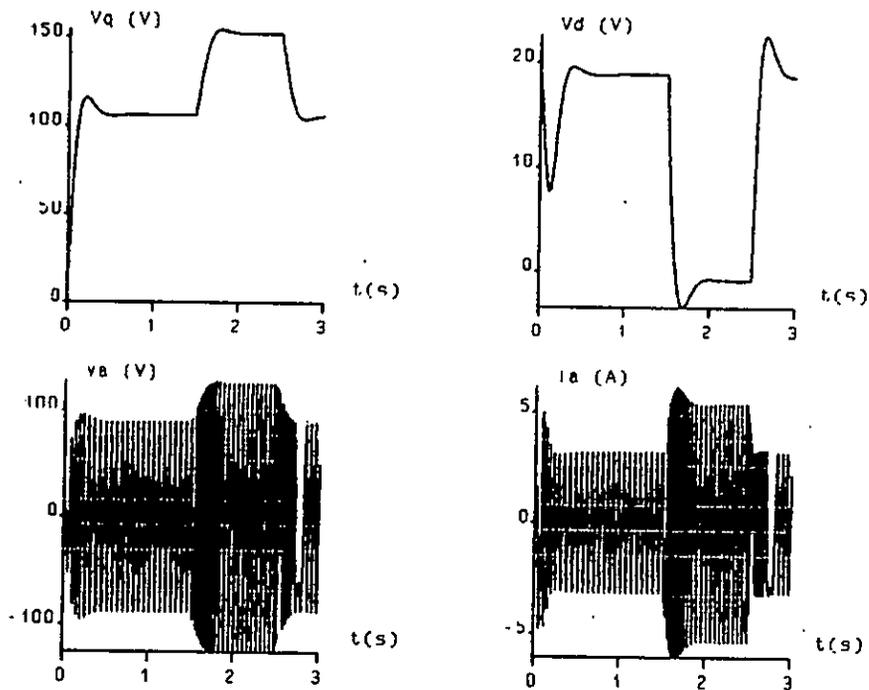


Figure VI-8 : Evolution de la commande équivalente u_q et des grandeurs de ligne i_a, v_a .

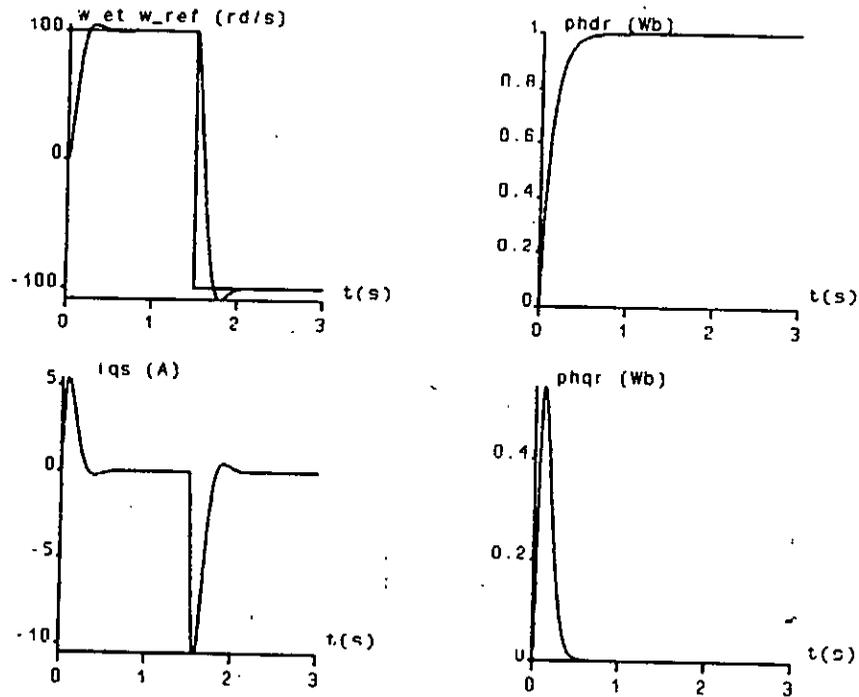


Figure VI- 9 : Réponse de la vitesse w , du courant i_{qs} , et des composantes du flux ϕ_{dr}, ϕ_{qr} .

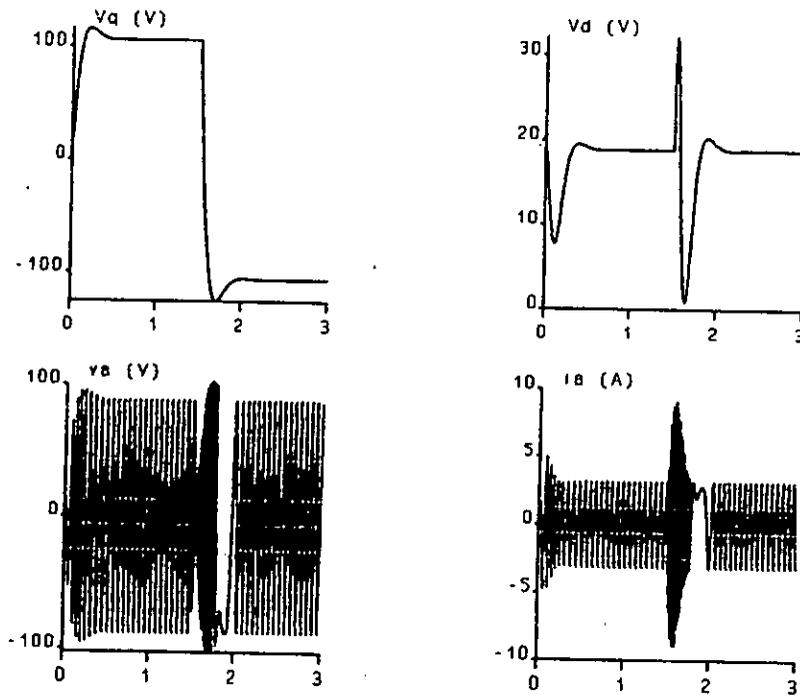


Figure VI-10 : Evolution de la commande équivalente u_q et des grandeurs de lignes i_s, v_s .

