

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

5/96

وزارة التربية الوطنية

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

الدراسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة -
BIBLIOTHEQUE -
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

SUJET

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT
DE LA MACHINE ASYNCHRONE
ALIMENTEE EN TENSION AVEC
ORIENTATION DU CHAMP

Proposé par :

M^{ers} : B. HEMICI
M.O. MAHMOUDI

Etudié par :

M^{ers} : F. BENAMOR
S. MERADI

Dirigé par :

M^{ers} : B. HEMICI
M.O. MAHMOUDI

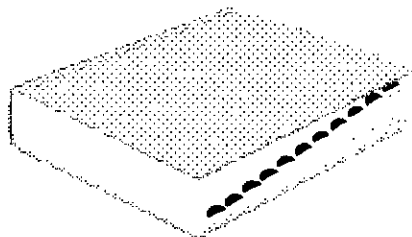
PROMOTION

JUIN 1996

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

"قل إن صلاتي و نسكي ومحياي
ومماتي لله رب العالمين لا شريك له
وبذلك أمرت وأنا أول المسلمين"

سورة الأنعام، الآية 162، 163



Dédicace

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail à:

Ma mère;

Mon père;

Mes frères et soeurs;

Ma famille;

Tous mes amis.

Farouk

Je dédie ce modeste travail:

A ma mère à qui je dois tout;

A la mémoire de mon père;

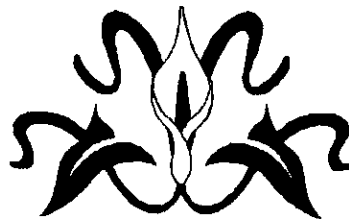
A mon frère aîné;

A tous mes frères et soeurs;

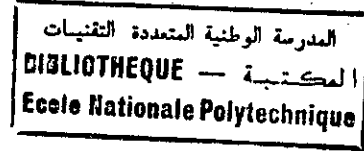
A tous mes amis qui m'ont soutenus durant ces cinq années spécialement:

Mohamed, Amor, Mohamed Rédha.

Samir



REMERCIEMENTS



Le travail présenté dans cette mémoire a été effectué au département de génie électrique de l'école nationale polytechnique, dirigés par M^{rs} M.O.MAHMOUDI et B.HEMICI chargés de cours à l'ENP.

Nous remercions vivement M^r M.O. MAHMOUDI et B. HEMICI pour leur conseils et critiques durant l'élaboration de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à S. BERKATI pour l'aide morale et matériel qui nous a porter pour effectuer cette mémoire, et pour l'attention qui nous à preter durant toute l'année.

Nous remercions aussi nos amis K. BENMANSOUR, M.LARABI, A. LAIB, A. AZZEGAG et L. BOUKEZZI pour l'ambiance qu'ils ont crée durant notre travail.

Nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nos remerciements vont également à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail.

Que tous les étudiants de la spécialité electrotechnique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

تهدف هذه الدراسة إلى تطبيق إحدى الطرق الحديثة للتحكم الآلي للماكينات الكهربائية. يقترح فيها التحكم بنظام الانزلاق لمحرك غير متزامن مغذى بتوتر مع ادارة حقله و توجيهه شعاعيا, هي دراسة بواسطة برنامج حسابي للتحكم بنظام الانزلاق للسرعة و الموقع الخاصة بالماكنة غير المتزامنة.

Résumé:

Cette étude concerne l'application de l'une des méthodes modernes de l'automatique à la commande des machines électriques.

Il est proposé une commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec son contrôle vectoriel. C'est une étude par simulation numérique du réglage par mode de glissement en vitesse et en position de la machine asynchrone.

Abstract:

This study concern's the application of one of the modern methods of control to electric machines.

It is proposed the sliding mode control for voltage - fed induction motor with it's vector control. It is the study of digital simulation of the sliding mode control for both the speed and the position in an induction motor.

NOTATIONS



- a, b, c : Indices correspondants aux trois phases statoriques.
- A, B, C : Indices correspondants aux trois phases rotoriques.
- s, r : Indices correspondant au stator et au rotor.
- d, q : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- s : Variable de Laplace.
- L_s, L_r : Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
- L_m : Inductance mutuelle propre.
- R_s, R_r : Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
- T_s, T_r : Constante de temps statorique et rotorique ($T_s = L_s / R_s$, $T_r = L_r / R_r$).
- σ : Coefficient de fuite total ($\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$).
- P : Nombre de paires de pôles.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant.
- K : Coefficient de frottement visqueux.
- J : Moment d'inertie de la partie tournante.
- θ_s, θ_m : Angles électriques statorique et rotorique.
- ω_s, ω_m : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
- Ω_r : Vitesse mécanique.
- Φ : Flux.
- V : Tension.
- i : Courant.
- f : Fréquence d'alimentation.
- K_i : Coefficient de la contre réaction d'état lié au courant i_q .

- K_0 : Coefficient de la contre réaction d'état lié à la vitesse mécanique.
- K_r : Coefficient de la contre réaction d'état lié au régulateur intégrateur.
- K_0 : Coefficient de la contre réaction d'état lié à la position.
- K_w : Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.
- K_c : Coefficient de correction du régulateur intégrateur dans le cas de présence
du limiteur de courant.

Les autres termes sont définis dans le mémoire.

SOMMAIRE



Introduction générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR- M.AS

I.1 Equations de fonctionnement de la machine	
I.1.1 Hypothèses simplificatrices	3
I.1.2 Equations électriques et magnétiques de la machine	4
I.2 Modèle de PARK de la machine asynchrone	6
I.2.1 Transformation de PARK	7
I.2.2 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone triphasée	
I.2.2.1 Equations des tensions	8
I.2.2.2 Equations des flux	9
I.3 Choix du référentiel	9
I.4 Machine biphasée équivalente	9
I.5 Simulation et Interprétation	11
I.6 Modélisation de l'alimentation de la machine	13
I.7 Modélisation du redresseur	13
I.8 Modélisation du filtre	14
I.9 Modélisation de l'onduleur de tension	15
I.10 Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I)	16
I.11 Modélisation de l'association convertisseur- machine	17
I.12 Simulation et Interprétation	20
I.13 Conclusion	20

CHAPITRE II: COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX DE LA M.AS.

II.1 Analogie avec le moteur à courant continu	22
II.2 Principe de la commande vectorielle	24
II.3 Application de la commande sur le moteur asynchrone alimenté en tension	
II.3.1 Description	25
II.3.2 Equations électriques de la machine	26
II.4 Stratégie de contrôle	27
II.4.1 Orientation du flux rotorique (commande directe)	28
II.4.2 Orientation du flux rotorique (commande indirecte)	28
II.5 Equation d'état du système réduit	30
II.6 Conclusion	31

CHAPITRE III: COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

III. 1 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état	32
III.2 Grandeur de commande équivalente	34
III.3 Solution des équations d'état en mode de glissement	35
III.4 Domaine du mode de glissement	36
III.5 Limite du domaine de mode du glissement	37

III.6 Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne K_w	
III.6.1 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire.....	39
III.6.2 Calcul du coefficient K_w	40
III.7 Méthode d'imposition des pôles	40
III.7.1 Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode du placement des pôles.....	41
III.7.2 Forme canonique du réglage	41
III.8 Réglage et limitation	44
III.9 Influence et considération du choix des pôles	45
III.10 Application à la commande du moteur asynchrone	46
III.10.1 Commande en vitesse	46
III.10.1.1 Synthèse de la commande en vitesse	47
III.10.1.2 Emploi du régulateur intégrateur	48
III.10.1.2 Choix de la surface de glissement	48
III.10.1.3 Limitation des grandeurs d'état	50
III.10.1.4 Surface de commutation avec limitation	50
III.10.1.5 Simulation et interprétation	51
III.10.2 Commande en position	62
III.10.2.1 Synthèse de la commande	62
III.10.2.2 Choix de la surface de commande	63
III.10.2.3 Limitation de la grandeur d'état i_{qs}	64
III.10.2.4 Simulation et Interprétation	65
III.11 Conclusion	66
Conclusion générale	77
Annexe	78
Bibliographie	

INTRODUCTION GENERALE



La machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis longtemps. Elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse et de construction simple notamment pour la machine asynchrone à cage. Son utilisation dans les processus industriels était limitée dans les applications qui ne demandent pas des hautes performances dynamiques comme par exemples l'entraînement de pompes, de ventilateurs ou de compresseurs. La variation de la vitesse rotorique se faisait soit à fréquence fixe et tension d'amplitude variable, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor ou sur son alimentation.

La difficulté de la commande des machines asynchrone réside dans l'obtention du découplage effectif entre les deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple électromagnétique. Ce découplage est obtenu de façon naturelle dans la machine à courant continu bien compensée où le courant d'induit n'agit que sur le couple et le courant d'inducteur agit sur le flux.

Le premier contrôle de ce type a été réalisé dans les années 70 par Hasse et Blaschke[1]. Ce principe a, par la suite, donné naissance à différentes solutions qui aboutissent à un contrôle qui à des performances comparable voire supérieurs à celle des machines à courant continu.

Pour cela le domaine des entraînements électriques à vitesse et position variables s'est considérablement développé ces dernières années. En effet, les processus industriels actuels exigent très souvent des variations de vitesse et de position à très hautes performances. Par ailleurs, les chercheurs intéressés par l'application des techniques de l'automatique moderne ont trouvés dans la commande des machines électriques à courant alternatif un champ d'investigation très intéressant.

L'une de ces techniques de commande efficace c'est le réglage par *mode de glissement*, qui est un fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Cette théorie a été étudiée d'abord en URSS [2], puis les travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier d'éventuelles applications pratiques.

L'objectif de ce mémoire est la mise au point la simulation du fonctionnement de la machine asynchrone associée par un onduleur de tension MLI en commande par mode de glissement.

En rédigeant ce mémoire, en l'avons décomposé en trois chapitres:

Dans le premier chapitre, nous exposons la modélisation de l'association convertisseur-machine asynchrone.

Le deuxième chapitre concerne le principe de l'orientation du flux de la machine, le couplage existe, en cas d'une alimentation en tension, entre grandeurs d'axe direct « d » et grandeurs d'axe en quadrature « q » du repère tournant à la vitesse du synchronisme, cette technique de commande nous permet d'avoir un modèle découplé analogue à celui du moteur à courant continu.

Nous consacrons le troisième chapitre à la commande par mode de glissement de la machine asynchrone, il est présenté l'aspect théorique par mode de glissement puis l'application à la commande du moteur asynchrone en vitesse et en position.

Enfin, nous simulons le fonctionnement de la machine munie du réglage, puis à partir des résultats de cette simulation nous faisons une analyse des performances.

CHAPITRE - I-

MODELISATION DE L'ASSOCIATION

CONVERTISSEUR-M.AS

*« Quelles que soient les découvertes du futur,
on sait
Qu'elles ne pourront jamais se passer
de l'expérience,
de la connaissance,
et de l'audace des hommes »*

"Léonard de VINCI"

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

La mise en équations du moteur asynchrone triphasé, et en faisant toutes les hypothèses simplificatrices usuelles, conduit à un système de six équations différentielles à six inconnues et à coefficients fonction périodique du temps.

Ce chapitre contient deux parties. Dans la première partie, nous donnons une représentation mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasé, puis dans le plan biphasé selon le modèle de PARK. La deuxième partie est consacré à la modélisation de l'association onduleur-machine asynchrone.

I.1. Equations de fonctionnement de la machine:

I.1.1. Hypothèses simplificatrices :

Soit une machine asynchrone triphasée représentée schématiquement par la figure (I.1).

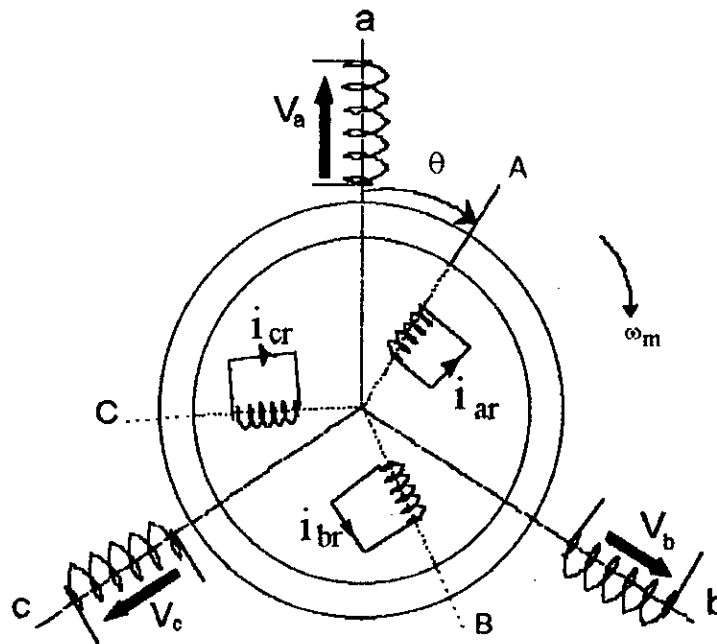


Fig.(I.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone.

On désigne par a, b, c les phases statoriques; A, B, C les phases rotoriques. Dans l'analyse qui va suivre on admet les hypothèses suivantes:

- La machine n'est pas saturée;
- Le matériau magnétique est parfaitement feuilleté, d'où absence de courant de Foucault;
- On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice tournante; il s'en suit que l'inductance propre d'un enroulement est constante, et que l'inductance mutuelle entre deux enroulements ne dépend que de l'angle entre ces enroulements;
- On néglige les effets d'encoches, et on considère l'entrefer constant;
- On néglige l'effet pelliculaire.

I.1.2. Equations électriques et magnétiques de la machine:

Les six enroulements de la figure (I.1) obéissent aux équations électriques suivantes [3], écrites sous forme matricielle:

$$\begin{aligned}
 [V_{abc}] &= \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] + R_s [i_{abc}] \\
 [V_{ABC}] &= \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}] + R_r [i_{ABC}]
 \end{aligned}$$

$$\text{avec } [V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad [\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

$$[V_{ABC}] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}; \quad [i_{ABC}] = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}; \quad [\phi_{ABC}] = \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix}$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme:

$$\begin{aligned}
 [\phi_{abc}] &= [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \\
 [\phi_{ABC}] &= [L_r][i_{ABC}] + [L_{sr}]^t [i_{abc}]
 \end{aligned} \quad (I.2)$$

- 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;
- $L_{aA}(\theta)$: inductance mutuelle entre phases statorique et rotorique.

On a:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En introduisant l'équation I.4 dans l'équation I.3 on obtient les équations de fonctionnement de la machine:

$$\begin{aligned} [V_{abc}] &= R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [i_{ABC}]) \\ [V_{ABC}] &= R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}]^T [i_{abc}]) \end{aligned} \quad (I.3)$$

On voit bien que notre système d'équations est à coefficients variables de θ . Sa résolution analytique dans ce repère reste très complexe. D'où la nécessité d'introduire la transformation trigonométrique afin d'aboutir à un système d'équations à coefficients constants.

I.2. Modèle de Park de la machine asynchrone:

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système, on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc, des équations simple par des changement de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de PARK[3] figure (I.2).

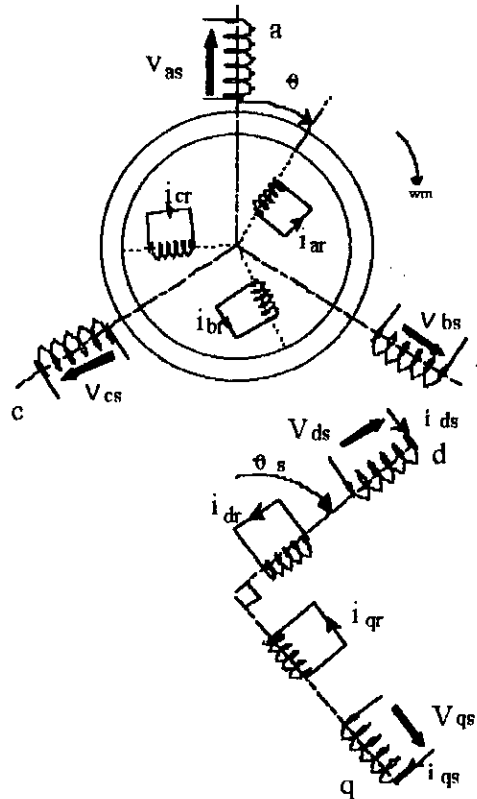


Fig.(I.2) Passage triphasé - biphasé.

I.2.1. Transformation de Park:

La transformation de Park est définie par sa matrice de transformation [A].

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante:

$$\begin{aligned} [i_{dq}] &= [A][i_{abc}] \\ [V_{dq}] &= [A][V_{abc}] \\ [\phi_{dq}] &= [A][\phi_{abc}] \end{aligned} \quad (I.5)$$

le vecteur $[i_{dq}]$ est le vecteur obtenu par la transformation de Park du vecteur courant statorique $[i_{abc}]$.

La matrice de Park écrite sous cette forme est orthogonale ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères. Ainsi donc, l'énergie sera conservée pour ce changement de repère.

L'orthogonalité nous permet d'écrire [4]:

$$[A]^{-1} = [A]^t$$

alors:

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

I.2.2. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée:

I.2.2.1. Equations des tensions:

On notera $[A_s]$ la matrice de transformation pour les phases statorique c'est à dire $\theta = \theta_s$.
De même pour les phases rotoriques $[A_r]=[A_r]$ soit $\theta = \theta_r$.

Dans le repère biphasé de Park d'axes d, q tournant à la vitesse angulaire ω_s , les équations électriques de tension s'écrivent [3]:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} + \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_s \phi_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.7)$$

I.2.2.2. Equations des flux:

Les relations entre flux et courant sont données par [3]:

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (I.8)$$

I.3. Choix du référentiel:

Le référentiel est le système Od, Oq associé à la vitesse de rotation choisie pour lui.
Trois types de référentiels sont intéressants en pratique [4]:

- référentiel lié au stator;
- référentiel lié au rotor;
- référentiel lié au champ tournant.

Pour notre étude, on choisit un référentiel lié au champ tournant ($\omega_r = \omega_s$), afin de faire apparaître que les grandeurs continues.

I.4. Machine biphasée équivalente:

Compte tenu du choix du référentiel considéré, notre modèle de travail du moteur asynchrone est défini par:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.9}$$

où: $\omega_r = \omega_s - \omega_m$ est la pulsation des courants rotoriques.

La puissance instantanée de la M.AS est donnée par:

$$P(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \tag{I.10}$$

en remplaçant i_a, i_b, i_c et v_a, v_b, v_c on trouve:

$$p(t) = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \tag{I.11}$$

Dans un référentiel lié au champ tournant, l'énergie électrique au stator pendant le temps dt:

$$dW_{es} = p(t)dt = \left[R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) dt \right] + \left[d\phi_{qs} i_{qs} + d\phi_{ds} i_{ds} \right] + \left[\omega_s (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) dt \right] \tag{I.12}$$

l'énergie électrique fournie au stator pendant dt se décompose donc en trois termes: le premier représente l'énergie perdue par effet joule au stator.

Le deuxième représente la variation d'énergie magnétique statorique. Par contre le troisième terme représente l'énergie transformée du stator au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant [4].

d'où:

$$\begin{aligned} C_{em} &= p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\ &= \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (I.13)$$

En plus de l'équation mécanique:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - \frac{f}{p} \omega_m - C_r \quad (I.14)$$

I.5. Simulation et Interprétation:

Les paramètres de la machine utilisée pour notre étude, sont indiqués en l'annexe .

La figure(I.3) représente la réponse de la machine asynchrone alimentée en tension en boucle ouverte.

D'après les résultats de simulation on constate que:

- La vitesse de la machine asynchrone atteint sa valeur nominal au bout de 0.25s environ;
- Le couple électromagnétique augmente rapidement, et dépasse sa valeur nominale afin de vaincre l'inertie du rotor puis se stabilise à une faible valeur qui compense les frottements et la ventilation;
- Le courant de ligne est important en régime transitoire, ce qui explique l'établissement rapide de la vitesse de rotation.

