

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D.E. R de Génie Electrique et Informatique

Filière : Electrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDE

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique*

Thème

*Application de la commande non linéaire au
moteur asynchrone alimenté en courant.*

Encadrée par :

B. Hemici
M.O. Mahmoudi

Présenté par :

Ahcene Benchourak
Moussa Boukhniher

Année Universitaire 1997/1998

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D.E. R de Génie Electrique et Informatique

Filière : Electrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDE

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique*

Thème

***Application de la commande non linéaire au
moteur asynchrone alimenté en courant.***

Encadrée par :

B. Hemic
M.O. Mahmoudi

Présenté par :

Ahcene Benchourak
Moussa Boukhnifer

Année Universitaire 1997/1998

بسم الله الرحمن الرحيم

"وقل إعملوا فسيرى الله عملكم ورسوله والمؤمنون"

الآية 106 من سورة النوبة

الإهداء

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

إلى رمز العطاء والوفاء..... أبي الكريم

إلى رمز الحنان والعطاء..... أمي العزيزة

إلى إخوتي وأخواتي الأعزاء

إلى أبناء إخوتي وأخواتي وخاصة الصغير هشام

إلى كافة زملاء الدراسة من المرحلة الابتدائية إلى المرحلة الجامعية .

إلى هؤلاء جميعا أهدي هذا العمل المنواضع .

موسى

إلى الغالية أمي

إلى المرحوم أبي

إلى إخوتي وأخواتي

إلى أصدقائي في كل مكان

إليك أخي القارئ

أهدي هذا العمل المنواضع

أحسن



REMERCIEMENT

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos promoteurs, monsieur B. HEMICI et monsieur M. O. MAHMOUDI, pour leurs aides sans réserves et leurs conseils précieux qu'ils nous ont disposés tout au long de ce travail, nous tenons également à remercier, messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

Que tous les enseignants et étudiants de la DER de génie électrique et informatique, trouvent ici l'expression de notre reconnaissance de respect.

SOMMAIRE



NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE.....3

CHAPITRE I : Modélisation du groupe convertisseur statique machine asynchrone

Introduction.....	6
I.1 Equations générales de la machine.....	6
I.1.1 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.1.2 Equations électriques.....	6
I.2.3 Equations mécaniques.....	9
I.2 Application de transformation de PARK.....	9
I.2.1 Transformation de PARK.....	9
I.2.2 Equations électriques.....	10
I.2.3 Equations mécaniques.....	11
I.3 Modélisation de la machine asynchrone.....	12
I.3.1 Simulations numériques et interprétation.....	13
I.4 Modélisation de la machine asynchrone alimenté en courant.....	16
I.4.1 Simulations numériques et interprétation.....	18
I.5 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	21
I.5.1 Modélisation du redresseur.....	22
I.5.2 Modélisation de filtre.....	23
I.5.3 Modélisation de l'onduleur.....	24
I.5.4 Technique de modulation par la stratégie DELTA.....	26
I.5.5 Simulations numériques et interprétations.....	28
Conclusion.....	32

CHAPITRE II : Théorie de bouclage nonlinéaire.....

Introduction.....	34
II.1 Système mono-entrée mono-sortie.....	34
II.1.1 Notion de degré relatif.....	35
II.1.2 Forme normale.....	37
II.1.3 Linearisation exacte par retour d'état statique.....	40
II.1.4 Linearisation partielle par retour d'état statique.....	43
II.1.5 Dynamique interne.....	44
II.2 Système multi-entrée multi-sortie.....	45
II.2.1 Transformation locale des coordonnées.....	45
II.2.2 Degré relatif vectoriel.....	46
II.2.3 Forme normale.....	46
II.2.4 Linearisation exacte par retour d'état statique.....	49
II.2.5 Linearisation partielle par retour d'état statique.....	53
II.2.7 Dynamique de zéros.....	54
Conclusion.....	55

CHAPITRE III : Application de la commande linéarisante au moteur asynchrone

Introduction.....	57
III.1 Objectif de la commande.....	57
III.2 Présentation du modèle.....	57
III.3 Degré relatif vectoriel.....	58
III.4 La forme normale.....	59
III.5 Linearisation exacte par retour d'état nonlinéaire.....	59
III.6 Commande par placement des pôles.....	61
III.7 Utilisation d'un régulateur PI.....	67
III.8 Mise en œuvre de la commande.....	73
III.9 Résultats de simulation et commentaires.....	79
Conclusion.....	80



CHAPITRE IV : Sensibilité de la commande non linéaire aux variations des paramètres

Introduction.....	84
IV.1 Variation et influence des paramètres sur le modèle linéarisé de la MAS.....	84
IV.1.1 Variation des résistances:.....	84
IV.1.1.a) Effet thermique.....	84
IV.1.1.b) Effet pelliculaire.....	84
IV.1.2. Variation des inductances.....	85
IV.1.3 Présentation du problème.....	86
IV.1.4 Simulations et interprétations.....	89
IV.2 Adaptation de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone.....	90
IV.2.1 Méthodes d'identification basées sur le calcul de l'énergie réactive.....	91
IV.2.1.1 Méthode de L. J. Garces.....	91
IV.2.1.1.1 Principe de la méthode.....	91
IV.2.1.1.2 Simulations et interprétations.....	93
IV.2.1.2 Méthode de S. Chiping.....	93
IV.2.1.2.1 Principe de la méthode.....	95
IV.2.1.2.2 Simulations et interprétations.....	95
IV.2.2 Méthode d'adaptation analytique proposée par C. C. Chan et H. Wang.....	97
IV.2.2.1 principe de la méthode.....	95
IV.2.2.2 Simulations et interprétations.....	97
Conclusion.....	98

CONCLUSION GENERALE..... 112

ANNEXES..... 115

BIBLIOGRAPHIE..... 121

NOTATIONS

MAS: machine asynchrone

s, r : indices correspondants au stator et rotor

d, q : axes correspondant au référentiel lié au champ tournant

l_s, l_r : inductances cycliques statorique et rotorique par phase

L_{sr} : inductance mutuelle cyclique

R_s, R_r : résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase

T_r : constante de temps rotorique

P : nombre de paire de pole

cem : couple électromagnétique

cr : couple résistant

f : coefficient de frottement

J : Le moment d'inertie.

V : tension simple

U : tension composée

I : courant

K_p, K_i : les paramètres du régulateur classique PI

L : inductance de filtre

C : capacité de filtre

S : opérateur de laplace

σ : coefficient de fuite totale

Φ_r : flux rotorique

Φ_s : flux statorique

ω_s : pulsation statorique

ω_r : pulsation rotorique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE :

Le développement récent des semi-conducteurs de puissance d'une part et des techniques numériques d'autre part, ont donné un essor considérable à l'automatisation des processus industriels, dont la conduite est généralement assurée à l'aide des machines électriques.

Les machines à courant continu étaient les plus utilisées du fait de la simplicité de leur commande. En effet, les forces magnétomotrices de l'enroulement inducteur et celle de l'induit sont découplées : le couple dépend de courant d'induit et le flux du courant d'excitation.

Cependant, cette machine présente un grand problème de fiabilité (du surtout au système balais-collecteur) et ne peut être utilisée dans les environnements explosifs, ajouter à cela son coût relativement cher. Récemment, on pense à les remplacer dans beaucoup d'application par la machine asynchrone, qui présente l'avantage d'être plus robuste, peu coûteuse et de construction simple, notamment pour les machines asynchrones à cage.

Toutefois, la machine asynchrone présente un sérieux problèmes à la commande, cette difficulté réside dans son modèle dynamique qui est fortement nonlinéaire, qui présente un couplage entrées-sorties.

La commande par orientation de flux était généralement opté, laquelle consiste à ramener la commande de la machine asynchrone similaire à celle de la machine à courant continu, ainsi on profite des avantages des deux machines.

Dans ces dernières années, la géométrie différentielle a montré sa puissance en tant qu'outil d'analyse et de synthèse pour les systèmes non-linéaires, comme c'était le cas, dans le passé, de la transformée de Laplace, la théorie de variable complexe et l'algèbre linéaire pour les systèmes linéaires.

On trouve dans la littérature plusieurs approches traitant de la théorie de la commande nonlinéaire de la machine asynchrone, basé surtout sur les concepts de la géométrie différentielle. Ces approches diffèrent essentiellement par les modèles dynamiques choisis ainsi que par les objectifs de la commande fixés. Il est utile de signaler déjà que le principe majeur de cette théorie est de ramener, par équivalence, la commande d'un système nonlinéaire et couplé à la commande d'un ou plusieurs systèmes linéaires et découplés par le biais d'une transformation de coordonnées dans l'espace d'état et d'un retour d'état nonlinéaire appliqué au système.

Des nombreux travaux de commande nonlinéaire de la machine asynchrone ont été basés sur son modèle mathématique alimenté en tension [Georgion 92], [Nibouche 94] dans notre approche, nous allons choisir le modèle alimenté en courant, qui offre de nouvelles avantages à la commande de la machine asynchrone.

Des problèmes typiques de synthèse, tel que le rejet de perturbation, le découplage entrée-sortie, la régulation des sorties, identification des paramètres, peuvent trouver leurs solutions, de manière relativement simple en se basant sur des concepts mathématiques.

PRESENTATION DE TRAVAIL :

Ce mémoire est organisée en quatre chapitres :

Au premier chapitre, nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée à induction associée à un groupe convertisseur statique utilisé par la suite.

Le deuxième chapitre, qui se divise en deux parties, présente les concepts théoriques de la géométrie différentielle. En effet, dans la première partie ; le degré relatif, la forme normale, la linéarisation exacte par retour d'état statique et la dynamique des zéros sont mis en évidence, pour le cas mono-entrée mono-sortie (**SISO**). Dans la deuxième partie, une extension de ces concepts aux systèmes multi-entrée multi-sortie (**MIMO**) est présentée.

L'application de la théorie développée dans le deuxième chapitre au moteur asynchrone alimenté en courant est présentée au troisième chapitre.

Dans le dernier chapitre on montre l'influence de la variation de la constante de temps rotorique sur les performances de la commande nonlinéaire. Une solution est proposée pour compenser cette variation, nous proposons trois méthodes.

Deux méthodes sont indirectes, la première est proposée par L. J. Garces[Garces 80], l'autre est proposée par S. Chiping [Chiping 93]. La troisième méthode est une méthode directe proposée par C. C. Chan et H. Wang[Chan 90].

CHAPITRE I

MODÉLISATION DU GROUPE

CONVERTISSEUR STATIQUE

MACHINE ASYNCHRONE

Chapitre I : MODELISATION DU GROUPE CONVERTISSEUR STATIQUE MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION:

Vu les avantages de la machine asynchrone : robustesse, fiabilité, simplicité, faible coût, grande plage de puissance et la facilité de son entretien. Le marché actuel s'oriente de plus en plus vers cette machine qui est en voie de devenir l'une des machines électriques les plus utilisées pour la conduite de processus à vitesse variable ; mais on trouve des difficultés pour la commander à cause de trois problèmes suivants :

- la non-linéarité de son modèle dynamique.
- la non-accessibilité de son flux rotorique
- la variation des paramètres en fonction de la température ce qui altère considérablement la dynamique du système

Dans ce chapitre on présente un modèle dynamique de la MAS souple et facile à manipuler qui met en évidence son aspect non linéaire.

I-1 EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE :

I-1-1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

La machine asynchrone a les caractéristiques suivantes : [Seguiet 80], [Hautier 95]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- la saturation de circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de fauult sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau
- La machine est symétrique

On admet de plus que la force magnétomotrice créée par des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I-1-2 EQUATIONS ELECTRIQUES :

Soit une MAS triphasée au stator et au rotor dont les phases sont repérées respectivement a, b, c et A, B, C

L'angle θ est l'angle électrique entre les axes magnétiques des phases a et A (figure I.1)

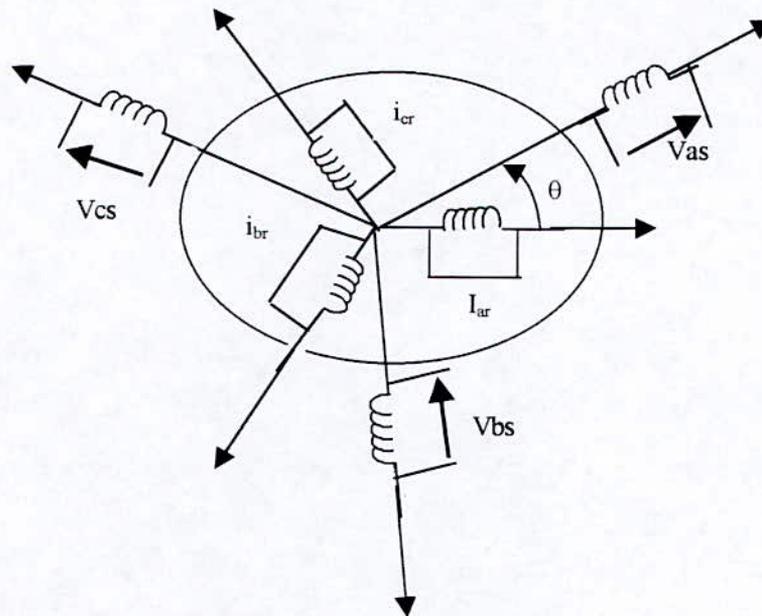


Figure (I.1) représentation des phases statoriques et rotoriques

Sous formes matricielles on a : [Chatelin 83]

$$[v_{abc}] = R_s \cdot [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{abc}] \quad (I.1)$$

$$[v_{ABC}] = R_r \cdot [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{ABC}] \quad (I.2)$$

R_s, R_r désignent les résistances statoriques et rotoriques.

$[v_{abc}] [\phi_{abc}] [I_{abc}]$ sont données par :

$$[v_{abc}] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T$$

$$[I_{abc}] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T$$

$$[\phi_{abc}] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T$$

Même chose pour les grandeurs rotoriques.

Les flux statoriques et rotoriques peuvent être écrits sous la forme matricielle suivante :

$$[\phi_{abc}] = [l_s] \cdot [I_{abc}] + [l_{sr}] \cdot [I_{abc}] \quad (I.3)$$

$$[\phi_{ABC}] = [l_{sr}] \cdot [I_{abc}] + [l_r] \cdot [I_{ABC}] \quad (I.4)$$

Ou les matrices $[l_s]$, $[l_r]$, $[l_{sr}]$ sont données par :

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ab} \\ l_{ab} & l_{aa} & l_{ab} \\ l_{ab} & l_{ab} & l_{aa} \end{bmatrix} \quad [l_r] = \begin{bmatrix} l_{AA} & l_{AB} & l_{AB} \\ l_{AB} & l_{AA} & l_{AB} \\ l_{AB} & l_{AB} & l_{AA} \end{bmatrix}$$

l_{aa} : inductance propre d'une phase statorique

l_{AA} : inductance propre d'une phase rotorique

l_{ab} : inductance mutuelle entre phases statoriques

l_{AB} : inductance mutuelle entre phases rotoriques

l_{sr} : inductance mutuelle entre les phases statoriques et rotoriques

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

Nous obtenons par substitution les équations suivantes :

$$[v_{abc}] = R_s \cdot [I_{abc}] + l_s \cdot \frac{d}{dt} [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [l_{sr}] \cdot [I_{ABC}] \} \quad (I.5)$$

$$[v_{ABC}] = R_r \cdot [I_{ABC}] + l_r \cdot \frac{d}{dt} [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} \{ [l_{sr}] \cdot [I_{abc}] \} \quad (I.6)$$

Les coefficients des équations obtenues sont variables dans le temps et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables ce qui nécessite une transformation pour obtenir un système à coefficients constants facile à manipuler et pour cela on applique la transformation de PARK.

I-1-3 EQUATION MECANIQUE :

$$c_{em} = J \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} + f \cdot \frac{d\theta}{dt} + c_r \quad (I.7)$$

ou:

c_{em} : couple électromagnétique de la machine

c_r : couple résistant

f : coefficient de frottement

J : Le moment d'inertie.

I-2 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK :**I-2-1 TRANSFORMATION DE PARK :**

La transformation de PARK permet de faciliter la modélisation et d'obtenir un modèle dynamique simple de la MAS dans un nouveau référentiel et pour cela en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalent du point de vue électrique et magnétique [Chatelin 83].

On peut exprimer dans le repère de PARK l'écriture transformée suivante :

$$M_{dq} = A_t(\theta) \cdot M_r$$

M_r : vecteur de grandeurs physique (tension, courant, flux)

M_{dq} : L'image de M_r dans le repère de PARK.

$A_t(\theta)$: matrice de PARK définie par :

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

La matrice de transformation inverse est donnée par :

$$\vec{A}_t^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I-2-2 EQUATIONS ELECTRIQUES :

Nous utilisons la transformation de PARK

Les équations électriques sont :

Au stator :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} \quad (I.8)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} \quad (I.9)$$

Au rotor :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \quad (I.10)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \quad (I.11)$$

ω_a : la vitesse de repère de PARK

Les équations de flux sont :

Au stator :

$$\Phi_{ds} = l_s i_{ds} + l_{sr} i_{dr} \quad (I.12)$$

$$\Phi_{qs} = l_s i_{qs} + l_{sr} i_{qr} \quad (I.13)$$

Au rotor :

$$\Phi_{dr} = l_r i_{dr} + l_{sr} i_{ds} \quad (I.14)$$

$$\Phi_{qr} = l_r i_{qr} + l_{sr} i_{qs} \quad (I.15)$$

avec : $l_s = l_{aa} - l_{ab}$, $l_{sr} = \frac{3}{2} l_{aa}$, $l_r = l_{aa} - l_{ab}$

Dans un référentiel lié au stator, d'où les équations deviennent :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \quad (I.16)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \quad (I.17)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \quad (\text{I.18})$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr} \quad (\text{I.19})$$

Dans référentiel lié au rotor on a $\omega_a = \omega_l$ d'où

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_r \Phi_{qs} \quad (\text{I.20})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_r \Phi_{ds} \quad (\text{I.21})$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (\text{I.22})$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \quad (\text{I.23})$$

Dans référentiel lié au rotor on a $\omega_a = \omega_s$ d'où

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \quad (\text{I.24})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \quad (\text{I.25})$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \quad (\text{I.26})$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \quad (\text{I.27})$$

I-2-3 EQUATIONS MECANIQUES :

La puissance électrique statorique instantanée selon PARK est donnée par [2] :

$$\begin{aligned} p(t) &= U_a i_a + U_b i_b + U_c i_c \\ &= U_{ds} i_{ds} + U_{qs} i_{qs} \end{aligned} \quad (\text{I.28})$$

Dans un référentiel lié au champ tournant, l'énergie électrique fournie au stator pendant un temps dt est donnée par :

$$dW_{cs} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) dt + \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) dt + (d\Phi_{qs} i_{ds} + d\Phi_{qs} i_{qs}) dt \quad (\text{I.29})$$

Où

- Le premier terme représente l'énergie perdue par effet de JOULE au stator.
- Le second représente l'énergie transformée du stator au rotor.
- La troisième représente la variation d'énergie magnétique statorique.

Le couple électromagnétique est donné par :

$$Cem = \frac{Pe}{\Omega_s} = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (I.30)$$

Qu'on peut l'exprimer aussi à l'aide des flux rotorique et des courants statoriques par :

$$Cem = p \frac{l_{sr}}{l_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.31)$$

I-3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère de synchronisme ($\omega_s = 2\pi f$) adopté mis sous la forme d'état $\dot{x} = f(x) + g(x)u$

$$\dot{x} = (\dot{I}_{ds}, \dot{I}_{qs}, \dot{\phi}_{dr}, \dot{\phi}_{qr}, \dot{\omega}_r)$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot l_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot l_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$$

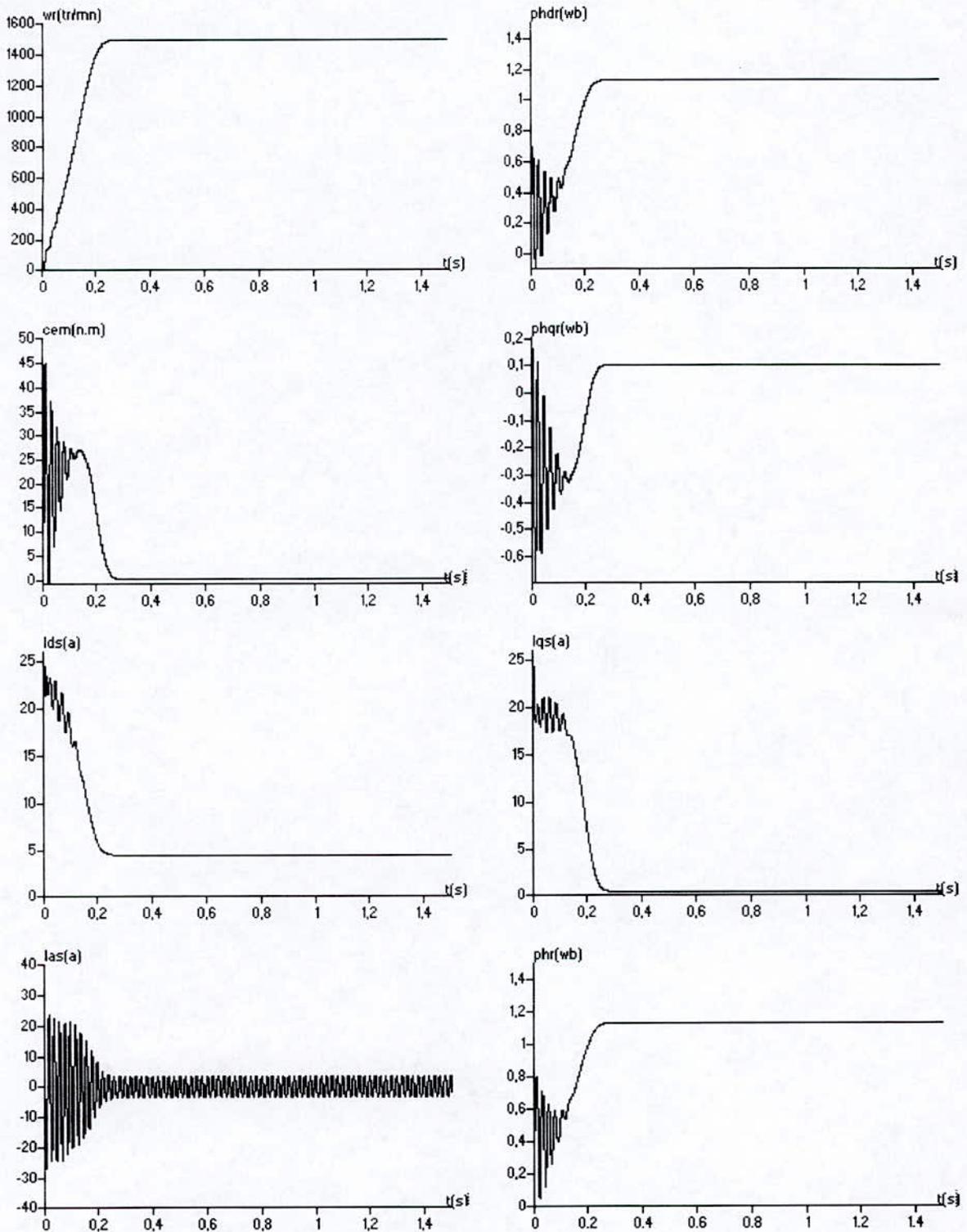
$$u = [u_{ds}, u_{qs}]^t$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot l_s} \cdot \left(-(r_s + \left(\frac{l_{sr}}{l_r}\right)^2 \cdot r_r) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot l_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{l_{sr}}{l_r^2} \cdot r_r \cdot \phi_{dr} + \frac{l_{sr}}{l_r} \cdot \omega_r \cdot \phi_{qr} \right) \\ \frac{1}{\sigma \cdot l_s} \cdot \left(-\sigma \cdot l_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - (r_s + \left(\frac{l_{sr}}{l_r}\right)^2 \cdot r_r) \cdot I_{qs} - \frac{l_{sr}}{l_r} \cdot \phi_{dr} \cdot \omega_r + \frac{l_{sr}}{l_r^2} \cdot r_r \cdot \phi_{dr} \right) \\ \frac{l_{sr}}{l_r} \cdot r_r \cdot I_{qs} - \frac{r_r}{l_r} \cdot \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \\ \frac{l_{sr}}{l_r} \cdot r_r \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} - \frac{r_r}{l_r} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{p^2 \cdot l_{sr}}{l_r \cdot J} \cdot (I_{qs} \cdot \phi_{dr} - I_{ds} \cdot \phi_{qr}) - \frac{f}{J} \cdot \omega_r - \frac{p}{J} \cdot c_r \end{bmatrix}$$

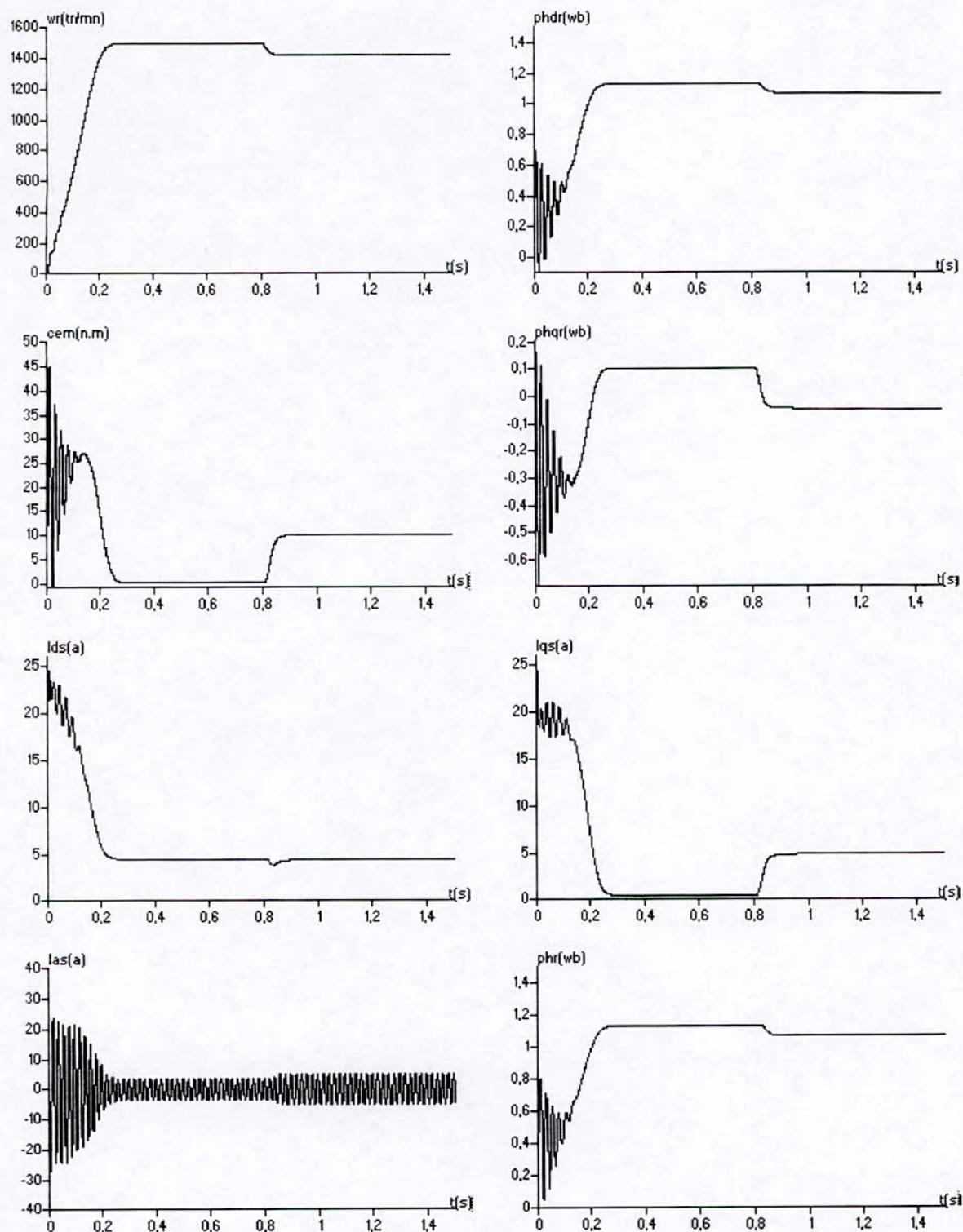
$$\sigma = 1 - \frac{l_{sr}^2}{l_r \cdot l_s}$$

I-3-1 SIMULATIONS NUMERIQUES ET INTERPRETATIONS :

Les résultats reportés sur les figures (I.2) et (I.3) concernent le démarrage de la machine asynchrone sous pleine tension, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 tr/mn pour le démarrage à vide ; Cette vitesse est atteinte au bout de 0,30 seconde et pour une application d'une charge la vitesse diminue. Le couple électromagnétique après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations, se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation à vide et à la valeur de couple résistant dans le cas de l'application d'une charge. Le flux rotorique se stabilise en régime permanent à 1.1 Wb ; le flux est sensible à l'application de la charge. Les composantes de courant I_{ds}, I_{qs} se stabilisent à des valeurs constantes après un régime transitoire ou le courant est pris une valeur de 5 à 6 fois de sa valeur en régime permanent.



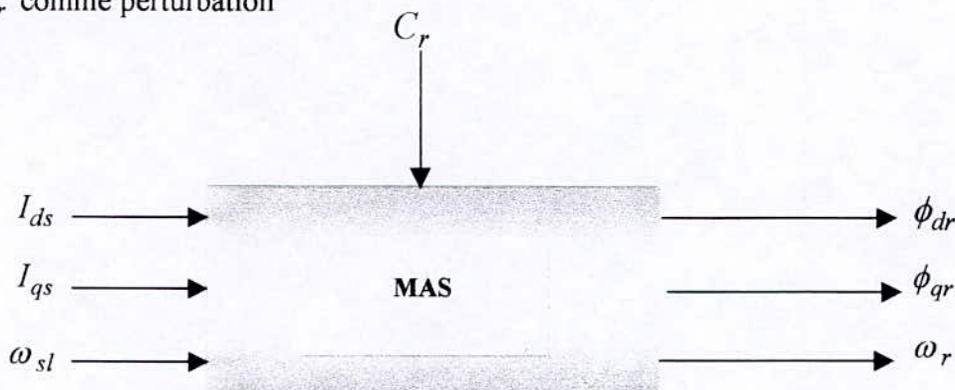
Figure(I.2): simulation de démarrage sous pleine tension à vide



Figure(I.3) simulation de démarrage sous pleine tension avec variation de charge

I-4 MODELE DE MAS ALIMENTEE EN COURANT :

Pour une machine asynchrone triphasé alimentée en courant, les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) et la vitesse de glissement ω_{sl} sont considérés comme variables de commande et le couple C_r comme perturbation



Dans un référentiel lié au champ tournant et à partir des équations (31) et (7) on trouve :

$$\frac{dW_r}{dt} = p \frac{ls_r}{lr} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{k_f}{J} W_r - \frac{p}{J} C_r' \tag{I.32}$$

et avec les équations (26, 27, 14, 15) nous obtenons :

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \left(\frac{ls_r}{Tr}\right) i_{ds} - \left(\frac{1}{Tr}\right) \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \tag{I.33}$$

$$\frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \left(\frac{ls_r}{Tr}\right) i_{qs} - \left(\frac{1}{Tr}\right) \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \tag{I.34}$$

Finalement nous avons aboutit à un modèle dynamique non linéaire de trois équations avec des grandeurs de commande (i_{ds}, i_{qs}, ω_s) et comme grandeurs d'état le vecteur ($\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega_r$) et comme sortie ce dernier .