**CONCLUSION
GENERALE**

Conclusion générale:

La commande vectorielle par orientation du flux est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu.

Après avoir présenté le modèle équivalent de *Park* de la machine asynchrone dans différents repères, nous avons appliqué la théorie de la commande vectorielle à la machine asynchrone alimentée en tension.

A partir des deux méthodes de contrôle directe et indirecte présentées dans le troisième chapitre, nous avons présenté les principaux schémas de commande pour les machines asynchrones alimentées en tension. Dans cette étape nous avons montré la nécessité de découpler certaines équations de la machine asynchrone afin de pouvoir choisir convenablement les paramètres des différents régulateurs. De plus, nous avons présenté clairement les différences fondamentales qui existent entre les méthodes directes et indirectes.

Ces méthodes de contrôle permettent d'obtenir une commande de flux et une commande de couple découplées comme pour une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique. Néanmoins, ces méthodes étaient très sensibles aux variations des paramètres de la machine. Ce problème peut être résolu par l'adjonction des méthodes d'identification en ligne de ces derniers.

La dernière partie de notre travail a fait l'objet d'une application de la commande par mode de glissement au modèle réduit de la machine asynchrone alimentée en tension. Cette technique de commande apporte certains avantages incontestables tel que la robustesse par rapport aux variations de certains paramètres internes de la machine.

Différents développements possibles de ce travail peuvent être entrepris, en particulier, au niveau de la modélisation de la machine en essayant de tenir compte de la saturation et des pertes f_{ert} . La prise en compte des imperfections des différentes parties constituant les boucles d'asservissement constitue un second développement possible de ce travail.

ANNEXES

Annexe A:**Paramètres de la machine**

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

Puissance nominale :	1.5 K Ω
Tension nominale :	220V
Vitesse nominale :	1420 tr/mn
Courant nominale :	3.64 A
Résistance d'une phase statorique :	4.85 Ω
Résistance rotorique :	3.805 Ω
Inductance cyclique statorique :	0.274 H
Inductance cyclique rotorique :	0.274 H
Mutuelle cyclique stator-rotor :	0.258 H
Nombre de paires de pôles :	2
Moment d'inertie:	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement:	0.008 Nm.s/rd

ANNEXE B:Calcul des valeurs de limitation sur
(I_{ds}^* , I_{qs}^* , et ω_{sl}^*)

Toutes les variables de commande ont, en général, des valeurs de limitation lorsque le principe de contrôle par orientation du flux est appliquée.

Dans le cas de l'orientation du flux rotorique, les valeurs de limitation sont calculées à partir des équations de la structure de commande de l'orientation du flux rotorique.

D'après le modèle (III-8), nous avons les équations suivantes:

$$\begin{cases} I_{qs} = \frac{L_r}{p L_m} \frac{c_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ I_{ds} = \frac{1}{L_m} (T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^*) \\ \omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r^*} \end{cases} \quad (B1)$$

En régime permanent, nous avons:

$$d\Phi_r^* / dt = 0 \quad (B2)$$

D'après les équations (B1) et (B2), nous obtenons:

$$\begin{cases} I_{qs} = \frac{L_r}{p L_m} \frac{c_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ I_{ds} = \frac{\Phi_r^*}{L_m} \\ \omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r^*} \end{cases} \quad (B3)$$

D'où nous obtenons les valeurs de limitation sur (I_{ds} , I_{qs} , et ω_{sl}):

$$\int \quad 0 \leq I_{ds} \leq \Phi_r^* / L_m$$

$$\{ \quad |I_{qs}| \leq [L_r / p L_m] [c_{em}^* (max) / \Phi_r^*]$$

$$\{ \quad |\omega_{sl}| \leq [R_r / p] [c_{em}^* (max) / \Phi_r^{*2}]$$

BIBLIOGRAPHIE

[1] : L. BARAZANE.

" Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en courant. "
Thèse de Magister; 1993.
Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

[2] : J. CHATELAIN.

" Machine électrique"; Traité d'électricité "; vol. 10.
Editions Géométrie; 1983.

[3] : P. BARRET.

" Régimes transitoires des machines tournantes électriques "
Cours de l'Ecole Supérieure d'électricité, Eyrolles; 1982.

[4] : Y. FU.

" Commande découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées ".
Thèse de Doctorat; 1991.
Université Montpellier II.
Sciences et techniques du Languedoc.

[5] : G. SEGUIER et F. LABRIQUE.

" Les convertisseurs de l'électronique de puissance ";
vol. 4.
Lavoisier; 1989.

[6] : B. HEMICI.

"Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant";
Ecole Nationale Polytechnique; 1993.

[7] : G. CAPOLINO et Y. FU.

" Commande des machines asynchrones par flux orienté:
principe, méthodes et simulation ";
Journée SEE, Actionneurs électriques; 1989.

[8] : H. MARKOWETZ.

" Contrôle vectoriel de la machines asynchrone ";
stage de recherche.
Ecole Supérieure d'électricité.
Service Automatique; 1992.

[9] : L. MAZENCE.

" Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance ";
Electricité de France. Janv. 1992.

[10] : H. ABID.

" Commande vectorielle de la machine asynchrone ";
Ecole Normale Supérieure de l'enseignement technique 5,
Tunis.

[11] : H. BUHLER.

" Electronique de réglage et de commande "; traité
d'électricité, vol. 16; Edition Georgie; 1979.