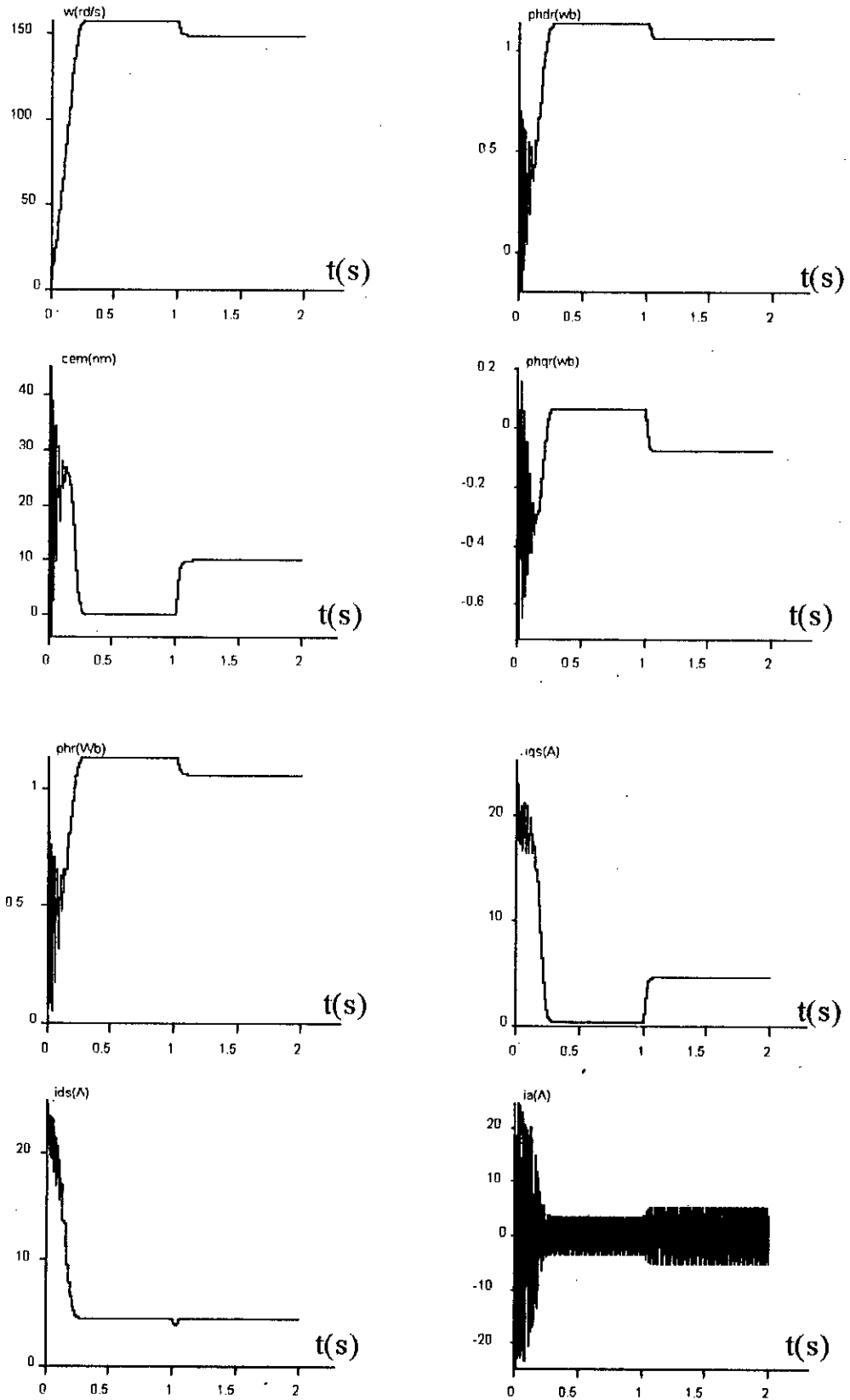


Fig.(I.3) Réponse du moteur asynchrone alimenté par le réseau.

I.6. Modélisation de l'alimentation de la machine:

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoidale alimenté par un redresseur à diodes triphasé. Nous avons placé un filtre (LC) à l'entrée de l'onduleur afin de filtrer la tension redressée et de réduire les ondulations du courant d'entrée figure (I.4).

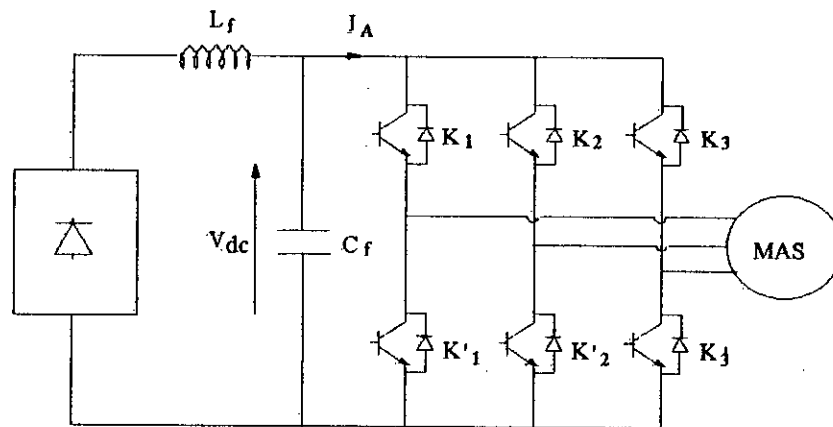


Fig.(I.4) Association redresseur - filtre - onduleur de tension - M.A.S.

I.7. Modélisation du redresseur:

Le redresseur est schématisé par la figure (I.5).

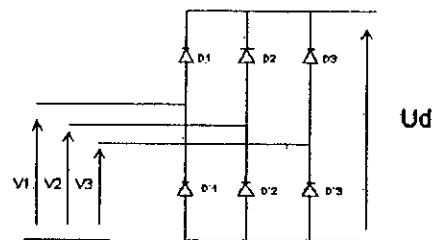


Fig.(I.5) Redresseur à diode.

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

D_i conduit si $V_i = \min(V_j)$; $j=1,2,3$; $i=1,2,3$ (I.15)

pendant chaque séquence de conduction, la tension u_d à la sortie du redresseur est:

$$U_d = V_i - V_k \quad (I.16)$$

par conséquent:

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); \quad j=1,2,3 \quad (I.17)$$

1.8. Modélisation du filtre:

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

Ce filtre est schématisé par la figure (I.6)

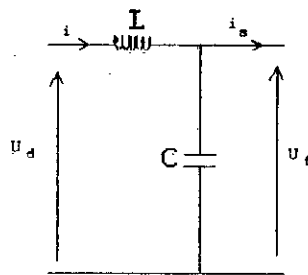


Fig.(I.6) Filtre LC.

Les équations du filtre sont:

$$U_d = L \frac{di}{dt} + U_f \quad (I.18)$$

$$\frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C}(i - i_s)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LCS})^2} \quad (I.19)$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (I.20)$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures, nous devons imposer le choix [5]:

$$f_c < 2f$$

Ce qui nous amène à:

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

Nous choisissons:

$$LC = 25 \cdot 10^{-6}$$

D'où:

$$L = 100 \text{ mH}$$

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

I.9. Modélisation de l'onduleur de tension:

L'association d'un transistor T_i et de la diode D_i correspondante donne un composant bidirectionnel, d'autre part, la commande des transistors est complémentaire. Par conséquent, nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (I.7)

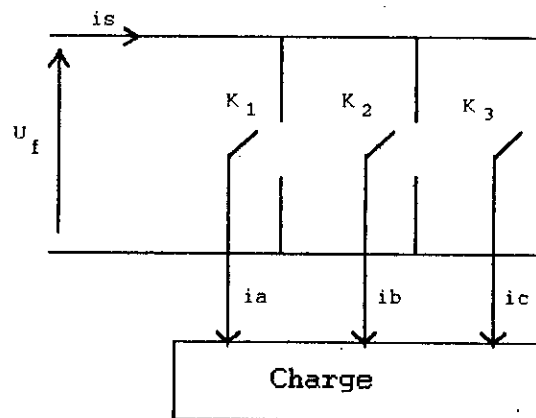


Fig. (I.7) Représentation des transistors par des interrupteurs.

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Les tensions composées à la sortie de l'onduleur est donnée par:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= U_f(F_1 - F_2) \\ V_{bc} &= U_f(F_2 - F_3) \\ V_{ca} &= U_f(F_3 - F_1) \end{aligned} \quad (\text{I.22})$$

par conséquent, les tensions simples s'expriment en fonction des fonctions logiques par la relation suivante:

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_f}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b &= \frac{U_f}{3}(2F_2 - F_3 - F_1) \\ V_c &= \frac{U_f}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \end{aligned} \quad (\text{I.23})$$

Le courant i_s à l'entrée de l'onduleur est donné par:

$$i_s = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (\text{I.24})$$

I.10. Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I):

Stratégie triangulo-sinusoidale:

La M.L.I permet de former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux. Pour aboutir à cela on adopte une certaine technique de commande des interrupteurs de l'onduleur (technique triangulo-sinusoidale) [6]figure (I.8).

La stratégie triangulo-sinusoidale est caractérisée par deux paramètres qui sont:

L'indice de modulation m qui représente le rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence de référence.

Le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de la porteuse.

Les instants de commutation sont obtenus par comparaison de trois signaux de référence correspondant aux tensions de sortie désirées de fréquence f à un signal triangulaire de fréquence f_p .

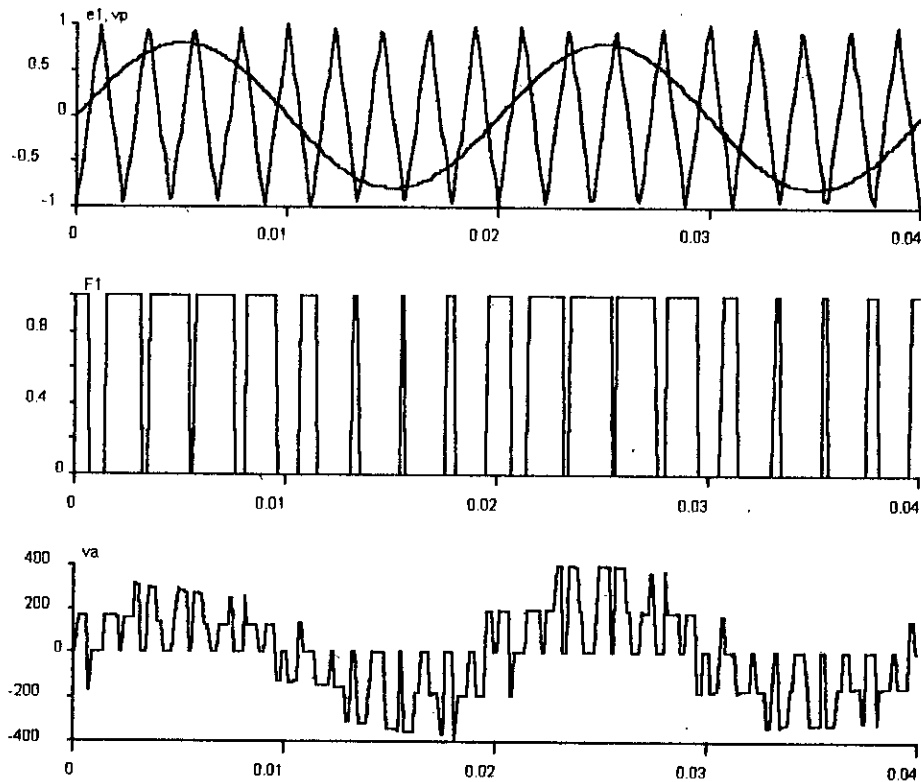


Fig.(I.8) principe de la technique triangulo-sinusoidale

$$(m=9, r=0.8)$$

I.11. Modélisation de l'association convertisseur-machine:

Cette association est schématisée par la figure(I.9)

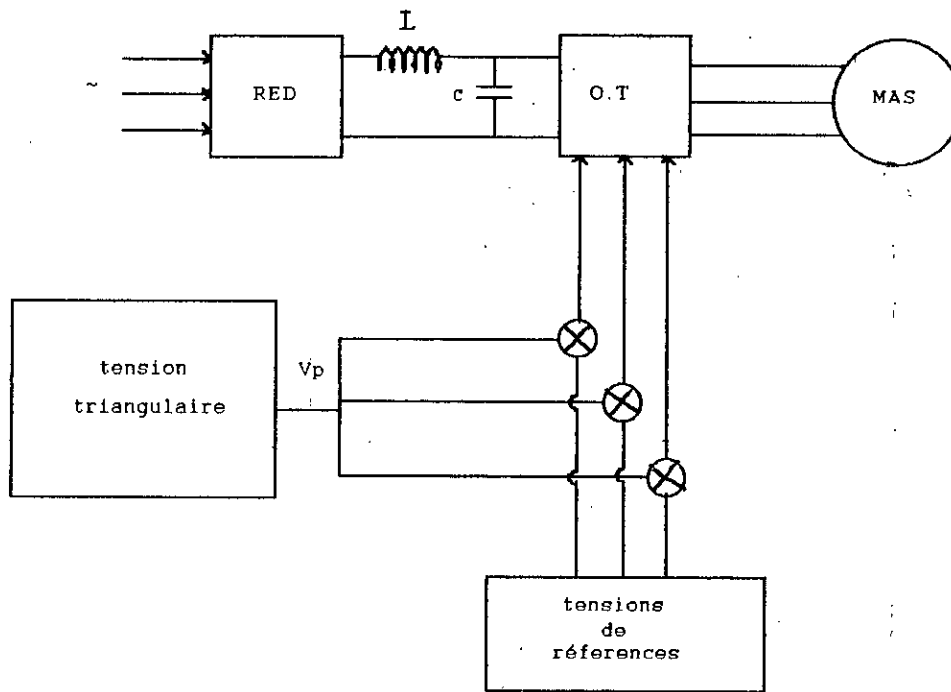


Fig.(I.9) Association convertisseur- M.AS.

L'association convertisseur statique-machine asynchrone est modélisé par les équations suivantes:

-Tensions du réseau:

$$V_1 = V_m \sin(\omega t)$$

$$V_2 = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_3 = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

-Tension à la sortie du redresseur:

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

-Tension à la sortie du filtre:

$$U_d = L \frac{di}{dt} + U_f$$

$$\frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C}(i - i_s)$$

-Tensions à la sortie de l'onduleur:

$$V_b = \frac{U_f}{3}(2F_2 - F_1 - F_3)$$

$$V_a = \frac{U_f}{3}(2F_1 - F_2 - F_3)$$

$$V_c = \frac{U_f}{3}(2F_3 - F_2 - F_1)$$

-Equations d'état de la M.AS:

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

$$f(x) = \begin{bmatrix} -R_r \frac{\Phi_{dr}}{L_r} + L_m R_r \frac{i_{ds}}{L_r} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ -R_r \frac{\Phi_{dr}}{L_r} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} + L_m R_r \frac{i_{qs}}{L_r} \\ \beta L_m \frac{\Phi_{dr}}{L_s L_r} - L_m \omega_m \frac{\Phi_{qr}}{\sigma L_s L_r} + [-(\alpha + \beta) + \sigma \beta] i_{ds} + \omega_s i_{qs} \\ -L_m \omega_m \frac{\Phi_{dr}}{\sigma L_s L_r} + \beta L_m \frac{\Phi_{qr}}{L_s L_r} - \omega_s i_{ds} + [-(\alpha + \beta) + \sigma \beta] i_{qs} \end{bmatrix}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

avec:

$$\alpha = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{R_r}{\sigma L_r}$$

I.12. Simulation et Interprétation:

La figure(I.10) représente les résultats de simulation de l'association onduleur - machine asynchrone.

L'établissement de la vitesse du moteur asynchrone est lent (1s environ) par rapport au démarrage de la machine alimentée par le réseau.

Le couple électromagnétique est varié autour d'une valeur moyenne qui compense les pertes par frottements et ventilation.

La forme du courant de ligne est proche de la sinusoïde.

Pour une perturbation de charge de 10 Nm, on constate que la vitesse diminue ainsi que le flux rotorique est affecté par cette perturbation, ce qui explique le fort couplage existant entre les enroulements de la machine.

I.13. Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence le comportement de la machine asynchrone vis à vis à deux différentes alimentations.

Dans la majorité des entraînements par moteur asynchrone, les perturbations influent sur la grandeur à commander, ne sont plus négligeables, ceci rend le fonctionnement en boucle ouverte ne répond pas aux exigences d'un entraînement à vitesse constante, ainsi une régulation s'impose.

Afin de rendre le modèle de la machine simple et découplé, on applique à cette machine la technique du flux orienté.

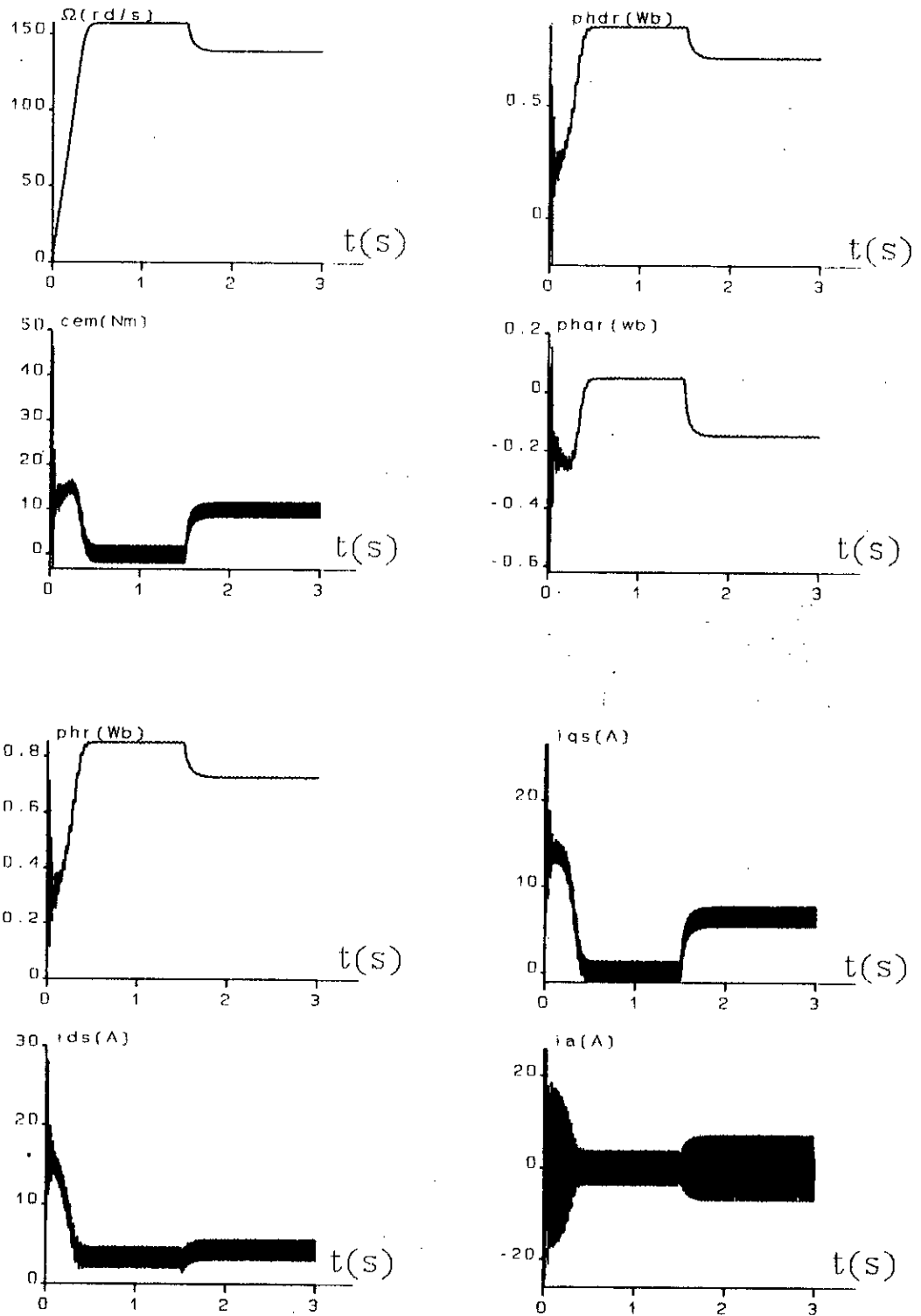


Fig.(I.10) Réponse du moteur asynchrone alimenté par un onduleur MLI.

CHAPITRE - II-

COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX

DE LA M.AS

*« Les mots et les formules sont de grands
générateurs d'opinions
et de croyances
puissances redoutables,
ils ont fait
périr plus d'hommes que les canons »*

"Gustave Lebon"

Le grand intérêt porté aux variateurs de vitesse constitués d'ensemble machine asynchrone - convertisseur statique et le développement des semi-conducteurs de puissance à commutation forcée ont conduit les chercheurs à résoudre le problème lié au couplage existant entre les grandeurs internes de la machine alternative que sont le flux et le couple électromagnétique[7].

Au début des années 70 Hass et Blaschke ont présenté le principe d'un découplage entre le flux et le couple de la machine synchrone, en suite cette méthode à été adaptée pour la machine asynchrone[1]. Ce principe consiste à orienter le flux vers une direction déterminée, d'où l'appellation commande à flux orienté. Il a provoqué une véritable révolution dans le domaine de la commande de machines électriques. Car il a fortement contribué au remplacement de la machine à courant continu, qui dominait dans les processus industriel travaillant à vitesse et couple variables, par des machine alternatives. La machine à courant continu qui permet d'obtenir les performances souhaitées, tant en régime permanent qu'en régime dynamique, présente des inconvénients majeurs comme son coût élevé dû à sa construction complexe qui demandent des entretiens réguliers qu'elle nécessite. Par opposition la machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste de construction simple et peu coûteuse.

II.1. Analogie avec le moteur à courant continu

Les conditions optimales de production du couple électromagnétique pour une spire parcourue par un courant et exposé à un champs, s'obtiennent lorsque le plan de la spire est parallèle aux lignes du champs figure(II.1), c-à-d que quand le vecteur courant de la spire et le vecteur flux sont perpendiculaire[7].