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \left(\frac{ls_r}{Tr}\right) i_{ds} - \left(\frac{1}{Tr}\right) \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \left(\frac{ls_r}{Tr}\right) i_{qs} - \left(\frac{1}{Tr}\right) \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \\ \frac{dW_r}{dt} = p \frac{ls_r}{lr} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{k_f}{J} W_r - \frac{p}{J} C_r' \\ C_{em} = p \frac{ls_r}{lr} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \end{array} \right. \tag{I.35}$$

Les flux statoriques (Φ_{ds} , Φ_{qs}) et les courants rotoriques (i_{dr} , i_{qr}) sont calculés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= \frac{l_{sr}}{l_r} \Phi_{dr} + \sigma l_s i_{ds} \\ \Phi_{qs} &= \frac{l_{sr}}{l_r} \Phi_{qr} + \sigma l_s i_{qs} \\ i_{dr} &= \frac{1}{l_r} (\Phi_{dr} - l_{sr} i_{ds}) \\ i_{qr} &= \frac{1}{l_r} (\Phi_{qr} - l_{sr} i_{qs}) \end{aligned} \tag{I.36}$$

Le flux rotorique Φ_r et le courant dans une phase I_{as} peuvent être calculés à partir des grandeurs Φ_{dr} , Φ_{qr} et les grandeurs I_{ds} , I_{qs}

$$\begin{aligned} \Phi_r &= \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2} \\ i_{as} &= \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{ds} \cos \theta_s - i_{qs} \sin \theta_s) \end{aligned} \tag{I.37}$$

Le schéma bloc du modèle de machine alimentée en courant est alors le suivant :

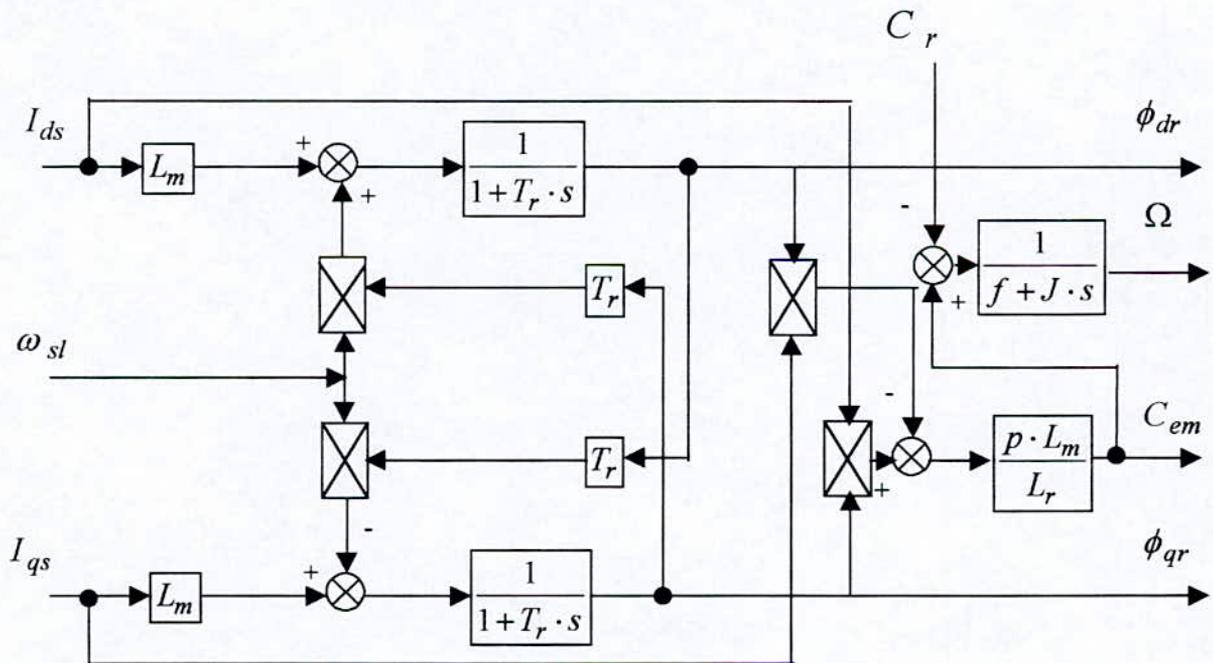
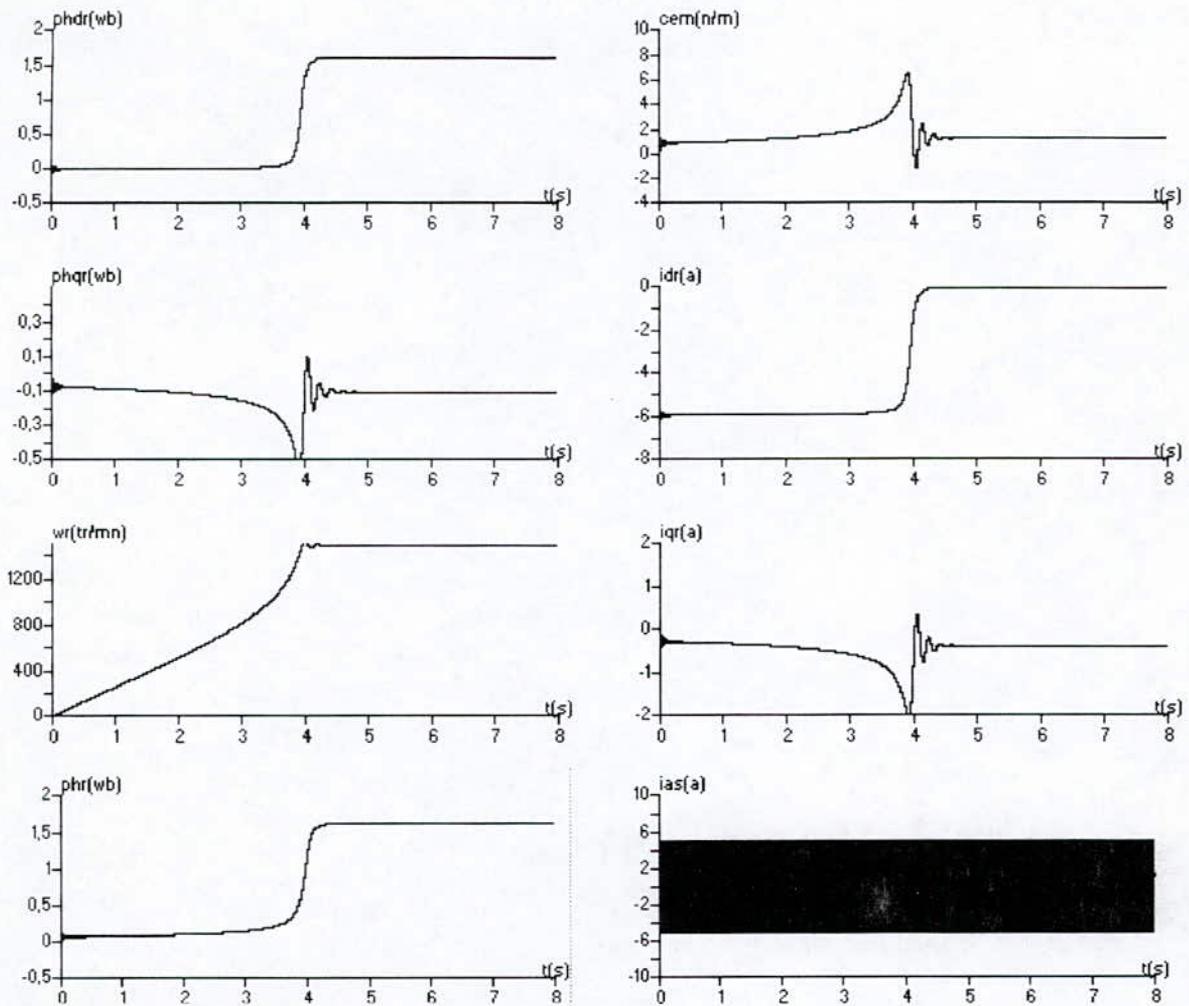


Figure (I.4) modèle de la machine asynchrone alimentée en courant

I-4-1 SIMULATIONS NUMERIQUES ET INTERPRETATIONS:

La figure (I.5) montre que la machine asynchrone alimenté par un système de courants sinusoïdaux de fréquence $f=50$ Hz, atteint la vitesse de synchronisme de 1500 tr/mn au bout 4s environ; la machine est donc caractérisée par un démarrage lent. Après quelques oscillations durant le régime transitoire Le couple électromagnétique compense les pertes par frottements et ventilations et se stabilise à la valeur de couple résistant. Le flux rotorique est pratiquement égale à sa composante directe; alors que la composante en quadrature a l'allure inverse de couple électromagnétique.

Lorsque la charge est appliqué sur l'arbre de la machine, entre les instants 5,5 et 6,5 le couple électromagnétique a une réponse pratiquement instantanée et un amortissement assez rapide. La vitesse présente des petites perturbations en régime permanent figure (I.6).



Figure(I.5) simulation du modèle de la MAS alimentée en courant .
 Démarrage à vide $I_{ds} = 6.31A$

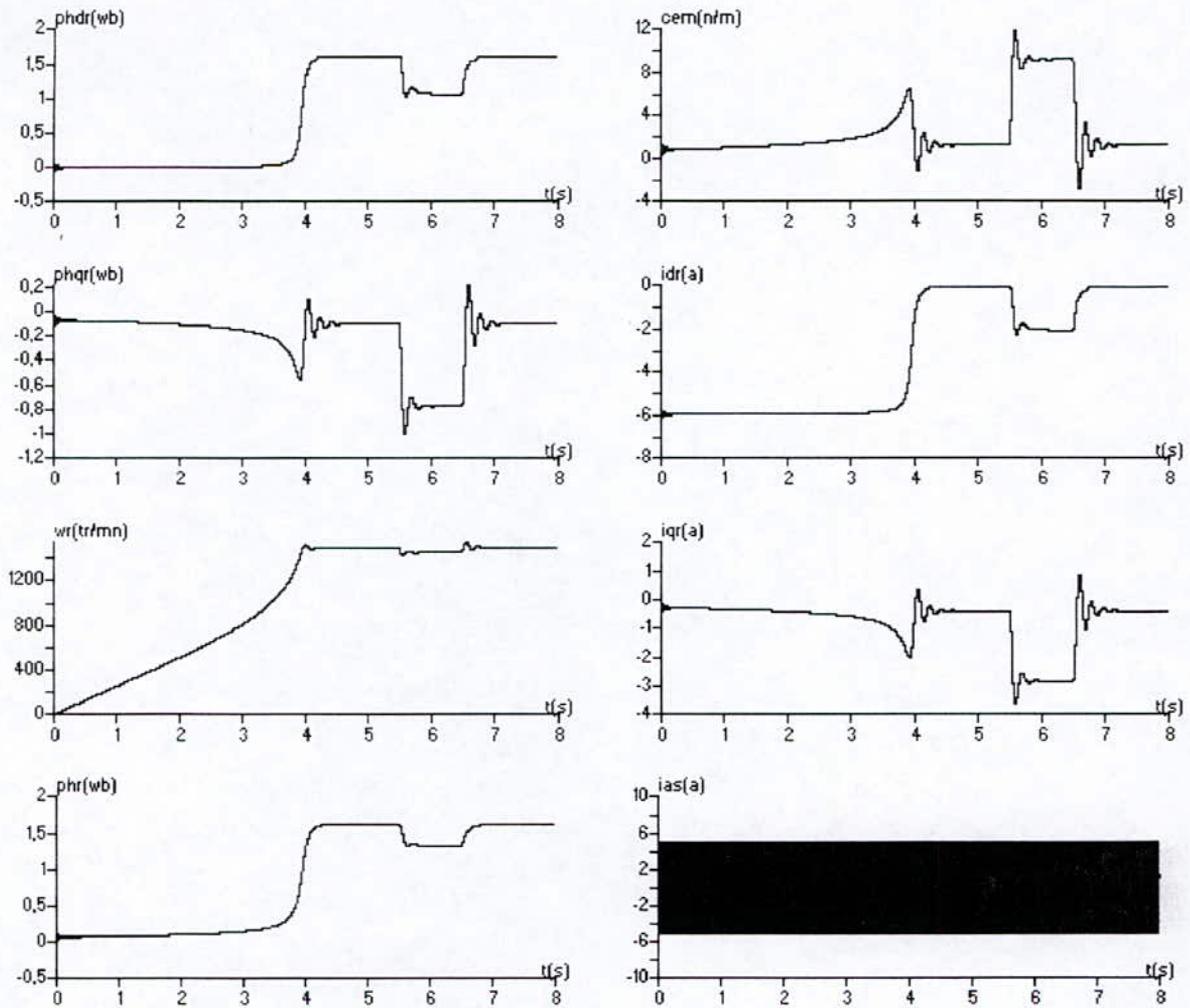


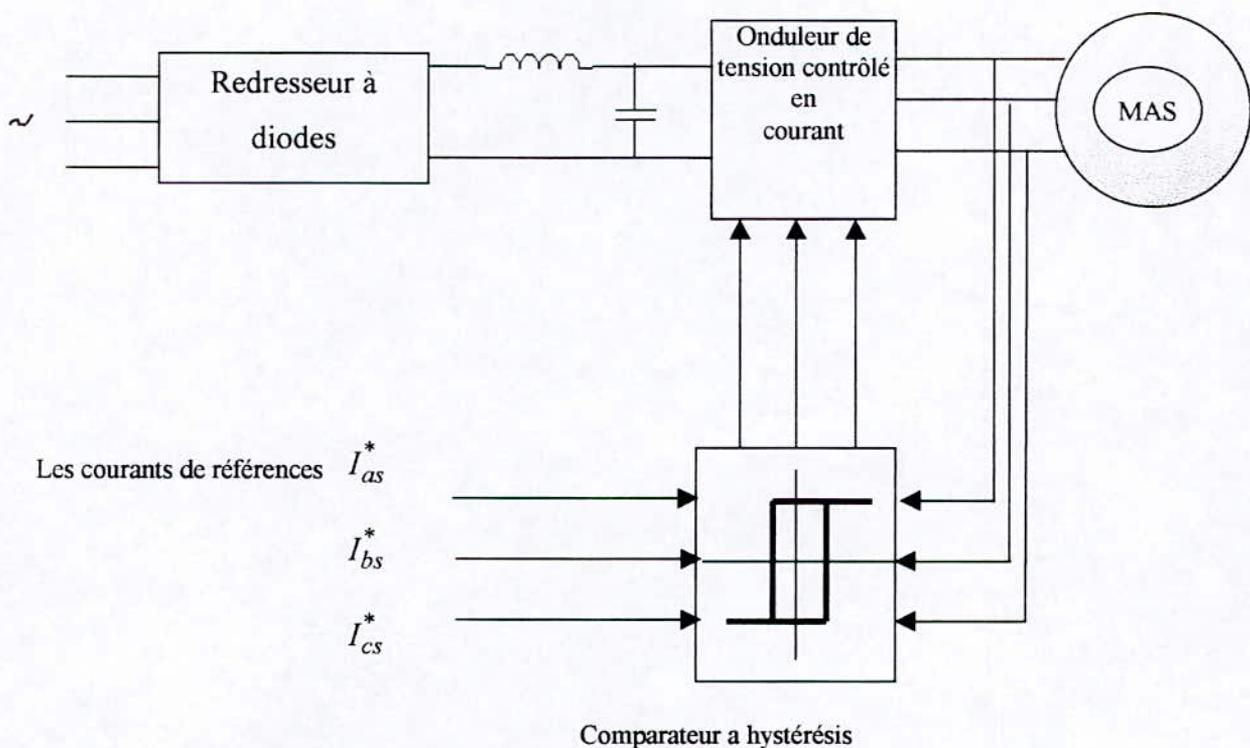
Figure (I.6) simulation du modèle de la MAS alimenté en courant .
(avec variation de la charge)

I-5 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE :

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable et pour cela, il faut disposer une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable.

Dans notre cas l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages .Un redresseur connecté au réseau ,un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension , le dernier étage est un onduleur contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion **hystérésis** .

Le schéma de l'association convertisseur-machine asynchrone est représenté sur la figure suivante :



Figure(I.7) association convertisseur- machine asynchrone

I-5-1 MODELISATION DU REDRESSEUR:

Le redresseur est schématisé par la figure (I.8). il est constitué d'un montage a diodes parallèle est attaqué par un système de tension triphasé

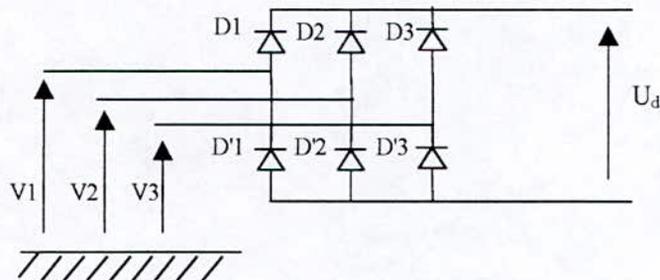


figure (I.8) redresseur à diodes

Deux diodes d'unmeme bras ne peuvent conduire simultanément, lorsque D_1 conduit, l'une de deux D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieure à V_2 et V_3 ou encore $V_1 = \max(V_j) \quad j=1, 2, 3$

Avec le même raisonnement on déduit la séquence de conduction des diodes:

D_i conduit si $V_i = \max(V_j) \quad j=1.2.3 \quad i=1.2.3$

D'_i conduit si $V_i = \min(V_j) \quad j=1.2.3 \quad i=1.2.3$

La tension redressée U_d est:

$$U_d = V_i - V_j$$

Avec: V_i : la tension à l'anode de D_i

V'_j : la tension à la cathode D'_j

(D_i et D'_i : les diodes en conduction).

Le système de tension triphasé et la tension redressée est représenté par la figure suivante :

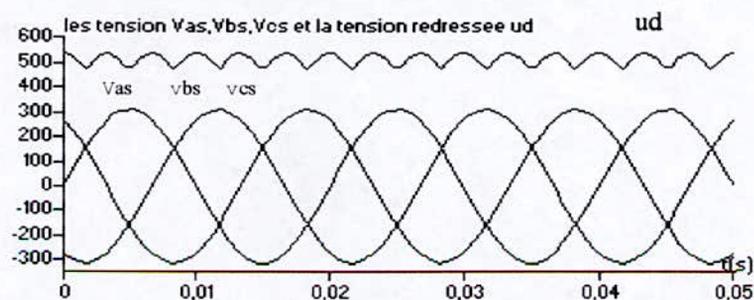


figure (I.9) tension redressée

La valeur moyenne de la tension redressée est donné par :

$$U_d = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m \quad (\text{I.38})$$

$U_d = 514,6\text{v}$ pour un réseau de valeur efficace égale à 220v

La tension redressée a une fréquence $f=300\text{ Hz}$ et elle est plus ou moins ondulé

$U_{d\text{ MAX}}=538,9\text{ v}$ $U_{d\text{ MIN}}=467,2$ d'où la nécessité de la filtre avant d'attaquer l'onduleur de tension

I-5-2 MODELISATION DU FILTRE :

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas pour éliminer les hautes fréquences, ce filtre est schématisé par la figure (I.10)

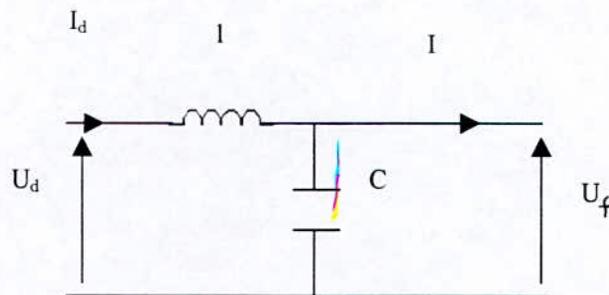


Figure (I.10) schéma de filtre

Les équations de filtre sont :

$$\begin{aligned} \frac{dI_d}{dt} &= \frac{1}{l} \cdot (U_d - U) \\ \frac{dU_f}{dt} &= \frac{1}{c} \cdot (I_d - I) \end{aligned} \quad (\text{I.39})$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer une tension constante à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance l est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert du filtre suivante : $f(s) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{l \cdot c} \cdot s)^2}$ (I.40)

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{l \cdot c}} \quad \omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures nous devons imposer le choix [Seguier 89]

$$f_c < 2 \cdot f'$$

Ce qui nous amène à :

$$l_c > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons $l_c = 12 \cdot 10^{-6}$

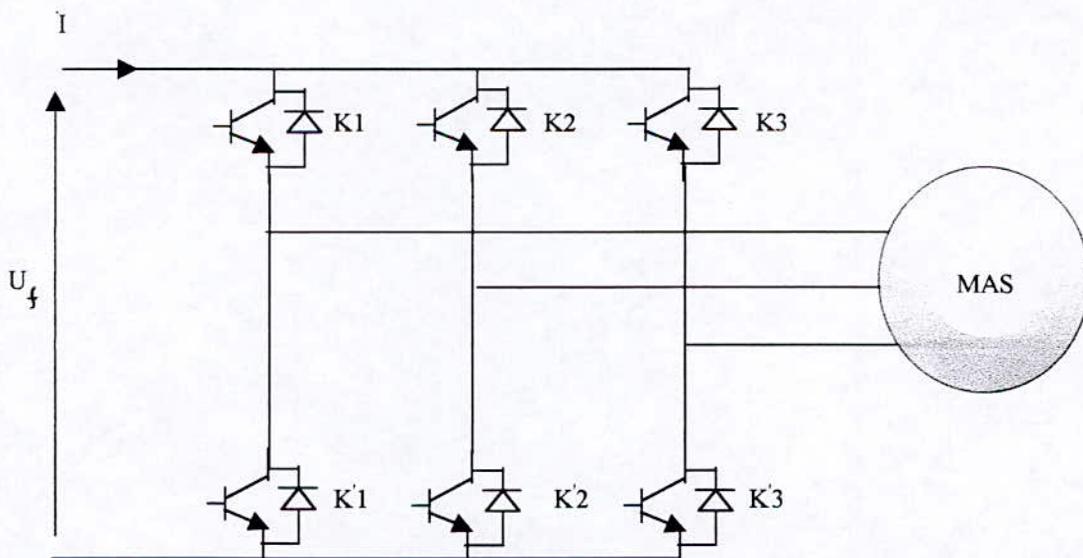
D'où nous déduisons les paramètres du filtre

$$l = 20 \text{ mh}$$

$$c = 600 \mu \text{ f}$$

I-5-3 MODELISATION DE L'ONDULEUR :

Le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé monté en pont alimentant le stator d'un moteur asynchrone est donné par la figure (I.11)



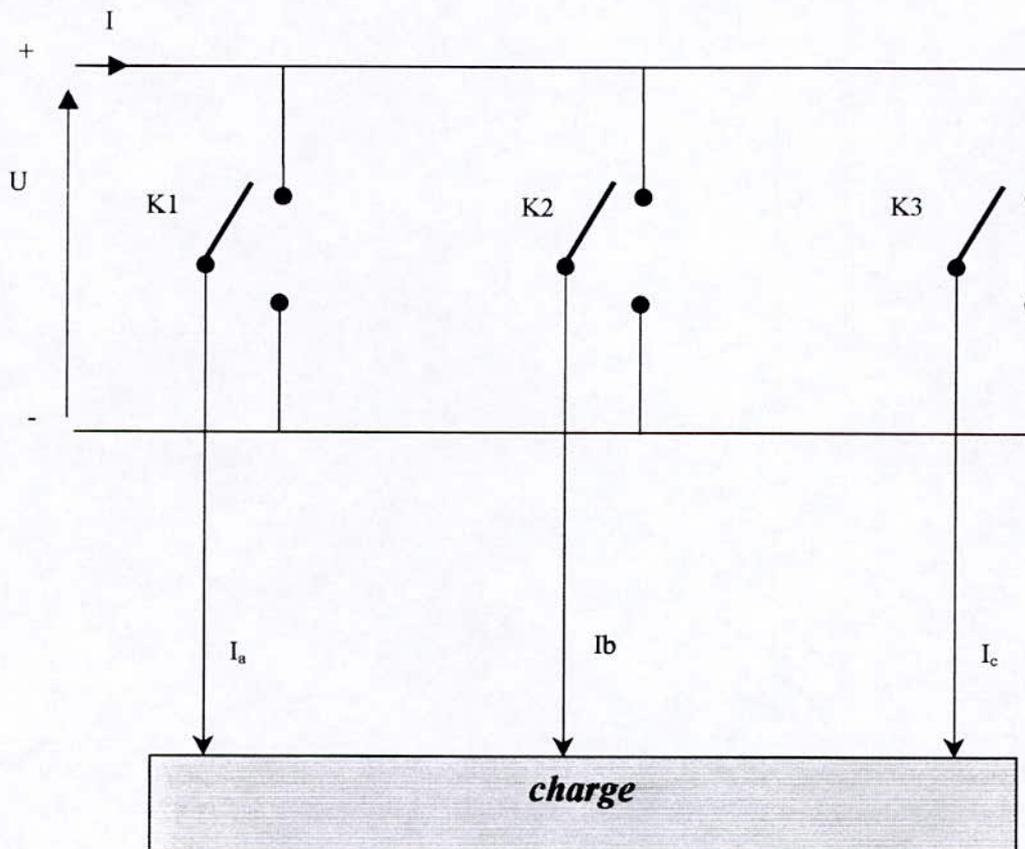
Figure(I.11) schéma de l'onduleur de tension

L'onduleur est constitué de trois bras. Chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire c'est à dire que lorsque l'un conduit, l'autre est bloqué. Chaque transistor est shunté par une diode montée en antiparallèle permettant de renvoyer le courant vers la source lorsque celui-ci est négatif (diodes de récupération)

Les tensions de sorties aux bornes de l'onduleur ont pour expression :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_a = \frac{1}{3} \cdot (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3} \cdot (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3} \cdot (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

La commutation des composantes électriques est supposée instantanée (composantes parfait), d'autre part la commande des transistors est complémentaire. Par conséquent nous pouvons remplacer chaque bras par interrupteur à deux position comme l'indique la figure suivante :



Figure(I.12) représentation de l'onduleur par des interrupteurs

Pour chaque interrupteur (k_1, k_2, k_3), on associe une fonction logique F_i ($i=1,2,3$)

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

Avec ($i= 1,2,3$)

Il en découle que

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{1}{2} \cdot U_f \cdot (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = \frac{1}{2} \cdot U_f \cdot (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = \frac{1}{2} \cdot U_f \cdot (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Les tensions simples V_a, V_b, V_c sont donnés la relation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \cdot U_f \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est:

$$I = F_1 \cdot I_{as} + F_2 \cdot I_{bs} + F_3 \cdot I_{cs} \quad (\text{I.44})$$

Les fonctions logiques F_i dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I-5-4 TECHNIQUE DE MODULATION PAR LA STRATEGIE DELTA:

Cette technique de modulation, dite aussi technique de contrôle des courants est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courants dans chaque phase du moteur soient limitées dans une bande en cadrant les références des courant **.(figure I.12)**

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence I_{ref} dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté :[Benbellil 94]

- l'amplitude
- la fréquence.

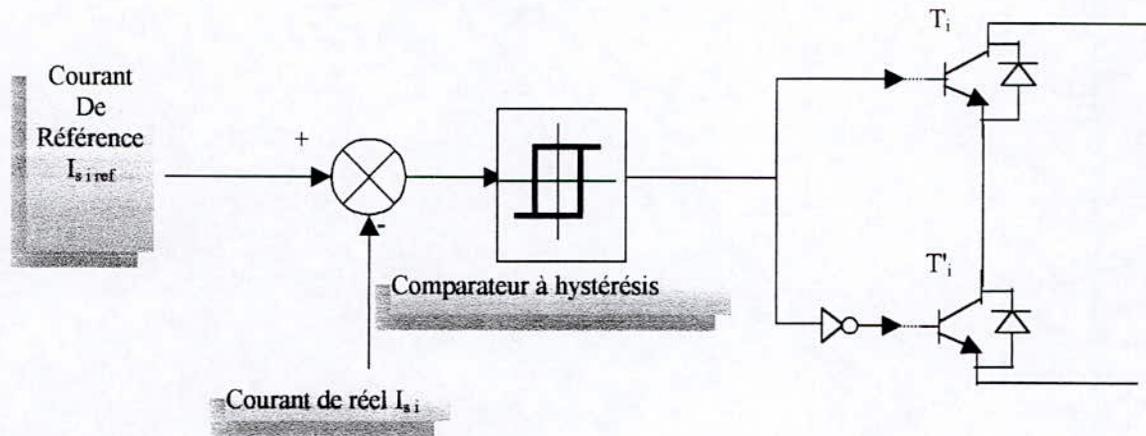


Figure (I.12) principe du contrôle des courants par hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les transistores T_i et T'_i ($i=1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre aussi via un inverseur. L'entrée de ce comparateur, recoit la différence ΔI_{s_i} entre le courant réel I_{s_i} et le courant de référence $I_{s_{i\text{ref}}}$ le changement de signe de cette différence entraine le basculement du comparateur, par conséquent l'un des deux transistores (T_i, T'_i) qui conduisait initialement cesse de conduire et laisse la relève à l'autre. cependant du fait de l'effet d'hystérésis, le comparateur ne bascule pas instantanément au changement de signe de ΔI_{s_i} , ainsi le transistor T_i continue a conduire tant que $\Delta I_{s_i} < h$ (h étant la demi largeur de la bande d'hystérésis). pendant ce temps le courant réel I_{s_i} evolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI_{s_i} soit égale à h . là le comparateur bascule et T'_i conduit tant que $\Delta I_{s_i} < -h$. le courant réel I_{s_i} décroît alors jusqu'à $(I_{s_{i\text{ref}}} - h)$ et ainsi de suite d'ou les fonctions logiques F_i seront définies par:

$$F_{i(i=1,2,3)} = \begin{cases} -1 & \text{si } I_{s_i} \geq I_{s_{i\text{ref}}} + h \\ 1 & \text{si } I_{s_i} \geq I_{s_{i\text{ref}}} - h \\ F_i(\text{old}) & \text{si } I_{s_{i\text{ref}}} - h \leq I_{s_i} \leq I_{s_{i\text{ref}}} + h \end{cases} \quad (I.45)$$

les courants de référence pour cet onduleur alimentant le moteur triphasé sont donnés par le système suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{saref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega t) \\ I_{sbref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ I_{scref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{array} \right.$$

I-5-5 SIMULATIONS NUMERIQUES ET INTERPRETATIONS:

La figure (I.13) montre bien que les courants de la machine suivent leurs valeurs de références lorsque la valeur d'hystérésis h est faible , mais il faut trouver une valeur de h convenable pour éviter les pertes par commutation des interrupteurs.

La figure (I.13) représente aussi le signal de commutation F1 et la tension V_{as} pour laquelle le courant réel suit le courant de référence.

Les résultats de la simulation de l'association onduleurs-MAS permettent de dire que:

1. Le démarrage est long et le couple électromagnétique est très ondulé. Ces ondulations sont dues à la stratégie de contrôle de l'onduleur.
2. La machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension contrôlé en courant se comporte comme une machine alimenté en courant.

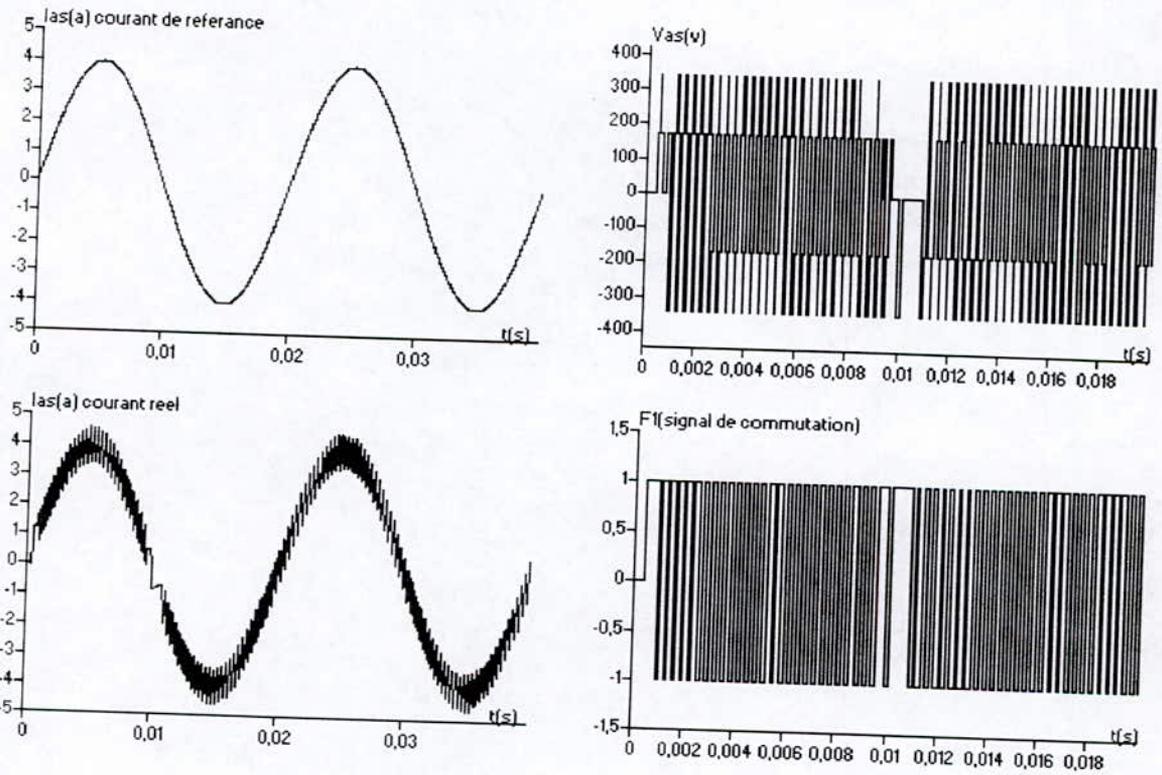


Figure (I.13) MLI stratégie à hystérésis
(courant statorique réel et son référence ,tension statorique et signal de commutation)