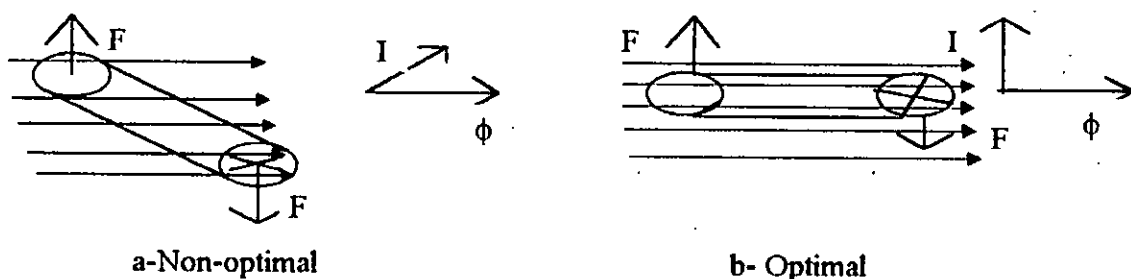


Fig.(II-1) Condition de production de couple.

Dans le moteur à courant continu à excitation séparée, ces conditions sont satisfaites.

La relation du couple électromagnétique est donné par:

$$C_{em} = K \Phi \alpha I_a$$

avec : (II-1)

$$\Phi \alpha = K_f I_f$$

d'où : (II-2)

$$C_{em} = K I_a I_f$$

Le courant d'induit I_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation I_f est la grandeur génératrice du flux. Ainsi dans un moteur à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes I_a et I_f sont orthogonales, c-à-d que le flux est commandé par le courant I_f et le couple par le courant I_a .

Alors dans un moteur à courant continu à excitation séparée on peut contrôler le flux et le couple indépendamment, où on commande le couple par le courant I_a avec un gain: $K \Phi \alpha$ figure(II.2).

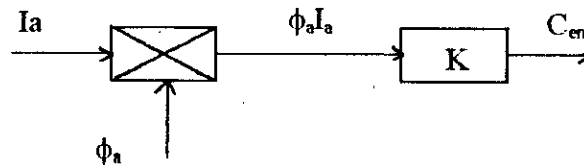


Fig.(II.2) Représentation du schéma bloc du moteur à courant continu à excitation séparée.

On dit donc que l'induit et l'inducteur sont découplés.

Pour un moteur asynchrone, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante:

$$C_{em} = \frac{PL_m}{L_r} (\Phi_{\delta} i_{\varphi} - \Phi_{\delta'} i_{\delta}) \quad (II-3)$$

En partant de cette équation , on peut réaliser un découplage de tel façon que le couple sera commandé uniquement par le courant i_{qs} et ainsi donc le flux par le courant i_{ds} , la relation finale du couple est:

$$C_{em} = \frac{PL_m}{L_r} \Phi_r i_{qs} = K i_{ds} i_{qs} \quad (\text{II-4})$$

et on voit que cette relation est similaire à celle du moteur à courant-continu figure(II.3).

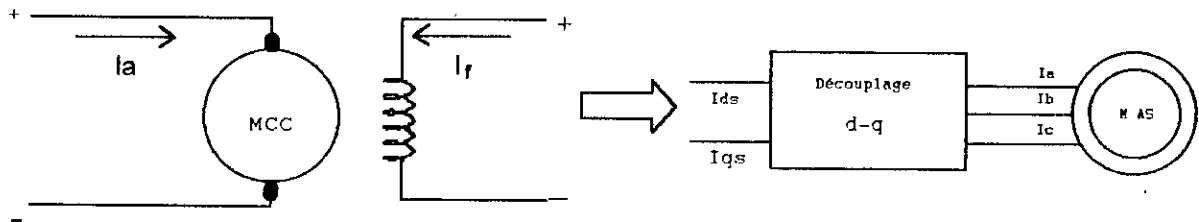


Fig.(II-3) Analogie avec un M.C.C

Donc le but de la commande vectorielle est d'obtenir une représentation de la machine asynchrone semblable à celle obtenue dans le cas de la machine à courant-continu [8].

II.2.Principe de la commande vectorielle:

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone montre qu'un couplage complexe existe entre les composantes statoriques et rotoriques, et cela contrairement à une machine à courant-continu. Une interaction entre la commande du couple, vitesse ou position d'un côté et la commande du flux d'un autre côté [8]. Pour résoudre ce problème on applique la commande vectorielle qui consiste à aligner le vecteur du flux rotorique sur l'axe directe du repère lié au champs tournant d'axe d-q figure(II.4).

Soit :

$$\begin{aligned} \Phi_r &= \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

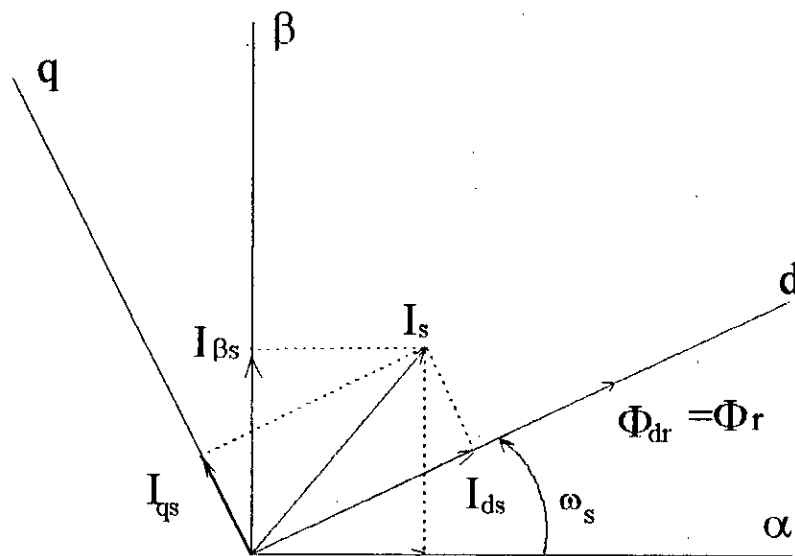


Fig.(II-4). Alignement du flux sur l'axe d.

Le principe est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature dans un repère de référence lié au flux de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre le couple[9].

II.3. Application de la commande sur le moteur asynchrone alimenté en tension:

II.3.1 Description:

Pour un moteur asynchrone triphasé alimenté en tension, les équations dynamiques du stator ne peuvent pas être négligées dans la représentation d'état, le problème de commande est donc devenu plus compliqué, parce qu'on ne doit pas seulement considérer les dynamiques du rotor et aussi celles du stator [1].

Les deux tensions statoriques (v_{ds}, v_{qs}) et la vitesse du champ tournant (ω_s), sont considérés comme variables de commande, les flux statoriques (Φ_{ds}, Φ_{qs}), les flux rotoriques (Φ_{dr}, Φ_{qr}) et la vitesse mécanique (Ω_r) sont considérés comme variables d'état.

Le modèle est représenté par le schéma bloc suivant figure(II.5)[1]:

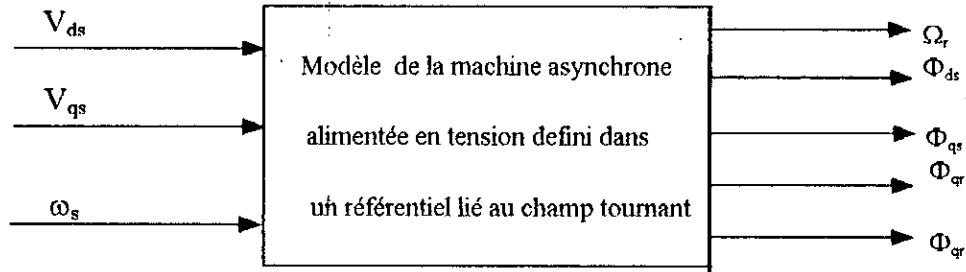


Fig.(II-5) Schéma bloc du modèle de la machine asynchrone alimenté en tension

II.3.2 Equations électriques de la machine :

En partant des équations électriques de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, et on suppose que la position du référentiel peut être choisie afin d'obtenir la condition : $\Phi_{qr} = 0$, ce qui donne le système d'équation suivant:

$$\begin{aligned}
 U_d &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m \Phi_{dr}}{L_r} \omega \sigma L_s i_{qs} \\
 U_q &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \omega \sigma L_s i_{ds} \\
 L_m i_{ds} &= \Phi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\
 \omega &= \omega_m + L_m \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_{dr}}, \quad \omega_m = P\Omega \\
 C_{em} &= P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} i_{qs}
 \end{aligned} \tag{II-5}$$

On remarque que seule la composante directe du courant i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que si ce dernier est maintenu constant ($\Phi_{dr} = C^{cte}$), le couple est commandé uniquement par i_{qs} .

Le schéma bloc représentant les équations (II-5) associées à la partie mécanique du système est représenté à la figure(II-6) [8] :

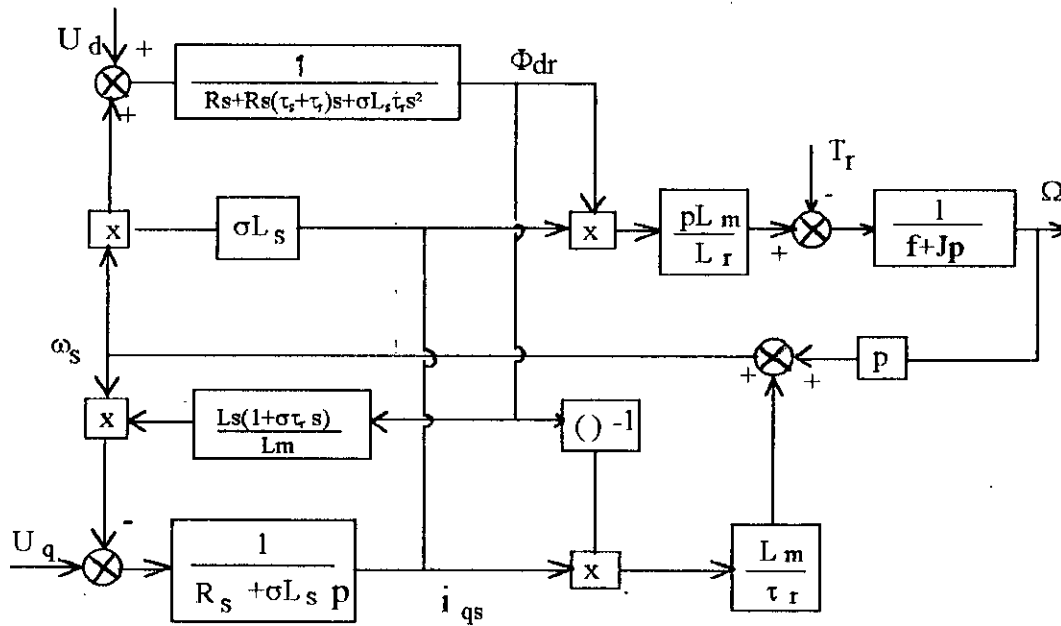


Fig.(II-6) Diagramme fonctionnel du M.A.S

II.4. Stratégie de contrôle :

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux, pour cela plusieurs stratégies sont adoptées. La stratégie de commande choisie consiste de :

- maintenir le flux Φ_{dr} constant .
- contrôler la vitesse ou la position du M.A.S au moyen de la tension U_q appliquée à l'axe q.

Notons que cette stratégie on tente de maintenir le courant statorique produisant le couple (commandé par U_q) en quadrature avec le flux rotorique afin d'obtenir les conditions optimales de production du couple, et donc avoir un couple maximum comme dans un moteur courant continu [7].

Pour commander le moteur asynchrone par orientation du flux, il faut connaître la position exacte du flux à tout instant et la faire coïncider avec l'axe d, pour cela il existe deux approches:

II.4.1. Orientation du flux rotorique (commande directe):

Cette commande consiste à utiliser des capteurs de flux tel que: capteurs à effet Hall ou bobines dans l'entrefer pour mesurer le flux. Son inconvénient principale réside dans le fait que les capteurs de flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température.

II.4.2. Orientation du flux rotorique (commande indirecte):

Le contrôle indirecte du flux est consisté à estimer la position du flux, et ça en se basant sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone avec la commande vectorielle.

Si le flux est maintenu constant, il peut être simplement imposé en choisissant U_d comme représenté à la figure(II-7)[8]:

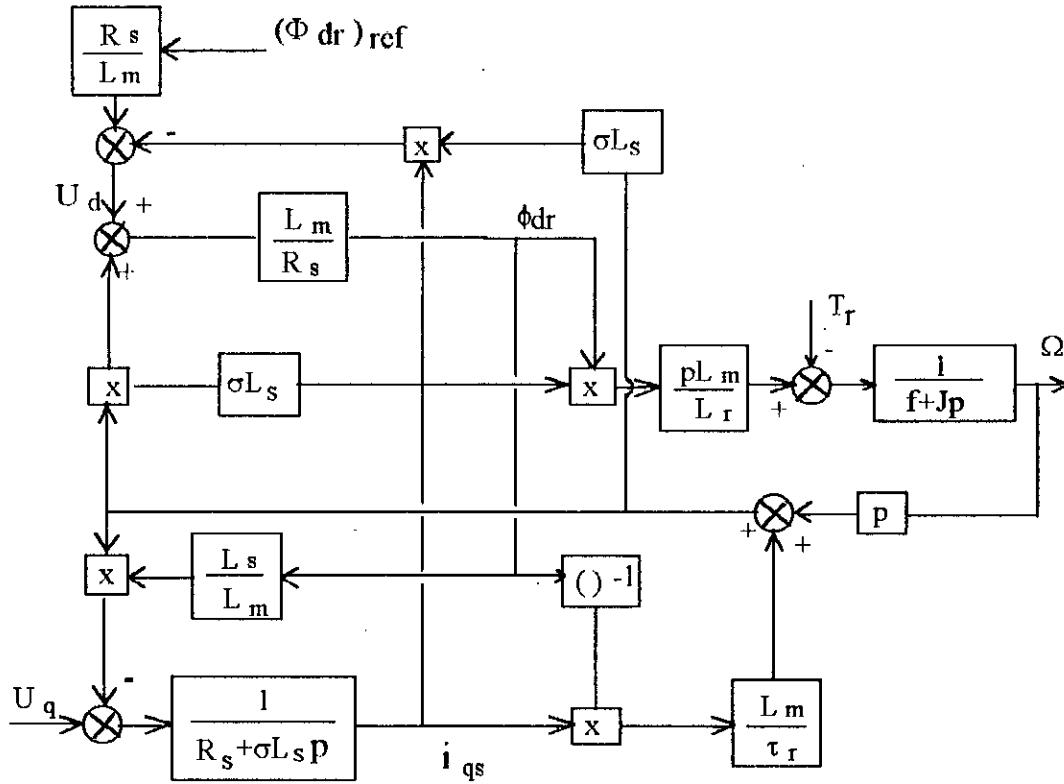


Fig.(II-7).Schéma fonctionnel du M.A.S avec action de découplage.

On constate que l'action de l'axe q sur l'axe d a été annuler par un retour d'état. Comme le flux est maintenu constant, les équations précédentes fournissent[8]:

$$\begin{aligned}
 U_q &= \left(R_s + \frac{L_s R_r}{L_r} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_m \frac{L_s}{L_m} \Phi_{dr} \\
 U_d &= \frac{R_s}{L_m} (\Phi_{dr})_{ref} - \sigma L_s \omega i_{qs} \\
 \omega &= \omega_m + L_m \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{(\Phi_{dr})_{ref}}
 \end{aligned}
 \tag{II-6}$$

La première équation de U_q est similaire à celle d'un moteur à courant continu, le schéma bloc précédent se réduire à celui de la figure(II-8):

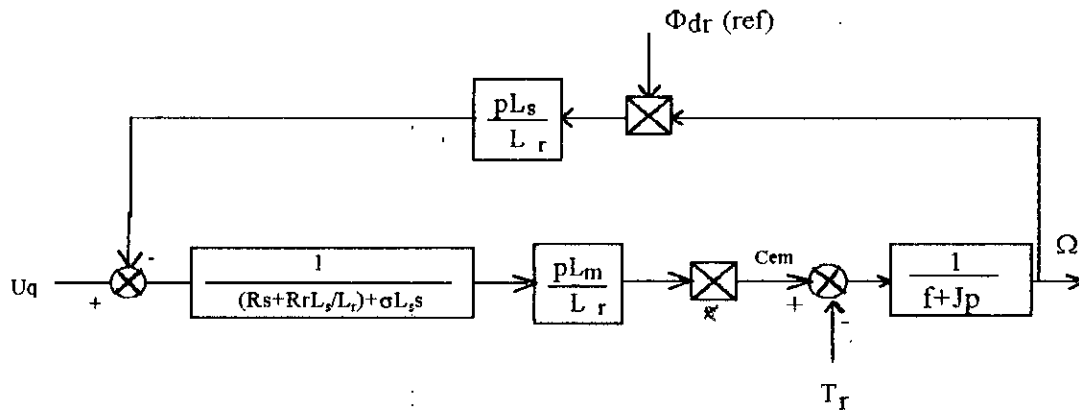


Fig.(II-8). Modèle simplifié équivalent du M.A.S

Le flux est donc fixé simplement par sa valeur de référence dans la deuxième équation de U_d , et de troisième équation on voit bien l'estimation de ω , le courant i_{qs} est estimé à partir de l'équation de U_q .

Il est intéressant d'estimer le courant i_{qs} , non seulement pour éviter un capteur et le bruit inhérent à la mesure, mais aussi parce que l'estimation de i_{qs} constitue une prédiction de la valeur de i_{qs} sur l'intervalle d'échantillonnage pour lequel U_d est calculé.

II.5. Equation d'état du système réduit:

D'après le schéma bloc de la figure (II-8), le Modèle réduit de la machine asynchrone à deux états: i_{qs} , ω_m et une entrée de commande U_q avec une perturbation de charge T_r . Le modèle étant linéaire monovariante, il peut s'écrire sous la forme suivante[8]:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + \frac{L_s R_r}{L_r} & -\frac{\Phi_{dr}}{\sigma L_m} \\ \frac{\sigma L_s}{L_m \Phi_{dr}} p^2 & -\frac{f}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} u_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \end{pmatrix} T_r \quad (II.7)$$

Comme on va voir dans le chapitre suivant, la commande en position du moteur asynchrone nécessite d'ajouter la position comme variable d'état avec :

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

II.6. Conclusion:

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle avec la stratégie de commande du moteur asynchrone alimenté en tension.

On constate que la commande par flux orienté nous a permis de simplifier le système. En effet, à partir d'un modèle non linéaire et couplé, on a obtenu un modèle découplé, qui nous permet de commander la vitesse et la position du moteur asynchrone.

CHAPITRE - III-

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

*« La culture est l'élément nourricier, le sang d'une civilisation,
le sang où les idées techniques des cadres
et les idées pratiques du peuple ont néanmoins un fond commun,
fait de dispositions, d'idées, de tendances identiques »*

'Malek Bennabi'

La théorie des système à structure variable (s.s.v), est jusqu'à présent considéré comme un outil puissant pour le développement des nouvelles stratégies de commande.

Lorsque l'organe de commande possède un comportement discontinu par commutation (action à deux positions), il est judicieux de faire appel à des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes de commande, il s'agit du réglage par mode de glissement. Celui-ci provoque directement la commutation permanente de ces organes de commande, sans qu'il faille utiliser un dispositif de contrôle particulier [10].

Dans ce chapitre, on montrera brièvement le principe de réglage par mode de glissement dans les systèmes à structure variable, en se basant sur la configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état, puis on appliquera ce réglage sur le moteur asynchrone alimenté en tension.

III.1 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état:

Cette configuration est illustrée par la figure(III.1) [2]:

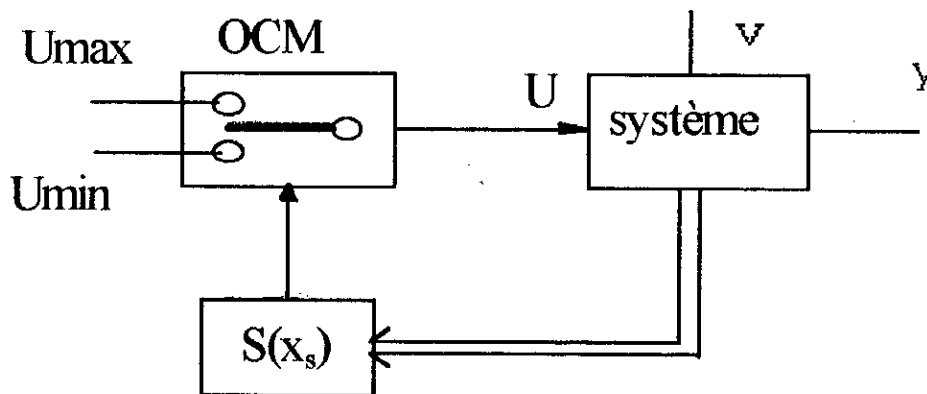


Fig.(III.1) Structure de réglage adoptée.

La grandeur de commande u , fournie par l'organe de commande OCM, ne peut prendre que deux valeurs distinctes: u_{\max} et u_{\min} . La commutation se fait par un dispositif non linéaire (bascule de Schmitt) en fonction de la loi de commutation $s(x_s)$, et une logique de commutation telle que[10]:

$$\begin{cases} U = u_{\max} & \text{si } s(x_s) > 0 \\ U = u_{\min} & \text{si } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La surface de commutation $s(x_s)$ se compose d'une contre-réaction d'état provenant du vecteur d'état x_s du système à régler S et d'une intervention directe de la grandeur de consigne W .

En analogie avec le réglage par contre réaction d'état, il est judicieux de choisir pour la loi de commutation la relation [2]:

$$S(X_s) = -K_s^T X_s + k_w W \quad (\text{III.2})$$

Ou: X_s : vecteur d'état du système à régler de dimension n_s .

W : grandeur de consigne .

K_s^T : vecteur ligne de contre réaction d'état de dimension: n_s .

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

Le phénomène de glissement consiste à amener la trajectoire d'état du système vers la fonction $S(X_s)$, dite surface glissante, puis à l'aide d'une logique de commutation l'obliger à rester au voisinage de cette surface figure(III.2) [11].

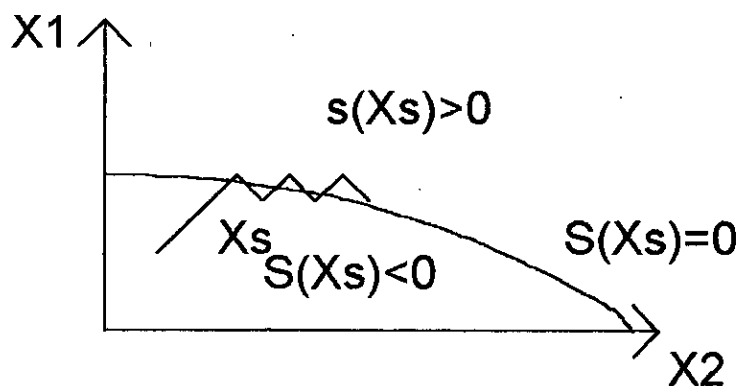


Fig.(III.2) phénomène de glissement pour un système d'ordre 2.

Le régime glissant est atteint lorsque $S(X_s)=0$, d'où, la commande par mode de glissement consiste à ramener les états du système à la surface de glissement.

III.2 Grandeur de commande équivalente:

Soit le système à régler représenté par les équations d'état suivantes:

$$\begin{cases} \dot{X}_s = AX_s + bu + b_v v \\ Y = C_s^T X_s \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Lorsque le système de réglage à structure variable fonctionne en mode de glissement, la loi de commutation respecte toujours la condition: $S(X_s)=0$, par conséquent, sa dérivée par rapport au temps doit aussi toujours être nul, c-à-d: $\dot{S}(x_s) = 0$ [2].

Compte tenu de la loi de commutation et de l'équation d'état différentielle, on peut faire la transformation suivante:

$$\dot{S}(X_s) = -K_s^T \dot{X}_s + K_w \dot{W} = -K_s^T (A_s X_s + b_s u + b_{sv} v) + K_w \dot{W} = 0 \quad (\text{III.4})$$

Afin que cette condition soit respectée en tout temps, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée. Désignée la grandeur de la commande équivalente u_{eq} figure(III.3).

De la relation (III.4), on tire:

$$u_{eq} = \frac{K_w}{K_s^T b_s} \dot{W} - \frac{1}{K_s^T b_s} K_s^T (A_s X_s + b_{sv} v) \quad (\text{III.5})$$

pour que u_{eq} prenne une valeur finie, il est indispensable que: $K_s^T b_s \neq 0$.

u_{eq} c'est une valeur moyenne qui prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} , d'où la condition d'existence locale du mode de glissement est[2]:

$$u_{min} \leq u_{eq} \leq u_{max} \quad (\text{III.6})$$

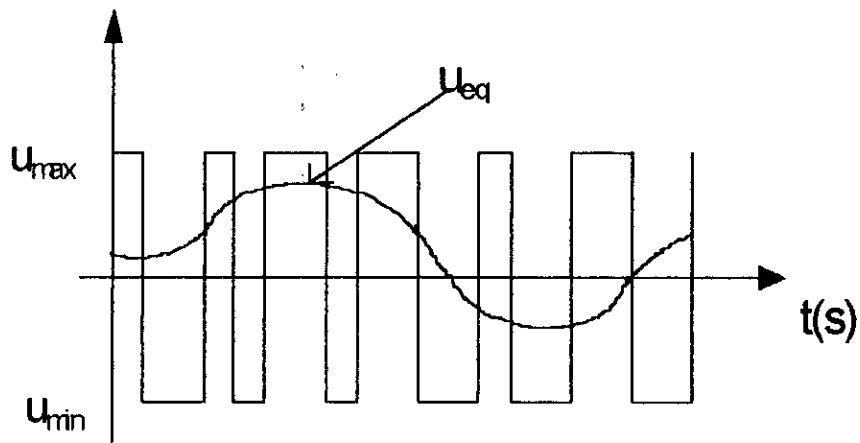


Fig.(III.3) Commande équivalente et réelle.

III.3 Solution des équations d'état en mode de glissement:

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

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + bu + b_v v + b_w W \\ Y = C_s^T X \end{cases} \quad (III.7)$$

avec la loi de commutation:

$$S(X, t) = -K^T X + K_w W \quad (III.8)$$

où: $X = [X_s \ X_r]^T$: vecteur ligne du système globale de dimension $n = n_s + 1$.

$K = [K_s \ -K_r]^T$: gains du roteur d'état globale.

l'indice s pour un système sans régulateur intégrateur.

On a en mode de glissement : $S(X) = 0 \Rightarrow \dot{S}(X) = 0$, d'où:

$$-K^T \dot{X} + K_w \dot{W} = 0 \quad (\text{III.9})$$

En tenant compte de la valeur de consigne et de la perturbation, et on remplace \dot{X} à partir de l'équation d'état et u par u_{eq} , on trouve:

$$-K^T (AX + bu_{eq} + b_v v + b_w W) + K_w \dot{W} = 0 \quad (\text{III.10})$$

$$d'où: u_{eq} = -\frac{1}{K^T b} K^T (AX + b_v v + b_w W) + \frac{1}{K^T b} K_w \dot{W}$$

avec la condition : $K^T b \neq 0$

L'équation d'état en mode de glissement s'écrit:

$$\dot{X} = A^* X + b_v^* v + b_w^* W + b_w^* \dot{W}$$

$$\text{avec: } A^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) A, \quad b_v^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_v \quad (\text{III.11})$$

$$b_w^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_w, \quad b_w^* = \frac{K_w}{K^T b} b$$

III.4 Domaine du mode de glissement:

Le mode de glissement n'existe pas sur toute la surface de commutation, sauf si la relation: $S(X)=0$ est vérifiée[2].

Dans les ouvrages sur les système à structure variable, on trouve en général la condition pour l'existence du mode de glissement sous la forme[11]:

$$S(X) \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{III.12})$$

Dans cette condition, on doit introduire pour $S(X)$ et sa dérivée $\dot{S}(X)$ les valeurs valables juste à gauche ou à droite de la surface de commutation, en posant: $u = u_{lim}$ avec: u_{lim} prend soit u_{max} soit u_{min} .

Puisque $S(X)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation, ceci s'exprime par:

$$\text{Sgn } \dot{S}(X, u_{\max}) = -\text{Sgn } \dot{S}(X, u_{\min}) \quad (\text{III.13})$$

sur la base de cette condition, on vérifiera le domaine du mode de glissement, pour une valeur de consigne fixe, on a :

$$\dot{S}(X) = -K^T X = -K^T (AX + bu_{\lim} + b_v v + b_w W) \quad (\text{III.14})$$

où l'on a fait appel à l'équation d'état, on trouve alors :

$$\text{Sgn } \dot{S}(X, u_{\max}) = \begin{cases} 1 & \text{pour : } K^T (AX + b_v v + b_w W) < -K^T b u_{\max} \\ -1 & \text{pour : } K^T (AX + b_v v + b_w W) > -K^T b u_{\max} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

$$\text{Sgn } \dot{S}(X, u_{\min}) = \begin{cases} 1 & \text{pour : } K^T (AX + b_v v + b_w W) < -K^T b u_{\min} \\ -1 & \text{pour : } K^T (AX + b_v v + b_w W) > -K^T b u_{\min} \end{cases}$$

En supposant que: $K^T b u_{\max} > 0$, on voit que la condition de changement de signe de $\dot{S}(X)$ est satisfaite : $-K^T b u_{\max} < K^T (AX + b_v v + b_w W) < -K^T b u_{\min}$, dans ce cas le mode de glissement existe.

Pour les relations qui définissent les conditions de limite, le vecteur ligne K^T possède une influence importante sur le domaine du mode de glissement, par conséquent le choix des pôles influé sur ce domaine.

III.5 Limite du domaine de mode de glissement:

Lorsqu'on suppose une grandeur de consigne W constante (c-à-d: $\dot{W} = 0$), à la limite du fonctionnement en mode de glissement, on a : $u_{\text{eq}} = u_{\text{lim}}$, avec $u_{\text{lim}} = u_{\max}$ où u_{\min} .

Ainsi la condition au limite devient[2]:

$$K^T (bu_{\text{lim}} + A \hat{X} + K_w W) = 0 \quad (\text{III.16})$$

où: \hat{X} vecteur d'état qui contient donc les valeurs des grandeurs délimitant le mode de glissement. Evidemment ce vecteur doit vérifier la relation de loi de commutation.

L'équation qui donne \hat{X} au régime stationnaire s'écrit au limite:

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} I_{ns} \\ K_s^T \end{pmatrix} \hat{X}_s + \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{K_w}{K_r} \end{pmatrix} W \quad (\text{III.17})$$

On introduit \hat{X} dans la condition au limite (III.16) on trouve :

$$K^T (bu_{\text{lim}} + A \begin{pmatrix} I_{ns} \\ K_s^T \end{pmatrix} \hat{X}_s + b_v v + (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{K_w}{K_r} \end{pmatrix}) W) = 0 \quad (\text{III.18})$$

cette relation peut être exprimée de manière concise par :

$$f^T \hat{X}_s + g = 0 \quad (\text{III.19})$$

elle décrit un hyperplan d'ordre (n-2), étant donnée que le vecteur X_s possède la dimension: $n_s = n-1$, où:

$$f^T = K^T A \begin{pmatrix} I_{ns} \\ K_s^T \end{pmatrix}, g = K^T bu_{\text{lim}} + K^T b_v v + K^T (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{K_w}{K_r} \end{pmatrix}) W \quad (\text{III.20})$$

f: vecteur ligne déterminant l'inclinaison de l'hyperplan.

g: scalaire déterminant sa position.

D'après l'expression de g, il apparaît que la perturbation v et la consigne W provoquent un déplacement parallèle de l'hyperplan.

III.6 Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne K_w :

III.6.1 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire:

Le fait de travailler autour d'un point de fonctionnement stationnaire (régime établi), ceci nécessite la connaissance du vecteur d'état X et de la grandeur de commande équivalente u_{eq} en régime stationnaire.

Etant donné que le point d'équilibre se situe sur la droite de commutation, alors de la relation de la loi, on a:

$$-K_s^T X_s^s + K_r X_r^s + K_w W^s = 0 \quad (III.21)$$

avec l'exposant s désigne les grandeur en régime stationnaire.

La dépendance linéaire des grandeurs d'état dans l'équation (III.21) nous permet de tirer:

$$X_r^s = \frac{K_s^T}{K_r} X_s^s - \frac{K_w}{K_r} W^s \quad (III.22)$$

d'où le vecteur d'état global devient :

$$X^s = \begin{pmatrix} X_s^s \\ X_r^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{ns} \\ \frac{K_s^T}{K_r} \end{pmatrix} X_s^s + \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{K_w}{K_r} \end{pmatrix} W^s \quad (III.23)$$

I_{ns} : matrice identité ($n_s \times n_s$)

0_{ns} : vecteur nul ($n_s \times n_s$)

Pour déterminer la grandeur de commande u_{eq} , on se base sur l'équation d'état en régime stationnaire:

$$0 = AX^s + bu_{eq} + b_v v + b_w W^s \quad (III.24)$$

on remplace X^s dans l'équation d'état on trouve :

$$F \begin{pmatrix} X_s^s \\ u_{eq}^s \end{pmatrix} + b_v v^s + (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ K_w \\ -K_r \end{pmatrix}) W^s = 0 \quad (\text{III.25})$$

où F est matrice carré ($n \times n$) régulière donnée par :

$$F = \begin{pmatrix} I_{ns} \\ A \begin{pmatrix} K^T \\ K_r \end{pmatrix} b \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

d'où, on peut trouver les grandeurs d'état en régime stationnaire:

$$\begin{pmatrix} X_s^s \\ u_{eq}^s \end{pmatrix} = -F^{-1} \left\{ b_v v^s + (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ K_w \\ -K_r \end{pmatrix}) W^s \right\} \quad (\text{III.27})$$

III.6.2 Calcul du coefficient K_w :

K_w influé seulement sur la valeur de la grandeur d'état X_s^s , en régime stationnaire.

Dans ce régime on a:

$$X_r^s = 0, \text{ d'ou:} \quad (\text{III.28})$$

$$K_w = \frac{1}{W^s} K_s^T X_s^s$$

X_s^s est calculé à partir de l'équation (III.27).

III.7 Méthode d'imposition des pôles:

La méthode de placement des pôles est simple dans son principe et se prête bien pour la commande des système linéaires.

Elle nous permet d'agir sur la dynamique du système, dans notre cas, cette méthode nous donne un réglage par mode de glissement idéal. Elle a comme avantage: l'invariance de la commande équivalente u_{eq} et des pôles.

III.7.1 Détermination des coefficients de la contre réaction d'état par la méthode du placement des pôles:

L'équation caractéristique du système en mode de glissement:

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \alpha_{n-2}s^{n-2} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0 \quad (\text{III.29})$$

Selon le théorème de Viète les coefficients α_i du polynôme caractéristique sont en relation avec les pôles P_i imposés selon:

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n) \quad (\text{III.30})$$

Le problème consiste à déterminer le vecteur ligne K^t de la contre réaction d'état afin que la matrice A^* prenne les valeurs propres qui sont égales aux n pôles P_i imposés.

III.7.2 Forme canonique de réglage:

Notons T la matrice de transformation qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b du système originale à régler y compris éventuellement un régulateur intégrateur sous la forme canonique de réglage.

Avec:

$$\begin{aligned} A_r &= T^{-1}AT \\ b_r &= Tb \\ K^r &= K^t T \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

où:

$$A_r = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & \dots & -a_{n-1} \end{pmatrix}, b_r = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}, K_r = \begin{pmatrix} K_{r_1} \\ K_{r_2} \\ \dots \\ \dots \\ K_{r_n} \end{pmatrix} \quad (\text{III.32})$$

T étant décomposée en ses lignes selon:

$$T^T = (t_1^T \quad t_2^T \quad \dots \quad t_n^T) \quad (\text{III.33})$$

Après quelques calculs intermédiaire, on trouve:

$$t_1^T = (0 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 1) Q_c^{-1}$$

avec:

$$t_2^T = t_1^T A$$

$$t_3^T = t_2^T A = t_1^T A^2$$

$$t_4^T = t_3^T A = t_1^T A^3$$

$$t_n^T = t_{n-1}^T A = t_1^T A^{n-1}$$

(III.34)

De l'équation (III.34) on voit que les autres lignes t_i^T de la matrice T seront calculées à partir de t_1^T .

Q_c : étant la matrice de commandabilité du système.

Pour simplifier l'écriture on désignera t_1^T par t^T .

Par identification entre l'équation caractéristique du système en mode de glissement (III.29) et la relation (III.30) des pôles imposés, et du théorème de Viète on trouve :

$$\begin{cases} \alpha_0 = (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n \\ \cdot \\ \cdot \\ \alpha_{n-1} = -(p_1 + p_2 + \dots + p_n) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Vue l'imposition d'un pôle à l'origine on trouve $\alpha_0=0$, et d'autre part on obtient pour la matrice A_r^* :

$$A_r^* = \left(1 - \frac{1}{K_r^T b_r} b_r K_r^T\right) A_r = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & \frac{-K_{r1}}{K_{rn}} & \frac{-K_{r2}}{K_{rn}} & \dots & \frac{-K_{rn-1}}{K_{rn}} \end{pmatrix} \quad (\text{III.36})$$

comme on le voit, la matrice A_r^* (et par conséquent A^*) est singulière; en effet la première ligne dépend linéairement de la deuxième. Elle se trouve également sous la forme canonique de réglage. Pour celle-ci, on peut aussi établir une autre expression, en se basant sur les coefficients α_i du polynôme caractéristique, d'où on a la matrice transformée désirée[12]:

$$A_r^* = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.37})$$

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

$$K_{ri} = K_{rn} \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, n-1$$

Donc le vecteur ligne de la contre réaction d'état du système original s'obtient alors par:

$$K^T = K_{rn} [\alpha^T \quad 1] T$$

avec: $\alpha^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_{n-1}]$

On trouve une forme équivalente qui fait apparaître l'influence des coefficients α_i .

On aboutit ainsi à l'expression:

$$K^T = K_m (\alpha_1 t^T + \alpha_2 t^T A + \dots + \alpha_{n-1} t^T A^{n-2} + t^T A^{n-1}) \quad (\text{III.38})$$

Pour le coefficient K_m peut être choisi librement par exemple:1.

III.8 Réglage et limitation :

Lors du réglage de processus industriels, il ne s'agit pas uniquement de régler une certaine grandeur sur une valeur préétablie. Il est également nécessaire que les système de réglage protègent le processus contre les surcharges, dans ce but, on doit donc aussi prévoir des circuits de limitation doivent s'incorporer dans les circuits de réglage.

Le limiteur permet de fixer la grandeur d'état: X_{\max} et X_{\min} , suivant les exigence du cahier de charge. Chaque limiteur fournit une grandeur de consigne W_i . Cette dernière est égale à:

$$\begin{cases} W_i = W_{i\max}, \text{ pour: } e_i > W_{i\max} \\ W_i = e_i, \text{ pour: } W_{i\max} \geq e_i \geq W_{i\min} \\ W_i = W_{i\min}, \text{ pour: } e_i < W_{i\min} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

avec:

$$e_i = W_{i+1} - K_{s,i+1} X_{s,i+1} + K_r X_r, i = 1, \dots, n_s - 1$$

Lors de la définition des grandeurs d'état: X_{s1}, \dots, X_{sn} il faut tenir compte en considération la hiérarchie des différentes limitations.

Lors du fonctionnement en limitation, selon la loi de commutation il n'y a que les grandeurs d'état X_{si} qui participent à la loi. Alors il faut introduire pour le vecteur ligne K^T une contre réaction partielle de la forme:

$$K^T = [-K_{s_1} \quad -K_{s_2} \dots -K_{s_i} \quad 0 \dots 0 K_{s_r}] \quad (\text{III.40})$$

III.9 Influence et considération du choix des pôles:

Comme on a vu, le vecteur ligne K^T de la contre réaction d'état est proportionnel au vecteur ligne α^T qui contient les coefficients α_i de l'équation caractéristique (III.29), où ces dernières dépendent, selon le théorème de Viète des pôles P_i imposés, et par conséquent on trouve que les éléments du vecteur ligne K^T augmente lorsque la valeur absolue des pôles P_i augmente, donc lorsque la rapidité du réglage augmente.

Pour les relations qui définis les conditions de limite, le vecteur ligne K^T possède une influence importante sur le domaine du mode de glissement, et par conséquent le choix des pôles influence le domaine du mode de glissement.

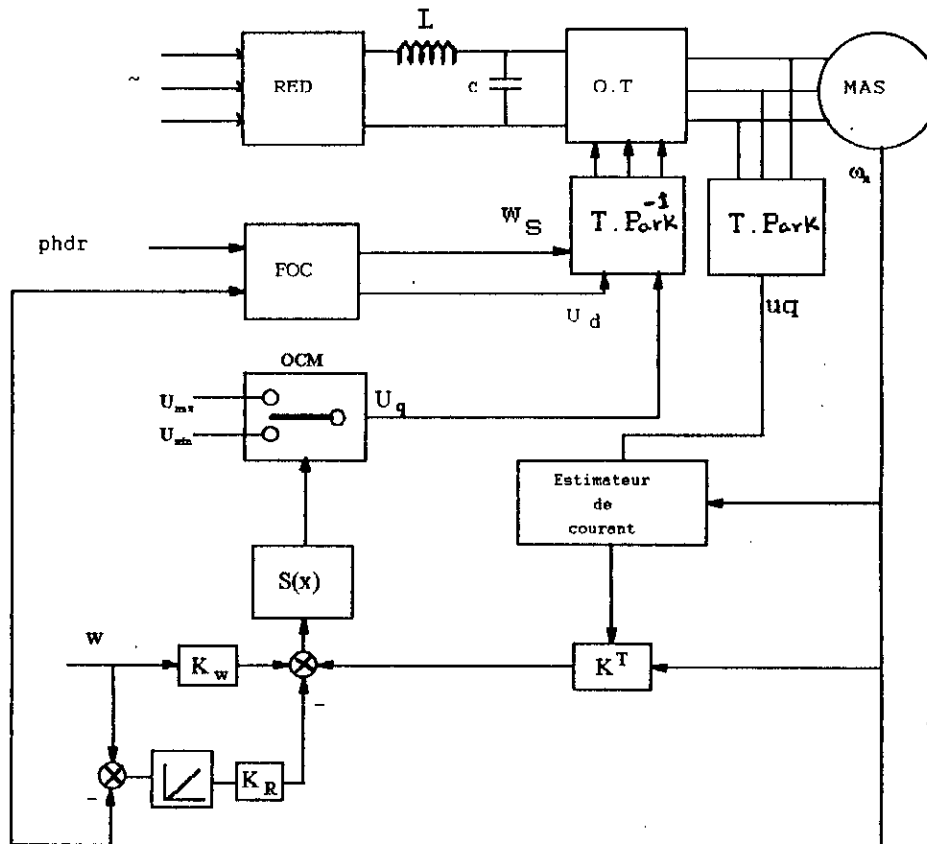
Du fait que la matrice Λ^* est singulière, ceci nous impose de prendre un pôle P_n à l'origine, les autres $(n-1)$ pôles peuvent être choisis librement. Evidément il faut que la partie réelle de ces pôles soit négative pour avoir un système stable en mode de glissement[2].