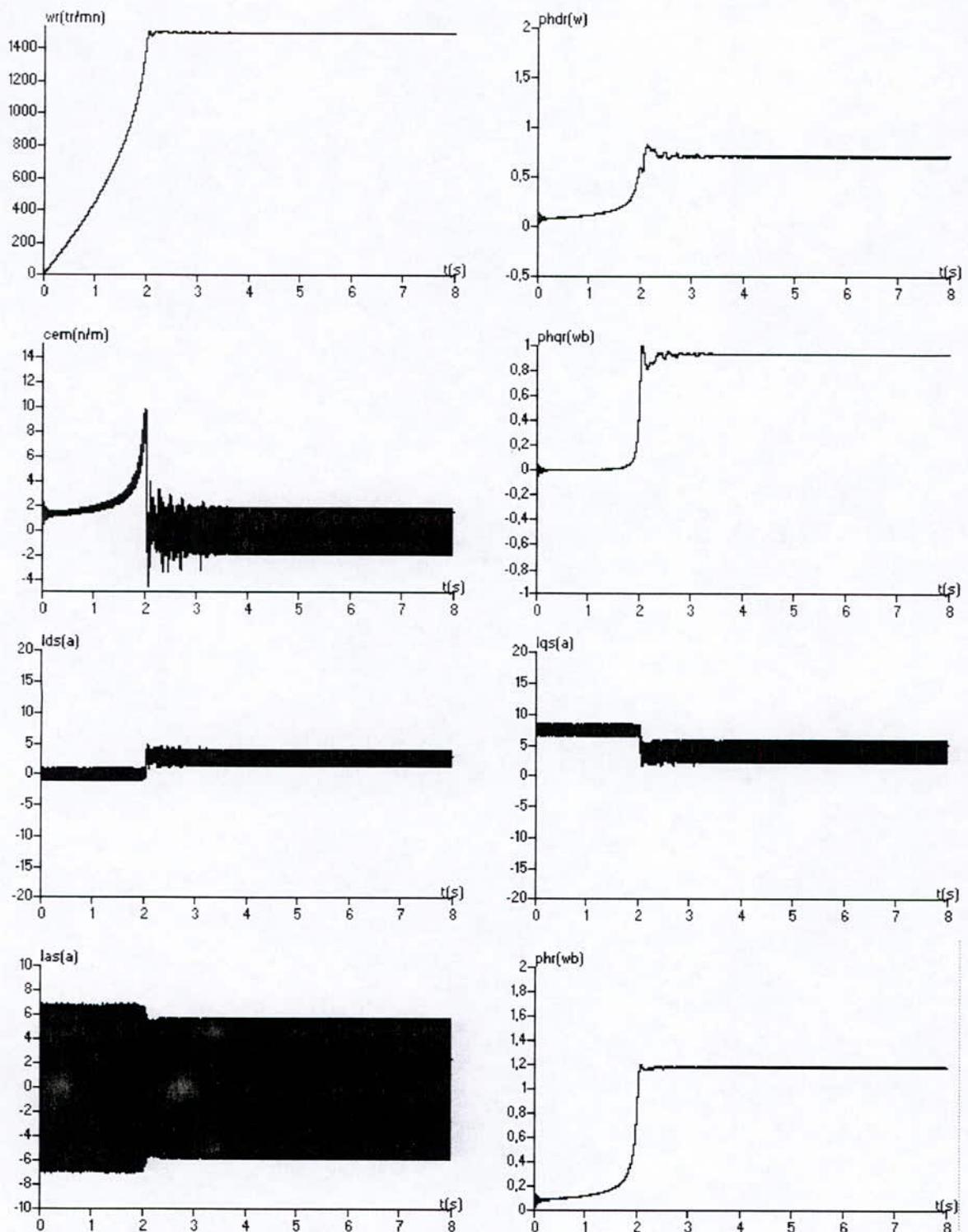
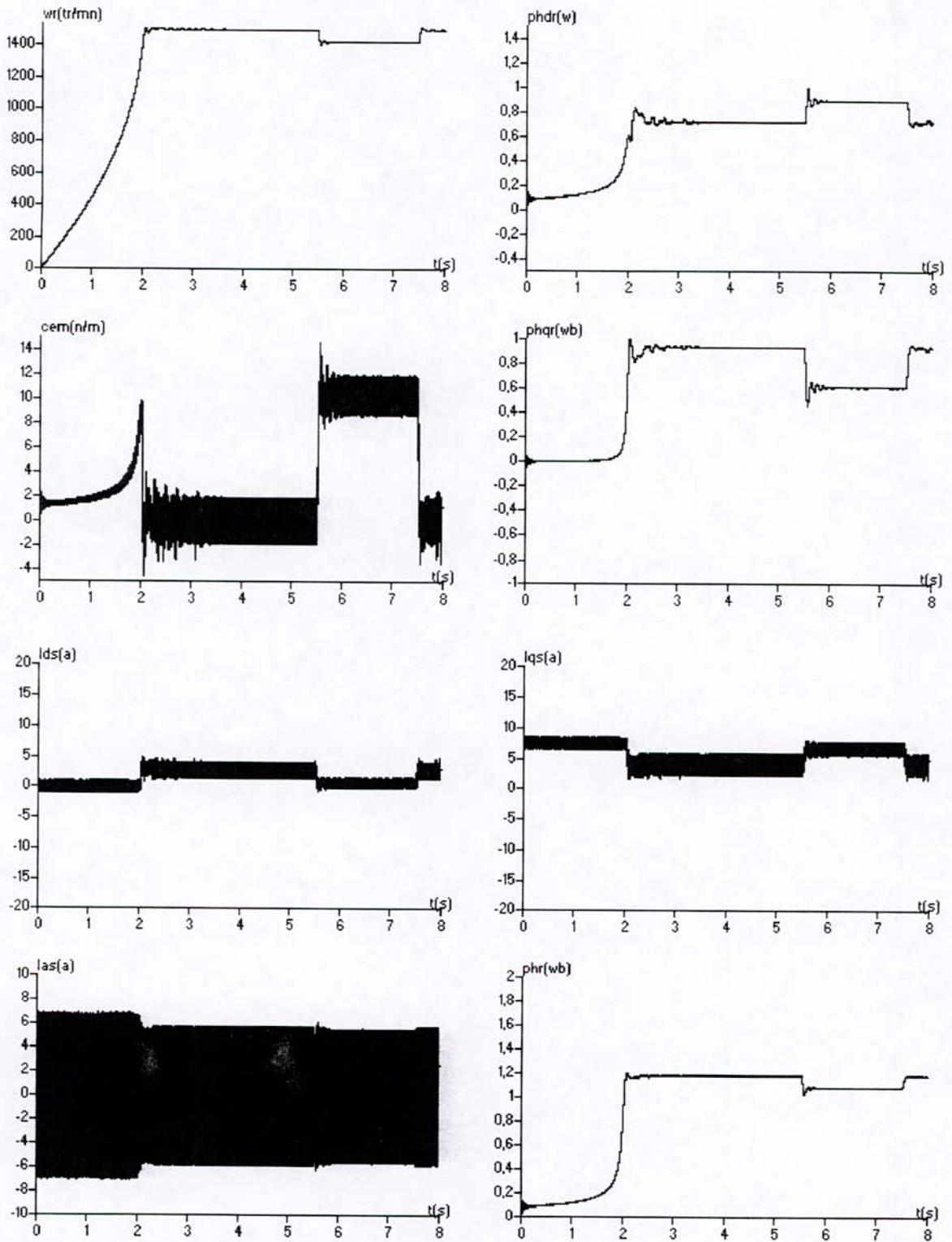


Figure (I.15) simulation de l'association onduleur-MAS (démarrage à vide)



Figure(I.16) simulation de l'association onduleur-MAS (avec variation de charge)

CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons montré que:

- Le choix du modèle mathématique de la MAS, en utilisant la transformation de PARK, dépend de choix du référentiel, des variables d'état et du vecteur de commande.
- La MAS alimenté par un onduleur de tension contrôlé en courant présente le comportement de la machine asynchrone alimenté en courant, ce dernière possède un modèle non linéaire qui présente un couplage entre les entrées (I_{ds} , I_{qs} , ω_{sl}) et les sorties (Φ_{dr} , Φ_{qr} , ω_r), ce qui justifie pleinement l'utilisation des techniques de commande non linéaire.

CHAPITRE II

THÉORIE DE BOUCLAGE NONLINEAIRE

Chapitre II :**THEORIE DE BOUCLAGE NON LINEAIRE****INTRODUCTION:**

Dans ce chapitre, on donne une description théorique de la linéarisation par retour d'état, dans le cas des systèmes **mono-entrée/mono-sortie (SISO)**. Par la suite les résultats ainsi énoncés seront étendus aux systèmes **multi-entrée/multi-sortie(MIMO)**. On utilisera souvent, dans ce chapitre des notions mathématiques de la géométrie différentielle et topologie, tel que la dérivée de Lie, les crochets de Lie, le difféomorphisme et l'involativité... etc., ces notions sont présentées à l'annexe [A1]

II-1 SYSTEME MONO-ENTREE/MONO-SORTIE :

Soit un système non linéaire, correspondant à la classe définie par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec x : vecteur d'état $x = [x_1 \ x_2 \dots \ x_n]$

u : vecteur de command $u = [u_1 \ u_2 \dots \ u_n]$

y : vecteur de sortie $y = [y_1 \ y_2 \dots \ y_n]$

$f(x)$ et $g(x)$ Des champs de vecteurs et $h(x)$ une fonction analytique. Elles sont définies dans un voisinage de x_0 de R^n , $f(x)$ et $g(x)$ sont supposées infiniment différentiable.

Le principe consiste à établir un bouclage non linéaire, qui linéarise le système après une transformation des coordonnées dans l'espace d'état. ce bouclage ne doit pas être seulement linéarisant mais surtout stabilisant, cela en vérifiant une certaine condition concernant la notion de degré relatif, qui peut dans certain cas faire apparaître une partie non observable dont la dynamique est dite **dynamique des zéros**

II-1-1 NOTION DE DEGRE RELATIF :

Définition [Isidori 89] : un système de la forme (II.1) est dit de degré relatif r dans une région Ω au voisinage d'un point x_0 si :

$$1) l_g l_f^i h(x) = 0 \quad 0 \leq i \leq r-2$$

$$2) l_g l_f^{r-1} h(x) \neq 0$$

ou $l_f h(x)$ est la dérivée de Lie de $h(x)$ selon le champ de vecteur f [A1]

Finalement, le degré relatif d'un système non linéaire, représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître explicitement l'entrée. en effet, si nous dérivons la sortie du système, nous obtenons :

$$\dot{y} = \frac{\partial y}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt}$$

$$\dot{y} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)u)$$

$$\dot{y} = l_f h(x) + l_g h(x)u$$

lorsque le degré relatif du système est supérieur à 1, pour tout x au voisinage de x_0 nous avons $l_g h(x) = 0$ et la deuxième dérivation de y conduit à :

$$\ddot{y} = \frac{\partial(l_f h(x))}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial(l_f h(x))}{\partial x} (f(x) + g(x)u)$$

$$\ddot{y} = l_f^2 h(x) + l_g l_f h(x)u$$

Encore une fois, si le degré relatif est supérieur à deux, pour tout x au voisinage de.

Alors :

$$l_g l_f h(x) = 0$$

D'où :

$$\ddot{y} = l_f^2 h(x)$$

En étendant le raisonnement à l'ordre k ($k < r$) nous obtenons :

$$y^{(r)} = l_f^r h(x) + l_g l_f^{r-1} h(x)u$$

$$l_g l_f^{r-1} h(x) \neq 0$$

Remarque 1: [Isidori 89]

Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie y pour faire apparaître explicitement l'entrée u , ne peut pas dépasser l'ordre n du système, c'est à dire que $r \leq n$. Si l'entrée u n'apparaît pas après n dérivation, le système est non contrôlable.

Remarque 2:[Isidori 89]

Pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système linéaire donné par ses équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

$f(x) = Ax, g(x) = B$ et $h(x) = Cx$, il est donc facile de déduire que :

$$l_f^k h(x) = CA^k x$$

et donc :

$$l_g l_f^k h(x) = CA^k Bx.$$

Ainsi l'entier r qui satisfait les conditions :

$$\begin{aligned} CA^k B &= 0 \\ CA^{r-1} B &= 0 \end{aligned} \quad \text{Pour tous } k < r-1$$

Est alors égale à la différence entre le degré du dénominateur et celui du numérateur de la fonction de transfert du système donnée par :

$$H(s) = C(SI - A)^{-1} B$$

Remarque 3 :

Les fonctions $h(x), l_f h(x), l_f^1 h(x), \dots, l_f^{r-1} h(x)$ apparues dans les dérivées $y^{(i)}$ ont une importance particulière ; elles peuvent être choisies comme étant un nouveau système de coordonnées, ce choix apporte une simplification importante à la structure des équations d'état décrivant le système, comme le montrent les sections suivantes.

II-1-2 FORME NORMALE :

Comme dans le cas des systèmes linéaires, les systèmes non linéaires peuvent être mis sous une forme canonique facile à manipuler appelée **Forme normale**. Cette dernière est basée sur une transformation des coordonnées, non linéaire, autour d'un point, définie par : [Isidori 89]

$$\begin{cases} z_1 = \Phi_1(x) = h(x) \\ z_2 = \Phi_2(x) = l_f h(x) \\ \dots\dots\dots \\ z_r = \Phi_r(x) = l_f^{r-1} h(x) \end{cases} \tag{II.2}$$

Dans le cas où le degré relatif **r** est inférieur à l'ordre **n** du système, nous pouvons toujours trouver **(n-r)** fonction $\Phi_{r+1} \dots \Phi_n$ telle que l'application $\Phi(x) = [\Phi_1(x) \dots \Phi_n(x)]$ soit un difféomorphisme [A1]. Ainsi, la représentation du système dans les nouvelles coordonnées se déduit facilement.

En effet, les dérivées successives des équations (II.2) donnent :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{dz_1}{dt} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} = l_f h(x) = z_2 \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r-1} = \frac{dz_{r-1}}{dt} = \frac{\partial (l_f^{r-2} h(x))}{\partial x} \frac{dx}{dt} = l_f^{r-1} h(x) = z_r \end{cases} \tag{II.3}$$

Avec comme dernière dérivée :

$$\dot{z}_r = \frac{dz_r}{dt} = l_f^r h(x) + l_g l_f^{r-1} h(x) u$$

Etant donnée que $x = \Phi^{-1}(z)$ la dernière équation devient :

$$\dot{z}_r = b(z) + a(z)u$$

Avec:

$$\begin{cases} a(z) = l_g l_f^{r-1} h(\Phi^{-1}(z)) \\ b(z) = l_f^r h(\Phi^{-1}(z)) \end{cases}$$

Remarque [Isidori 89] :

Le coefficient $a(z)$ est par définition non nul aux voisinages de $z_0 = \Phi(x_0)$.

En posant :

$$\begin{aligned} q_i(z) &= l_f \Phi_i(\Phi^{-1}(z)) \\ p_i(z) &= l_g \Phi_i(\Phi^{-1}(z)) \end{aligned} \quad \text{pour tout } r+1 \leq i \leq n$$

Nous obtenons pour les $(n-r)$ équations différentielles restantes :

$$\dot{z}_i = \frac{dz_i}{dt} = q_i(z) + p_i(z)u$$

Finalement, la représentations du système dans l'espace d'état, relativement aux nouvelles coordonnées est :

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= b(z) + a(z)u \\ \dot{z}_{r+1} &= q_{r+1}(z) + p_{r+1}(z)u \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_i &= q_i(z) + p_i(z)u \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_n &= q_n(z) + p_n(z)u \end{aligned} \right. \quad \text{(II-4)}$$

Et l'équation de sortie :

$$y = h(x) = z_1$$

En outre, dans certain cas il est possible de choisir les $(n-r)$ fonctions complémentaires de manière à avoir :

$$p_i = l_g \Phi_i(x) = 0 \quad \text{(II-5)}$$

Pour tout x aux voisinages de x_0 et pour tout $r+1 \leq i \leq n$.

l'équation (II.5) représente un système d'équation différentielle partielle, lorsque ce choix particulier est possible, le système (II.4) se réduit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_r = b(z) + a(z)u \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_i = q_i(z) \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \end{array} \right. \quad (\text{II-6})$$

Et l'équation de sortie :

$$y = h(x)$$

Le système d'équation (II.6) représente **la forme normale** du système d'équation non linéaire (II.1), il peut être illustré par le schéma bloc de la figure suivante :

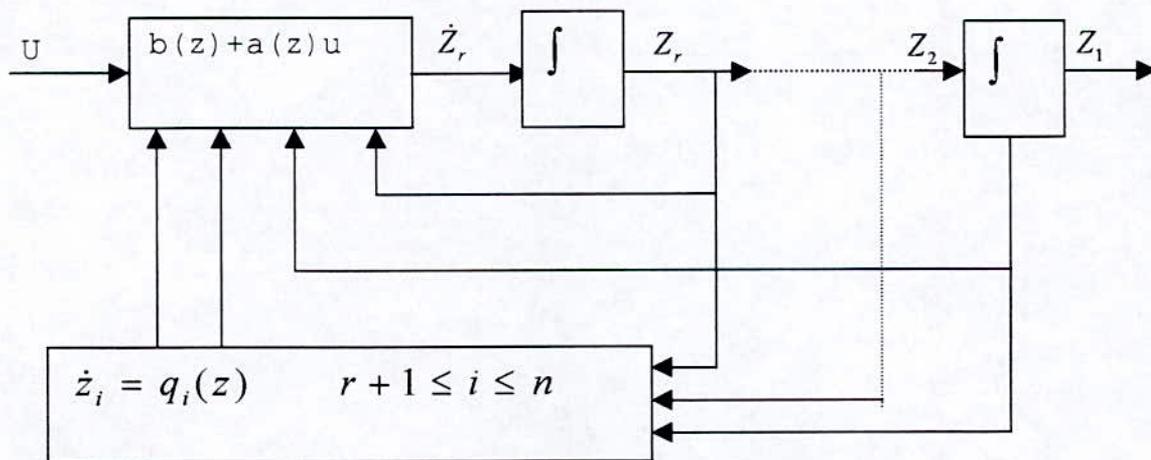


Figure (II.1): Forme normale.

Remarque:

Suivant le degré relatif **r** du système, on distingue deux possibilités :

1. Si $r=n$, la forme normale ne nécessite pas des fonctions additionnelles Φ_i ($r+1 \leq i \leq n$). On peut, à travers un retour d'état, linéariser le système, c'est à dire trouver une équation différentielle linéaire d'ordre n entre la sortie y et l'entrée u .
2. Si $r < n$, les fonctions Φ_i ($r+1 \leq i \leq n$) sont exigées pour compléter la transformation des coordonnées. On peut, à travers un retour d'état, trouver une équation différentielle linéaire d'ordre r entre la sortie y et l'entrée u , le système est ainsi partiellement linéarisable.

II-1-3 LINEARISATION EXACTE PAR BOUCLAGE STATIQUE :

Dans le but de pouvoir utiliser les techniques de commande des systèmes linéaires nous avons à travers la relation qui lie la commande u à l'état x , supposée mesurable et à une entrée de référence v , pour obtenir un comportement entré/sortie linéaire. cette relation est donnée par :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v$$

Où α et β sont défini sur \mathbb{R}^n , β est supposée non nulle.

ce qui donne en remplaçant dans (II.1) :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x)v \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

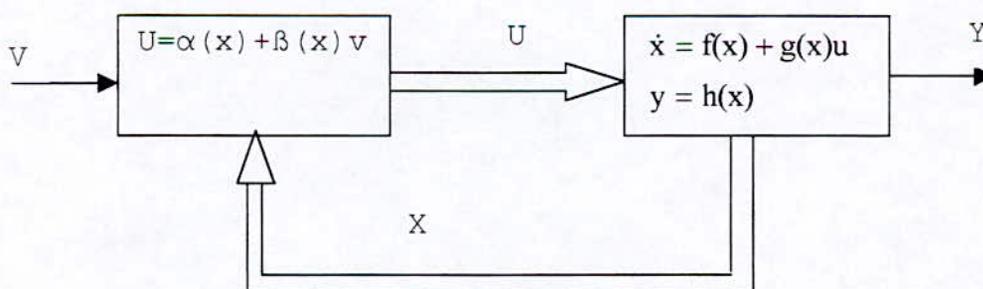


Figure (II.2): Retour d'état statique

Remarque :

La nouvelle commande du système v peut être obtenue en appliquant au système linéarisé, une régulation classique (placement des pôles, mode de glissement ... etc.).

La linearisation exacte nécessite la condition $r=n$, la transformation des coordonnées donnant la forme normale est donc :

$$z = \Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \vdots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(x) \\ l_f h(x) \\ \vdots \\ l_f^{n-1} h(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Aucune fonction additionnelle Φ_j n'est nécessaire. la forme d'état du système devient :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = b(z) + a(z)u \end{cases}$$

Avec $a(z)$ non nul au voisinage de.

En choisissant la loi de commande comme suit :

$$u = \frac{1}{a(z)} (-b(z) + v)$$

avec :

$$a(z) = l_g l_f^{n-1} h(x)$$

$$b(z) = l_f^n h(x)$$

le système va apparaître décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_n = v \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

La forme (II.9) correspond à un système linéaire et commandable ; elle est appelée la forme canonique de **BRUNOWSKY** [Isidori 89], sous forme condensée on a :

$$\dot{z} = Az + Bv$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad B = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1]$$

Le système (II.9) est équivalent à un système d'ordre $r=n$; (Fig. (II.2))

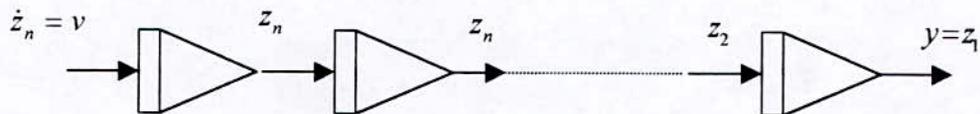


Figure (II.3): forme canonique de BRUNOWSKY

Enfin, tout système ayant un degré relatif n , en un point, peut être transformés en un système linéaire et commandable en un point $z_0 = \Phi(x_0)$ en passant par deux étapes :

1. Changement de base défini autour de x_0
2. Bouclage d'état approprié aussi défini autour de x_0

Remarque :

Le degré relatif du système varie suivant le choix de la sortie $y=h(x)$ du système. Il n'est pas nécessaire mais il est souhaitable, que cette sortie ait un sens physique. La recherche d'une linearisation exacte est équivalent à la recherche d'une fonction de sortie $y=h(x)$ qui satisfait la condition $r=n$.

Théorème [Slotine 91] :

Le problème de linearisation exacte dans l'espace d'état du système : $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ au voisinage du point x_0 (c'est à dire qu'il existe une sortie $h(x)$ pour laquelle le système est de degré relatif $r=n$) est résoluble, si et seulement si les conditions suivantes sont satisfaites :

1. La matrice $\begin{bmatrix} g(x_0) & ad_f g(x_0) & ad_f^2 g(x_0) & \dots & ad_f^{n-1} g(x_0) \end{bmatrix}$ est de rang n .
2. La distribution $D = \text{span} \{ g, ad_f g, ad_f^2 g, \dots, ad_f^{n-1} g \}$ est non involutive au voisinage de.

Avec $ad_f g$ crochet de Lie de f et g [A1].

II-1-4 LINEARISATION PARTIELLE PAR RETOUR D'ETAT STATIQUE :

La linearisation partielle correspond à un degré relatif r inférieur à l'ordre du système.

La forme normale du système est donnée par (II.6). introduisant les notations suivantes :

$$\zeta = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_r \end{bmatrix} \quad \eta = \begin{bmatrix} z_{r+1} \\ z_{r+2} \\ \vdots \\ z_n \end{bmatrix}$$

le système (II.6) s'écrit en fonction de ζ et η :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_r = b(\zeta, \eta) + a(\zeta, \eta)u \\ \dot{\eta} = q(\zeta, \eta) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

avec:

$$\begin{aligned} b(\zeta, \eta) &= l_f^r h(x) \Big|_{x=\Phi^{-1}(\zeta, \eta)} \\ a(\zeta, \eta) &= l_f^{r-1} h(x) \Big|_{x=\Phi^{-1}(\zeta, \eta)} \end{aligned}$$

II-1-5 DYNAMIQUE INTERNE :

La linearisation E/S partielle décompose la dynamique du système en deux parties :

1. Une partie externe représentée par les r premières équations du système (II.10), qui donnent une relation différentielle entre l'entrée et la sortie.
2. Une partie interne non observable représentée par le vecteur, dans le système (II.10). Cette partie est appelée **la dynamique interne**.

La stabilité de la dynamique interne est exigée pour la conception du système de commande.

Pour un système linéaire, la dynamique interne est stable si les zéros de la fonction de transfert se constituent dans le demi plan gauche du domaine complexe. C'est à dire que le système est à phase minimale.

Par analogie, pour étudier la stabilité de la dynamique interne des systèmes non linéaires, on introduit la notion de **dynamique des zéros**.

Dynamique des zéros :

La dynamique des zéros est une caractéristique intrinsèque du système qui est défini comme étant la dynamique interne lorsque l'entrée du système est choisie de manière à porter la sortie à zéro à $t=t_0$, et l'y maintient

Etant donné que : $y(t)=0$ pour tout $t \geq t_0$

alors:

$$y^{(i)}(t) = 0 \quad 0 \leq i \leq r$$

pour $i=r$, on a :

$$y^{(i)}(t) = b(0, \eta) + a(0, \eta)u(t) = 0$$

d'où

$$u(t) = \frac{-b(0, \eta)}{a(0, \eta)}$$

En imposant cette entrée au système, on obtient :

$$\begin{cases} \zeta = 0 \\ \dot{\eta}(t) = q(0, \eta(t)) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Avec la condition initiale $\eta(0) = \eta_0$. (est choisi non nul afin d'éviter la solution triviale).

Le système (II.11) représente la dynamique des zéros du système non linéaire.

D'une autre façon, si le degré de la sortie $h(x)$ est strictement inférieur au degré n du système, certains dynamiques sont rendues inobservables par le retour d'état linéarisante, sans perte de généralité, si $x=0$ est point d'équilibre ($f(0)=0$ et $h(0)=0$) on appelle la dynamique : $\eta = q(0, \xi)$ dynamique des zéros, si elle est asymptotiquement stable La commande linéarisante assurera la stabilité interne de système bouclé [Isidori 89][Slotine 91].

II-2 SYSTEME MUTI-ENTREES / MULTI-SORTIES (MIMO) :

La théorie développée pour les systèmes non linéaires monovariante peut être étendue pour le cas multivariable. On ne considère que les systèmes carrés, c'est à dire ayant le même nombre de sortie que d'entrée, de ce fait un grand nombre de résultats issus des systèmes monovariants peuvent faire l'objet d'une extension au cas multivariable (la transformation locale des coordonnées, dynamique des zéros ... etc.).

II-2-1 TRANSFORMATION LOCALE DES COORDONNEES :

La forme condensée d'un système non linéaire multivariable est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad i = 1, m \quad (\text{II.12})$$

Où:

$f(x), g_i(x) \quad i=1, m$ des champs de vecteurs.

$h_i(x) \quad i=1, m$ des fonctions analytiques au voisinage d'un point x_0 de \mathbb{R}^n

II-2-2 DEGRE RELATIF VECTORIEL :

Définition : [Isidori 89]

Le système de la forme (II.12) est dit de degré relatif vectoriel $\{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ au point x_0 si :

1. $l_{g_i}^k l_f^k h_i(x) = 0$ pour $1 \leq i \leq m$ et $\forall k \leq r_i$ et pour tout x au voisinage de x_0

2. La matrice carrée

$$A(x) = \begin{bmatrix} l_{g_1} l_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & l_{g_m} l_f^{r_1-1} h_1(x) \\ l_{g_1} l_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & l_{g_m} l_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots \\ l_{g_1} l_f^{r_m-1} h_m(x) & \dots & l_{g_m} l_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

Est non singulière au voisinage de x_0

Remarque 1 :

Le degré relatif vectoriel r_i de la i^{ieme} sortie représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie y_i pour faire apparaître au moins une entrée.

Remarque 2 :

Le fait que chaque sortie y_i ayant le degré relatif r_i ne signifie pas toujours la non-singularité de la matrice $A(x)$. En effet, une colonne de celle-ci peut être nulle.

II-2-3 FORME NORMALE :

Soit le système (II.12), le degré relatif vectoriel (r_1, r_2, \dots, r_m) qui lui associe, satisfait la condition suivante :

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \leq n.$$

par ailleurs, considérons la transformation des coordonnées suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_1^i = \Phi_1^i(x) = h_i(x). \\ z_2^i = \Phi_2^i(x) = l_f h_i(x). \\ \dots\dots\dots \\ z_{r_i}^i = \Phi_{r_i}^i(x) = l_f^{r_i-1} h_i(x). \end{array} \right. \quad \text{(II.14)}$$

$$1 \leq i \leq m$$

Les (n-r) fonctions manquantes $\Phi_{r+1}(x), \Phi_{r+2}(x), \dots, \Phi_n(x)$ sont choisies de manière à avoir [isid] :

$$l_{g_j} \Phi_i(x) = 0 \quad \text{pour } r+1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m$$

Lorsque ce choix est possible, il faudrait trouver les (n-r) fonctions restantes $\Phi_i(x)$ avec $r+1 \leq i \leq n$. Tel que la matrice $\Phi(x)$ possède un Jacobien non nul pour tout x au voisinage de.

Un bref calcul analogue à celui développé pour les systèmes SISO, nous faisons aboutir à la représentation du système relativement aux nouvelles coordonnées.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1^i = z_2^i \\ \dot{z}_2^i = z_3^i \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r_i-1}^i = z_{r_i}^i \\ \dot{z}_{r_i}^i = l_f^{r_i} h(x) + \sum_{j=1}^m l_{g_j} l_f^{r_i-1} h_i(x) u_j \end{array} \right. \quad \text{(II.15)}$$

Or
$$h(x) = h(\Phi^{-1}(z))$$

On peut écrire pour $r+1 \leq k \leq n$

$$\dot{z}^k = q(z) + \sum_{i=1}^m p_i(z) u_j$$

Les coefficients associés à u_j dans la dernière équation de (II.15) est exactement égale aux éléments de la colonne i de la matrice $A(x)$, c'est à dire qu'au moins un parmi ces coefficients ne soit pas nul.

Dans ce qui suit, pour faciliter la représentation du système sous sa forme normale, nous introduisons les notations suivantes :

$$z^i = \zeta^i = \begin{bmatrix} z_1^i \\ z_2^i \\ \vdots \\ z_{r_i}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_1^i \\ \zeta_2^i \\ \vdots \\ \zeta_{r_i}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1^i \\ \Phi_2^i \\ \vdots \\ \Phi_{r_i}^i \end{bmatrix} \quad \text{pour } 1 \leq i \leq m. \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Et } \eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ \vdots \\ \Phi_n \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

En plus si nous posons :

$$a_{ij}(\zeta, \eta) = l_{g_i} l_f^{r_i-1} h_i(\Phi^{-1}(\zeta, \eta))$$

$$b_i(\zeta, \eta) = l_f^{r_i} h_i(\Phi^{-1}(\zeta, \eta))$$

pour $1 \leq i \leq m$ et $j \leq m$

A partir de (II.16) et (II.17) nous aboutissons au système d'équations différentielles suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\zeta}_1^i = \zeta_2^i \\ \dot{\zeta}_2^i = \zeta_3^i \\ \dots\dots\dots \\ \dot{\zeta}_{r_i-1}^i = \zeta_{r_i}^i \\ \dot{\zeta}_{r_i}^i = b_i(\zeta, \eta) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(\zeta, \eta)u_j \\ y_i = \zeta_1^i \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

pour $1 \leq i \leq m$

on peut écrire les équations différentielles restantes comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= q(\zeta, \eta) + \sum_{j=1}^m (\zeta, \eta)u_j \\ \dot{\eta} &= q(\zeta, \eta) + p(\zeta, \eta)u \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

les équations (II.18) et (II.19) caractérisent la forme normale non linéaire du système non linéaire (II.12) ayant m entrées, m sorties et un degré relatif vectoriel (r_1, r_2, \dots, r_n) au voisinage de x_0

II-2-5 LINEARISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT STATIQUE :

Nous nous intéressons à la possibilité de transformer le système (II.12) au moyen d'un bouclage non linéaire et d'un changement de coordonnées dans l'espace d'état, en un système linéaire et commandable.

soit, alors, une structure de commande définie par une loi de commande de la forme [Isidori 89]

$$u_i = \alpha_i(x) + \sum_{j=1}^m \beta_{ij}(x)v_j \quad (\text{II.20})$$

Où α_i et β_{ij} pour $1 \leq i \leq m$ et $j \leq m$ sont des fonctions continues définies dans un ouvert de R_n et v_1, v_2, \dots, v_m sont les nouvelles entrées du système ainsi bouclé.

L'introduction de la commande (II.20) avec le système (II.12) donne un système en boucle fermée ayant la même structure, il est défini par des équations de la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)\alpha_i(x) + \sum_{i=1}^m \left(\sum_{j=1}^m g_i(x)\beta_{ij}(x) \right) v_j \\ y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \\ \vdots \\ y_m = h_m(x) \end{array} \right. \quad (\text{II.21})$$

la loi de commande (II.20) peut être sous une forme condensée comme suit :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v$$

Où :

$$\alpha(x) = \begin{bmatrix} \alpha_1(x) \\ \alpha_2(x) \\ \vdots \\ \alpha_m(x) \end{bmatrix} \quad \beta(x) = \begin{bmatrix} \beta_{11}(x) & \dots & \beta_{1m}(x) \\ \beta_{21}(x) & \dots & \beta_{2m}(x) \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \beta_{m1}(x) & \dots & \beta_{mm}(x) \end{bmatrix} \quad v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix}$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x)v \\ y = h(x) \end{array} \right. \quad (\text{II.22})$$

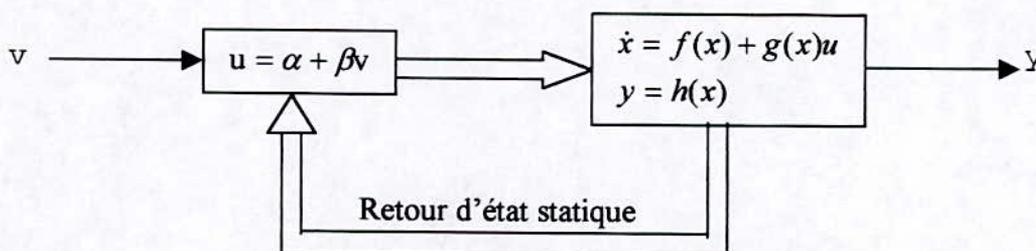


Figure (II.4): Système linéaire et commandable.