Il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjugués sur la même véritable dans le domaine délimité par deux droites de 45° (figure(III.4)), de là on obtient alors un amortissement optimal et pour garantir un amortissement relatif absolu minimal, il faut que la partie réelle se trouve à gauche d'une droite délimitée par $-p_{min}$ [2].

Plus on déplace les pôles vers la gauche, plus le réglage en mode de glissement devient rapide.

III.10.1 Commande en vitesse:

Le schéma bloc de la figure(III.5) représente le schéma de principe de la commande en vitesse.



Fig(III.5). Schéma du principe de la commande en vitesse.

III.10.1.1 Synthèse de la commande en vitesse:

Le modèle dynamique linéaire du moteur asynchrone obtenu par orientation du flux est donné par la forme matricielle ci-dessous, il établit dans le but de réguler la vitesse du moteur asynchrone[8]:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r) & -\frac{\Phi_{dr}}{\sigma L_m} \\ L_m \frac{\Phi_{dr}}{L_r J} P^2 & -\frac{f}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} u_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \end{pmatrix} T_r \quad (III.41)$$

le modèle linéaire obtenu est du second ordre avec une commande u_q appartenant à l'ensemble discret $[u_{max}, u_{min}]$. Pour obtenir une commande de vitesse adéquate, le choix de la surface de commutation est la première exigence.

III.10.1.2 Emploi du régulateur intégrateur:

La régulation de la vitesse du moteur asynchrone fait en sorte à ce que l'erreur statique: $e=W-\omega_m$ soit minimale ou nulle, ceci entraîne l'intervention de l'action intégrale décrite par la variable d'état X_r donnée par:

$$\frac{dX_r}{dt} = W - \omega_m \quad (\text{III.42})$$

avec:

W : la consigne de commande .

ω_m : la vitesse du rotor à commander.

d'où on trouve l'équation d'état du système global avec régulateur intégrateur:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\varphi \\ \omega_m \\ X_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) & -\frac{\Phi_\varphi}{\sigma L_m} & 0 \\ L_m \Phi_\varphi \frac{p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\varphi \\ \omega_m \\ X_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{pmatrix} u_g + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} T_r \\ 0 \end{pmatrix} T_r + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} W \quad (\text{III.43})$$

III.10.1.2 Choix de la surface de glissement:

Cette surface de commutation est choisie à partir d'une loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur, qui est:

$$S(X, t) = -K_i i_{gs} - K_{\omega_m} \omega_m + K_r X_r + K_w W = -K^T X + K_w W \quad (\text{III.44})$$

avec:

$$K^T = [K_i \quad K_{\omega_m} \quad K_r]$$

La commande équivalente est donné pour une consigne de W constante par:

$$u_{eq} = \sigma \frac{L_s}{K_i} \left\{ K_i \left[\frac{i_{qs}}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) + \Phi_{dr} \frac{\omega_m}{\sigma L_m} \right] + K_\omega \left[-i_{qs} P^2 L_m \frac{\Phi_{dr}}{L_r J} + \frac{f}{J} \omega_m + P \frac{T_r}{J} \right] + K_r (W - \omega_m) \right\} \quad (III.45)$$

Les coefficients de la contre réaction d'état tirés à partir de la méthode de placement de pôles seront:

$$\begin{aligned} K_i &= 1 \\ K_\omega &= (2\rho - \frac{f}{J}) \frac{L_r J}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \\ K_r &= \frac{2\rho^2 L_r J}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \end{aligned} \quad (III.46)$$

et:

$$K_w = \frac{1}{P^2 L_m \Phi_{dr}} (J T_r \frac{P}{W} + f^2 + (2\rho - \frac{f}{J}) L_r J) \quad (III.47)$$

Pour une imposition de pôle comme suit: une paire de pôle complexes conjuguées:

$P_{12} = -\rho \pm j\rho$, et le troisième pôle déjà fixé à l'origine: $P_3=0$, et $\rho > 0$.

D'après la relation qui décrit l'hyperplan, le domaine du mode de glissement est délimité par deux droites dans le plan (i_{qs}, ω_m) , ou par deux plans dans l'espace (i_{qs}, ω_m, X_r) , ces deux droites (plans) sont obtenues en remplaçant u_{eqlim} par u_{max} puis u_{min} dans l'équation ci-dessous:

$$\begin{aligned} & \left[-\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) + (2\rho - \frac{f}{J}) \right] \hat{i}_{qs} + \\ & \left[-\frac{\Phi_{dr}}{\sigma L_m} - \frac{f}{J} (2\rho - \frac{f}{J}) \frac{L_r J}{P^2 L_m \Phi_{dr}} + \frac{2\rho^2 L_r J}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \right] \hat{\omega}_m + \\ & \left[\frac{1}{\sigma L_s} u_{lim} - (2\rho - \frac{f}{J}) \frac{L_r T_r}{P L_m \Phi_{dr}} - \frac{2\rho^2 L_r J W}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \right] = 0 \end{aligned} \quad (III.48)$$

de l'équation qui définit la condition au limite du mode de glissement, on obtient l'équation d'état en mode de glissement:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ X_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{K_\omega P^2 L_m \Phi_{dr}}{K_i L_r J} & \frac{K_\omega f}{K_i J} - \frac{K_r}{K_i} & 0 \\ \frac{L_m \Phi_{dr} P^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ X_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} P \frac{K_r}{K_i J} \\ -\frac{P}{J} \\ 0 \end{pmatrix} T_r + \begin{pmatrix} \frac{K_r}{K_i} \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} W \quad (\text{III.49})$$

l'équation caractéristique du système est donnée par le déterminant de (SI-A*) :

$$P(s) = s \left[s^2 + s \left(\frac{K_\omega P^2 L_m \Phi_{dr}}{K_i L_r J} + \frac{f}{J} \right) + \frac{K_r P^2 L_m \Phi_{dr}}{K_i L_r J} \right] = 0 \quad (\text{III.50})$$

III.10.1.3 Limitation des grandeurs d'état :

Dans notre application, le limiteur permet de fixer les bornes limites du courant i_{qs} entre $i_{qs}(\max)$ et $i_{qs}(\min)$. L'écart (e_1-c) entre l'entrée et la sortie du limiteur est injecté à l'entrée du régulateur intégrateur en formant le signal de correction e_c .

Cette mesure, permet au régulateur d'intégrer une différence de réglage ($y - W$) élevée qui risquerait de faire sortir X_r du domaine de glissement.

Si la limitation n'est pas activée, le signal e_c est nul, par contre si elle l'est, e_c est différent de zéro et provoque une correction sur X_r .

III.10.1.4 Surface de commutation avec limitation:

Lors du fonctionnement en limitation, la loi de commutation est donnée par:

$$S(X) = -K_i i_{qs} + C_{\text{lim}} \quad (\text{III.51})$$

avec:

$$C_{\text{lim}} = C_{\text{max}} = K_i i_{qs}(\max) \quad \text{ou} \quad C_{\text{lim}} = C_{\text{min}} = K_i i_{qs}(\min)$$

la variable X_r est donnée par:

$$\frac{dX_r}{dt} = W - \omega_m - e_c K_c$$

avec:

$$e_c = e_1 - C \quad (III.52)$$

$$e_1 = -K_\omega \omega_m + K_r X_r + K_W W$$

$$et: C = \begin{cases} e_1 & \text{si } i_{qs}(\min) \leq i_{qs} \leq i_{qs}(\max) \\ K_i i_{qs}(\max) & \text{si } i_{qs} > i_{qs}(\max) \\ K_i i_{qs}(\min) & \text{si } i_{qs} < i_{qs}(\min) \end{cases}$$

Ainsi, la surface $S(X)$ prendra la forme suivante:

$$S(X) = \begin{cases} -K_i i_{qs} - K_\omega \omega_m + K_r X_r + K_W W & \text{si } i_{qs}(\min) \leq i_{qs} \leq i_{qs}(\max) \\ -K_i i_{qs} + C_{\max} & \text{si } i_{qs} > i_{qs}(\max) \\ -K_i i_{qs} + C_{\min} & \text{si } i_{qs} < i_{qs}(\min) \end{cases} \quad (III.53)$$

En mode de limitation, la commande équivalente sera donnée par :

$$(u_{eq})_{\lim} = (i_{qs})_{\lim} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) + \Phi_{dr} L_s \frac{\omega_m}{L_m} \quad (III.54)$$

III.10.1.5 Simulation et Interprétation

Les figures de III.6 à III.11 représentent les résultats de la simulation de la commande en vitesse de la machine asynchrone alimentée par un onduleur parfait avec une imposition des pôles sur le même vertical $\rho=15$.

On remarque dans la figure (III.6), qu'après l'application de la perturbation de charge de 10 Nm sur le système pour une consigne de vitesse de 100 rd/s le système rejette la perturbation

avec un temps d'établissement rapide, toute en gardant le découplage entre le couple et le flux intacte.

L'inversion de la vitesse effectuée à $t=2s$ est donnée à la figure (III.8), on remarque un grand déplacement du courant, alors pour assurer la protection du système contre ce pic du courant en fait appel à un limiteur de courant figure(III.9).

Un test de robustesse est effectué par aux variations de quelques paramètres physiques de la machine (moment d'inertie(0%-50%-100%) de la valeur nominale, la résistance rotorique(0%,50%,100%) de la valeur nominale), ce qui remarquable est que le système est robuste vis à vis de J , tandis qu'il reste sensible vis à vis de R_r figure(III.10).

Les mêmes constatations peuvent être introduite lorsqu'on alimente la machine par un convertisseur statique, la seule différence réside dans le fait qu'il existe des ondulations qui accompagnent les allures du couple et le courant, figures de III.10 à III.14.

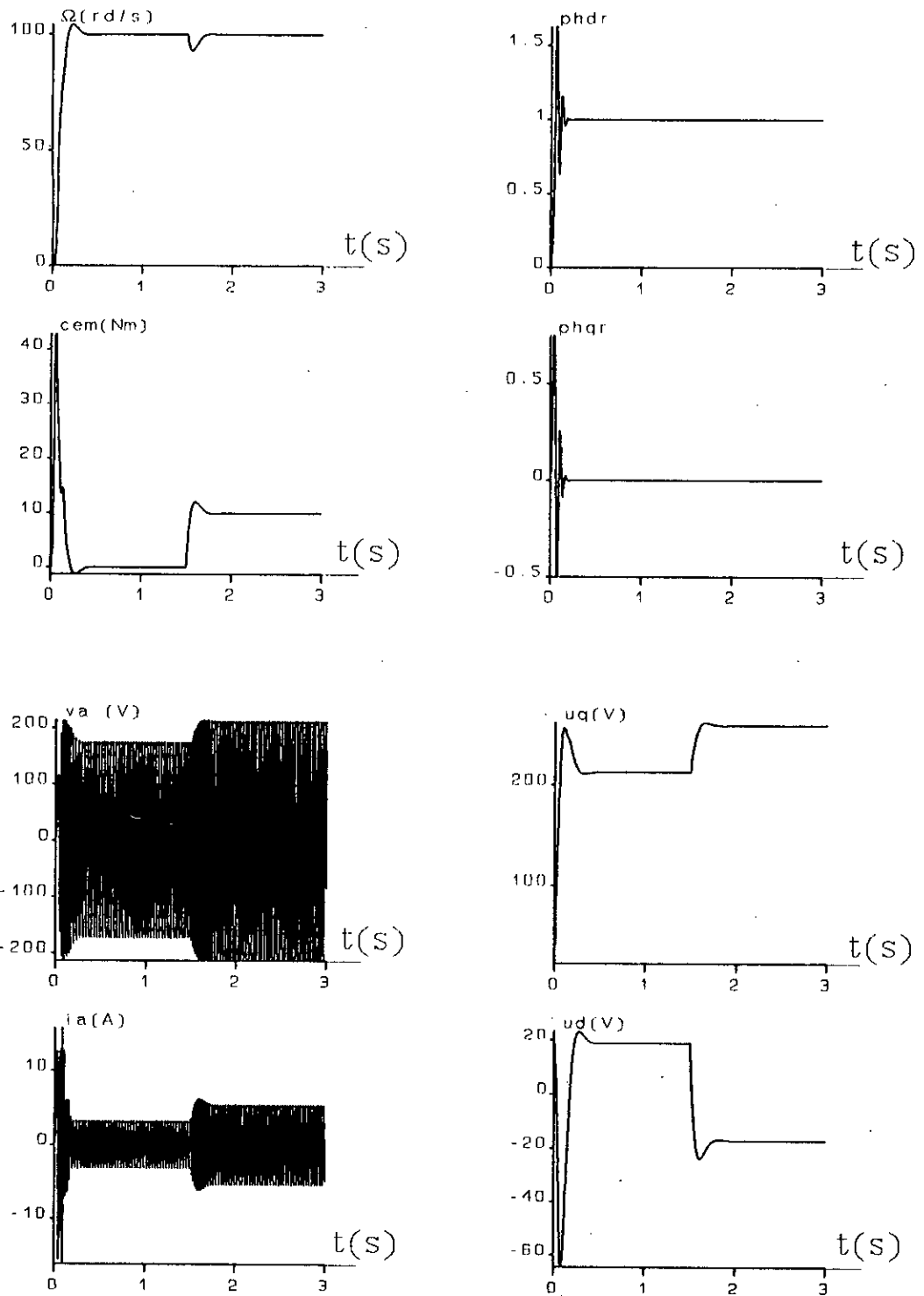


Fig. (III.6) Réponse en vitesse du moteur asynchrone avec charge de 10 N.m.

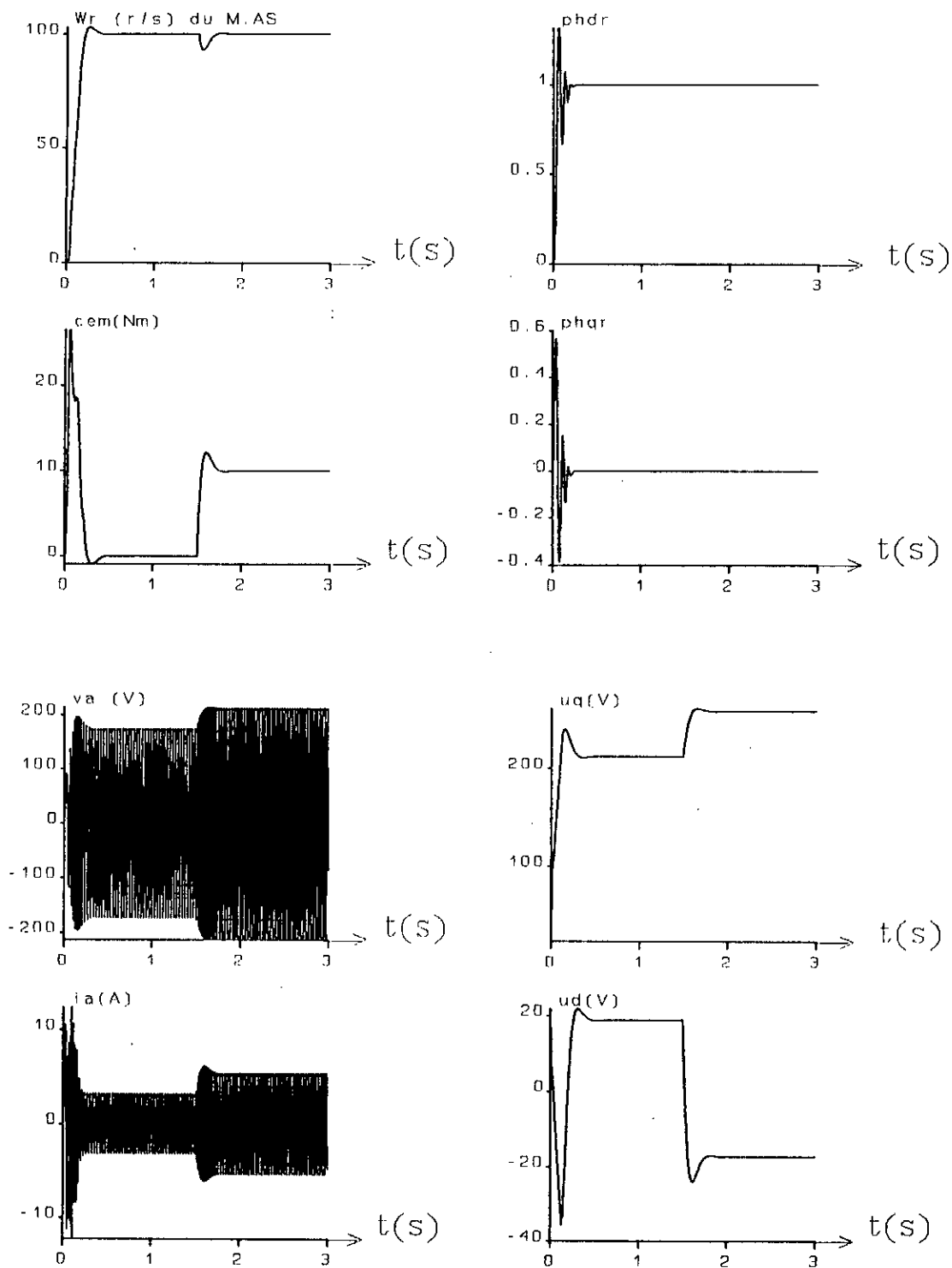
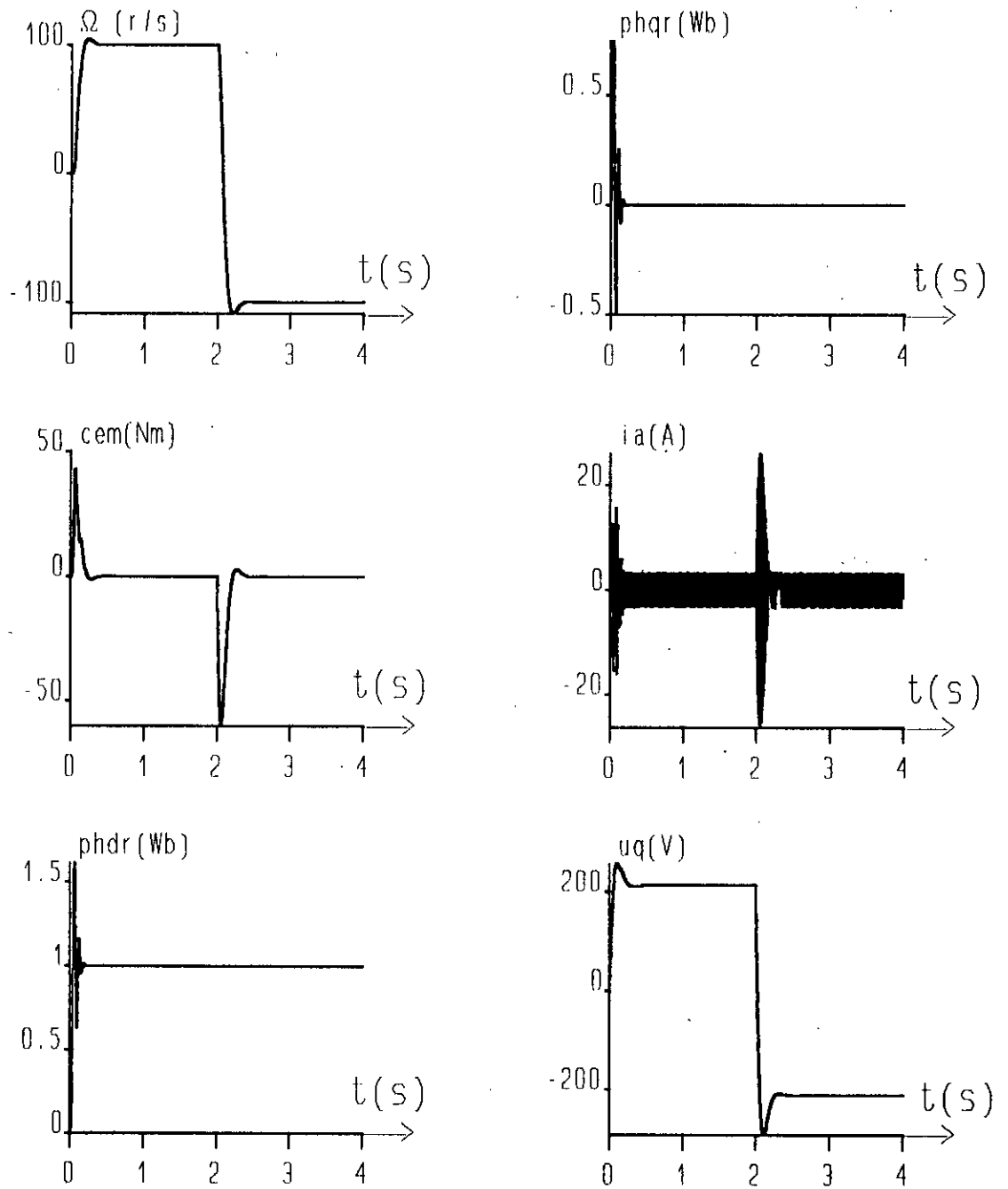
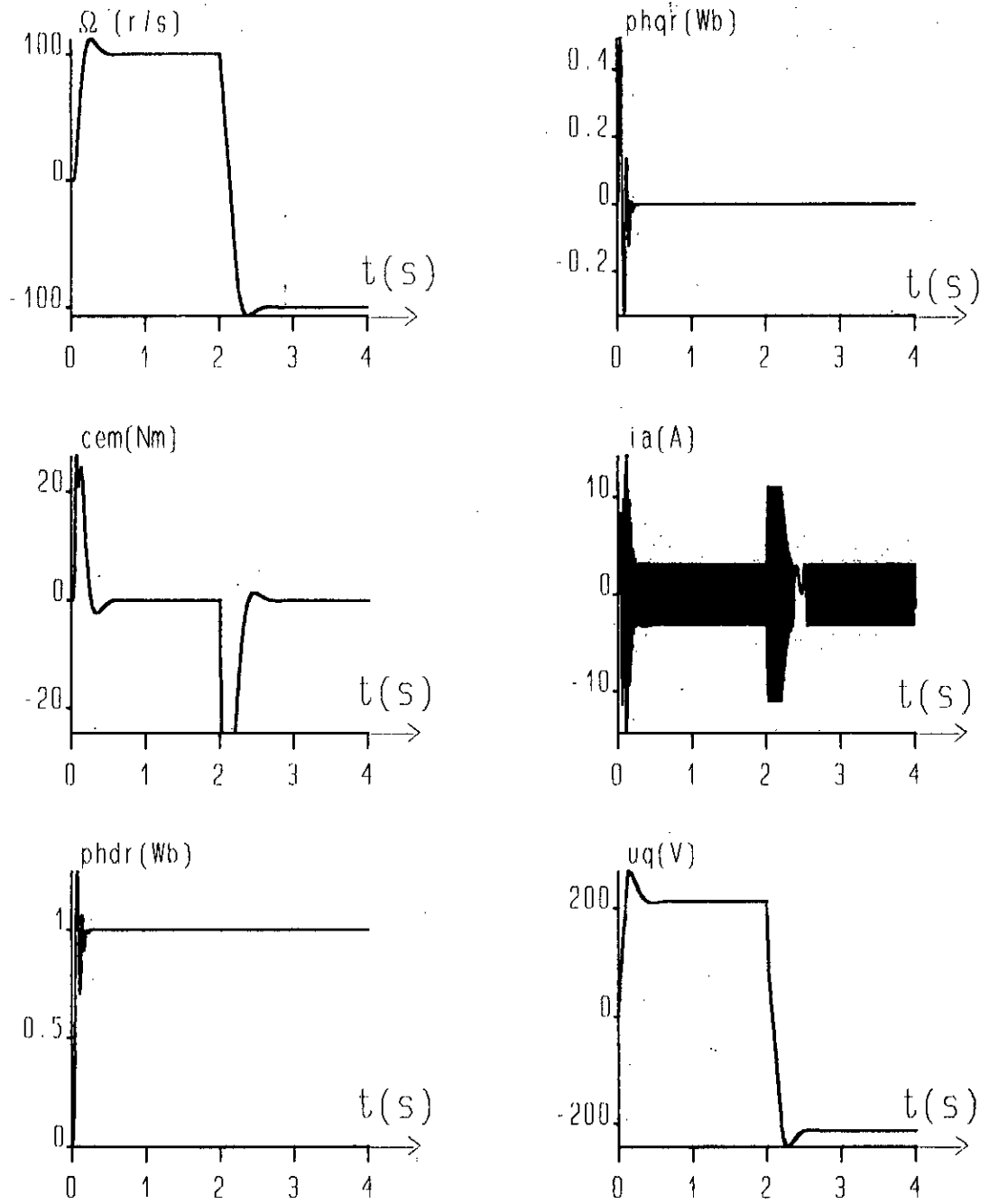