Remarque :

Pour pouvoir linéariser exactement par bouclage le système (II.12), le degré relatif vectoriel qui lui associé doit vérifier :

$$r_1+r_2+\dots+r_m=n$$

Dans ce but, considérons la transformation de coordonnées au voisinage de x_0 , qui nous permet d'aboutir à la forme normale :

$$\Phi_k^i(x) = l_f^{k-1} h_i(x) = z_k^i$$

boucle fermée résultant est caractérisée par :

$$\begin{cases} \dot{z}_1^i = z_2^i \\ \dot{z}_2^i = z_3^i \\ \dots \\ \dot{z}_{r_i-1}^i = z_{r_i}^i \\ \dot{z}_{r_i}^i = v_i \\ y_i = z^i \end{cases} \tag{II.23}$$

pour $1 \leq i \leq m$

pour $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq m$ ainsi dans les nouvelles coordonnées, le système sera décrit par m ensembles d'équation de la forme :

$$\begin{cases} \dot{z}_1^i = z_2^i \\ \dot{z}_2^i = z_3^i \\ \dots \\ \dot{z}_{r_i-1}^i = z_{r_i}^i \\ \dot{z}_{r_i}^i = b_i(z) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(z)u_j(z) \end{cases} \tag{II.24}$$

par ailleurs aucunes fonctions additionnelles ne sont nécessaires étant donné que $\sum_{i=1}^m r_i = n$

D'autre part si nous choisissons α et β de façon à avoir :

$$u = A^{-1}(z)[-b(z) + v] \tag{II.25}$$

Le système en boucle fermée

Le système (II.23) est linéaire découplé et commandable, il est sous la forme dit de BRUNOWSKY, sa forme condensée est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bv \\ y = Cz \end{cases} \tag{II.26}$$

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{r_i \times r_i} \quad b_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{r_i \times 1} \quad c_i = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times r_i}$$

on peut interpréter le système (II.23) comme étant un ensemble de **m** sous système indépendants, chacun sous système **i** est un intégrateur d'ordre r_i (Figure (II.5))

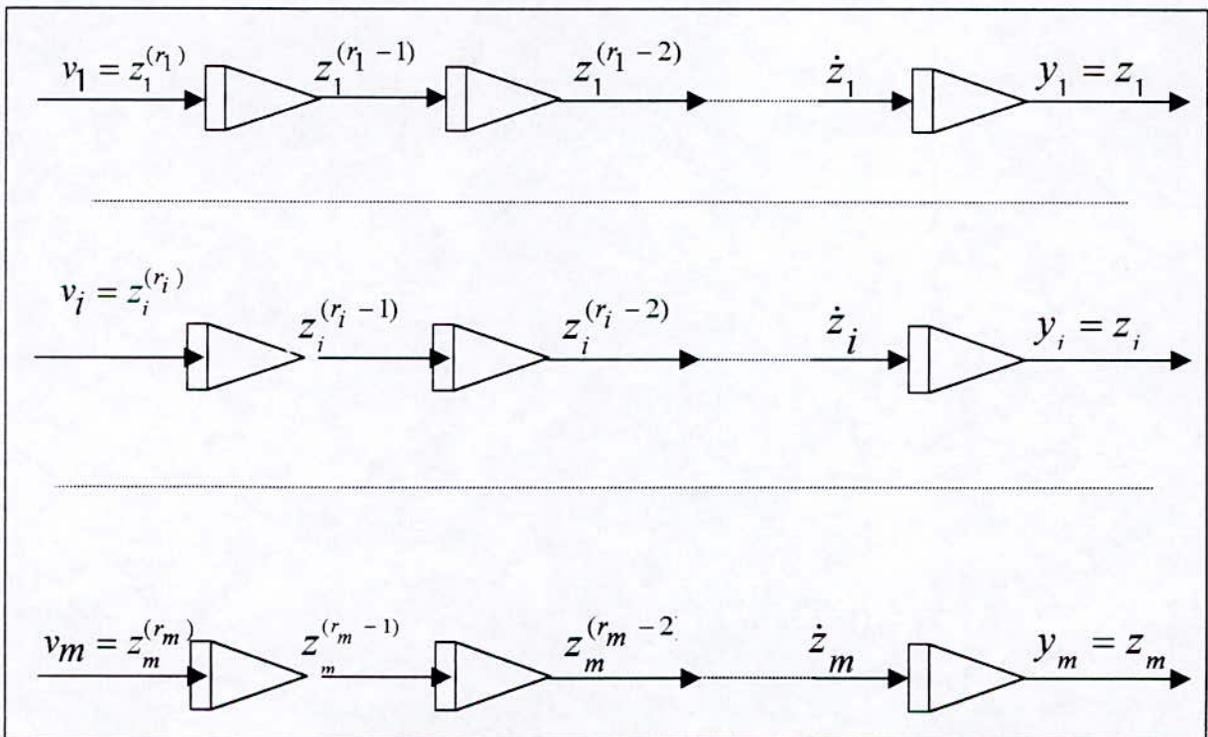


Figure (II.5): forme canonique de BRUNOWSKY.

Remarque [Slotine 91] :

Le système (II.12) ainsi linéarisé peut être régulé au moyen de technique de commandes linéaires (réglage d'état, régulateur classique, ... etc.)

II-2-6 LINEARISATION PARTIELLE E/S PAR RETOUR D'ETAT STATIQUE :

Dans le cas ou le degré relatif vectoriel (r_1, r_2, \dots, r_m) est tel que $r_1+r_2+\dots+r_m \leq n$ (n étant l'ordre du système), la transformation des coordonnées nécessite les $(n-r)$ fonctions Φ_{ij} pour compléter le difféomorphisme et vérifier que le Jacobien de $\Phi(x) \neq 0$, la forme d'état est représenté par

$$\begin{cases} \dot{z}_1^i = z_2^i \\ \dot{z}_2^i = z_3^i \\ \dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r_i-1}^i = z_{r_i}^i \\ \dot{z}_{r_i}^i = l_f^{r_i} h_i(x) + \sum_{j=1}^m l_g l_f^{r_i-1} h_i u_j \\ \dot{z}^k = q(z) + \sum p_i(z) u_j \end{cases} \quad \text{pour } r+1 \leq k \leq n$$

L'imposition des entrées :

$$u = A^{-1}(-b(z) + v)$$

Au système, conduit à une linéarisation partielle représentée par :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1^i = \zeta_2^i \\ \dot{\zeta}_2^i = \zeta_3^i \\ \dots\dots\dots \\ \dot{\zeta}_{r_i-1}^i = \zeta_{r_i}^i \\ \dot{\zeta}_{r_i}^i = v_i \end{cases} \quad \text{(II.27)}$$

Et
$$\dot{\eta} = q(\zeta, \eta) - p(\zeta, \eta) A^{-1}(\zeta, \eta) b(\zeta, \eta) + p(\zeta, \eta) A^{-1}(\zeta, \eta) v$$

Représente la dynamique interne du système

Le système obtenu est constitué de deux parties, l'un est composé de sous systèmes linéaires et découplés et l'autre constitue la partie non linéaire et non observable.

II-2-7 DYNAMIQUE DES ZEROS :

La dynamique des zéros représente la dynamique interne, si les entrées sont choisies de façon à apporter à zéros la sortie du système et l'y maintient. des calculs similaires à ceux développés pour les systèmes **SISO**

Si :

$$y(t)=0 \quad \forall t>t_0$$

Alors :

$$\begin{cases} h_1(x) = l_f h_1(x) = \dots = l_f^{r_1-1} h_1(x) = 0 \\ \dots \\ h_m(x) = l_f h_m(x) = \dots = l_f^{r_m-1} h_m(x) = 0 \end{cases} \quad (II.28)$$

C'est à dire $\zeta(t) = 0$ pour tout t au voisinage de t_0

Les commandes $u_i, i=1,n,$ sont les solutions des équations

$$y^{(i)} = b_i(0, \eta(t)) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(0, \eta(t)) u_j = 0$$

pour $1 \leq i \leq m$

Sous forme condensée

$$b(0, \eta(t)) + A(0, \eta(t)) u(t) = 0$$

Les commandes u prennent la forme :

$$u(t) = A^{-1}(0, \eta(t)) b(0, \eta(t))$$

$\eta(t)$ est la solution de l'équation différentielle

$$\dot{\eta}(t) = q(0, \eta(t)) - p(0, \eta(t)) A(0, \eta(t))^{-1} b(0, \eta(t)) \quad (II.29)$$

Avec $\eta(0) = \eta_0$

Le système (II-29) représente la dynamique interne du système

Remarque [Isidori 89] :

Les entrée u_i ainsi maintiennent $y(t)$ à zéro que pour l'ensemble des conditions initiales, en effet, si η_0 se change $\eta(t)$ se change et donc $u(t)$ se change aussi

CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire. L'idée principale de cette commande est de linéariser, partiellement ou totalement, le système non linéaire, à travers deux étapes fondamentales.

- Une transformation des coordonnées qui profite des dérivées successives des sorties du système.
- Un retour d'état qui annule la non-linéarité entre l'entrée et la sortie.

Le système ainsi linéarisé, peut être rempli au moyen des techniques de régulation appropriées aux systèmes linéaires (retour d'état, mode de glissement ... etc.).

Par la suite, ces types de commandes seront appliqués à un moteur asynchrone qui présente un modèle non linéaire et couplé.

CHAPITRE III

APPLICATION DE LA COMMANDE LINÉARISANTE AU MOTEUR ASYNCHRONE

Chapitre III : APPLICATION DE LA COMMANDE LINEARISANTE AU MOTEUR ASYNCHRONE

INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, il est présenté la commande linéarisante d'un moteur asynchrone alimenté en courant basée sur les concepts développés dans le deuxième chapitre. La linearisation exacte du système par bouclage statique et transformation de coordonnées est assurée par un choix adéquat des sorties en relation avec l'objectif de la commande.

Après la détermination du degrés relatif vectoriel, le système est mis sous la forme normale et la commande qui linearise et découple le système est synthétisée. Par la suite, nous appliquons au système ainsi linearisé et découplé une commande par placement de poles. L'étude de la robustesse et les résultats de simulation sont présentés à la fin de ce chapitre. Une étude sur l'alimentation de la mas par un onduleur MLI sera présenté.

III-1 OBJECTIF DE LA COMMANDE :

Considérons le modèle de MAS (I.37) où les entrées de commande sont i_{ds} et i_{qs} , les images des courants statoriques dans le repère de PARK. Le choix des sorties est d'une grande importance dans ce genre de commande, en effet, il nous assure la linearisation exacte du système si elle est possible. Par conséquent, notre objectif, est dans une première étape, de lineariser et découpler le système via une commande linearisante basée sur un choix adéquat des sorties. Puis dans une deuxième étape de commander les sorties du système ainsi linearisé (la vitesse rotorique et le flux rotorique selon l'axe d et l'axe q qui permettent une linearisation exacte du système), dans une troisième étape, nous introduisons l'influence d'un onduleur MLI sur les performances du système déjà réglé.

III-2 PRESENTATION DU MODELE :

Le modèle d'état de la MAS alimentée en courant est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{lsr}{Tr} i_{ds} + \Phi_{qr} \cdot \omega_{gl} - \frac{\Phi_{dr}}{Tr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{lsr}{Tr} i_{qs} + \Phi_{dr} \cdot \omega_{gl} - \frac{\Phi_{qr}}{Tr} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{j} (cem - c_r - k \cdot \frac{\omega_r}{p}) \\ cem = \frac{p \cdot lsr}{lr} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (III.1)$$

Pour simplifier la présentation on introduit les notations suivantes :

$$\text{Vecteur d'état : } [x_1, x_2, x_3] = [\phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_r]$$

$$\text{Vecteur d'entrée de commande : } [u_1, u_2, u_3] = [i_{ds}, i_{qs}, \omega_{sl}]$$

$$\text{Vecteur de sortie : } [y_1, y_2, y_3] = [\phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_r]$$

En posant : $a = l_m / \tau_r$, $b = 1 / \tau_r$, $c = p^2 \cdot l_m / (j \cdot l_r)$, $d = k / j$, $e = p \cdot \omega_{sl} / j$, $dx/dt = x$
avec ces notations le système (III.1) devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a \cdot u_1 + x_2 \cdot u_3 - b \cdot x_1 - x_2 \cdot x_3 \\ \dot{x}_2 = a \cdot u_2 - b \cdot x_2 - x_1 \cdot u_3 + x_1 \cdot x_2 \\ \dot{x}_3 = c \cdot x_1 \cdot u_2 - c \cdot x_2 \cdot u_1 - d \cdot x_3 - e \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Ce modèle est non linéaire et couplé, pour cela nous allons utiliser la commande par bouclage linéarisante.

III-3 DEGRE RELATIF VECTORIEL :

Le degré relatif d'un système correspond au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître explicitement au moins une entrée (cas des système MIMO).

1^{ère} sortie : (flux rotorique selon l'axe d ϕ_{dr})

$$y_1 = h_1(x) = x_1$$

$$\dot{y}_1 = dy_1 / dt = dx_1 / dt = a \cdot u_1 + x_2 \cdot u_3 - b \cdot x_1 - x_2 \cdot x_3$$

Les entrées de commande apparaissent dès la première dérivée, donc le degré relatif correspond à cette sortie est égale à **1 (r1 = 1)**

2^{ème} sortie : (flux rotorique selon l'axe q ϕ_{qr})

$$y_2 = h_2(x) = x_2$$

$$\dot{y}_2 = dy_2 / dt = dx_2 / dt = a \cdot u_2 - b \cdot x_2 - x_1 \cdot u_3 + x_1 \cdot x_2$$

De même, le degré relatif de la deuxième sortie est égale à **1 (r2 = 1)**

3^{ème} sortie : (la vitesse rotorique ω_r)

$$y_3 = h_3(x) = x_3$$

$$\dot{y}_3 = dy_3 / dt = dx_3 / dt = c \cdot x_1 \cdot u_2 - c \cdot x_2 \cdot u_1 - d \cdot x_3 - e$$

Le degré relatif de la troisième sortie est égale à 1 ($r_3 = 1$).

Formons la matrice $A(x)$:

$$A(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial u_1} & \frac{\partial y_1}{\partial u_2} & \frac{\partial y_1}{\partial u_3} \\ \frac{\partial y_2}{\partial u_1} & \frac{\partial y_2}{\partial u_2} & \frac{\partial y_2}{\partial u_3} \\ \frac{\partial y_3}{\partial u_1} & \frac{\partial y_3}{\partial u_2} & \frac{\partial y_3}{\partial u_3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

$$= \begin{bmatrix} a & 0 & x_2 \\ 0 & a & -x_1 \\ -cx_2 & cx_1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le déterminant de $A(x)$:

$$\det A(x) = a \cdot c \cdot (x_1^2 + x_2^2)$$

Afin de vérifier la non singularité de $A(x)$, il faut que $\det A(x) \neq 0$, pour cela x_1 ou x_2 soit non nul. Cette condition est toujours vérifiée à cause de l'existance de flux rémanent.

le degré relatif vectoriel (r_1, r_2, r_3) vérifie la relation :

$$r_1 + r_2 + r_3 = 3$$

Le système (III.2) accepte une linéarisation exacte par retour d'état non linéaire.

III-4 LA FORME NORMALE :

Dans le but de mettre le système sous forme normale, on fait une transformation des coordonnées :

$$\phi(x) = z_j^i, \quad i = 1, m, \quad j = 1, r_i$$

Dans notre cas : $r_i = 1$, $m = 3$

$$z_1 = y_1 = x_1$$

$$z_2 = y_2 = x_2$$

$$z_3 = y_3 = x_3$$

III-5 LINEAIRISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT :

L'écriture matricielle du système (III-2) donne :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b.x_1 - x_2 \\ x_1.x_3 - b.x_2 \\ d.x_3 - e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a & 0 & x_2 \\ 0 & a & -x_1 \\ -c.x_2 & c.x_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

On doit obtenir les entrées u_j , $j = 1, 2, 3$ de façon à avoir :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-5})$$

Le système ainsi obtenu est constitué de trois sous système linéaires et découplés. La forme (III.5) est appelée la forme canonique de **BRUNOWSKY**, elle donnée sous la forme condensée par :

$$\begin{aligned} \dot{z} &= a \cdot z + b \cdot v \\ y &= c \cdot z \end{aligned}$$

Cette forme correspond au schéma bloc de la figure (III.1)

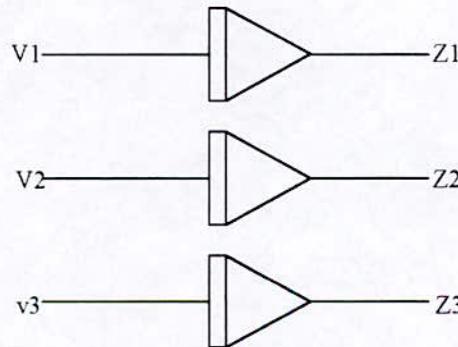


Figure III-1 système linéarisés et découplés

v_1, v_2, v_3 sont les nouvelles entrées du système linéarisé ; pour trouver u_1, u_2, u_3 on remplace (III.5) dans (III.4).

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{c \cdot a \cdot (x_1^2 + x_2^2)} \cdot \begin{bmatrix} c \cdot x_1^2 & c \cdot x_1 \cdot x_2 & -a \cdot x_2 \\ c \cdot x_1 \cdot x_2 & c \cdot x_2^2 & a \cdot x_1 \\ a \cdot c \cdot x_2 & -a \cdot c \cdot x_1 & a^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 + x_2 \cdot x_3 + b \cdot x_1 \\ v_2 - x_1 \cdot x_3 + b \cdot x_2 \\ v_3 + d \cdot x_3 + e \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Cette écriture correspond au schéma bloc de la figure (III.2)

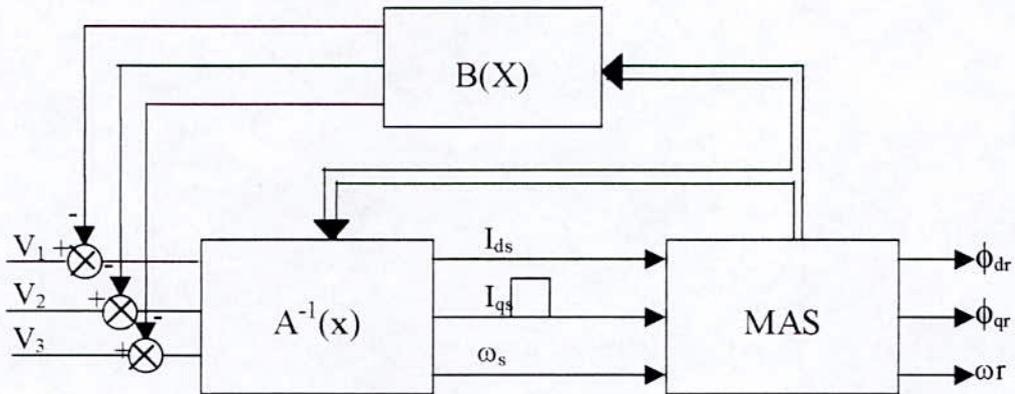


Figure (III.2): structure générale de la commande par bouclage statique

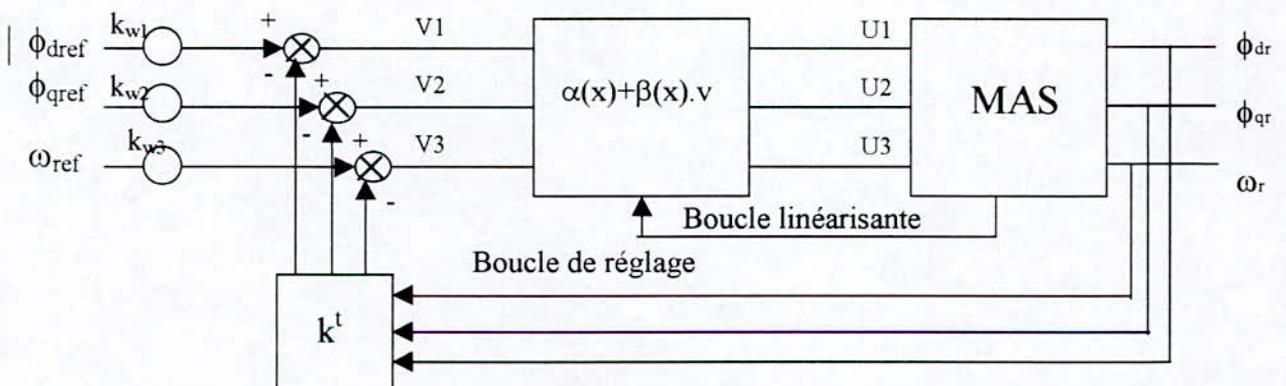
III-6 COMMANDE PAR PLACEMENT DE POLE :

La technique de commande par placement de poles consiste à imposer la dynamique désirée du système, au moyen d'un retour d'état linéaire en assignant les poles en boucle fermée la partie gauche du plan complexe, et cela afin d'assurer la stabilité du système, ainsi qu'une réponse rapide et bien amortie. Le retour d'état dans l'espace de BRUNOWSKY linéaire est donné par :

$$v = -k \cdot z + w$$

Où w représente le vecteur de référence ainsi, le système en boucle fermée (schéma bloc de figure III.3) est donnée par l'équation d'état suivante :

$$\dot{z} = (a - b \cdot k)z + b \cdot w$$



Figure(III-3) structure de commande de la MAS linéarisée par retour d'état

Donc, la dynamique du système est imposé par les poles de la nouvelle matrice d'état $A^* = A - B \cdot k$. Par ailleurs, la matrice de transfert en boucle fermée correspondante, peut être déduite facilement de l'équation $\dot{z} = (A - B \cdot k) \cdot z + B \cdot w$ elle est donné par :

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{kw1}{k1+s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{kw2}{k2+s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{kw3}{k3+s} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Les coefficients $k1, kw1, k2, kw2, k3, kw3$ sont donnés par :

$$\begin{aligned} k1=kw1 & \quad \frac{1}{kw1} = \tau_1 & \quad T_{e1} = \frac{\tau_1}{3} \\ k2=kw2 & \quad \frac{1}{kw2} = \tau_2 & \quad T_{e2} = \frac{\tau_2}{3} \\ k3=kw3 & \quad \frac{1}{kw3} = \tau_3 & \quad T_{e3} = \frac{\tau_3}{3} \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

Avec T_{e1}, T_{e2}, T_{e3} temps de réponse [Buhler 86]

Il est indispensable que les poles possèdent des parties réelles négatives afin de garantir un comportement stable du fonctionnement, il est souvent judicieux de choisir des complexe conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle. Dans notre cas, chaque valeur d'état X_i n'intervient en contre réaction que par un seul coefficient K_i , alors on doit choisir des poles réels négatifs.

Remarque

La détermination de l'amplitude et de la phase du flux rotorique est possible par la mesure directe des composantes du flux magnétisant ($\Phi_{cm}, \Phi_{\beta m}$) à l'aide des deux capteurs à effet de HALL, placées orthogonalement, l'un par rapport à l'autre, au bout de l'enroulement statorique. Les équations suivantes définissent les relations entre le flux magnétisant capté et l'amplitude et la phase de flux rotorique :

$$\begin{aligned} \Phi_{\alpha r} &= \frac{lr}{lsr} \cdot \Phi_{cm} - \sigma \cdot lr \cdot i_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta r} &= \frac{lr}{lsr} \cdot \Phi_{\beta m} - \sigma \cdot lr \cdot i_{\beta s} \\ \Phi_r &= \sqrt{\Phi_{\alpha r}^2 + \Phi_{\beta r}^2} \\ \theta_s &= \arctan \frac{\Phi_{\alpha r}}{\Phi_{\beta r}} \end{aligned}$$

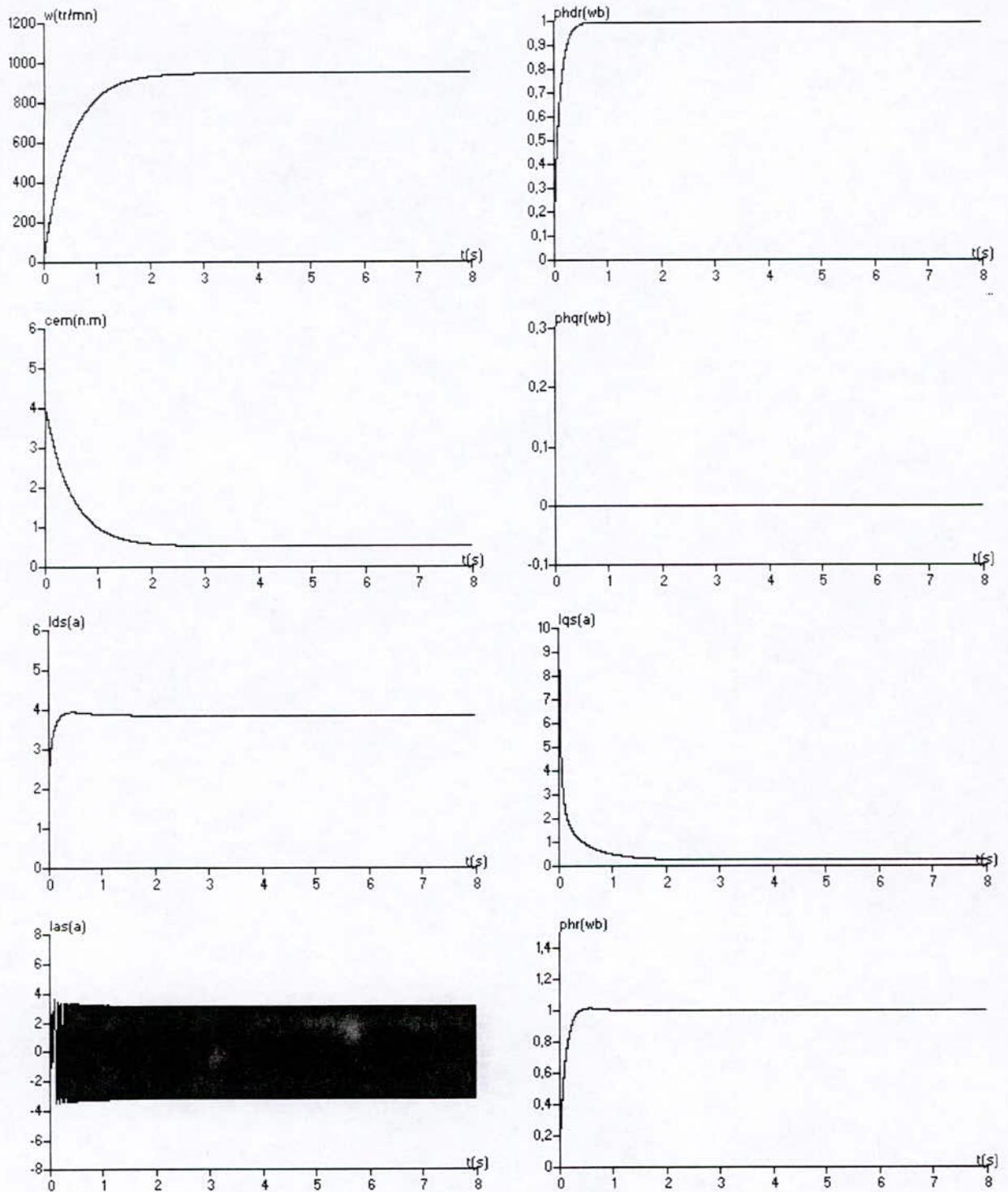


Figure (III.4) Evolution des grandeurs d'état et de commandes (démarrage à vide)

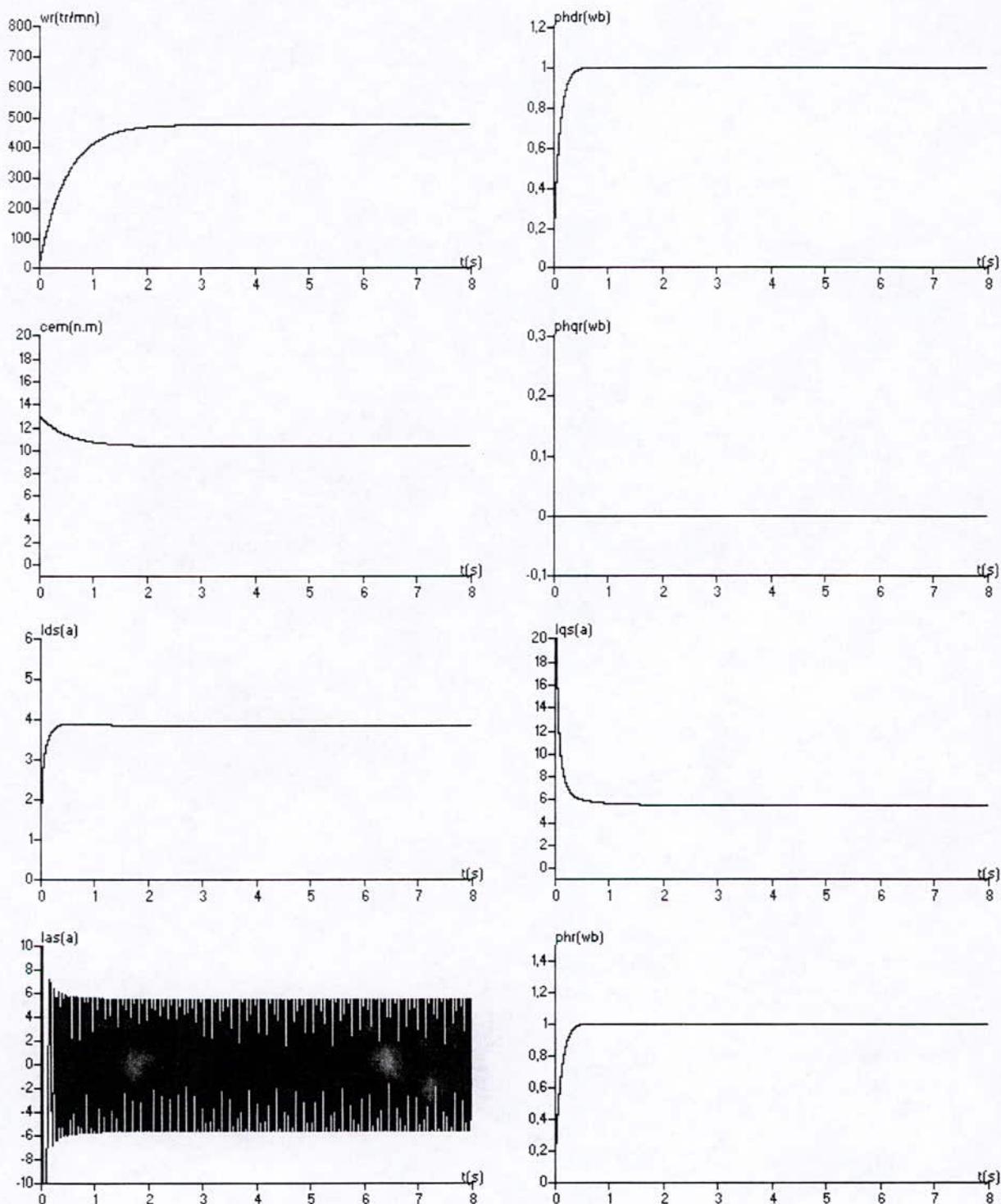


Figure (III.5) Evolution des grandeurs d'état et de commandes (démarrage en charge constante)

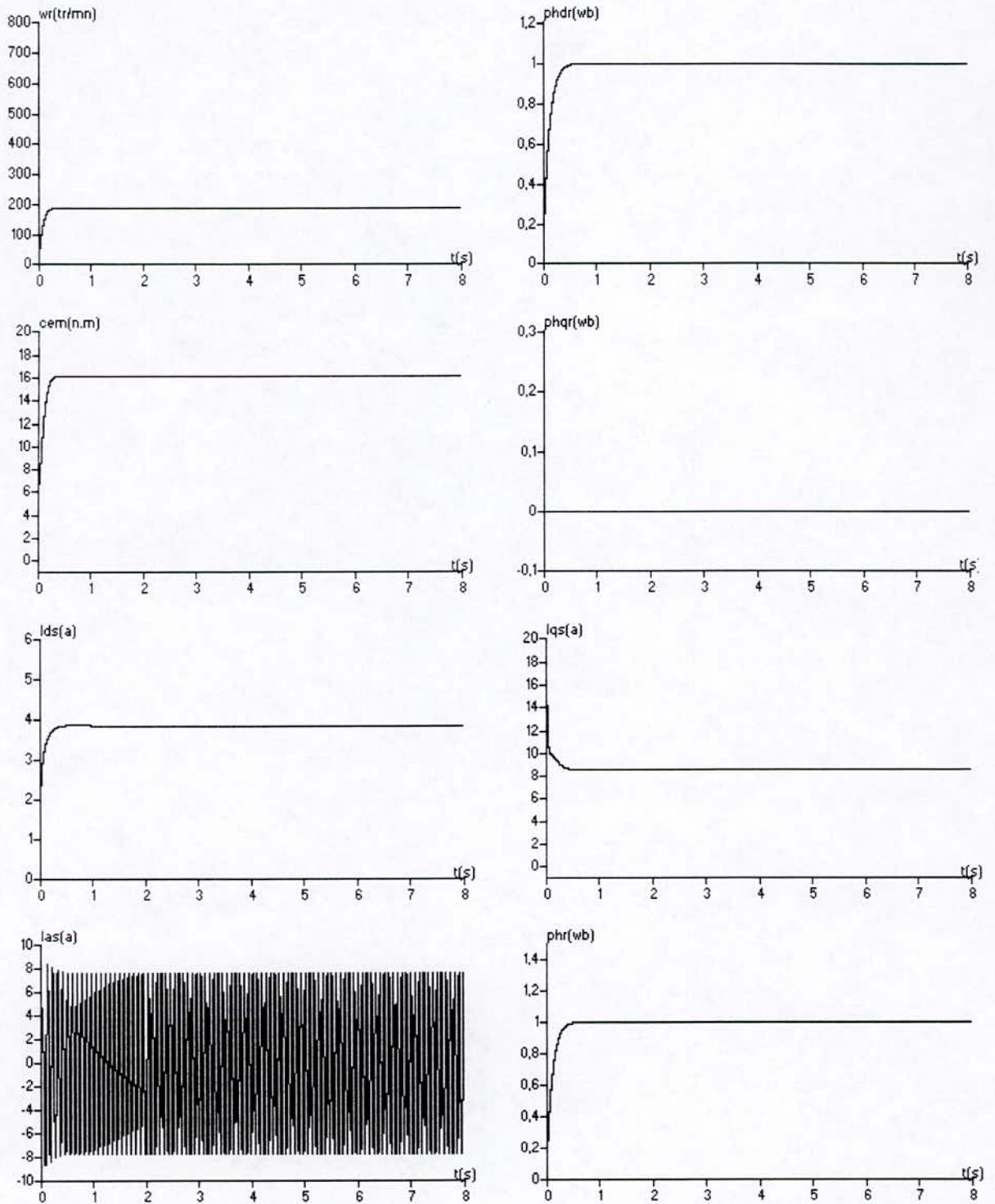


Figure (III.5) Evolution des grandeurs d'état et de commandes (démarrage en charge variable)

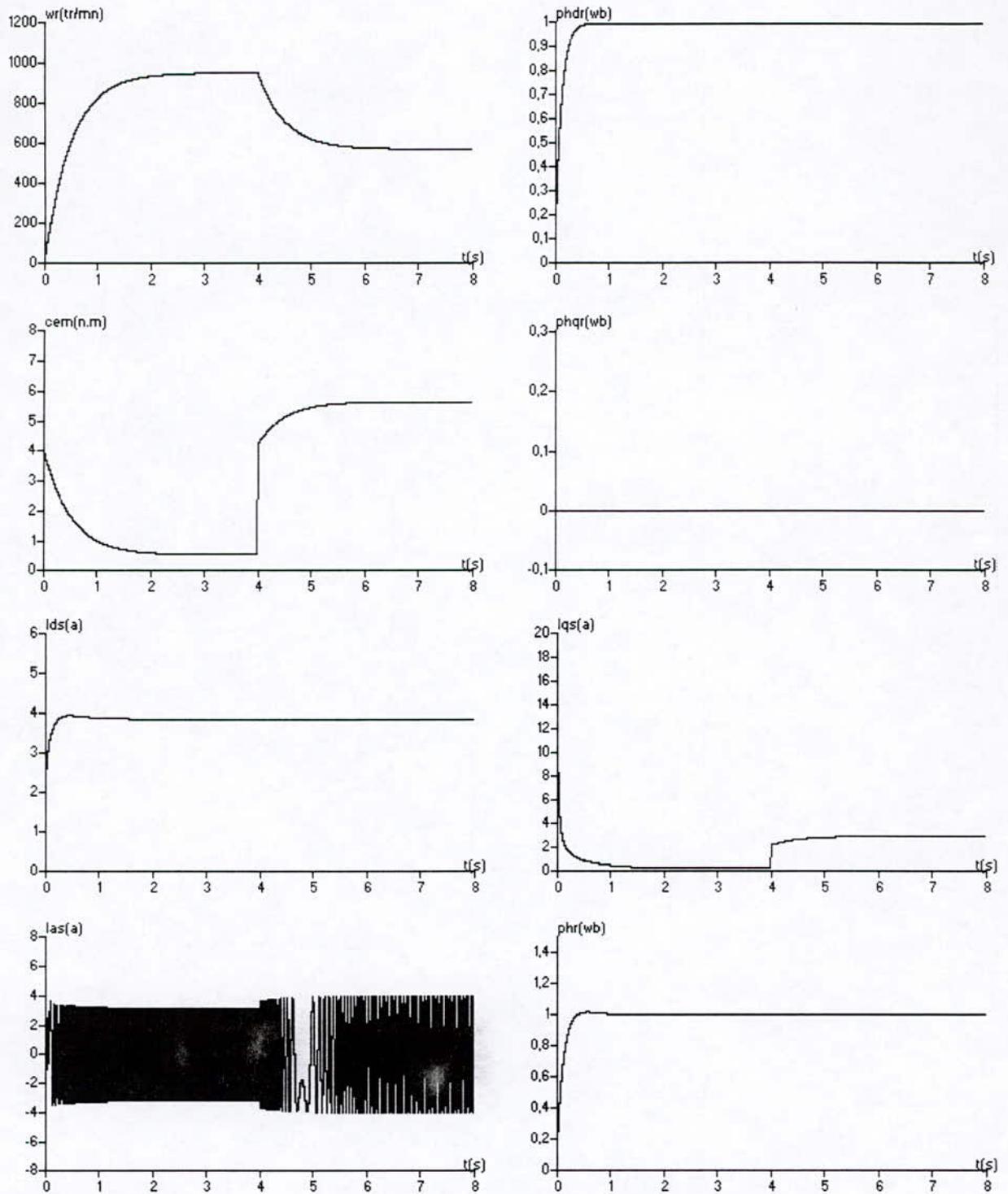


Figure (III.7) Evolution des grandeurs d'état et de commandes (variation de charge)

III-7 UTILISATION D'UN REGULATEUR PI :

Pour assurer l'annulation de l'écart de réglage de la vitesse rotorique en régime stationnaire, il est possible d'ajouter à la contre réaction un régulateur PI (figure III.8).