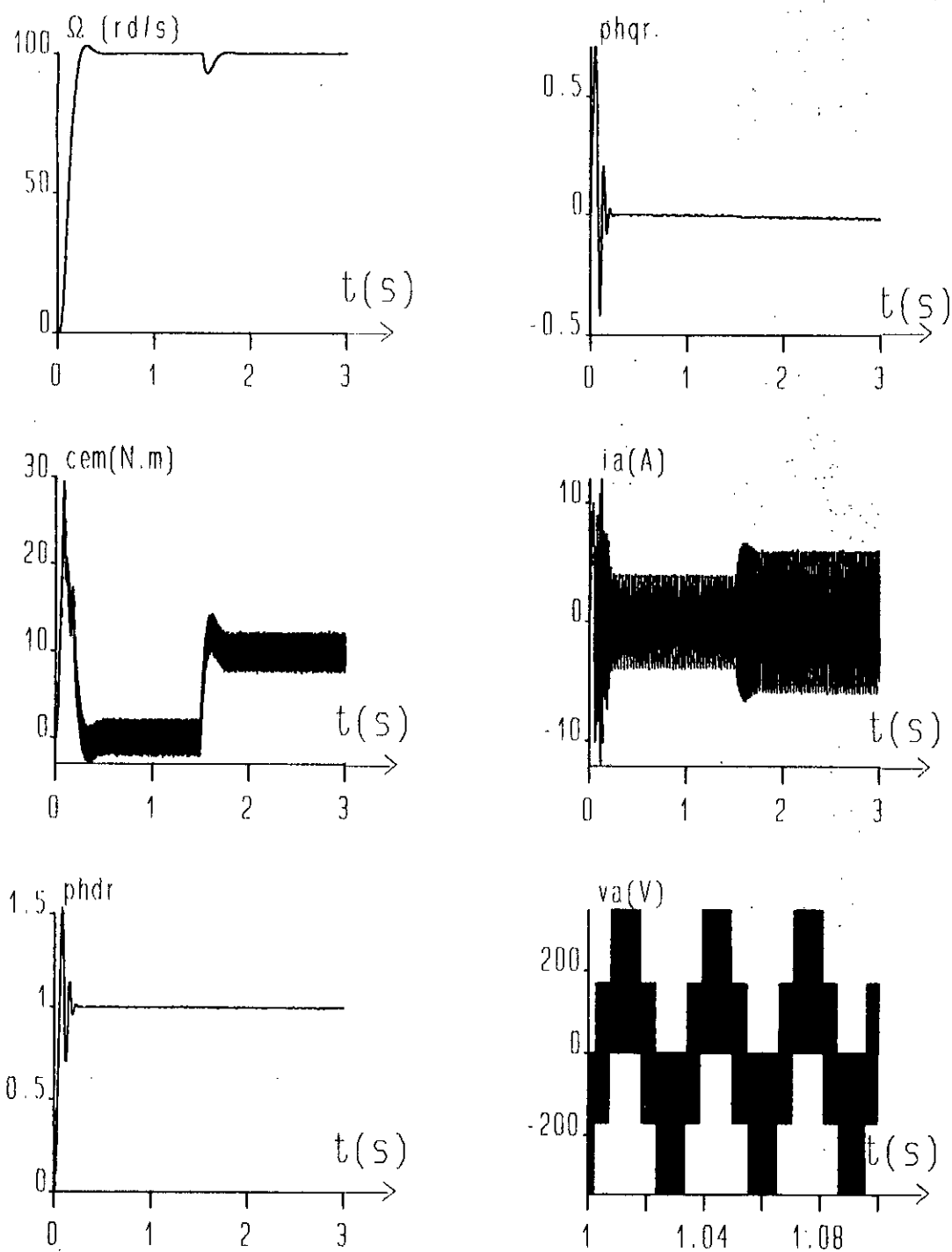
Fig.(III.7) Réponse en vitesse du moteur en présence de limiteur de courant.



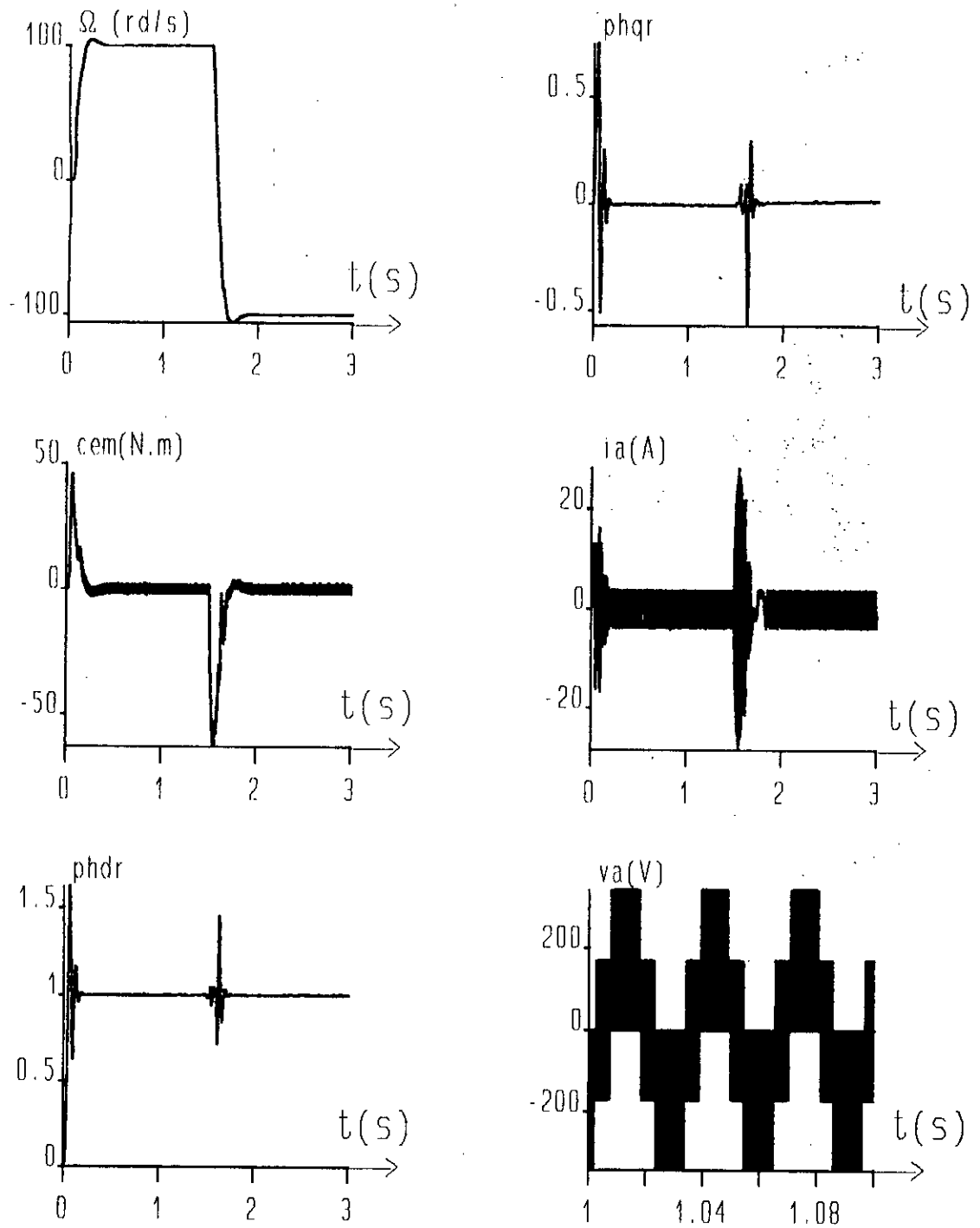
Fig(III.8) Réponse du moteur pour un changement de consigne de vitesse.



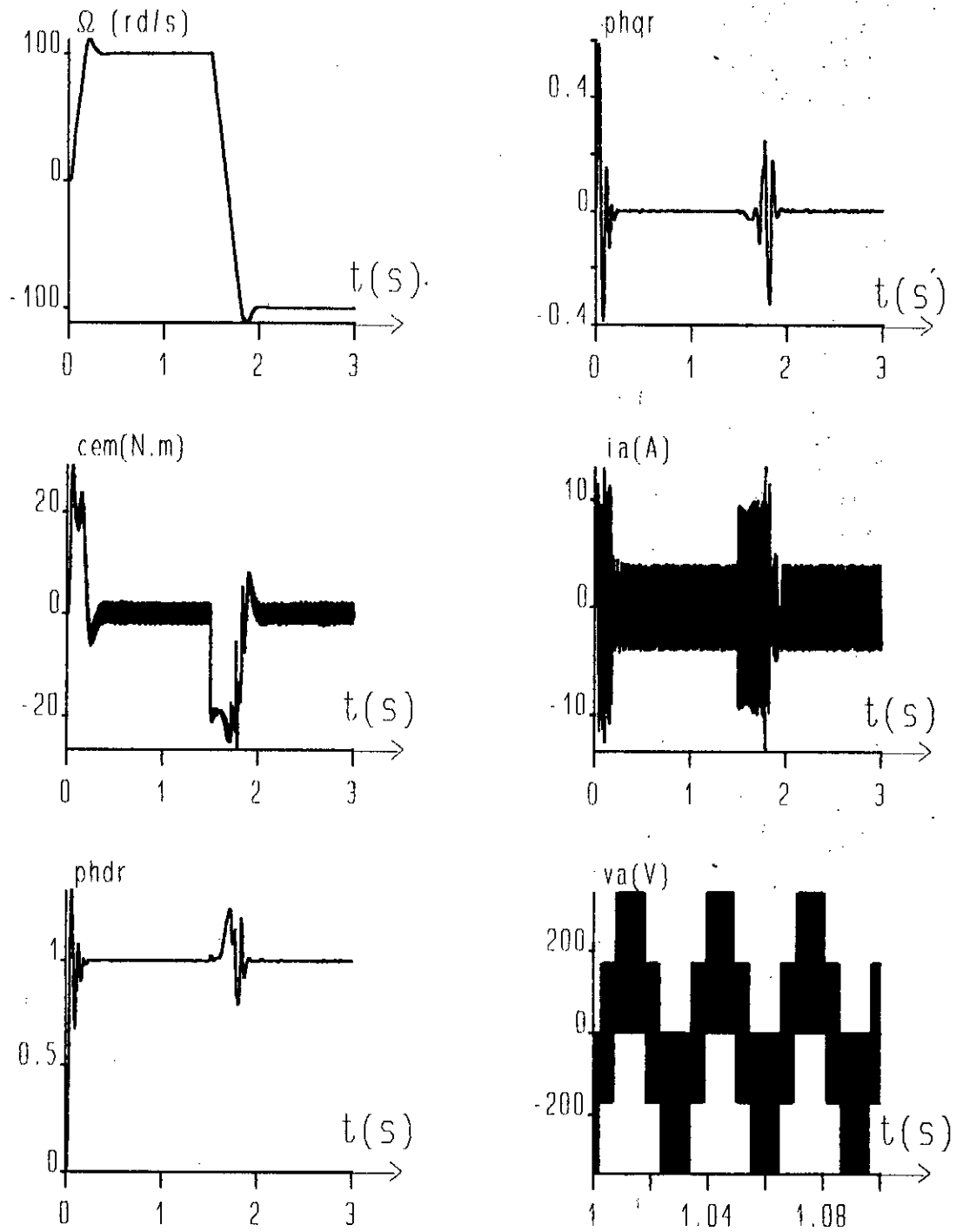
Fig(III.9) Réponse du moteur en présence de limiteur de courant pour un changement de consigne de vitesse.



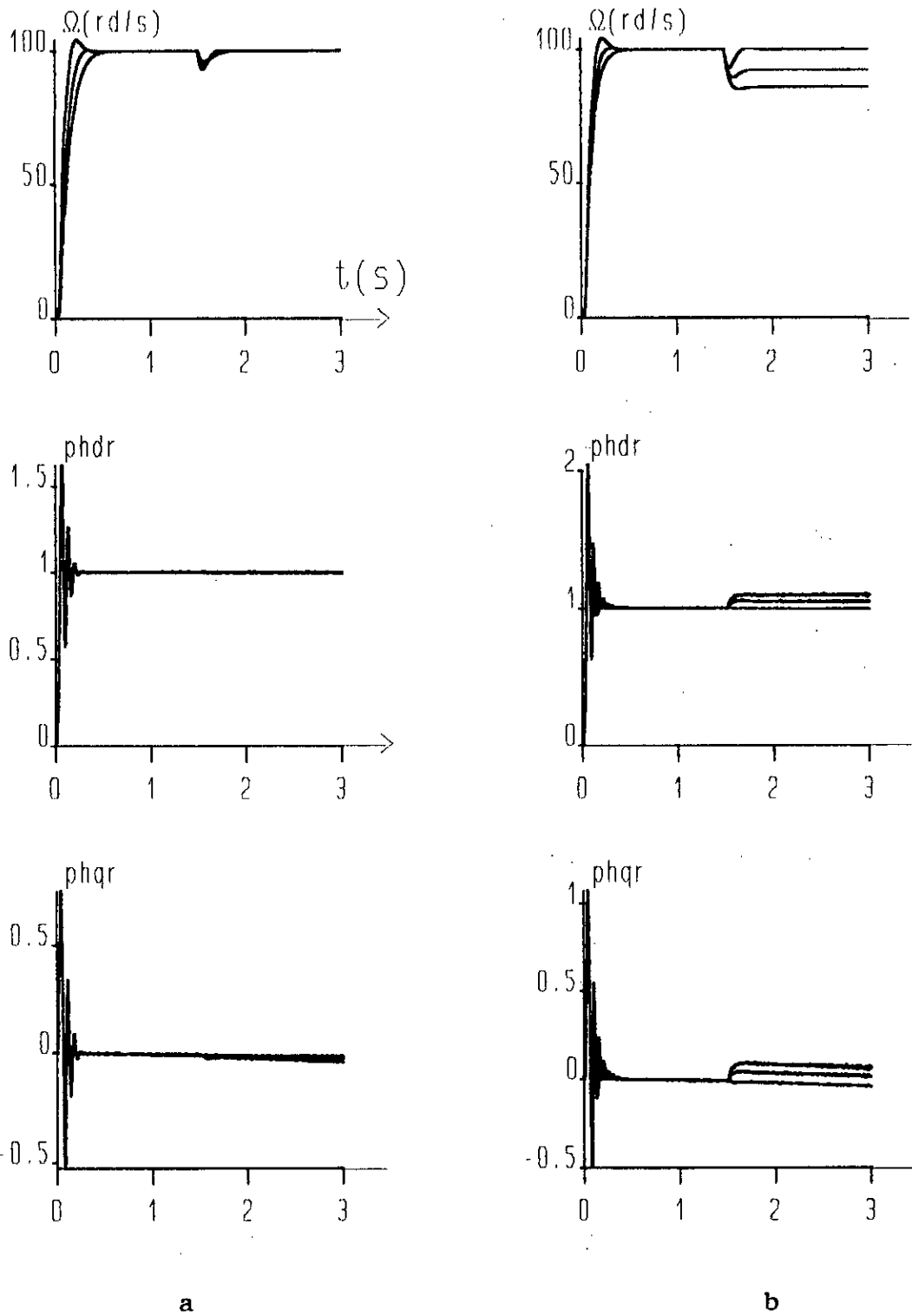
Fig(III.11) Réponse du moteur alimenté par un onduleur MLI à une perturbation de charge de 10 N.m à t=1.5 s.



Fig(III.12) Réponse du moteur palimenté par un onduleur MLI pour un changement de consigne de vitesse.



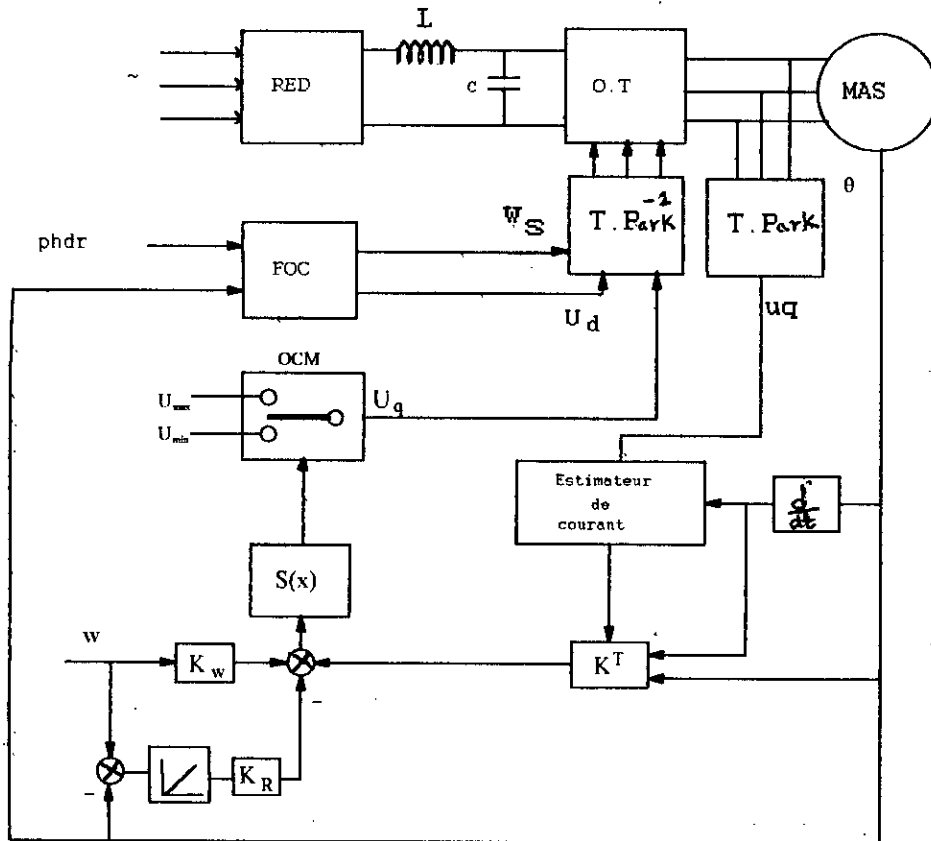
Fig(III.13) Réponse du moteur alimenté par onduleur MLI pour un changement de consigne de vitesse en présence de limiteur de courant.



Fig(III.14). a) Test de robustesse vis à vis de J.
 b) Test de robustesse vis à vis de R_1 .

III.10.2 Commande en position:

Le schéma bloc de la figure(III.15) représente le schéma de principe de la commande en position de la machine asynchrone.



Fig(III.15) Schéma du principe de la commande en position de la machine asynchrone.

III.10.2.1 Synthèse de la commande:

Le modèle dynamique pour la commande en position en tenant compte d'un régulateur intégrateur est obtenue à partir du modèle, en ajoutant comme variable d'état la position θ :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta \\ X_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) & -\frac{\Phi_{dr}}{\sigma L_m} & 0 & 0 \\ p^2 L_m \frac{\Phi_{dr}}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta \\ X_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -P \\ J \\ 0 \end{pmatrix} T_r + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} W \quad (III.55)$$

III.10.2.2 Choix de la surface de commutation:

La surface de commutation devient:

$$S(X, t) = -K_i i_{qs} - K_\omega \omega_m - K_\theta \theta + K_r X_r + K_w W \quad (III.56)$$

d'où on trouve la commande équivalente comme suit :

$$u_{eq} = \frac{\sigma L_s}{K_i} \left\{ K_i \left[\frac{i_{qs}}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) + \Phi_{dr} \frac{\omega_m}{\sigma L_m} \right] \right. \\ \left. + K_\omega \left[-P^2 L_m \Phi_{dr} \frac{i_{qs}}{L_r J} + \frac{f}{J} \omega_m + \frac{P T_r}{J} \right] \right. \\ \left. + K_r (W - \theta) - K_\theta \omega_m \right\} \quad (III.57)$$

avec:

$$K_i = 1 \quad K_\omega = \frac{L_r (3\rho J - f)}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \quad K_\theta = \frac{4\rho^2 L_r J}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \\ K_r = \frac{2\rho^3 L_r J}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \quad K_w = \frac{L_r T_r}{W L_m \Phi_{dr} P} + \frac{4\rho^2 L_r J}{L_m \Phi_{dr} P^2} \quad (III.58)$$

Pour un placement des pôles imposés sur la même verticale -p. On procède de la même manière que pour la commande en vitesse pour retrouver les limites du domaine du mode de glissement.

III.10.2.3 Limitation de la grandeur d'état i_{qs} :

On a:

$$\frac{dX_r}{dt} = W - \theta - K_c e_c$$

$$\text{avec: } e_c = e_1 - C \quad , \text{et: } e_1 = -K_\theta \theta + K_r X_r - K_\omega \omega_m + K_W W$$

et on a:

$$C = \begin{cases} e_1 & \text{si } i_{qs}(\min) \leq i_{qs} \leq i_{qs}(\max) \\ K_i i_{qs}(\max) & \text{si } i_{qs} > i_{qs}(\max) \\ K_i i_{qs}(\min) & \text{si } i_{qs} < i_{qs}(\min) \end{cases} \quad (\text{III.59})$$

d'où la surface de commutation est exprimée comme suit:

$$S(X) = \begin{cases} -K^T X + K_W W & \text{si } i_{qs}(\min) \leq i_{qs} \leq i_{qs}(\max) \\ -K_i i_{qs}(\max) & \text{si } i_{qs} > i_{qs}(\max) \\ -K_i i_{qs}(\min) & \text{si } i_{qs} < i_{qs}(\min) \end{cases} \quad (\text{III.60})$$

$$\text{avec: } K^T = [K_i \quad K_\omega \quad K_\theta \quad -K_r]$$

En mode de limitation, la commande équivalente devient:

$$u_{eq\lim} = \begin{cases} u_{eq} & \text{si } i_{qs}(\min) \leq i_{qs} \leq i_{qs}(\max) \\ i_{qs}(\max) \left(R_r + L_s \frac{R_r}{L_r} \right) + \Phi_{dr} L_s \frac{\omega_m}{L_m} & \text{si } i_{qs} > i_{qs}(\max) \\ i_{qs}(\min) \left(R_r + L_s \frac{R_r}{L_r} \right) + \Phi_{dr} L_s \frac{\omega_m}{L_m} & \text{si } i_{qs} < i_{qs}(\min) \end{cases} \quad (\text{III.61})$$

III.10.2.4 Simulation et Interprétation

Les résultats obtenus par la figure (III.16), montre la réponse du moteur alimenté par un onduleur parfait, pour une consigne de position constante 100rd. Alors on voit que le couple et la vitesse s'annulent, et le courant est constant (continu) après un régime transitoire.

Puis on fait subir au système à l'instant $t=1.5$ s, une perturbation de charge de 10Nm, On remarque que le système rejette totalement la perturbation. A ce moment là, le couple est différent de zéro, ainsi que le courant évolue sinusoidalement. Ce résultat est attendu parceque le système a besoin de l'énergie pour compenser l'effet de la perturbation.

Pour éviter les pics du courant lors de démarrage et de l'inversion de la position on a introduire un limiteur de courant figures (III.17, III.19).

Les résultats de simulation obtenus sur la machine alimenté par un convertisseur statique, montre que le réglage adopté pour la commande en position présente des performances satisfaisante, aussi bien lors des variations de consigne que celle d'une perturbation figures (III.21, III.23), a part que le courant est très important lors de l'inversion brusque de la position, ce qui nous oblige de faire appel à un limiteur, figure (III.24); d'où il apparaît clairement une amélioration des performances de la commande avec l'introduction de la limitation. En effet, d'une part la perturbation est rejeté et d'autre part le réglage du flux n'est pas affecté.

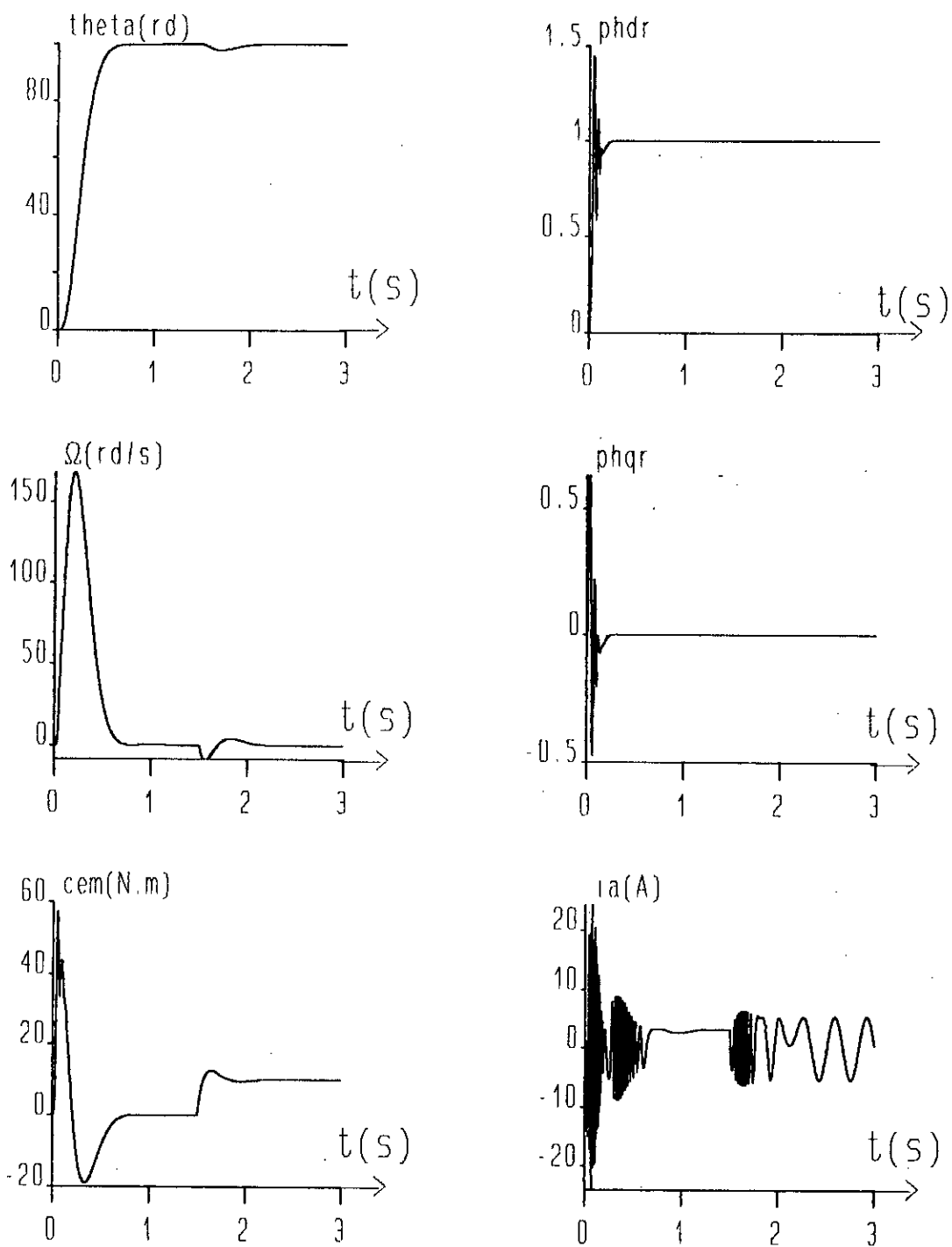
D'après les résultats du test de la robustesse figures (III.20, III.25), on remarque que le réglage en position est robuste par rapport au moment d'inertie J , mais reste sensible à des variations de la résistance rotorique R_r .

III.11 Conclusion

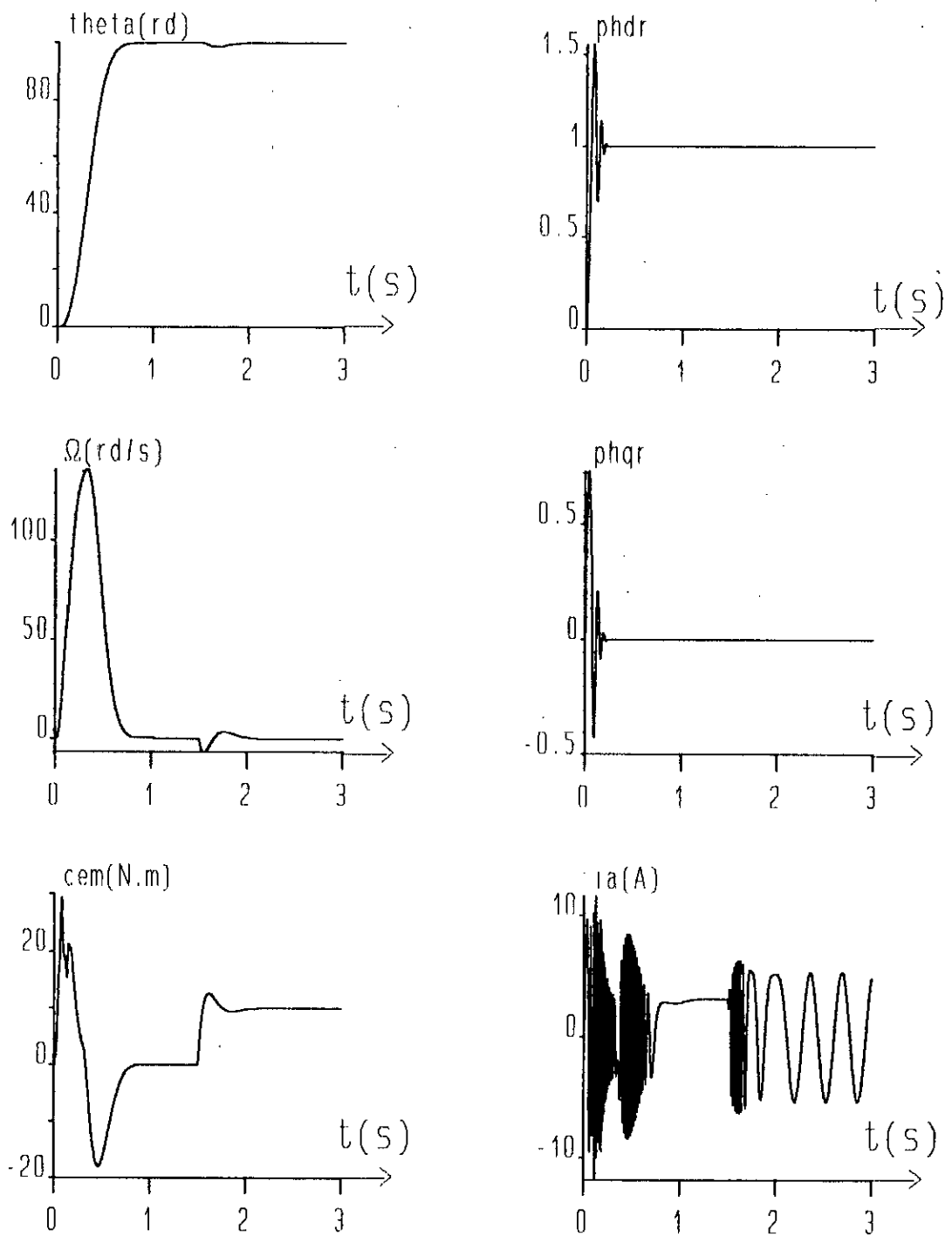
Ce chapitre à permet l'application de la commande par mode de glissement pour le réglage de la vitesse et de la position d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec la commande vectorielle.

Les résultats obtenus montrent que la commande par mode de glissement appliquée à la machine asynchrone présente des performances très satisfaisantes; les sorties à commander (vitesse ou position) présentent une bonne dynamique, l'orientation du flux est mise en évidence, et les sorties sont régulées d'une façon parfaite, d'où la validité de cette commande.

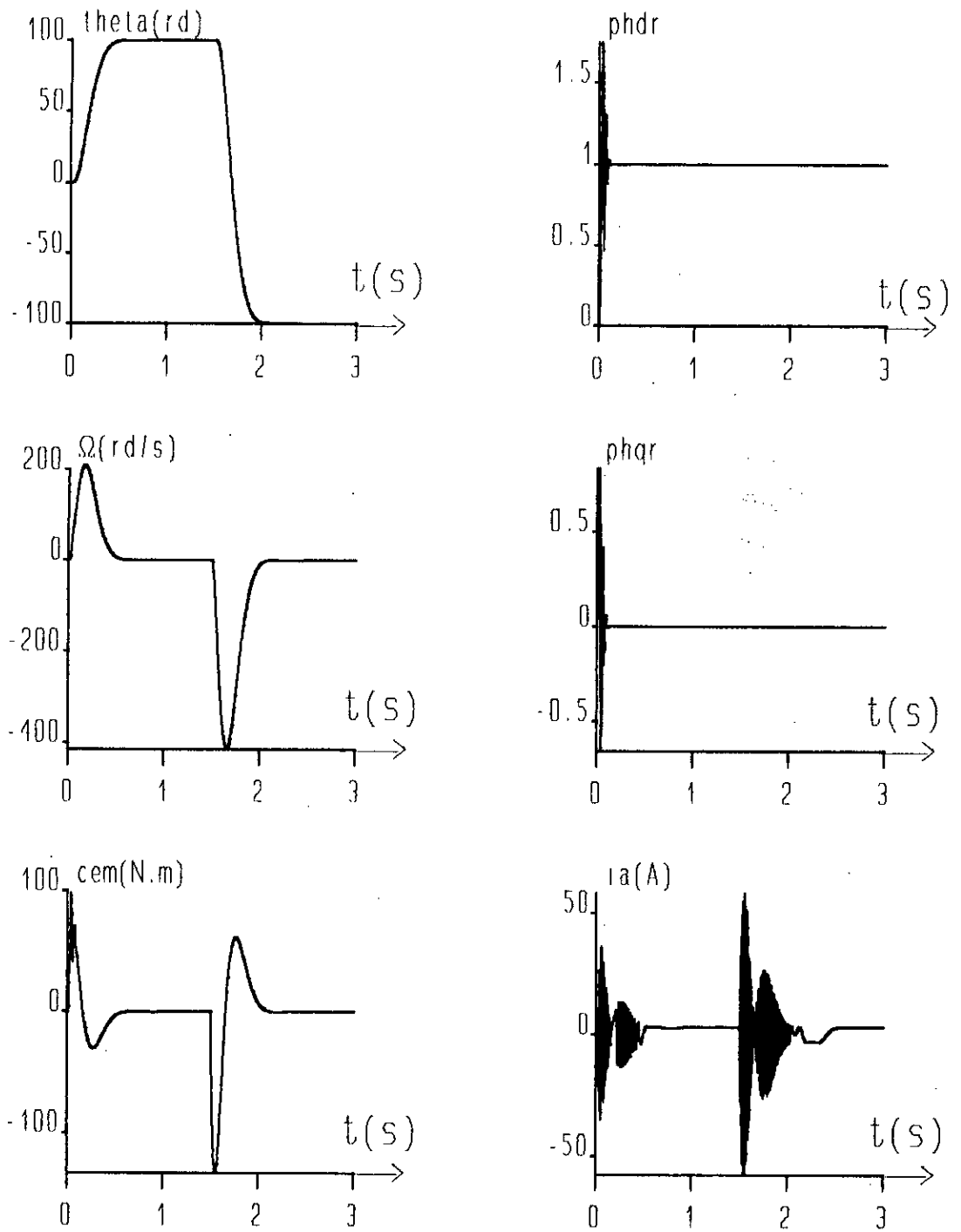
La seule inconvénient rencontré lors de la simulation est la grande valeur atteinte par le courant de ligne lors du démarrage du moteur, donc il faut envisager d'introduire une limitation afin d'éviter toute détérioration de la machine.