Pour la fonction de vitesse on associe un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle fermée calculée à partir de figure (III.8) est donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{w_r}{w_{ref}} &= \frac{k3 \cdot k_p \cdot s + k_i \cdot k3}{s^2 + k3 \cdot k_p \cdot s + k_i} \\ &= \frac{k3 \cdot k_p \cdot s + k_i \cdot k3}{p(s)} \end{aligned}$$

le régulateur PI est défini par: $f(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$

l'équation caractéristique $p(s)$ est :

$$p(s) = s^2 + k3 \cdot k_p \cdot s + k_i = 0$$

en imposant toujours deux poles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, en boucle fermée et par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, on arrive sans difficultés à :

$$k_i = s_1 \cdot s_2 = 2 \cdot \rho^2$$

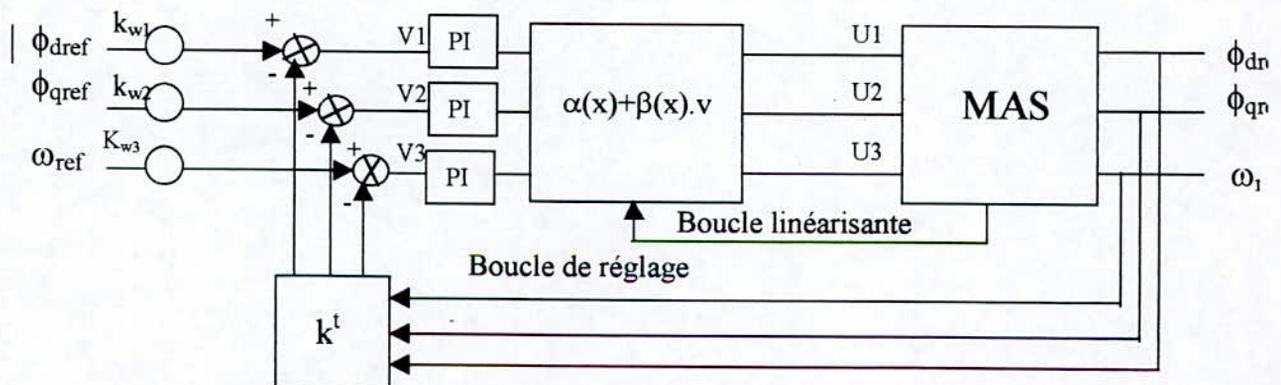
$$k3 \cdot k_p = -(s_1 + s_2) = 2 \cdot \rho$$

donc on trouve :

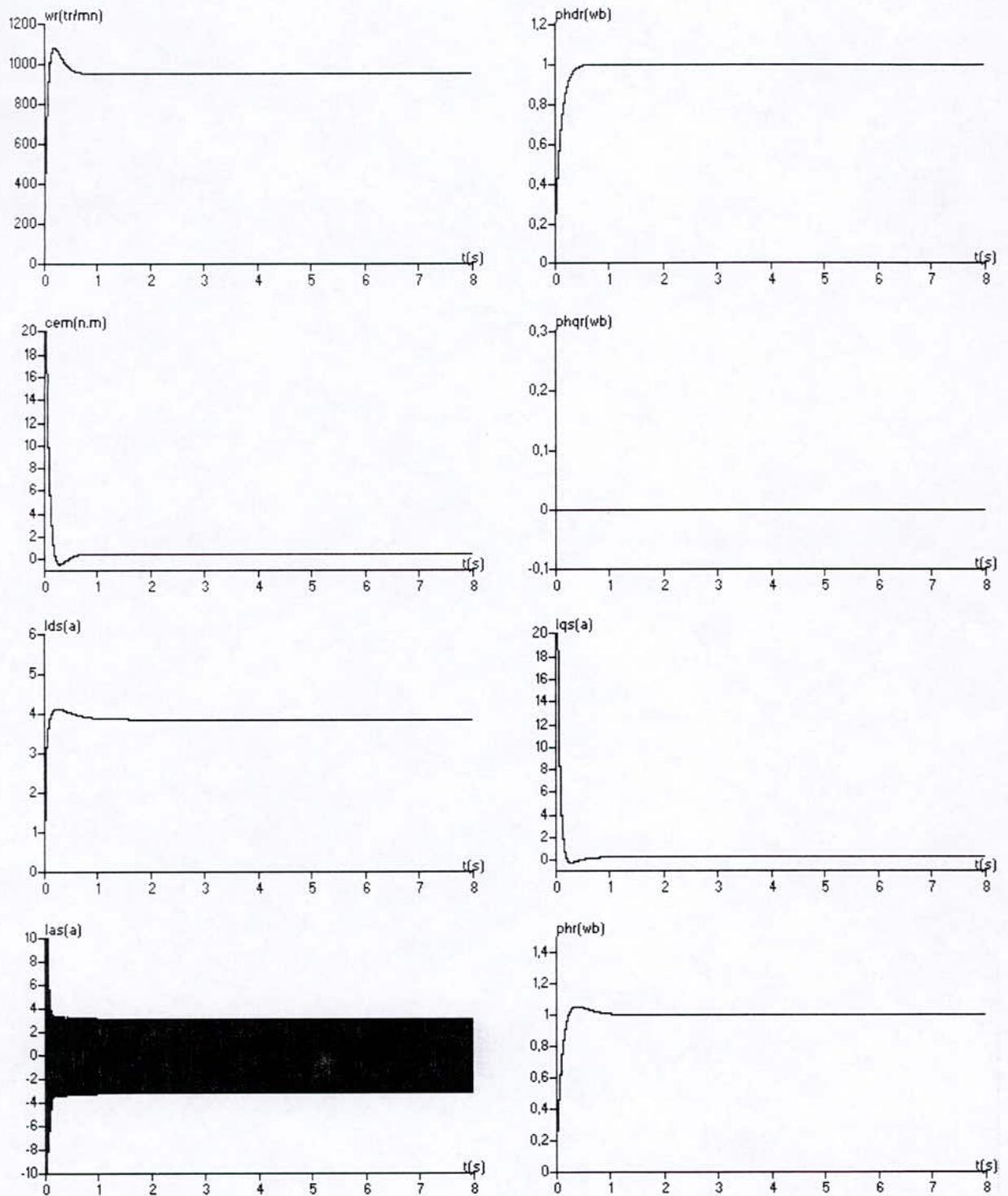
$$k_p = \frac{2 \cdot \rho}{k3}$$

$$k_i = 2 \cdot \rho^2$$

même chose pour les composantes de flux rotorique.



Figure(III-8) : commande de la MAS linéarisée par retour d'état avec un PI



Figure(III.9) démarrage à vide avec un PI

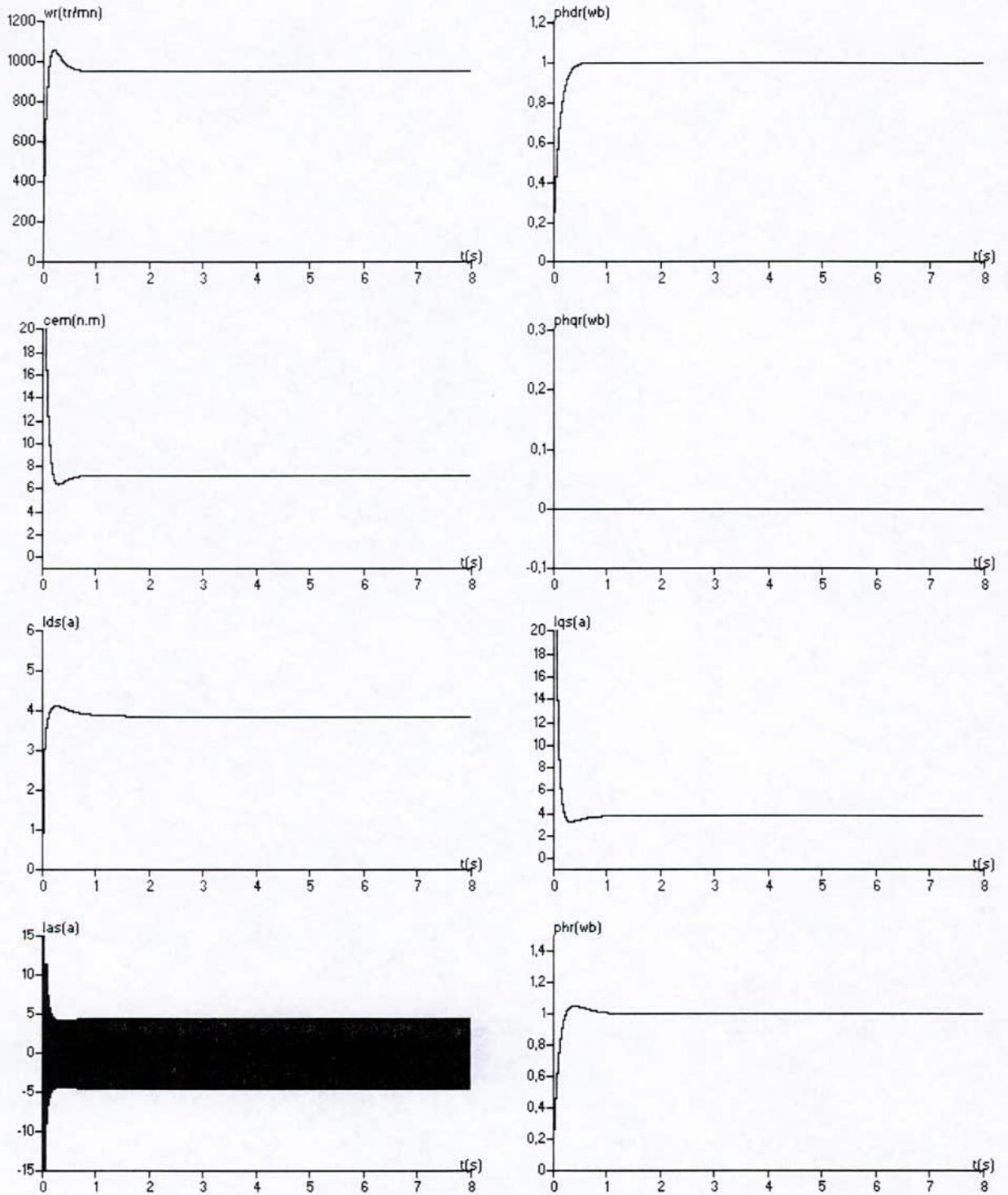


Figure (III.10) démarrage en charge avec un PI

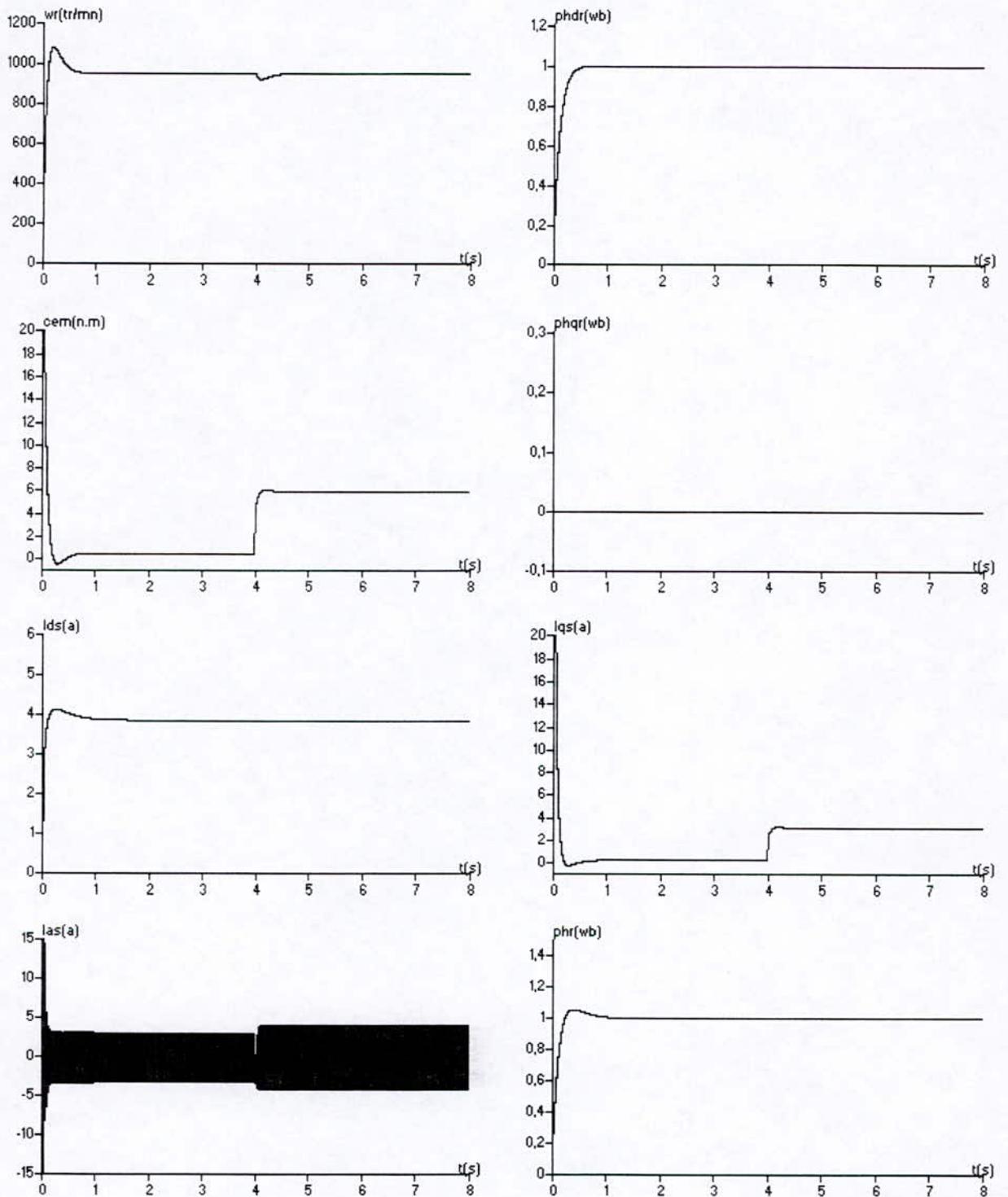


Figure (III.11) variation de charge avec un PI

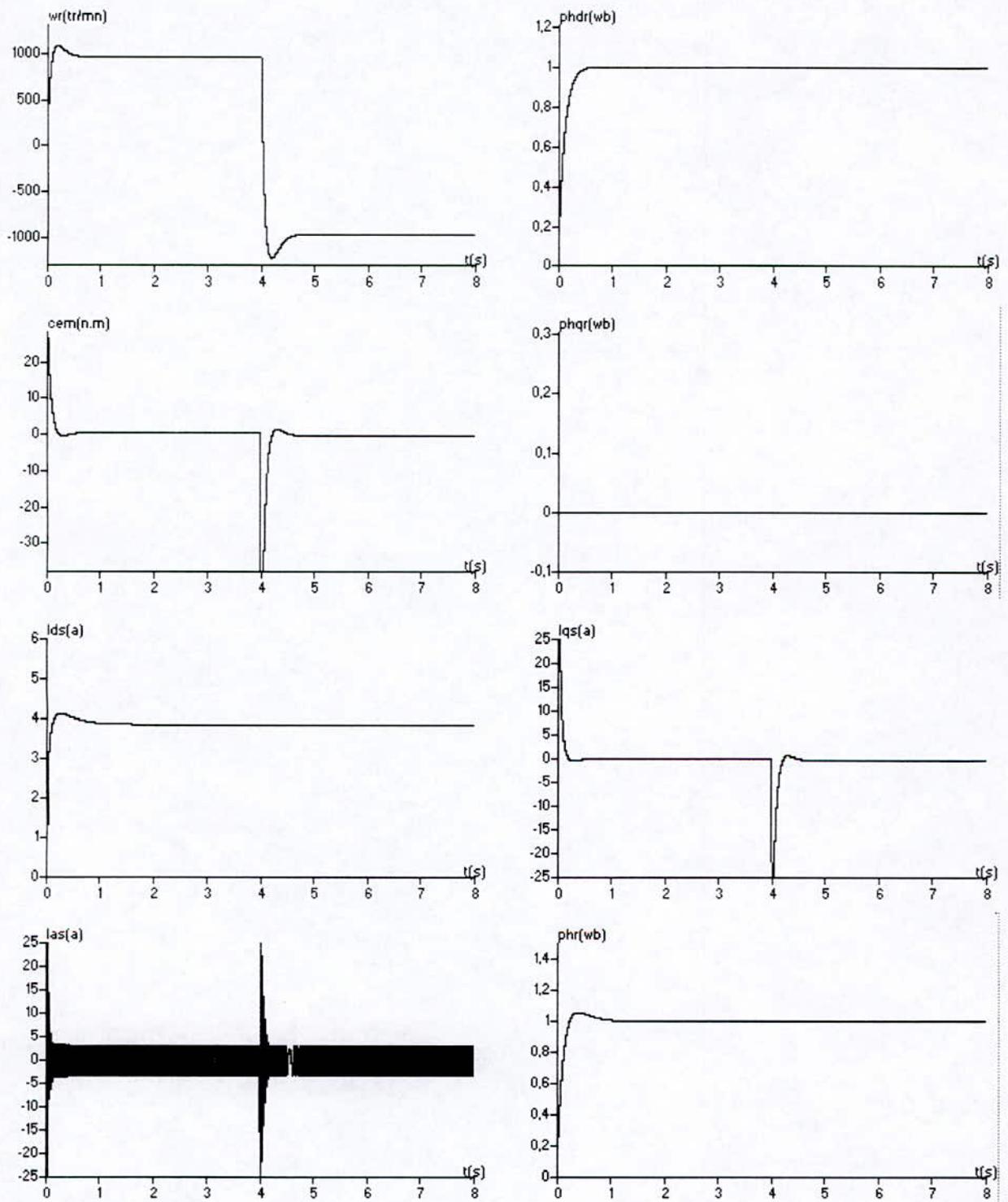


Figure (III.12) inversion de vitesse à vide

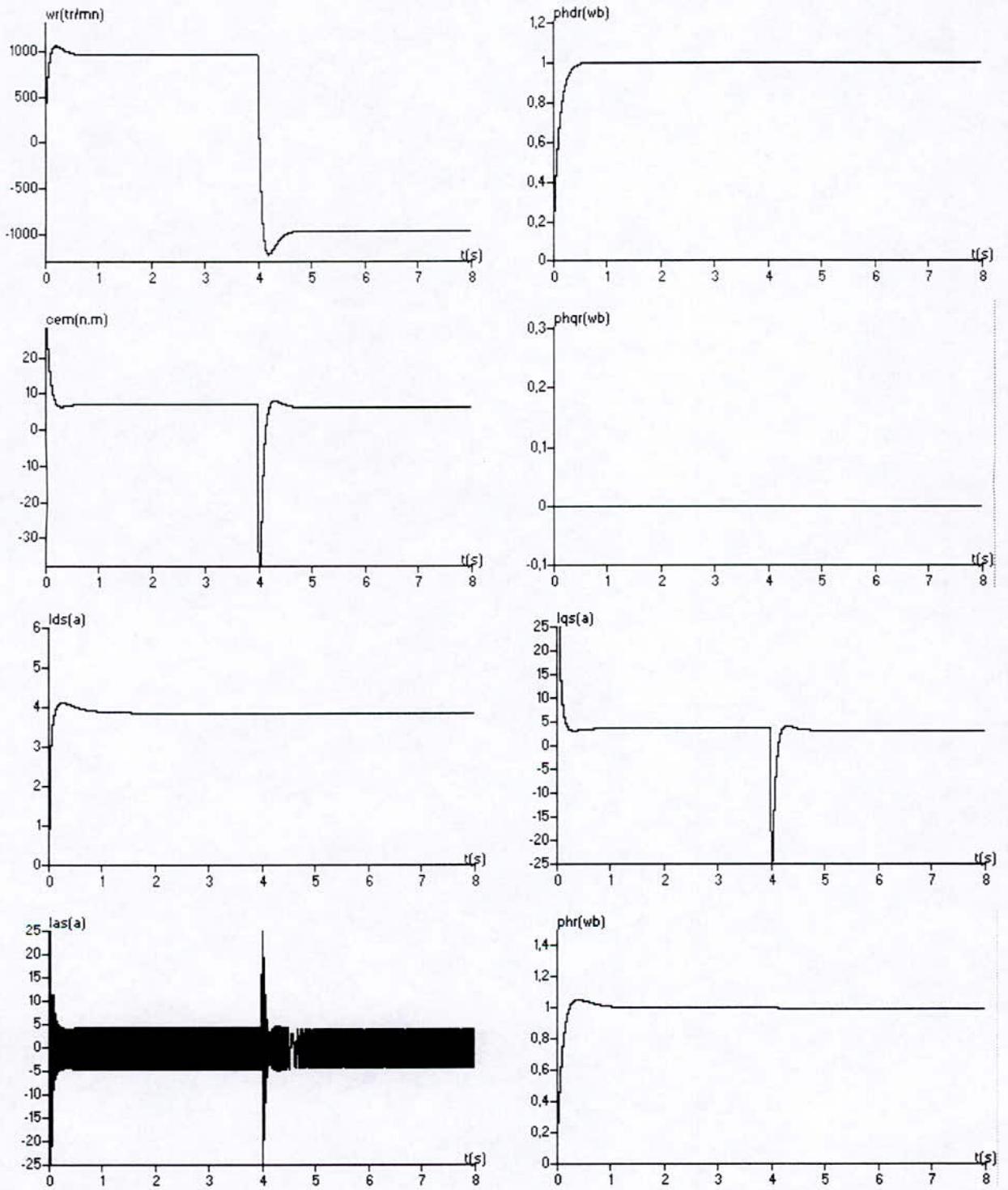


Figure (III.13) inversion de vitesse en charge

III-8 MISE EN OUVRE DE LA COMMANDE:

Pour une éventuelle mise en oeuvre de la commande, la figure (III.14) donne une vue globale de l'algorithme de commande implementé par microprocesseur. L'onduleur doit délivrer la tension pour que les courant statoriques réelles de la MAS suivent les courants de références sortants de la boucle linearisante.

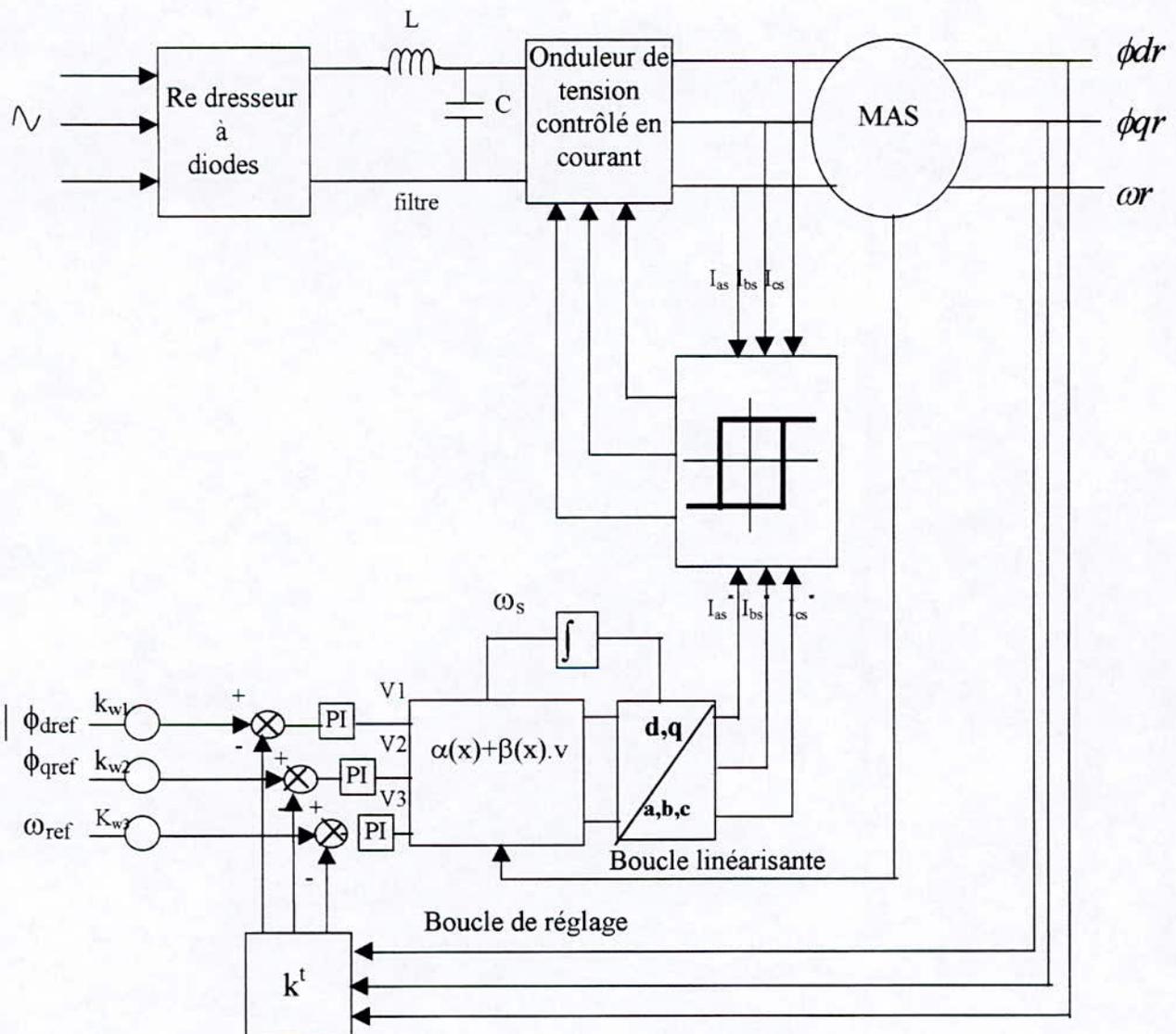


Figure (III.14): Mise en œuvre de l'algorithme de commande

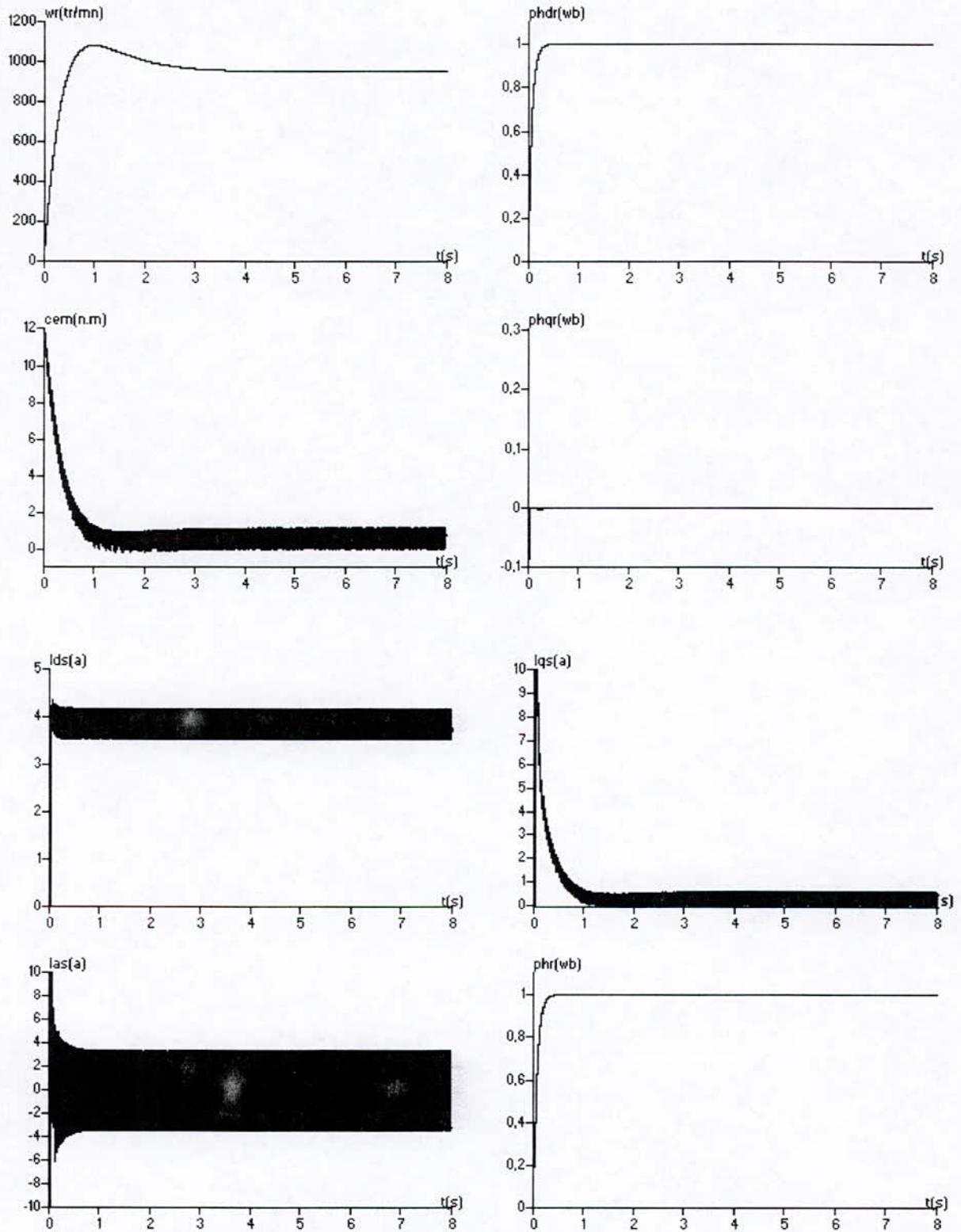


Figure (III.15) simulation de l'association onduleur-MAS (démarrage à vide)

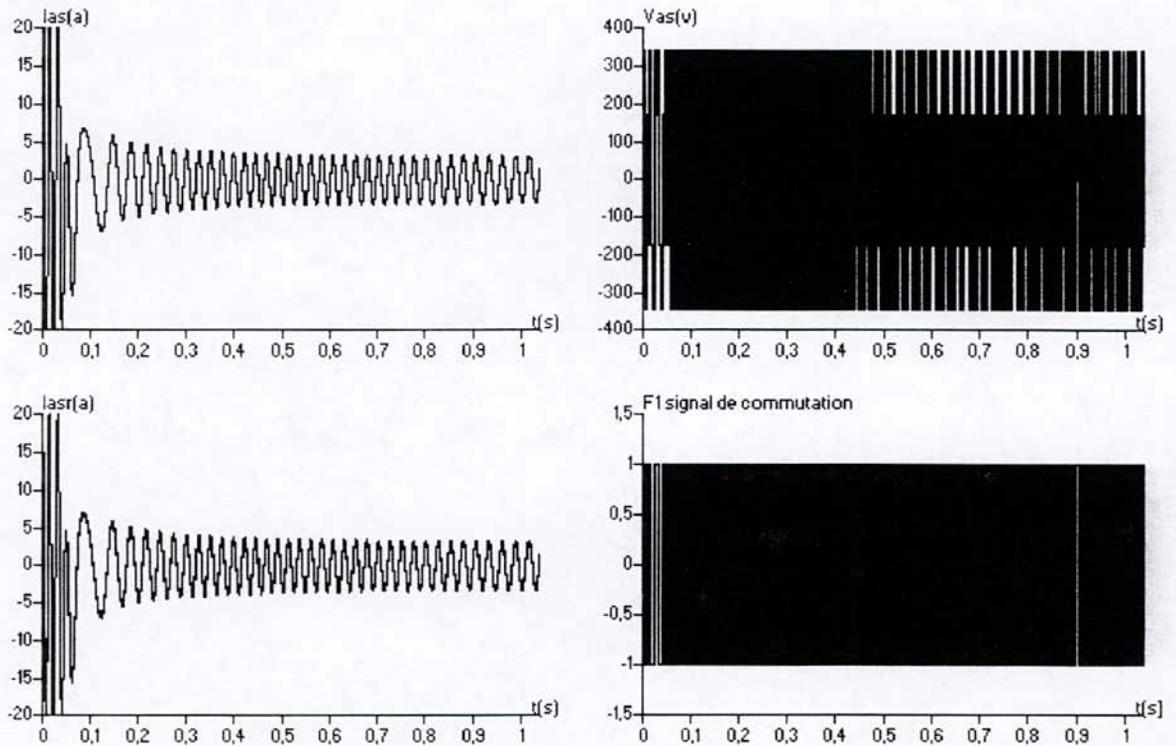


Figure (III.16) simulation de courant de référence et réel et la simulation de signal de commutation ainsi la tension V_{as} pour un démarrage à vide

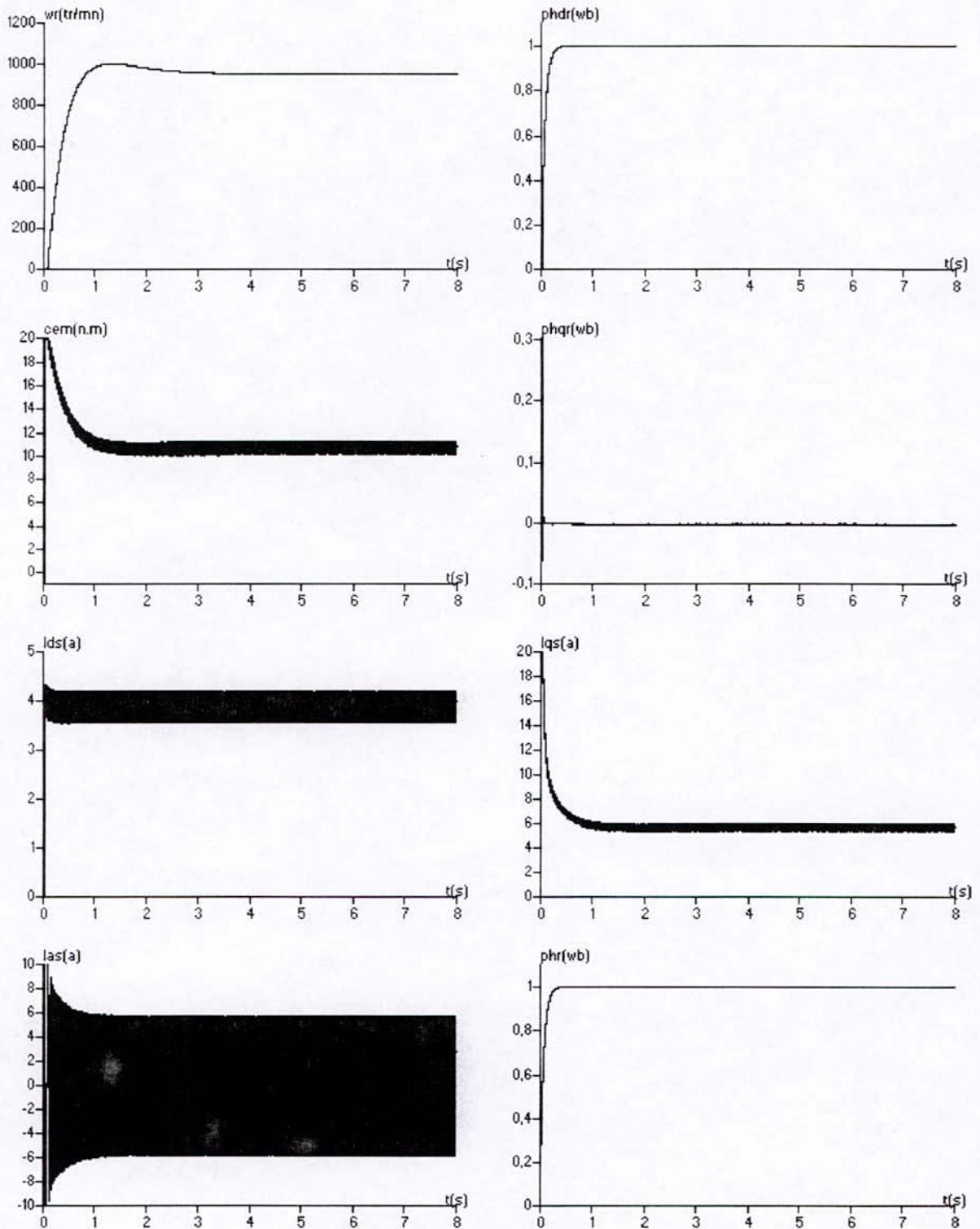


Figure (III.17) simulation de l'association onduleur-MAS (démarrage en charge)

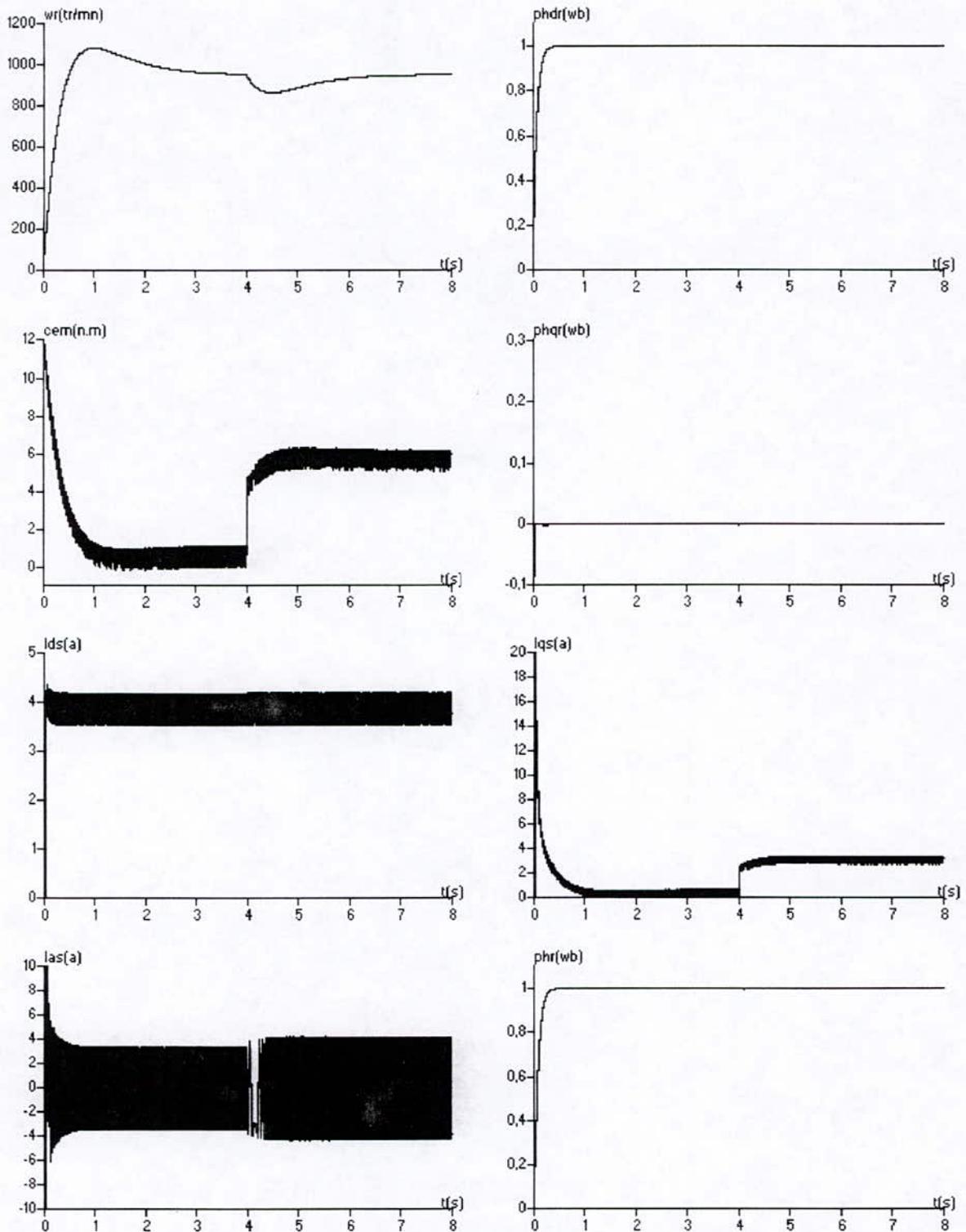
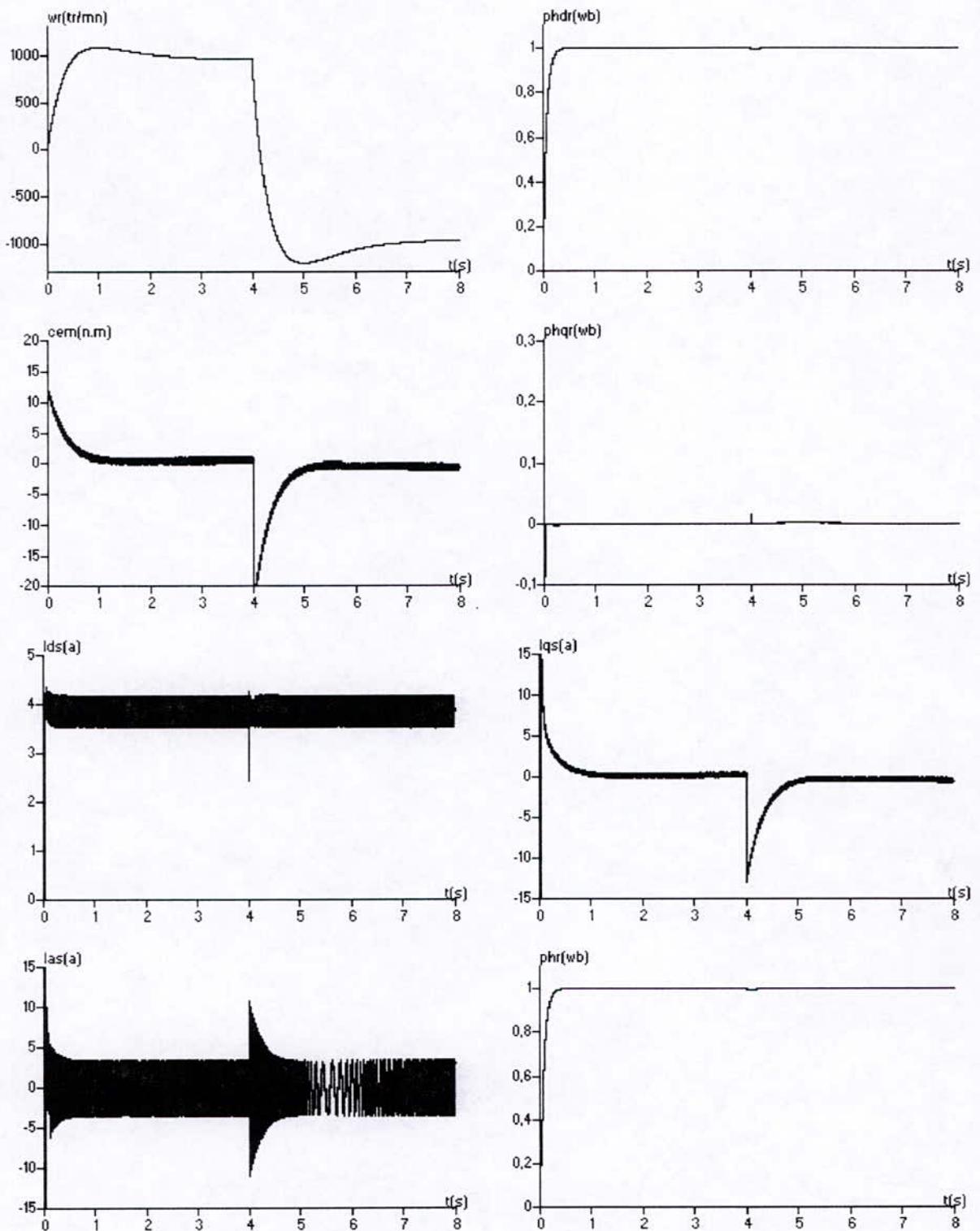


Figure (III.18) simulation de l'association onduleur-MAS (variation de charge)



Figure(III.19) simulation de l'association onduleur-MAS (inversion de vitesse)

III-9 RESULTATS DE SIMULATION ET COMMENTAIRES:

En premier lieu nous avons simulé le fonctionnement du moteur en partant des conditions initiales non nulles.

La figure (III.4) montre la simulation pour les consignes de réglage suivantes:

- Un échelon de 100 rad/s pour la vitesse rotorique.
- Un échelon de 1 wb pour la composante directe de flux rotorique.
- Un échelon de 0 wb pour la composante quadrature de flux rotorique.

Les résultats obtenus confirment clairement la nature linéaire et découplée du système en boucle fermée et les réponses obtenues sont satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne (pas de dépassement, faible temps de réponse, l'orientation de flux est mise en évidence avec une précision de l'ordre 10^{-1})

La figure (III.7) une perturbation de charge nominale est testée sur les réponses du système en régime établi, les composantes de flux rotorique restent insensibles à la perturbation et la même remarque pour le démarrage en charge (figure III.5) et (figure III.6).

Les figures (III.9), (III.10), (III.11) montrent les résultats de simulation avec un régulateur PI ou on remarque bien que la perturbation est rejetée et la vitesse rotorique suit sa référence, ainsi une amélioration de la réponse de flux et de vitesse. Pour l'inversion de vitesse à vide figure (III.12) on a effectué une inversion du sens de rotation ou la vitesse passe de 100 rad/s à -100 rad/s avec des pics de couple et de courant considérables et même chose pour l'inversion de vitesse en charge.

Le choix des pôles pour les deux composantes de flux entraîne une augmentation de pic de courant quadrature et directe au démarrage qui risque d'être insupportable par la machine; les limites de fonctionnement de la machine nous obligent à choisir les pôles qui aboutissent à une rapidité de système, orientation de flux et durant le régime transitoire les variables de commande ne dépassent pas les limites admises, dans notre cas $k_1=9$, $k_2=4$, $k_3=2$; et avec ces pôles le système répond bien à un changement de vitesse au régime permanent et à un changement de flux ϕ_{dr} ou bien ϕ_{qr} .

En fin, nous avons refait notre simulation par une éventuelle mise en œuvre de la commande et ceci en considération du fonctionnement réel de la machine ou l'alimentation avec un onduleur de tension commandé en courant (stratégie delta). Les pôles choisis K_1 , K_2 , K_3 sont différents aux valeurs précédentes à cause de l'influence de l'onduleur.

CONCLUSION:

La synthèse de la commande non linéaire a été très simple pour le modèle de la MAS alimenté en courant, ce qui nous a permis de constater que le moteur asynchrone est un système qui se prête très bien à l'application de la commande linéarisante, vu la non linéarité de son modèle mathématique, nous avons en premier lieu envisagé un bouclage linéarisante pour découpler parfaitement les deux composantes de flux ϕ_{dr} , ϕ_{qr} ainsi la vitesse rotorique, en suite un retour d'état qui assure directement la commande de la vitesse et l'orientation de flux rotorique.

CHAPITRE IV

SENSIBILITÉ DE LA COMMANDE NON LINÉAIRE AUX VARIATION DES PARAMETRE

Chapitre IV :

***SENSIBILITE DE LA COMMANDE NON LINEAIRE
AUX VARIATIONS DES PARAMETRES.***

INTRODUCTION :

Le modèle mathématique de la machine asynchrone fait apparaître la constante de temps rotorique T_r et l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor l_{sr} . Souvent, on rencontre une difficulté pour identifier ces paramètres, qui varient au cours du fonctionnement de la machine, ces variations sont dues à des phénomènes divers tels que la saturation magnétique, l'effet pelliculaire ou la variation de la température. Donc, l'erreur les paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande non linéaire et les paramètres réels de la machine, se traduit par une mauvaise linéarisation et un mauvais découplage du système (mauvaise orientation de flux) [Faidalah 95].

IV-1 VARIATION ET INFLUENCE DES PARAMETRES SUR LE MODELE LINEARISE DE LA MAS :

IV-1-1 VARIATION DES RESISTANCES :

- a) Effet thermique :** l'échauffement des enroulements et des barres de la machine provoque un accroissement des résistances statoriques et rotoriques. On sait effectivement que la résistivité d'un conducteur varie avec la température ; elle augmente avec la température dans la plus part des cas, on peut en général, représenter sa variation par une formule linéaire :

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

Où : α est le coefficient de température et T la température en $^{\circ}C$

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

- b) Effet pelliculaire :** La résistance des barres de la cage rotorique augmente lorsque la fréquence des courants circulant dans ces barres augmente, en effet, à mesure que la fréquence des courants augmente, les lignes de courant sont repoussées sur la périphérie des barres. Ce phénomène est mis en évidence par calcul de champs. La variation de la résistance des barres peut être quantifiée par calcul numérique à l'aide d'une méthode

d'éléments finis, ces calculs montrent que ce phénomène ne devient significatif que pour une fréquence des courants supérieurs à 100 Hz. La commande non linéaire des machines a pour but de contrôler la fréquence des courants statoriques, dans ces conditions, même en présence de couple valant plusieurs fois le couple nominal, la fréquence des courants statoriques sera limitée à quelques Hertz, par conséquent, il ne sera pas nécessaire de prendre en compte ce phénomène dans le modèle de la machine asynchrone.

IV-1-2 VARIATION DES INDUCTANCES :

La variation des inductances est causée par la saturation des matériaux ferromagnétiques de la machine, la dynamique de cette variation est celle des courants. Ce phénomène ne peut pas être considéré comme lent, il est donc nécessaire de voir dans quelle mesure la caractéristique non linéaire des matériaux ferromagnétiques affecte le modèle linéaire de la machine (des nombreux travaux traitant des modèles de la machine asynchrone avec des inductances saturables).

IV-1-3 PRESENTATION DU PROBLEME :

La commande non linéaire impose aux enroulements statoriques trois grandeurs de consigne **ids**, **iqs**, **ws**, donc l'algorithme de la commande non linéaire est sensible à la variation des trois paramètres de la machine, qui sont : l'inductance mutuelle entre stator et rotor **Lsr**, l'inductance cyclique **lr** et la résistance rotorique **Rr**.

Prenons comme hypothèse classique, la variation de l'inductance de fuite très petite devant celle de l'inductance mutuelle. Par la suite, l'influence des variations des paramètres sur la commande non linéaire ne dépend pas de l'inductance mutuelle entre stator et rotor et la résistance rotorique [Faidalah 95].

Supposons que :

$$L_{sr} = k_1 L_{sr_0}$$

$$R_r = k_2 R_{r_0}$$

L_{sr} et R_r sont les paramètres réels de la machine.

L_{sr_0} et R_{r_0} sont les valeurs utilisées dans la commande

Donc la valeur effective de la constante de temps rotorique T_r vaut :

$$T_r = \left(\frac{k_1}{k_2} \right) T_{r_0}$$

Remarque : La commande non linéaire permet d'orienter le flux rotorique suivant l'axe 'd', ceci est vrai lorsqu'on impose une valeur nulle pour la valeur de référence du flux (Φ_{qr}).

De cette manière :

$$w_{gl} = \frac{1}{Tr_0} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (IV.1)$$

Alors :

$$w_{gl} Tr = \frac{k_1 i_{qs}}{k_2 i_{ds}} \quad (IV.2)$$

A partir des équations suivantes :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_s (\sigma l_s i_{qs} + \frac{l_{sr}}{l_r} \Phi_{qr}) \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s (\sigma l_s i_{ds} + \frac{l_{sr}}{l_r} \Phi_{dr}) \\ 0 &= -l_{sr} i_{ds} + \Phi_{dr} + \omega_s l_r Tr \Phi_{qr} \\ 0 &= -l_{sr} i_{qs} + \Phi_{qr} + \omega_s l_r Tr \Phi_{dr} \\ C_{em} &= p \left(\frac{l_{sr}}{l_r} \right) (i_{qs} \Phi_{dr} - i_{ds} \Phi_{qr}) \end{aligned} \quad (IV.3)$$

On peut déduire les valeurs réelles decouple et du flux de la machine :

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= l_s \frac{i_{ds} + w_{gl} Tr i_{qs}}{1 + (w_{gl} Tr)^2} \\ \Phi_{qr} &= l_s \frac{i_{qs} + w_{gl} Tr i_{ds}}{1 + (w_{gl} Tr)^2} \end{aligned} \quad (IV.4)$$

Le couple électromagnétique et le flux s'écrivent :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{p}{l_r} (l_{sr}^2 w_{gl} Tr i_{ds}^2) \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + (w_{gl} Tr)^2} \\ \Phi_r &= l_{sr} i_{ds} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + (w_{gl} Tr)^2} \end{aligned} \quad (IV.5)$$

Introduisons k_1 et k_2 dans les expressions ci-dessus :

$$Cem = p \frac{k1^2}{k2} \left(\frac{l sr_0^2}{lr_0} \right) ids iqs \frac{1 + \left(\frac{iqs}{ids} \right)^2}{1 + \left(\frac{k1 iqs}{k2 ids} \right)^2} \quad (IV.6)$$

$$\Phi r = k1 l sr_0 ids \left[\frac{1 + \left(\frac{iqs}{ids} \right)^2}{\left(1 + \left(\frac{k1 iqs}{k2 ids} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (IV.7)$$

Les rapports de couple et de flux réels sur, respectivement, le couple et le flux estimé sont :

$$\frac{\Phi r}{\Phi r_0} = k1 \frac{\left(1 + \left(\frac{iqs}{ids} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{\left(1 + \left(\frac{k1 iqs}{k2 ids} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (IV.8)$$

$$\frac{Cem}{Cem_0} = \frac{k1^2}{k2} \left[\frac{1 + \left(\frac{iqs}{ids} \right)^2}{1 + \left(\frac{k1 iqs}{k2 ids} \right)^2} \right] = \frac{1}{k2} \left(\frac{\Phi r}{\Phi r_0} \right)^2$$

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

$$\Delta\Phi_{dr} = \Phi_{dr0} \left[\frac{\left(k1 - 1 + \frac{k1}{k2} \left(1 - \frac{k1}{k2} \right) \left(\frac{iqs}{ids} \right)^2 \right)}{\left(1 + \left(\frac{k1}{k2} \frac{iqs}{ids} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \right]$$

(IV.9)

$$\Delta\Phi_{qr} = \Phi_{qr0} \left[\frac{k1 \left(1 - \frac{k1}{k2} \right) \left(\frac{iqs}{ids} \right)}{1 + \left(\frac{k1}{k2} \frac{iqs}{ids} \right)^2} \right]^2$$

Si : $R_r < R_{r0}$, $l_{sr} = l_{sr0}$, $k_2 < 1$ et $k_1 = 1$

Alors : $\begin{cases} \Delta\Phi_{dr} < 0 \\ \Delta\Phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ diminue}$

Alors le flux est orienté en avant par rapport à l'axe 'd' figure (IV.1) -b-.

si : $R_r > R_{r0}$, $l_{sr} = l_{sr0}$, $k_2 > 1$ et $k_1 = 1$

alors $\begin{cases} \Delta\Phi_{dr} > 0 \\ \Delta\Phi_{qr} > 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ augmente}$

Alors le flux est orienté en arrière par rapport à l'axe 'd' figure (IV.1) -c-.

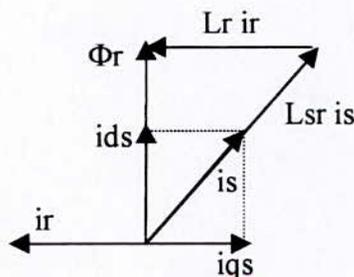


Figure (IV.1) -a- $Tr = Tr_0$

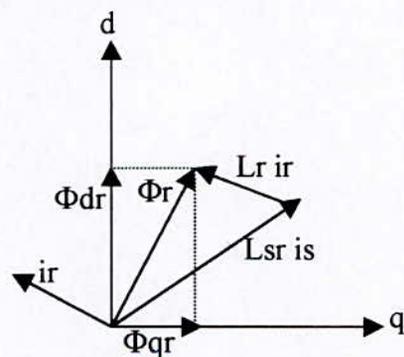
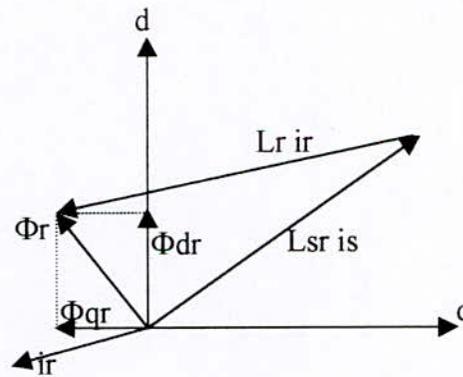


Figure (IV.1) -b- $Tr > Tr_0$



Figure(IV.1) - c - $Tr < Tr_0$

La figure (IV.1) -b- présente une diminution de la résistance rotorique de la machine, donc ($Tr > Tr_0$). On remarque une diminution de l'amplitude et une variation de la phase du flux rotorique, la figure (IV.1) -c- correspond à une augmentation de la résistance rotorique, à cause de l'échauffement, par exemple, donc $Tr < Tr_0$, on peut remarquer qu'il y a apparition d'une composante rotorique du flux en quadrature. Donc une augmentation de l'amplitude et une variation de phase de flux rotorique, dans les deux cas, on peut s'attendre à une dégradation des performances de la commande non linéaire qui peut conduire à une instabilité de système quand l'erreur est très importante.

VI-1-4 SIMULATION ET INTERPRETATION :

Afin de montrer l'influence de la variation de la constante de temps rotorique Tr sur la validité de la commande non linéaire de la MAS, nous avons varié la constante de temps rotorique de **50%** en régime permanent. les résultats de simulation (figures (IV.4), (IV.5)) montrent :

- La grande sensibilité de la commande non linéaire aux variations de la constante de temps rotorique Tr avec une perte de découplage entre les composantes de flux rotorique Φ_{dr} et Φ_{qr} , qui ne suivent plus leurs valeurs de référence.
- Pour une diminution de Tr , le module du flux rotorique Φ_r et celui du courant statorique i_s subissent une augmentation.

- La vitesse suit toujours sa valeur de référence.

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

VI.2- ADAPTATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE DE LA MAS :

La nécessité de l'adaptation de la constante de temps rotorique en temps réel dans la commande non linéaire a été mise en évidence dans le paragraphe traitant la sensibilité aux variations des paramètres, une erreur sur l'estimation de la constante de temps rotorique T_r peut entraîner des erreurs sur le couple électromagnétique, sur l'amplitude et sur la position du flux rotorique en régime permanent. Ceci a pour effet d'augmenter les pertes dans la machine et de réduire l'efficacité du système de contrôle. Donc, l'intégration d'un algorithme d'adaptation de T_r en temps réel s'avère très importante pour le bon fonctionnement de la commande non linéaire.

La figure (IV.2) représente le schéma fonctionnel de la commande non linéaire avec adaptation de T_r .

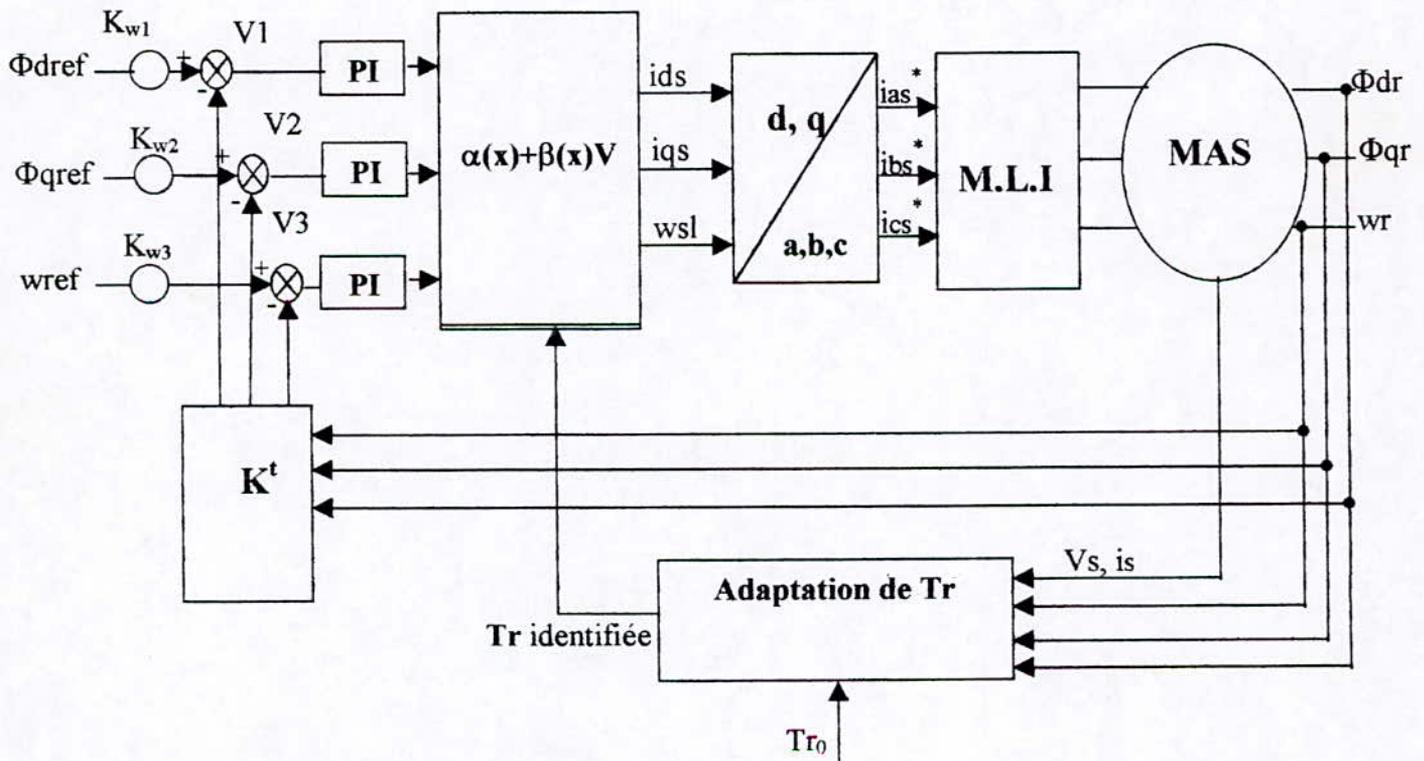


Figure (IV.2) : Schéma bloc de la commande non linéaire avec adaptation de la constante de temps rotorique T_r .

Pour tenir compte de ces variations, plusieurs travaux de recherche ont été entrepris dans les années précédentes, ils ont donné naissance à des nombreuses publications. Ces travaux ont été menés dans deux axes différents que nous pouvons classer en deux catégories différentes :

1. Les méthodes d'adaptation indirectes qui utilise les moyens basés sur des procédés d'automatique comme la méthode de model de référence adaptatif, la méthode des moindres carrés... etc.
2. Les méthodes d'adaptation directes qui utilisent une expression analytique, issue du modèle général ou simplifié de la machine et donne directement le paramètre à identifier

Dans ce qui suit, on propose quelques méthodes d'adaptation de T_r de chaque catégories

IV.2.1 METHODES D'IDENTIFICATION BASEES SUR LE CALCUL DE L'ENERGIE REACTIVE (METHODES INDIRECTES) :

IV.2.1.1 METHODE DE L. J. GARCES : [Garces 80]

IV.2.1.1.1 PRINCIPE DE LA METHODE :

Cette méthode a été proposée pour la première fois par L. GARCES, elle est basée sur la comparaison de deux expressions de l'énergie réactive.

En modifiant la valeur estimée de la constante de temps rotorique T_r , on peut minimiser le changement dans l'énergie réactive. On peut aboutir alors à une bonne orientation du flux rotorique Φ_r suivant les axes "d" et "q".

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

$$Q_r = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \quad (IV.10)$$

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \sigma L_r \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \sigma L_r \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.11)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r}$

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

$$Q_r = \sigma L_s \frac{dids}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{diqs}{dt} i_{ds} - \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \tag{IV.12}$$

En faisant l'égalité entre (IV.11) et (IV.12), on définit la fonction **F** en regroupant les termes dépendants uniquement des courants et des tensions :

$$F = (V_{ds} - \sigma L_s \frac{dids}{dt}) i_{qs} - (V_{qs} - \sigma L_s \frac{diqs}{dt}) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \tag{IV.13}$$

La fonction **F** peut être exprimée en fonction des flux rotorique comme suit :

$$F = \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \tag{IV.14}$$

En régime permanent, à partir de l'équation (IV.14), on définit la fonction **F₀** comme suit :

$$F_0 = - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \tag{IV.15}$$

La différence $\Delta F = F - F_0$ peut être utilisé pour la correction de la constante de temps rotorique **Tr**, la figure (IV.3) montre le schéma d'adaptation de **Tr** :

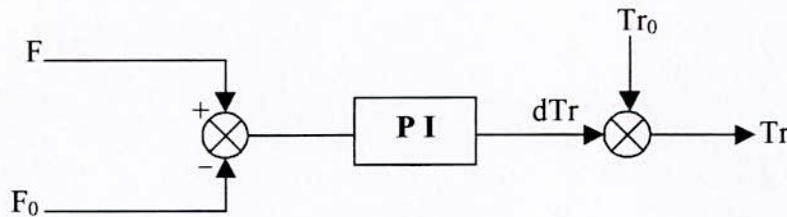


Figure (IV.3) : Schéma d'adaptation de T_r
méthode de L. J. GARCES

IV.2.1.1.2 SIMULATION ET INTERPRETATION :

Afin d'évaluer les performances de la machine avec adaptation de la constante de temps rotorique T_r , nous avons appliqué l'algorithme d'adaptation de T_r proposé par L.J.GARCES dans le bloc de commande d'une machine asynchrone alimenté en courant.

A l'instant $t_0=3s$ on introduit une diminution brusque de 50% de la constante de temps rotorique T_r prise pour le modèle de la machine.

- La figure (IV.6.a) montre la validité d'algorithme d'adaptation de T_r , la valeur estimée de T_r converge rapidement vers la valeur réelle, pour la machine alimentée par onduleur, l'algorithme d'adaptation de T_r restera toujours valable (figure (IV.6.b)).

- Les résultats de simulation de réglage avec adaptation de T_r sont montrés sur les figures (IV.7), (IV.8), le désaccord brusque entre T_r réelle et T_r à identifier provoque la perte de découplage E/S et les composantes de flux rotorique Φ_{dr} et Φ_{qr} s'écartent de leurs valeurs de référence, la vitesse suit toujours sa valeur de référence, en appliquant l'algorithme d'adaptation de T_r , les composantes de flux rotorique suivent leurs valeurs de référence.

- Cette méthode est applicable à vide et en charge et en régime établi.

IV.2.1.2 METHODE DE CHIPPING : [Chiping 93], [Hemici 95]

IV.2.1.2.1 PRINCIPE DE LA METHODE :

Cette méthode, comme celle proposée par L. J. GARCES, se base également sur la relation existante entre l'énergie réactive emmagasinée dans les enroulements de la machine asynchrone et la constante de temps rotorique T_r , c'est à dire que c'est la minimisation de la variation de la puissance réactive, par la modification de la constante de temps T_r qui permettra d'améliorer les performances de la commande non linéaire et de diminuer les pertes de la MAS.

A partir du modèle de la machine asynchrone exprimé dans la configuration de PARK en régime établi, nous obtenons les équations suivantes : [Chiping 93]

$$\begin{aligned} Q_r &= V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \\ &= \omega_s (L_s \sigma I_1^2 + \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_{dr} I_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_{qr} I_{qs}) \end{aligned} \quad (IV.16)$$

Où :

$$I_1^2 = I_{ds}^2 + I_{qs}^2 \quad (IV.17)$$

Nous notons que les lettres majuscules sont utilisées pour représenter les grandeurs dans le régime établi.

Dans le but de déterminer les modifications sur T_r , nous définissons la puissance réactive modifiée [Chiping 93]

$$\Delta q_r = \omega_s \frac{L_{sr}}{L_r} (\Phi_{qr} \Delta i_{qs} - I_{qs} \Delta \Phi_{qr}) \quad (IV.18)$$

Où : $\Delta \Phi_{qr}$ et Δi_{qs} représentent les variations des grandeurs Φ_{qr} et i_{qs} après variation de T_r

Ainsi, l'équation (IV.18) montre que si Φ_{qr} et $\Delta \Phi_{qr}$ sont nuls , le terme Δq_r est également nul ce qui correspond à l'orientation exacte de Φ_r , par conséquent, la mesure de $\Delta \Phi_{qr}$ et de Δi_{qs} permet d'estimer la variation de la puissance réactive Δq_r et alors la correction de la constante rotorique est possible.

Relation entre Δq_r et ΔT_r : [Chiping 93]

Dans la commande non linéaire du moteur asynchrone, au régime permanent :

1. Lorsque $T_r > T_{r0}$, $\Delta T_r < 0$, ($\Delta T_r = T_{r0} - T_r$) , si $\Delta i_{qs} > 0$ est appliquée , alors $\Delta \Phi_{qr} > 0$ provoque l'augmentation de Φ_{qr} qui à son tour provoque $\Delta q_r > 0$.
2. Lorsque $T_r < T_{r0}$, $\Delta T_r > 0$, si $\Delta i_{qs} > 0$ est appliquée, alors $\Delta \Phi_{qr} > 0$ provoque diminution de Φ_{qr} , qui à son tour provoque $\Delta q_r < 0$.

A partir des équations (IV.16) et (IV.18) nous pouvons constater que pour une variation $\Delta i_{qs} > 0$, une variation négative $\Delta T_r < 0$, produira une variation positive de Δq_r , alors qu'une variation positive $\Delta T_r > 0$, produira une négative Δq_r . ainsi nous pouvons utiliser les équations suivantes pour faire une correction de T_r

$$\Delta T_r = -k \Delta q_r ; k > 0 \quad (IV.19)$$

$$T_r = T_{r0} + \Delta T_r \quad (IV.20)$$

Où T_{r0} est la valeur initiale estimée de la constante de temps rotorique.

IV-2-1-2-2 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS :

Pour cette méthode nous introduisons une diminution brusque de 50% de la constante de temps rotorique, en régime transitoire à $t=0.2$ sec. Et une augmentation brusque de 50% en régime permanent à $t=3$ sec.

Les résultats de simulation montrent :

- La constante de temps rotorique T_r de l'algorithme de la commande suit rapidement la valeur réelle, que ce soit en régime permanent ou en régime transitoire (Figures (IV.9.a), (IV.9.b))
- Les composantes de flux rotorique Φ_{dr} et Φ_{qr} suivent rapidement leurs valeurs de références, (Figures (IV.10), (IV.11))
- L'association de l'onduleur au moteur asynchrone n'influe pas sur la validité de cette méthode.

IV-2-2 METHODE D'ADAPTATION ANALYTIQUE DE R_r PROPOSEE PAR C.C.CHAN ET H.WANG, (Méthode directe) [Chan 90]:

IV-2-2-1 PRINCIPE DE LA METHODE :

La méthode analytique proposée par C.C.Chan et H.Wang se base sur l'estimation de la valeur de la résistance rotorique, durant le fonctionnement de la machine asynchrone, à partir de ses grandeurs mesurables.

Plusieurs travaux de recherche effectués récemment, ont conduit à plusieurs publications relatives à l'identification de T_r , les plus connues consistent à corriger la valeur de R_r par comparaison de flux rotorique calculé indépendamment de R_r , avec celui calculé à partir d'un modèle faisant intervenir R_r . Nous avons étudié et mis en œuvre l'une des plus récentes développées par C.C.Chan et H.Wang [Chan 90]

Cette méthode utilise une expression analytique de la résistance rotorique. L'obtention de cette expression se fait par orientation de l'axe 'd' suivant le vecteur de courant statorique.

La méthode d'identification adoptée, est basée sur un choix approprié du référentiel (d, q) . en combinant les équations de (I.8) à (I.15), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s S & -L_s \omega_s & L_{sr} S & -L_{sr} \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s S & L_{sr} \omega_s & L_{sr} S \\ L_{sr} S & -(\omega_s - \omega_r)L_{sr} & R_r + L_r s & -(\omega_s - \omega_r)L_{sr} \\ (\omega_s - \omega_r)L_{sr} & L_{sr} S & (\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + L_r S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (IV.21)$$

Dans la méthode d'identification retenue l'axe 'd' coïncide et tourne au synchronisme avec le vecteur de courant statorique \mathbf{I}_s

$$\begin{aligned} i_{ds} &= |I_s| \\ i_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad (IV.22)$$

Le système d'équation (IV.21)

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s S & 0 & L_{sr} S & -L_{sr} \omega_s \\ L_s \omega_s & 0 & L_{sr} \omega_s & L_{sr} S \\ L_{sr} S & 0 & R_r + L_r s & -(\omega_s - \omega_r)L_r \\ (\omega_s - \omega_r)L_{sr} & 0 & (\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + L_r S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |I_s| \\ 0 \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (IV.23)$$

Pratiquement, la constante de temps de la variation de la résistance rotorique, est plus grande que celle du moteur asynchrone et par conséquent, nous utilisons le modèle de la MAS en régime permanent, pour l'identification de la résistance rotorique.

Les équations (IV.23) en régime permanent deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -L_{sr} \omega_s \\ L_s \omega_s & L_{sr} \omega_s & 0 \\ 0 & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_{sr} & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |I_s| \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (IV.24)$$

Soient les dernières équations du système (IV.24)

$$\begin{cases} L_s \omega_s |I_s| + L_{sr} \omega_s i_{dr} = V_{qs} \\ R_r i_{dr} - \omega_r L_r i_{qr} = 0 \\ \omega_r L_{sr} |I_s| + L_r \omega_r i_{dr} + R_r i_{qr} = 0 \end{cases} \quad (IV.25)$$

La résolution des équations (IV.25), en considérant R_r , i_{qr} , i_{dr} comme inconnues donne :

$$R_r = (\omega_s - \omega_r)^2 L_r \left(\frac{\omega_s L_{sr}^2 |I_s|}{\omega_s L_s |I_s| - V_{qs}} - L_r \right) \quad (IV.26)$$

Où, V_{qs} est la projection de la tension V_s sur l'axe "q" obtenue comme suit :

$$V_{qs} = |V_s| \sin \gamma = |V_s| \frac{|I_s| \times |V_s|}{|I_s| |V_s|} \quad (IV.27)$$

Son expression en fonction des grandeurs des axes α et β est :

$$V_{qs} = \frac{V_{\beta s} i_{\beta s} - V_{\alpha s} i_{\alpha s}}{|I_s|} \quad (IV.28)$$

En substituant (IV.28) dans (IV.26) nous obtenons l'expression de la résistance estimée suivante:

$$R_r = (w_s - w_r) \sqrt{\frac{w_s L_{sr}^2 |I_s|^2}{w_s L_s |I_s|^2 - (V_{\beta s} i_{\beta s} - V_{\alpha s} i_{\alpha s})} - L_r^2} \quad (IV.29)$$

$$\text{Soit : } \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r} = (w_s - w_r) \sqrt{\frac{w_s L_{sr}^2 |I_s|}{(w_s L_s |I_s| - (V_{\beta s} i_{\beta s} - V_{\alpha s} i_{\alpha s})) L_r} - 1} \quad (IV.30)$$

A partir de cette valeur estimée de la résistance rotorique, on peut calculer la vitesse de glissement w_{gl} au niveau de la commande de la machine.

A partir des grandeurs connues L_r , L_s , L_{sr} (supposées constantes) et mesurées $V_{\beta s}$, $i_{\beta s}$, $V_{\alpha s}$, $i_{\alpha s}$, nous pouvons calculer la valeur de la constante de temps rotorique

Les grandeurs électriques doivent être transformées au niveau de programme, dans un référentiel lié au stator, afin d'appliquer la méthode d'identification de la résistance rotorique proposée et cela grâce à la matrice de transformation de rotation inverse suivante:

$$\mathfrak{R} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

Avec : $\theta_s = \int (w_{gl} + w_r) dt$: position de flux rotorique.

IV-2-2-2 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS :

Afin d'évaluer les performances d'algorithme d'identification en ligne de la résistance rotorique R_r , on utilise l'algorithme proposé par C. C. CHAN et WANG. Pour cela on introduit une augmentation brusque de 100% de R_r à $t=2\text{sec}$.

Les résultats de simulation montrent que :

- La résistance rotorique R_r identifiée en ligne suit rapidement la valeur réelle. (figures (IV.12.a) et (IV.12.b))
- Le découplage est maintenu en régime permanent et les composantes de flux suivent rapidement leurs valeurs de consignes. (figures (IV.13) et (IV.14))
- Cette méthode restera valable lorsqu'on associe l'onduleur au MAS.

CONCLUSION:

- Dans ce chapitre nous avons montré :
 - La sensibilité de la commande non-linéaire aux variations de la constante de temps rotorique T_r , qui perturbe le découplage E/S de la commande linéarisante et écartent les consignes de leurs valeurs de référence.
 - Afin de tenir compte de ces variations nous avons proposé trois méthodes d'adaptation de R_r :
 - 1) La méthode proposée par L. J. GARCES est une méthode indirecte basée sur la correction de la constante de temps rotorique à partir de l'erreur et la variation de l'erreur entre deux expressions de l'énergie réactive.
 - 2) La deuxième méthode proposée par S. CHIPING se base également sur la relation directe qu'existe entre la variation de l'énergie réactive et la constante de temps rotorique, cette méthode donne des bons résultats, elle est applicable en régime transitoire et en régime permanent à vide et en charge.
 - 3) La troisième méthode est proposée par C. C. CHAN et H. WANG est une méthode directe, elle identifie en ligne la constante de temps rotorique R_r , cette méthode est valable uniquement en charge et en régime permanent.

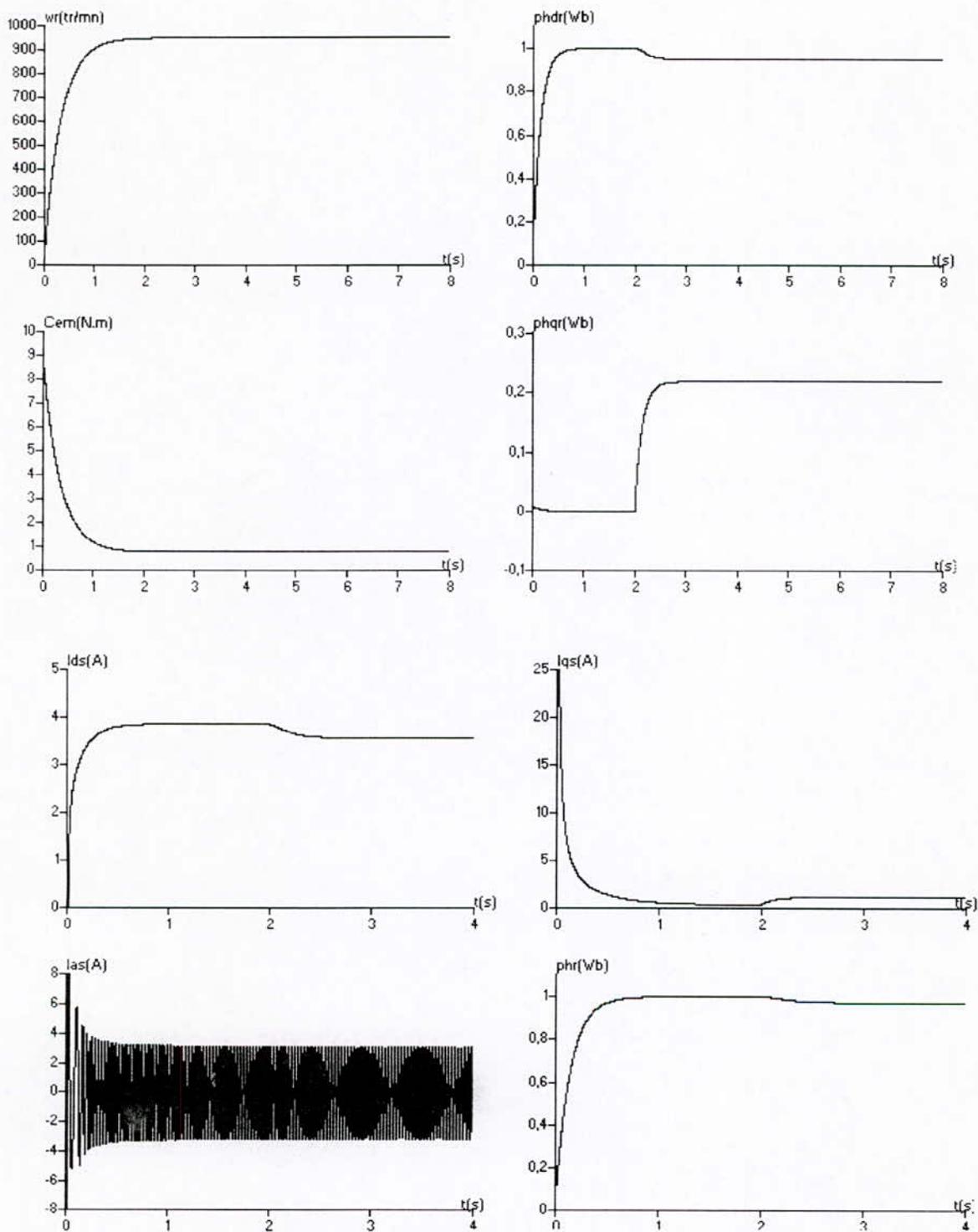


Figure (IV.4): Sensibilité de la commande non linéaire aux variations de T_r

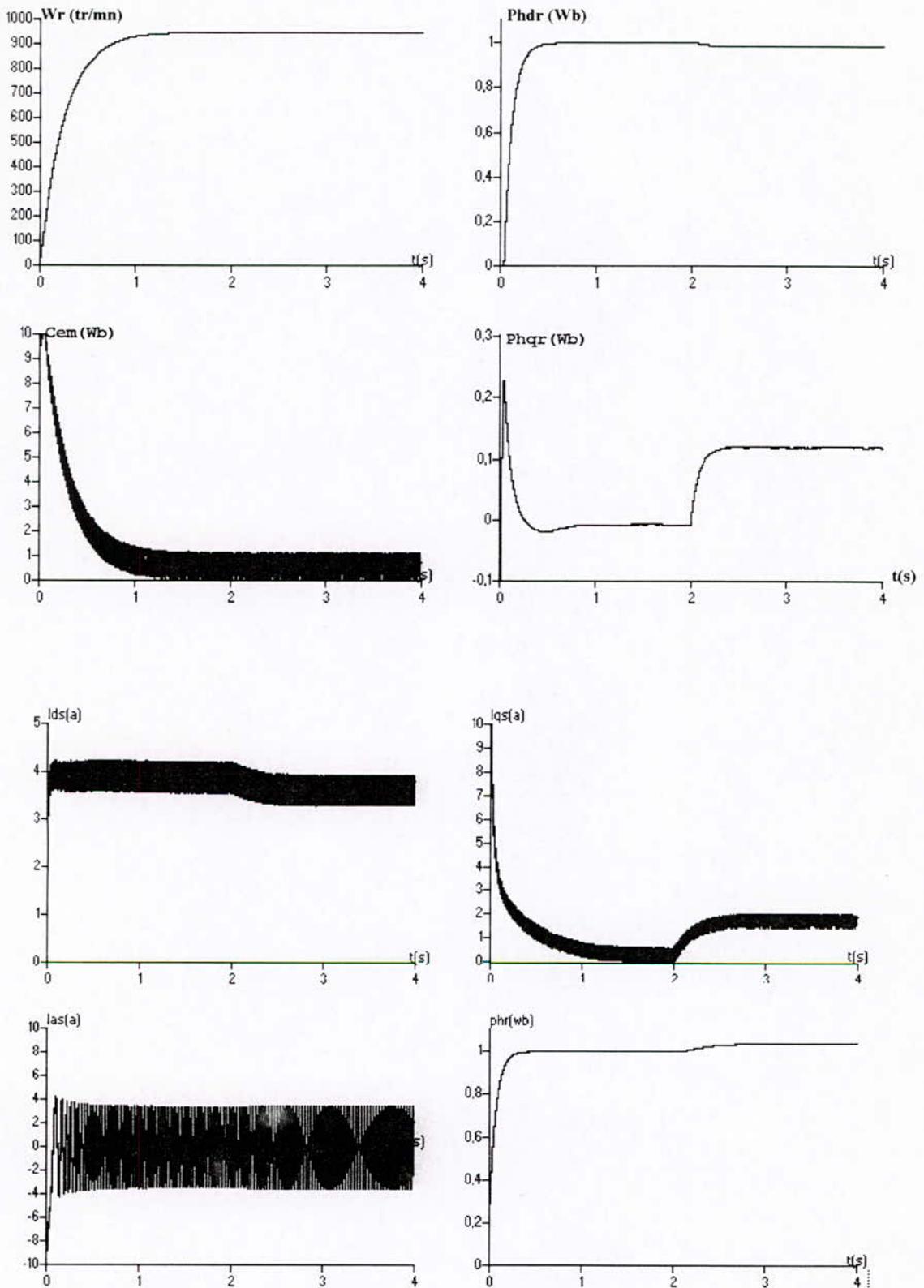


Figure (IV.5): Sensibilité de la commande non-linéaire aux variations de Tr
 Pour la machine alimentée par onduleur.

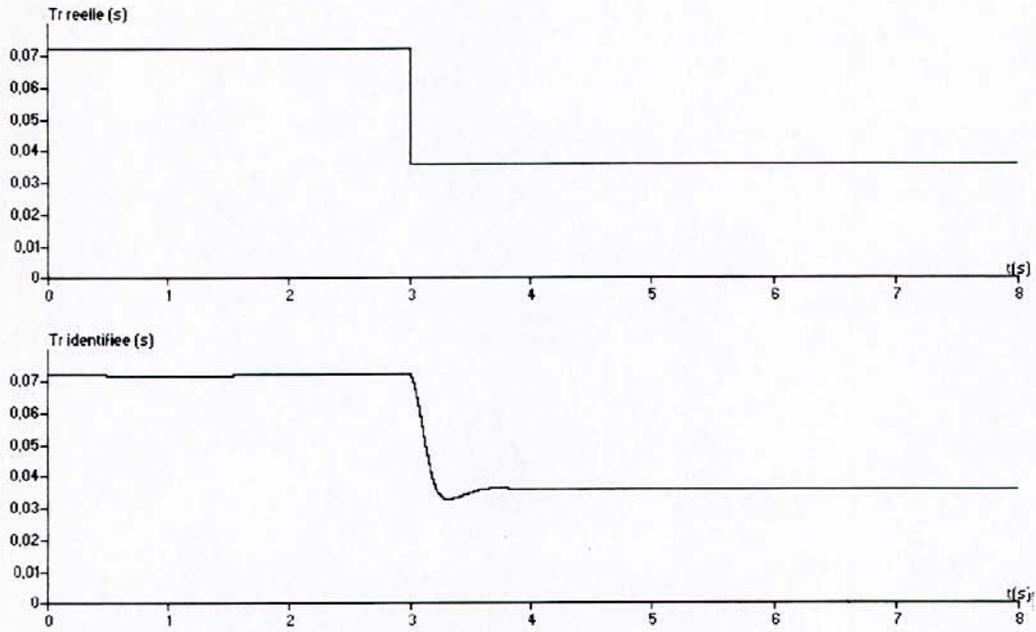


Figure (IV. 6. a) : Adaptation de Tr par la méthode de L.J.GARCES.

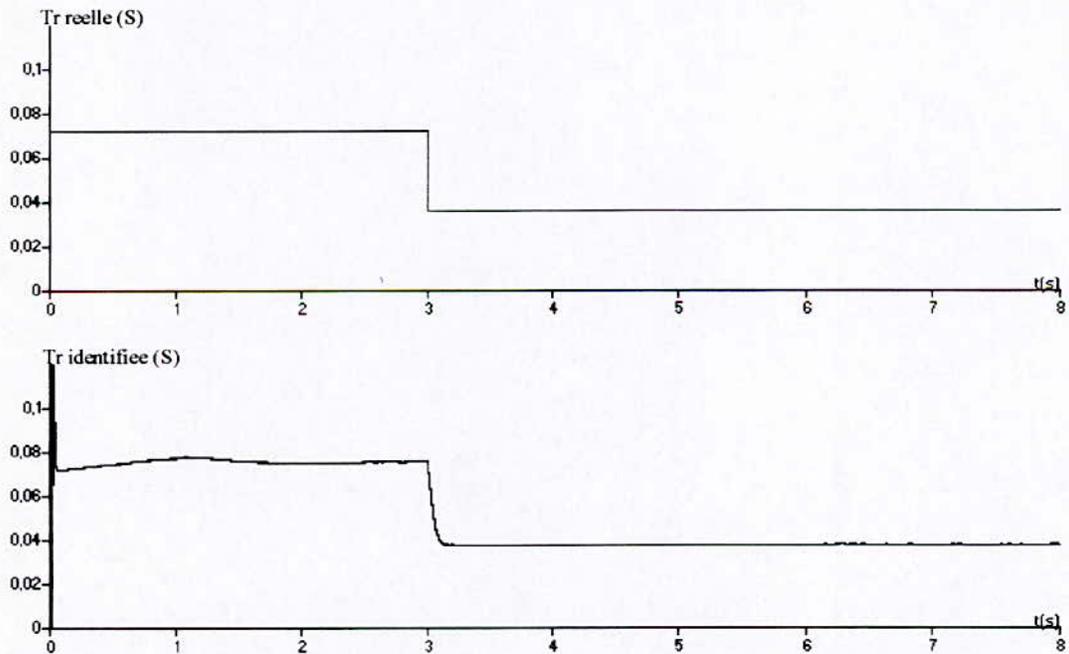


Figure (IV. 6. b) : Adaptation de Tr par la méthode de L. J. GARCES. (MAS alimentée par onduleur.)

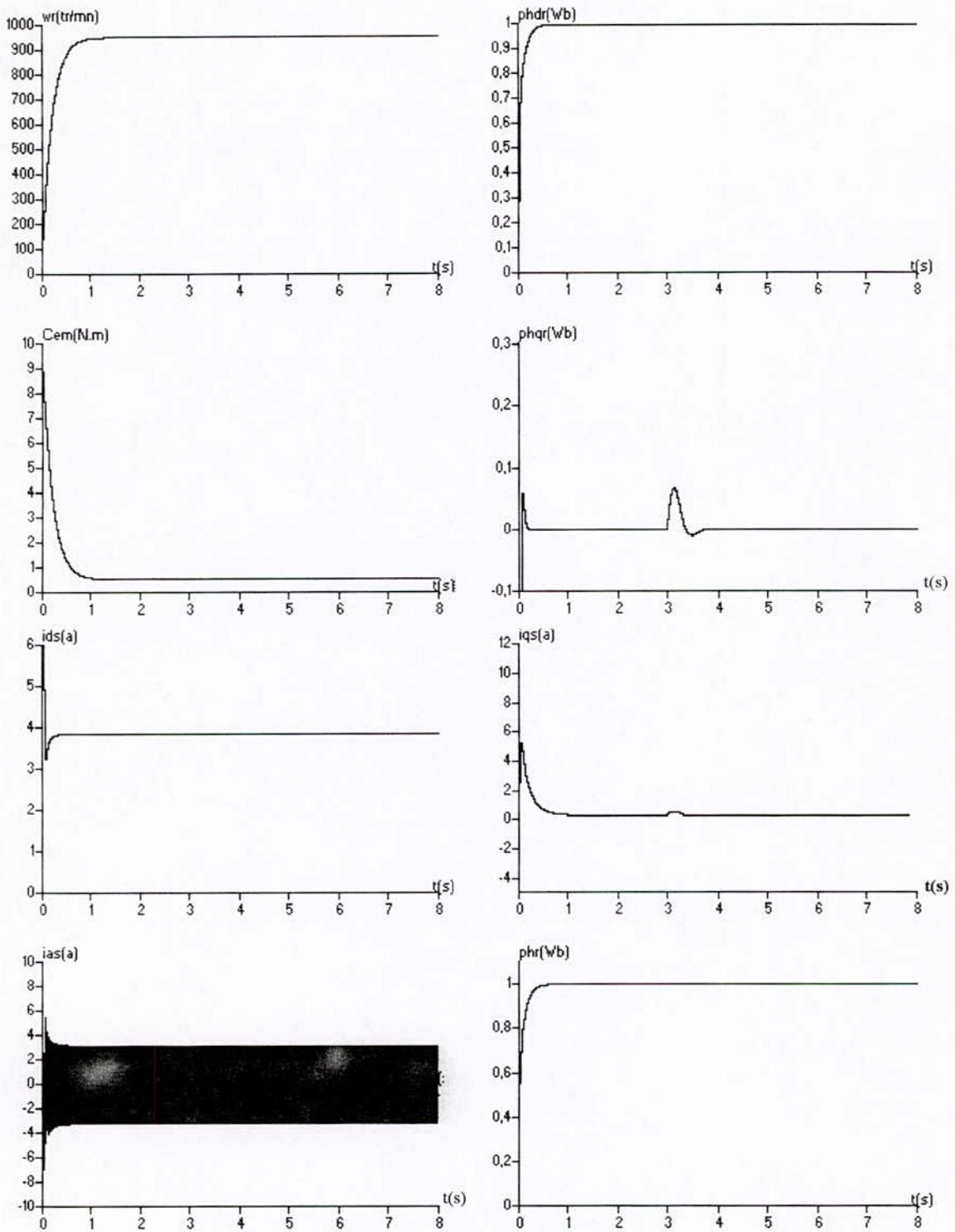


Figure (IV.7) Réglage avec adaptation de T_r
- Méthode de Garces -

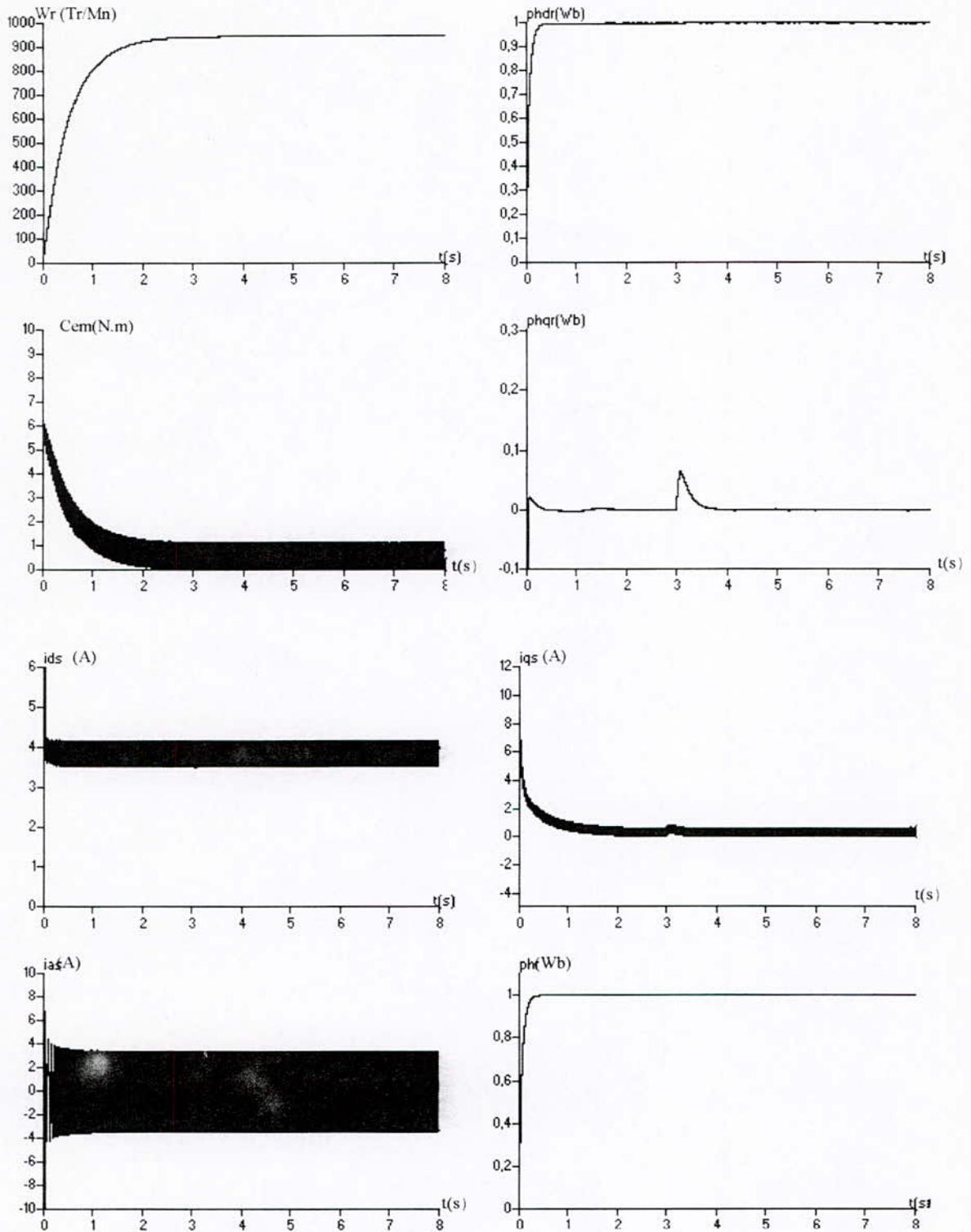


Figure (IV.8): Réglage avec adaptation de Tr - méthode de L. J. Garces- (machine alimentée par onduleur).

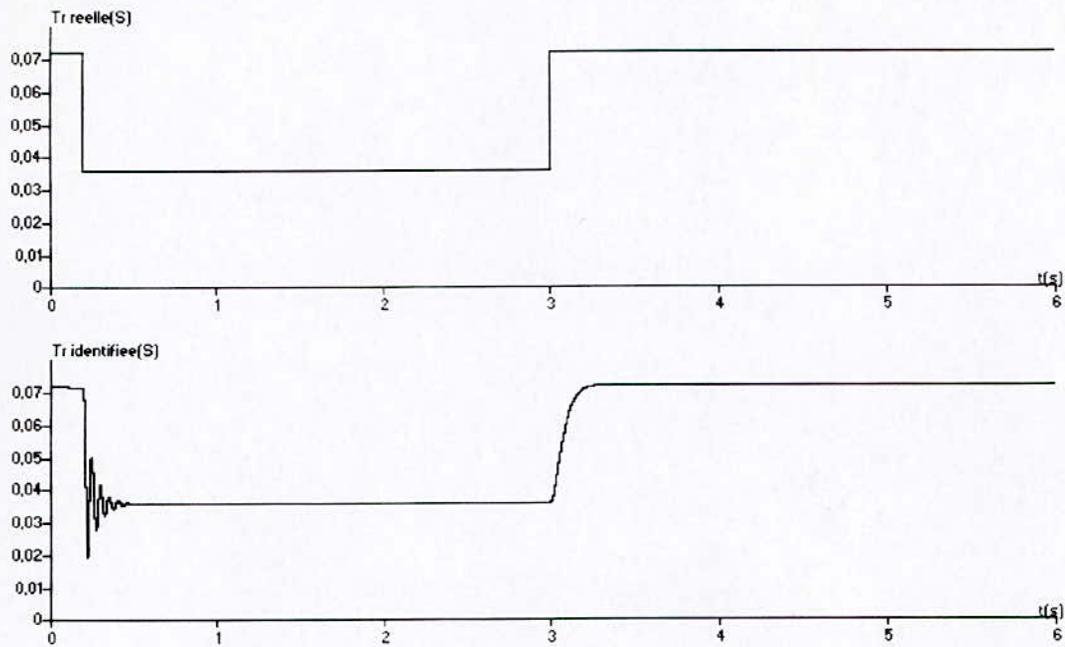


Figure (IV.9.a): Adaptation de Tr par la méthode de S. CHIPING

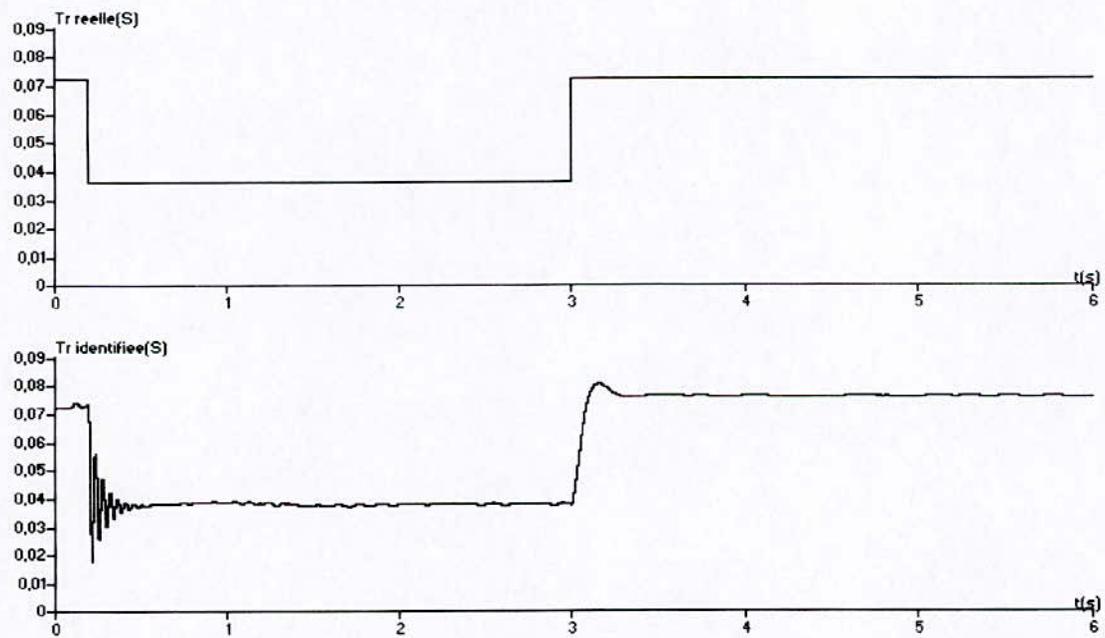


Figure (IV.9.b): Adaptation de Tr par la méthode de S. CHIPING (machine alimentée par onduleur).

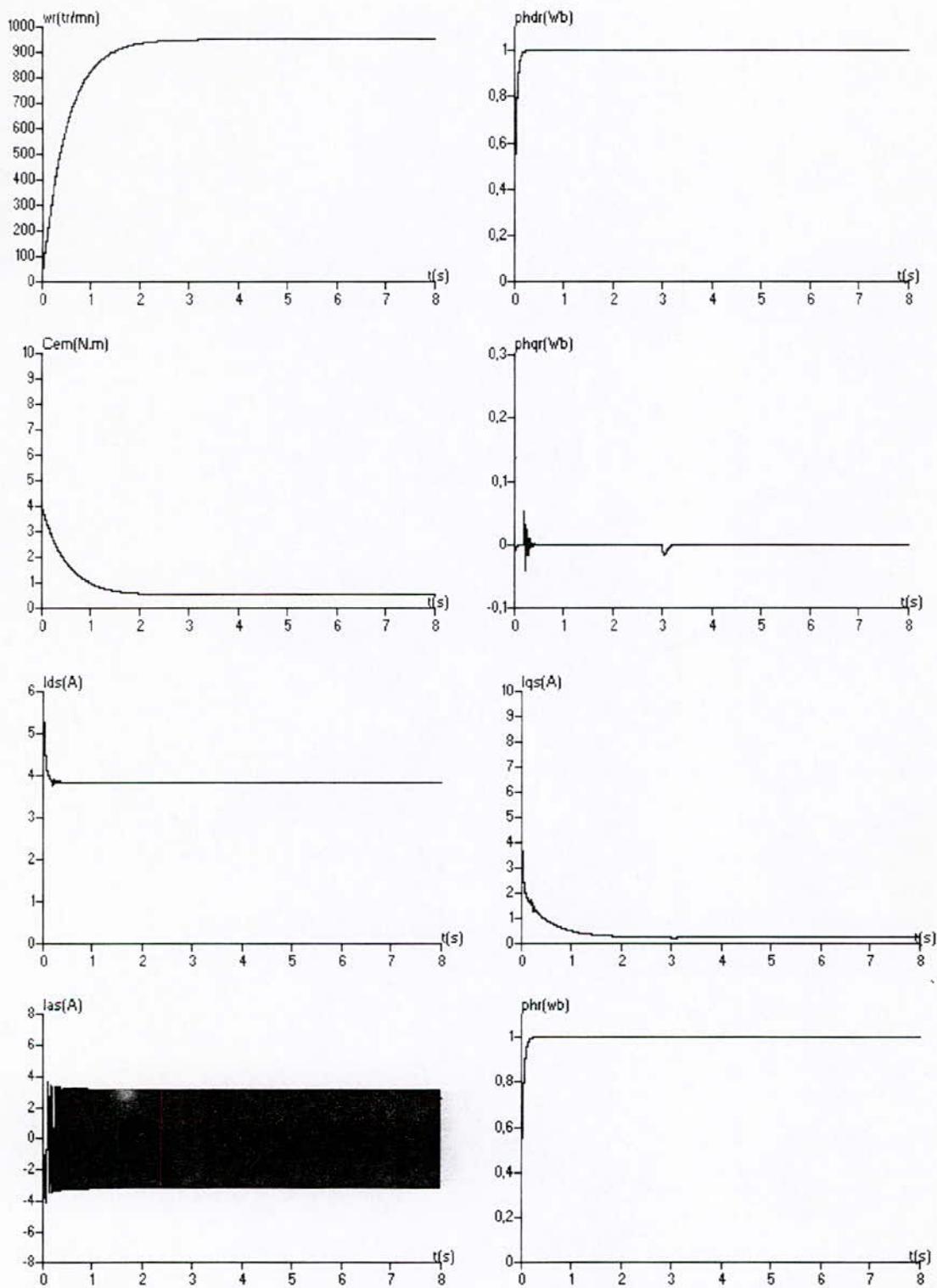
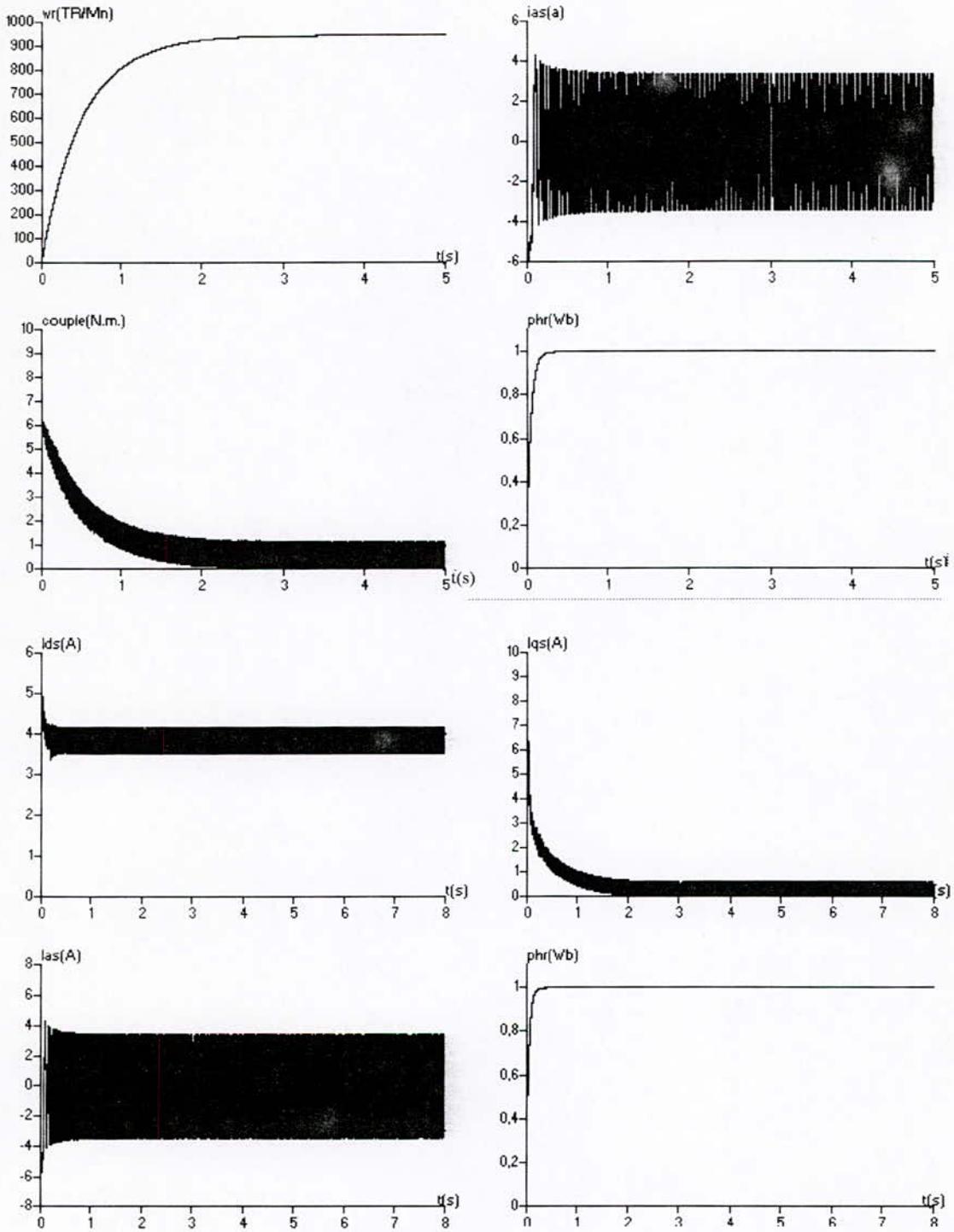


Figure (IV.10): Réglage avec adaptation de T_r
 - Méthode de S. Chipping -



**Figure (IV.11): Réglage avec adaptation de Tr
(machine alimentée par onduleur)
- Méthode de S. Chipping -**

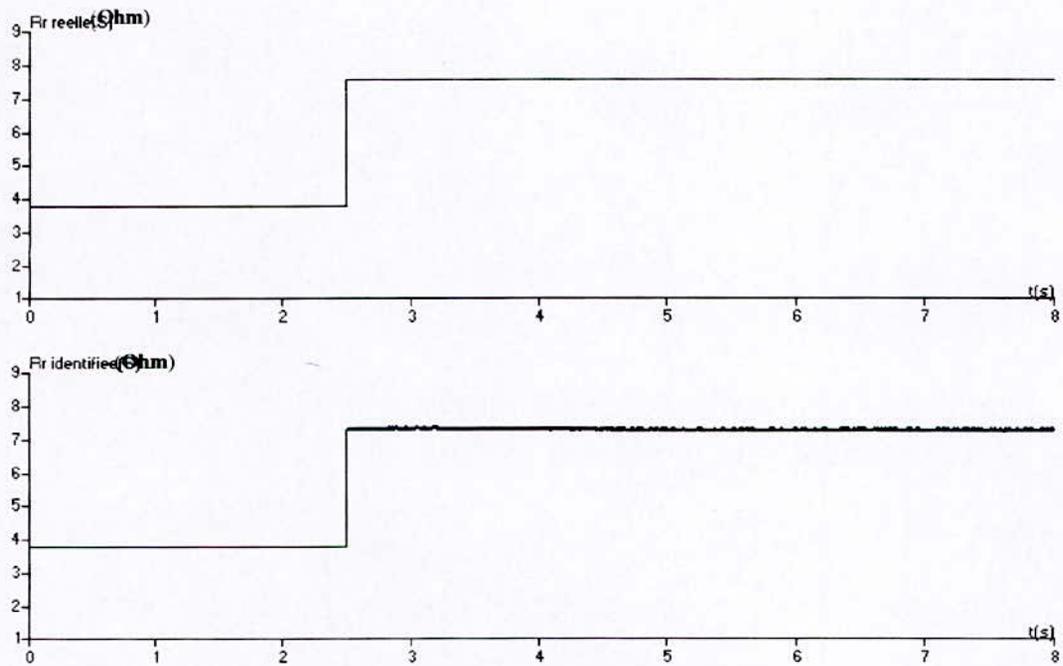


Figure (IV.12.a): Adaptation de R_r par la méthode de C. C. CHAN et H. WANG

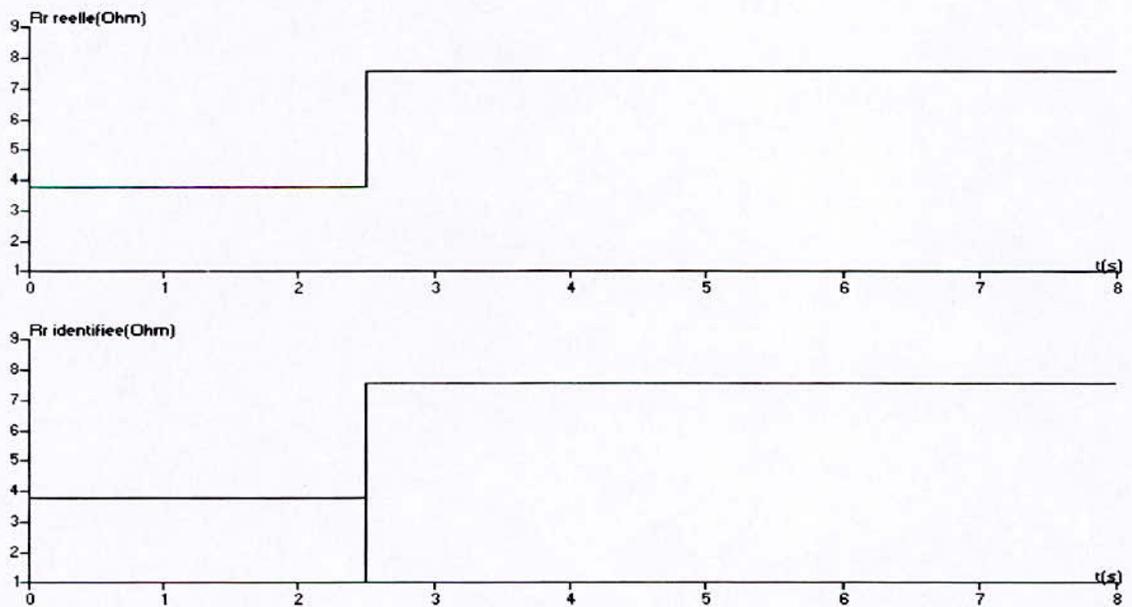
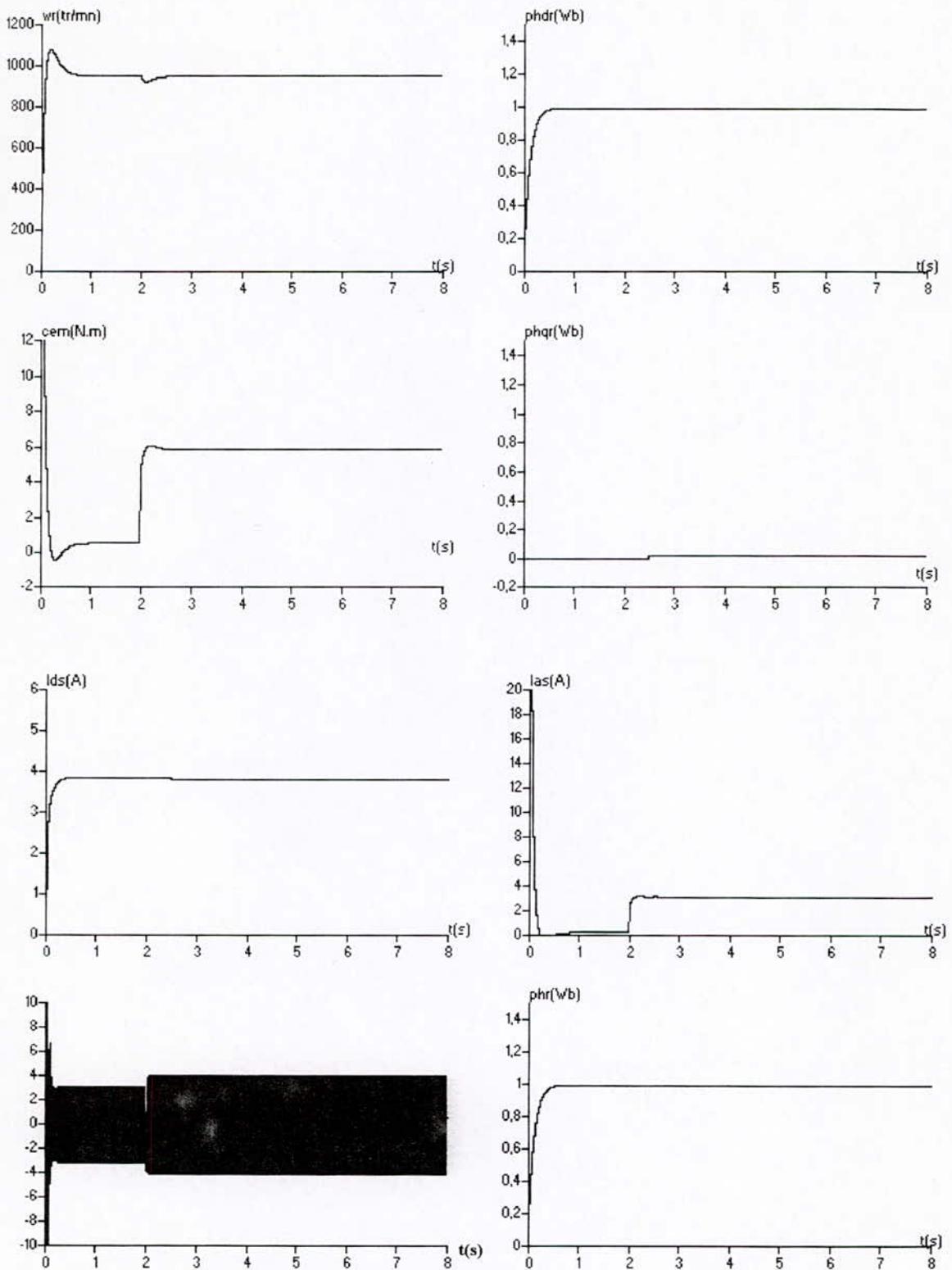


Figure (IV.12.b): Adaptation de R_r par la méthode de C. C. CHAN et H. WANG (machine alimentée par onduleur)



**Figure (IV.13): Réglage avec adaptation de T_r
- Méthode de C. C. Chan et Wang -**

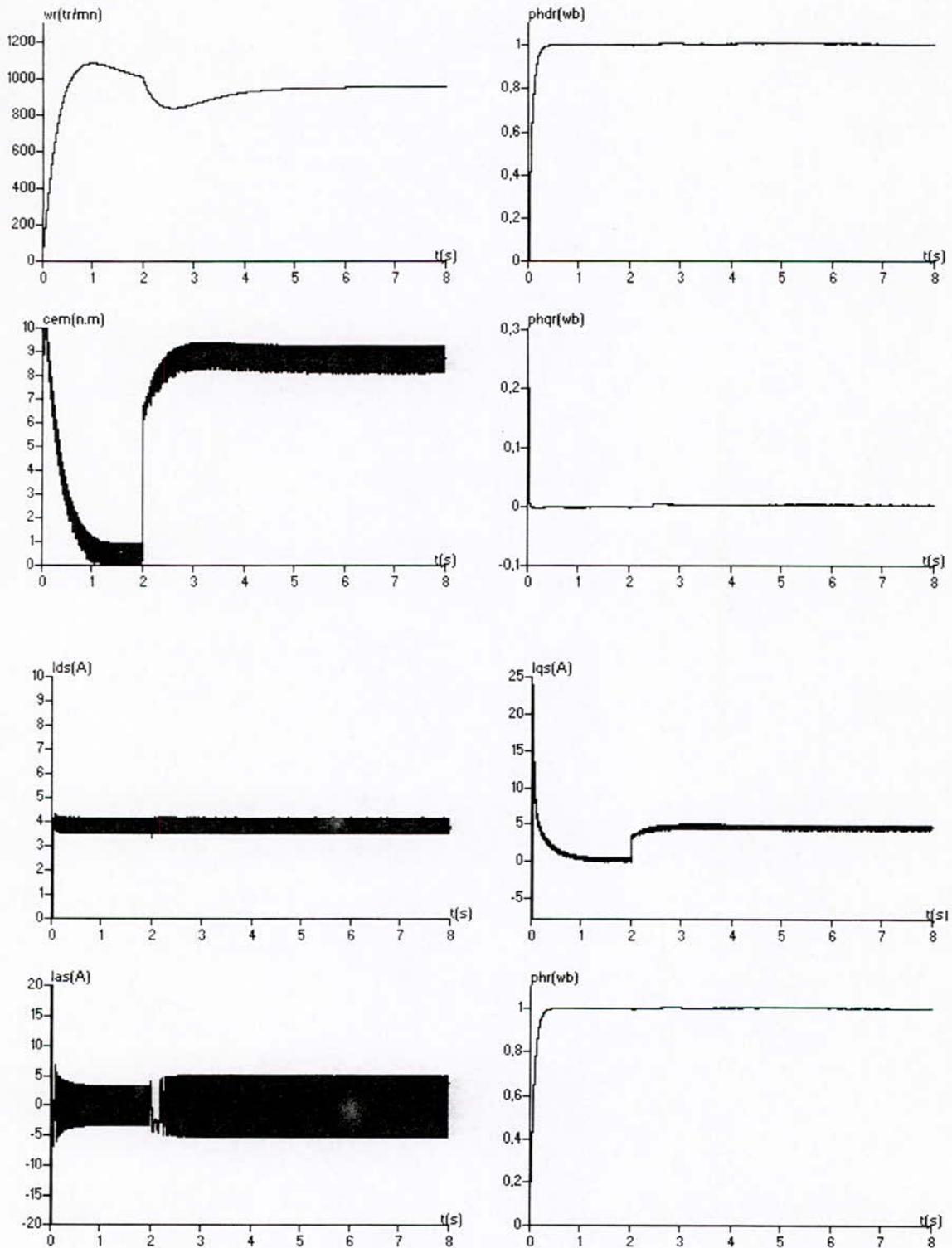


Figure (IV.14): Réglage avec adaptation de T_r (machine alimentée par onduleur). - Méthode de C. C. Chan et Wang -

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE :

Notre travail a été consacré sur l'application de certaines techniques de la commande nonlineaire au moteur asynchrone alimenté en courant.

Au premier chapitre, nous avons élaboré un modèle mathématique de l'association onduleur. moteur asynchrone . l'onduleur étant commandé par la stratégie à hystérisis, ce modèle a le comportement d'un moteur asynchrone alimenté en courant. L'appartenance de ce modèle mathématique au classe des systèmes non-lineaire, a rendu le moteur asynchrone un système qui se prête très bien a l'application de la commande nonlineaire.

Au deuxième chapitre, nous avons présenté la théorie de la commande nonlineaire pour les systèmes Mono-entrée/ Mono-sortie (SISO), ces concepts sont étendus aux systèmes Multi-entrées/Multi-sorties (MIMO).

La linéarisation par bouclage nonlinéaire consiste à passer par deux étapes principales

- Transformation des coordonnées
- Retour d'état approprié.

L'application de la théorie de bouclage nonlinéaire au modèle mathématique du moteur asynchrone alimenté en courant a été très simple, ceci est du essentiellement au choix adéquat des variables d'état, de commande et de sortie, dans un référentiel lié au champs tournant. Nous avons obtenu un système linéaire et parfaitement découplé par le biais d'un bouclage statique. Dans le nouveau espace d'état, le retour d'état a assurer le but de la commande qui est la commande du vitesse et du flux.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Pour le réglage de la vitesse, nous avons choisi un régulateur classique (PI). Les résultats obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbation est efficace.

Dans le quatrième chapitre, nous avons fait une étude sur la sensibilité de la commande nonlinéaire aux variations de la constante du temps rotorique de la machine, on a proposé trois méthodes d'adaptation en temps réel de la constante de temps rotorique, parmi ces méthodes deux sont indirectes basées sur le calcul de l'énergie réactive, l'autre méthode est directe basée sur l'identification en ligne, par une expression analytique de la résistance rotorique. Les résultats obtenus par les trois méthodes d'adaptation sont également satisfaisantes.

Cependant, la méthode indirecte de Garces est applicable en régime permanent, à vide ainsi qu'en charge. La méthode directe proposée par C. C. Chan et Wang n'est applicable qu'en régime permanent et en charge. La méthode de S. Chiping donne les meilleurs résultats, elle est applicable au régime transitoire et établi, à vide et en charge.

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

ANNEXES

ANNEXE A1

NOTIONS ELEMENTAIRES SUR LA GEOMETRIE DIFFERENTIELLE.

Soit le système :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u$$

les champs de vecteurs f et g associés à ce système sont donnés par :

$$f(x) = \sum_{i=1}^n f_i \frac{\partial}{\partial x_i}$$

$$g(x) = \sum_{i=1}^n g_i \frac{\partial}{\partial x_i}$$

avec : $f(x) = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_n]$, $g(x) = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_n]^T$, $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]$

Dérivée de Lie :

Considérons une fonction $T(x)$ et le champ de vecteur, nous appellerons dérivée de Lie de $T(x)$ suivant le champ de vecteur, l'expression suivante :

$$l_f T(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial T(x)}{\partial x_i} f_i(x)$$

la dérivation de cette dernière expression suivant le champ de vecteur, donne :

$$l_g l_f T(x) = \frac{\partial (l_f T(x))}{\partial x} g(x)$$

Ainsi, si $T(x)$ est différentié k fois suivant le champ de vecteur, par récurrence :

$$l_f^k T(x) = \frac{\partial (l_f^{k-1} T(x))}{\partial x} f(x)$$

Avec : $l_f^0 T(x) = T(x)$

Crochet de Lie :

Une notion qui est aussi importante, est celle du crochet de Lie ou produit de Lie. il est définie par :

$$[f, g] = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x)$$

ou :

$$\frac{\partial g}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

La combinaison du champ de vecteurs trouvés par Crochet de Lie avec le champ de vecteur f donne un nouveau champ de vecteurs. la répétition de cette opération plusieurs fois aboutit à d'autres champs de vecteurs :

$$[f, [f, \dots [f, g]]](x)$$

pour éviter les confusions nous opérons pour la notation suivante :

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1} g](x)$$

avec : $k=1$ et $ad_f^0 g(x) = [f, ad_f^{-1} g](x)$

propriétés :

le crochet de Lie de champs de vecteurs est caractérisé par les propriétés suivantes :

- 1) Soient f_1, f_2, g_1 et g_2 des champs de vecteurs et r_1 et r_2 des nombres réels, alors :

$$\begin{aligned} [r_1 f_1 + r_2 f_2, g_1] &= r_1 [f_1, g_1] + r_2 [f_2, g_1] \\ [f_1, r_1 g_1 + r_2 g_2] &= r_1 [f_1, g_1] + r_2 [f_1, g_2] \end{aligned}$$

- 2) Commutativité :

$$[f, g] = -[g, f]$$

- 3) Identité de Jacobi : soient f, g et p des champs de vecteurs, alors :

$$[f, [g, p]] + [g, [p, f]] + [f, [g]] = 0$$

4) Soient $\Gamma(x)$, $\Psi(x)$ des fonctions réelles, f un champ de vecteurs

$$l_{\Gamma f} \Psi(x) = (l_f \Psi(x)) \Gamma(x)$$

5) Soient f, g des champs de vecteurs et α une fonction réelle :

$$l_{[f, g]} \alpha(x) = l_f l_g \alpha(x) - l_g l_f \alpha(x)$$

6) Si f est un champ de vecteurs et α une fonction réelle, alors :

$$l_f d\alpha(x) = dl_f \alpha(x)$$

avec :

$$d\alpha(x) = \left[\frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \dots \frac{\partial \alpha}{\partial x_n} \right]$$

difféomorphisme :

par analogie aux systèmes linéaires, nous pouvons transformer un système non linéaire au moyen d'un changement de coordonnées non linéaire de la forme :

$$z = \Phi(x)$$

ou $\Phi(x)$ est une fonction vectorielle donnée par :

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \Phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \dots \\ \Phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{bmatrix}$$

qui possède les propriétés suivantes :

- $\Phi(x)$ est une application bijective.
- $\Phi(x)$ et Φ^{-1} sont des applications différentiables.

si ces deux propriétés sont vérifiées pour tous $x \in \mathbb{R}^n$ alors $\Phi(x)$ est un **difféomorphisme global sur \mathbb{R}^n** , par contre, si le Jacobien de $\Phi(x)$, évalué au point $x=x_0$ est non nul alors $\Phi(x)$ est un **difféomorphisme local**.

distribution :

une distribution Δ est un espace ou un sous espace vectoriel, engendré par une base, formé par le champ de vecteurs f_1, f_2, \dots, f_d :

$$\Delta = \text{span}(f_1, \dots, f_n)$$

d'autre part, $\Delta(x)$ est la distribution associée à un point $x \in \mathbb{R}^n$, telle que :

$$\Delta(x) = \text{span}(f_1, \dots, f_d)(x)$$

involutivité :

la distribution Δ est dite **involutive** si et seulement si elle est stable par crochet de Lie. i.e. si et seulement si pour tout champ de vecteurs x et y élément de Δ , alors $[x, y]$ est aussi un élément de Δ .

ANNEXE A 2

PARAMETRES DE LA MACHINE

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

- Puissance nominale: $P_n = 1.5 \text{ kw}$
- Tension nominale.....: $V_n = 220\text{v}$
- Courant nominale.....: $I_n = 6.31\text{A}$
- Vitesse nominale.....: $W_{r,n} = 1420 \text{ tr/mn}$
- Rendement nominale.....: $\eta = 0.78$
- Rendement nominale.....: $\eta = 0.78$
- Facteur de puissance nominale.....: $\varphi = 0.8$
- fréquence nominale.....: $f_n = 50\text{Hz}$
- Nombre de paires de pôles.....: $p = 2$
- Résistance statorique.....: $R_s = 4.5 \Omega$
- Résistance rotorique.....: $R_r = 3.805\Omega$
- Inductances cyclique statorique.....: $L_s = 0.274\text{H}$
- Inductances cyclique rotorique.....: $L_r = 0.274\text{H}$
- Inductance mutuelle statorique.....: $L_{sr} = 1.41\text{H}$
- Moment d'inertie.....: $J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$
- Coefficient de frottement.....: $f = 0.008 \text{ Nm.s/rd}$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE:

[Ait gougam 92]

Y.Ait.Gougam "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsion pour onduleur de tension", thèse de magister, ENP, 1992

[Amara 97]

Y.Amara, R.Benamar "Etude de la commande vectorielle d'une machine à induction en régime saturé", PFE, ENP, juin 1997

[Azzouz 96]

A.Azzouz "Linearisation exacte et commande de la MAS", PFE, ENP, juin 1996

[Bara 95]

R.Bara, D.Hamidoudjana "Aspect continu et échantillonné de la commande non linéaire et influence des techniques de modulation appliqués au MAS", PFE, ENP, juin 1995

[Barazane 93]

A.Barazane "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en tension", PFE, ENP, juin 1993

[Boudjerda 93]

N.Boudjerda "Etude du comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur en MLI" Thèse de Magister ENP, septembre 1993

[Buhler 86]

H.Buhler "Conception des systèmes automatique' PPR, Lausanne, suisse, 1986

[Chan 90]

C.C.Chan, H.Wang "An effective méthode for rotor résistance identification for high-performance induction motor" IEEE trans.on Ind. Electronics, vol 37,No 6, DEC 1990

[Chatelain 83]

J.Chatelain "Machines électriques" Tome I, Edition Dunond, 1983

[Chiping 93]

S.Chiping, L.Xiaogang Thomas A.Lipo "Indirect field orientation control of induction machine utilising a reactive power perturbation Scheme" Ecole Polytechnique de Montréal, juillet 1993

[Faidalah 95]

Afaidlah "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machine asynchrone" thèse doctorat de l'INPL, France, Fev 1995

[Garces 80]

L.Garces "Parameter adaptaion for speed controlled static AC drive With a squirell cage induction moto " IEEE, tran, TA-16,2,1980

[Georgion 92]

G.Georgion, "Sur les méthodes de commande non linéaires adaptatives : Aspect échantillonné et application" doctorat es siens, Université de Paris XI Orsay, France 1992

[Hautier 95]

J.P Hautier , P.J Faucher, J.P Caron "Modélisation et commande de la machine asynchrone" édition Technip, paris 1995

[Hemici 95]

B.Hemici, K.Seba, M.O. Mahmoudi "Influence des paramètres sur le découplage et les performances de commande par flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté en courant" 1ere JST'95 de L'INH, boumerais 23-24 MAI 1995, vol.II, pp. 263-266

[Isidori 89]

A.Isidori, "Non linear système. An Introduction", 2nd Edition, Springer Veriag , 1989

[Kamarudin 85]

B.Kamarudin, W,Donald "The influence of motor parametere deviation in feed for field orietation drive système IEEE,21, 4, 1, 1985

[Lalili 96]

D.Lalili, D.Alliaoui "Inflence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimenté en tension" PFE,ENP, juin 1996

[Meddah 93]

Y.Meddah, B.Belhouari "Commande linearisantr des systèmes non lineaire application au moteur asynchrone" PFE, ENP, juin 1993

[Nibouche 94]

M.Nibouche "Application de la commande non lineaire au moteur asynchrone" Thèse de Magistère, ENP, 1994

[Seguier 80]

G.Seguier. J.Lesenne, F.Notlet "Introduction à l'éctrotechnique approfondie" Technique et Documentation, 1980

[Seguier 89]

G.Seguier, F.Labrique "Les convertisseurs de l'électronique de puissance" Tome 4, conversion continue alternative, Edition technique et documentation, Lavoisier, 1989

[Slotine 91]

J.J.E Slotine, W.Li "Applied non linear control" Pritice Hall, 1991