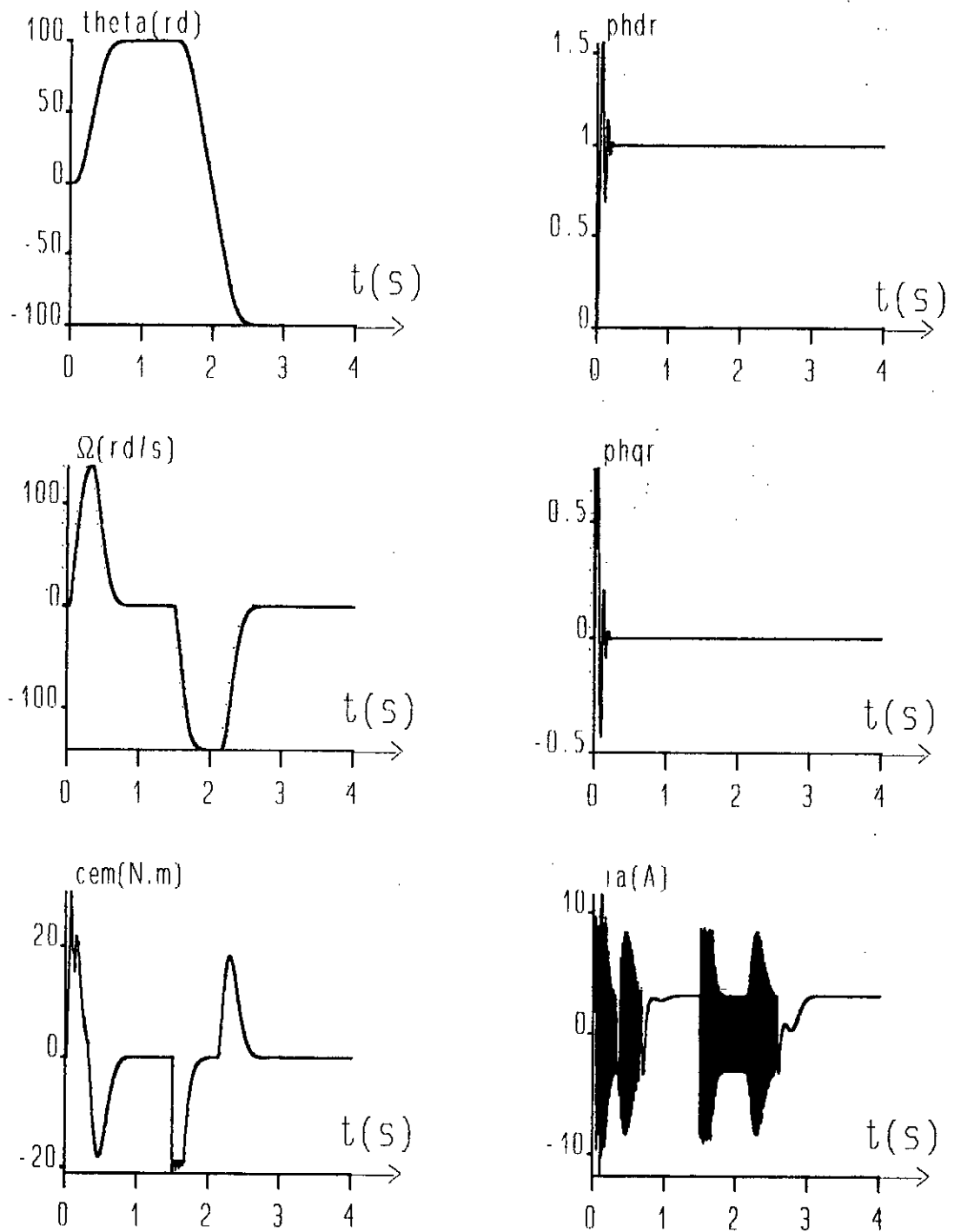
Fig(III.16). Réponse en position du moteur asynchrone pour une charge de 10 N.m



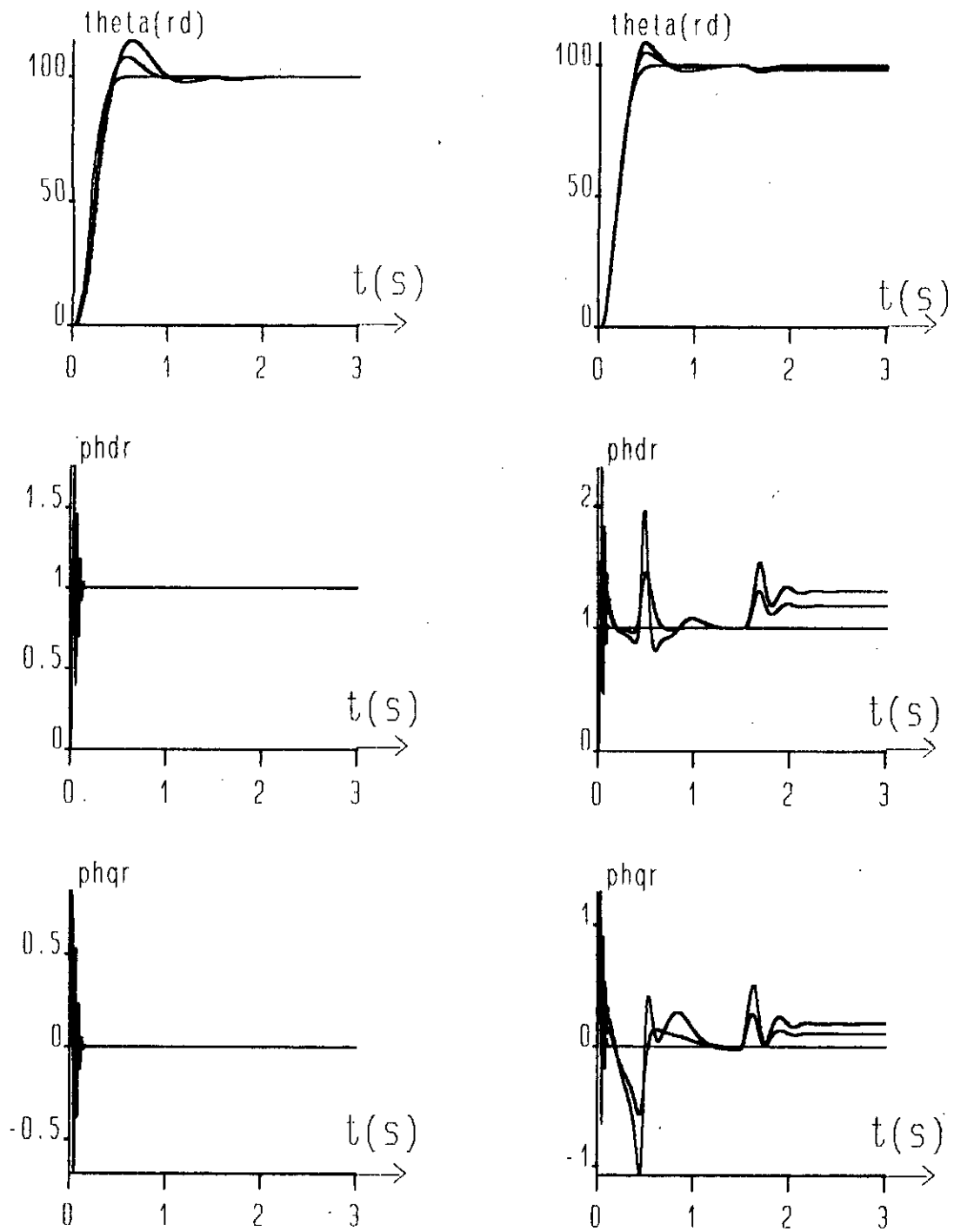
Fig(III.17). Réponse en position du moteur asynchrone pour une charge de 10 N.m en présence de limiteur de courant.



Fig(III.18). Réponse du moteur pour un changement de consigne de position.



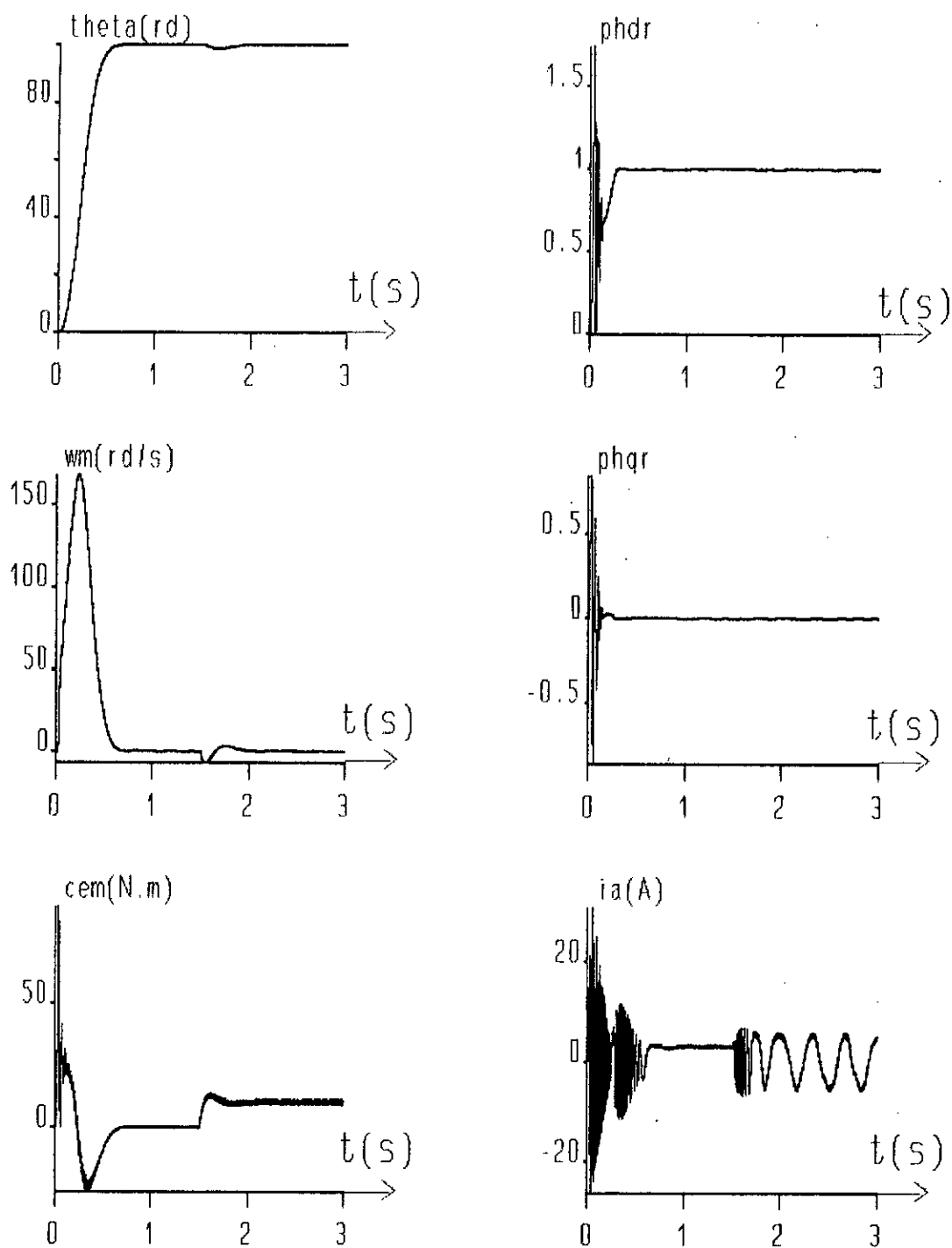
Fig(III.19). Réponse du moteur pour un changement de consigne de position en présence de limiteur de courant.



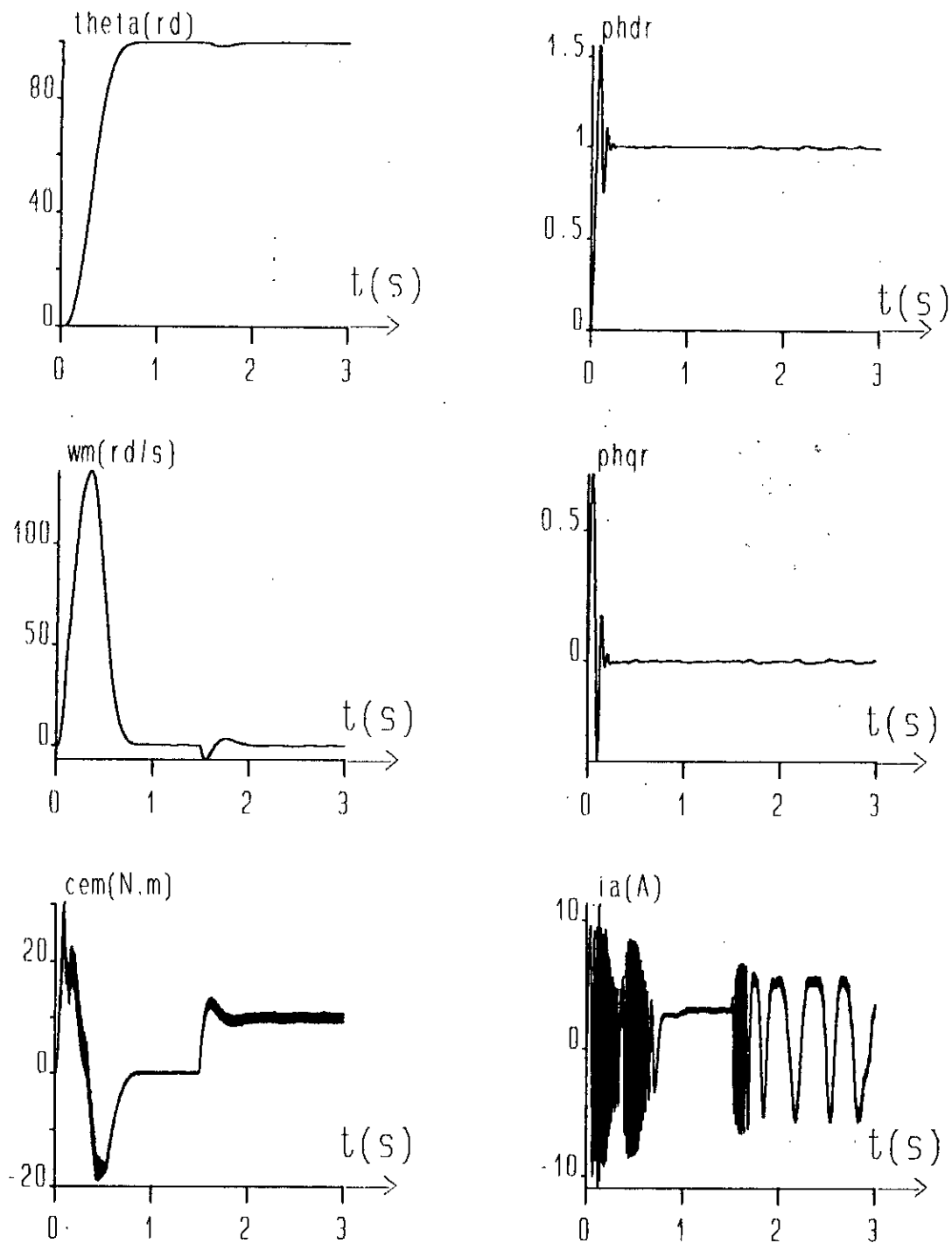
a

b

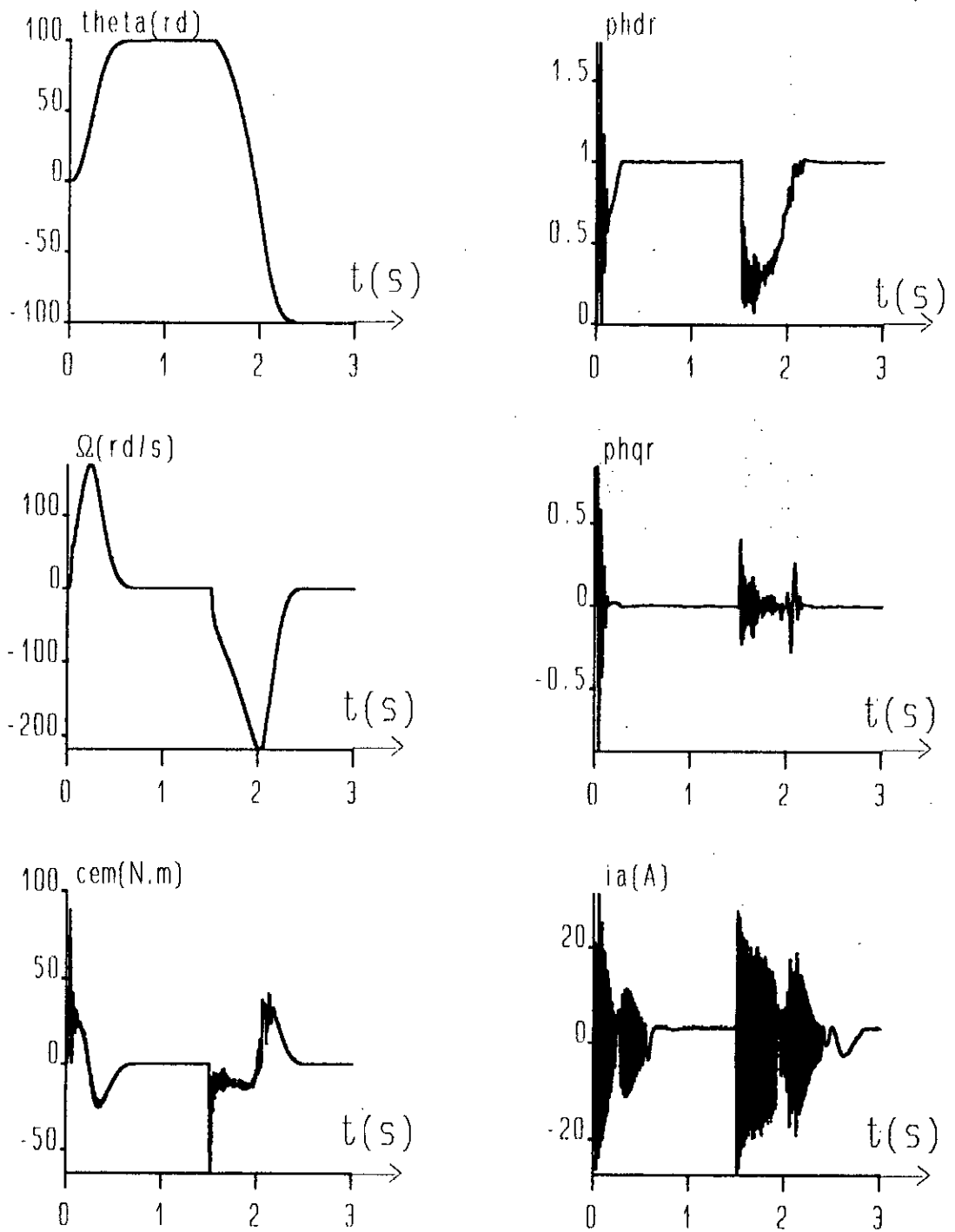
Fig(III.20). a) Test de robustesse vis à vis de J .
 b) Test de robustesse vis à vis de R_r .



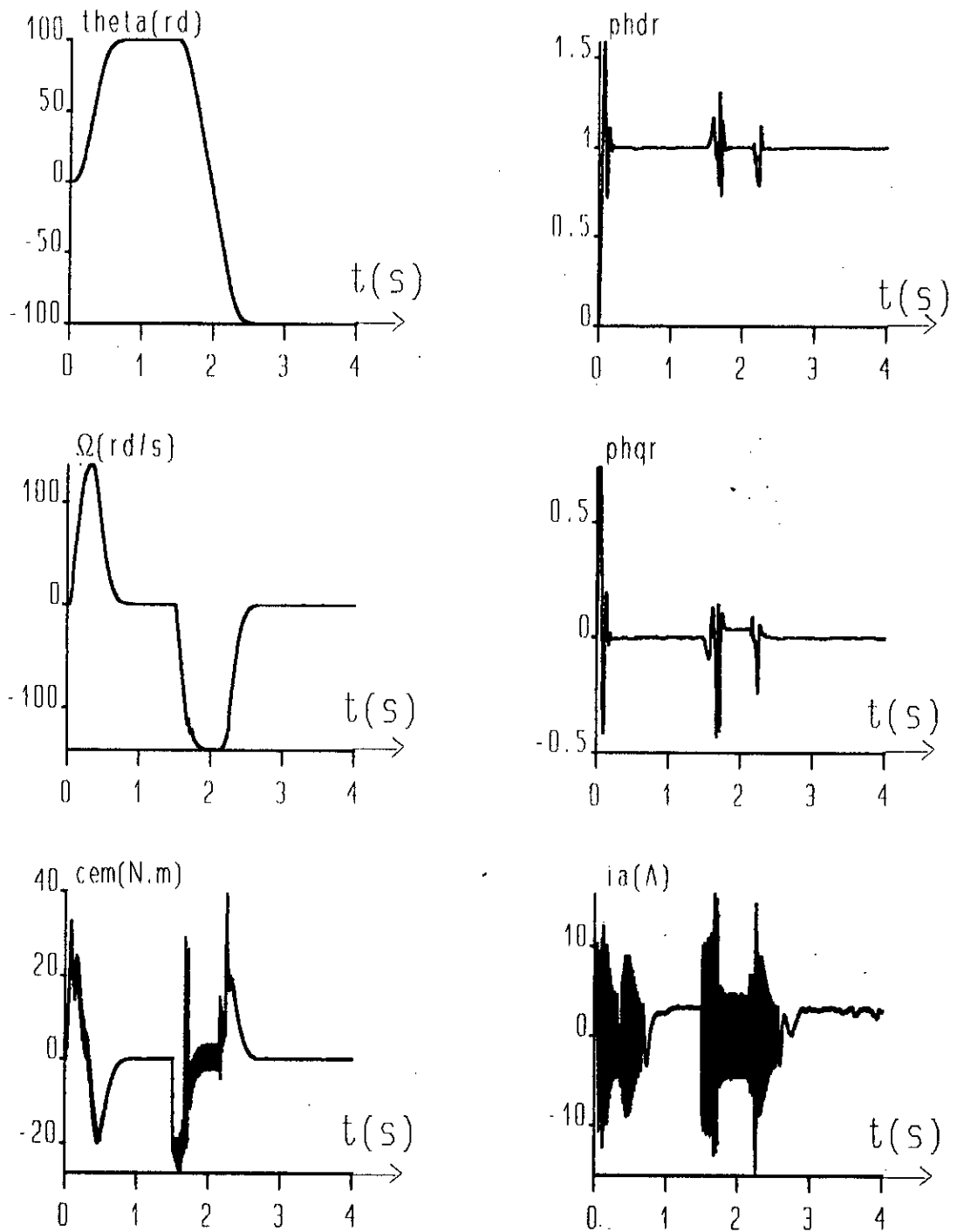
Fig(III.21). Réponse en position du moteur alimenté par un onduleur MLI pour une charge de 10 N.m.



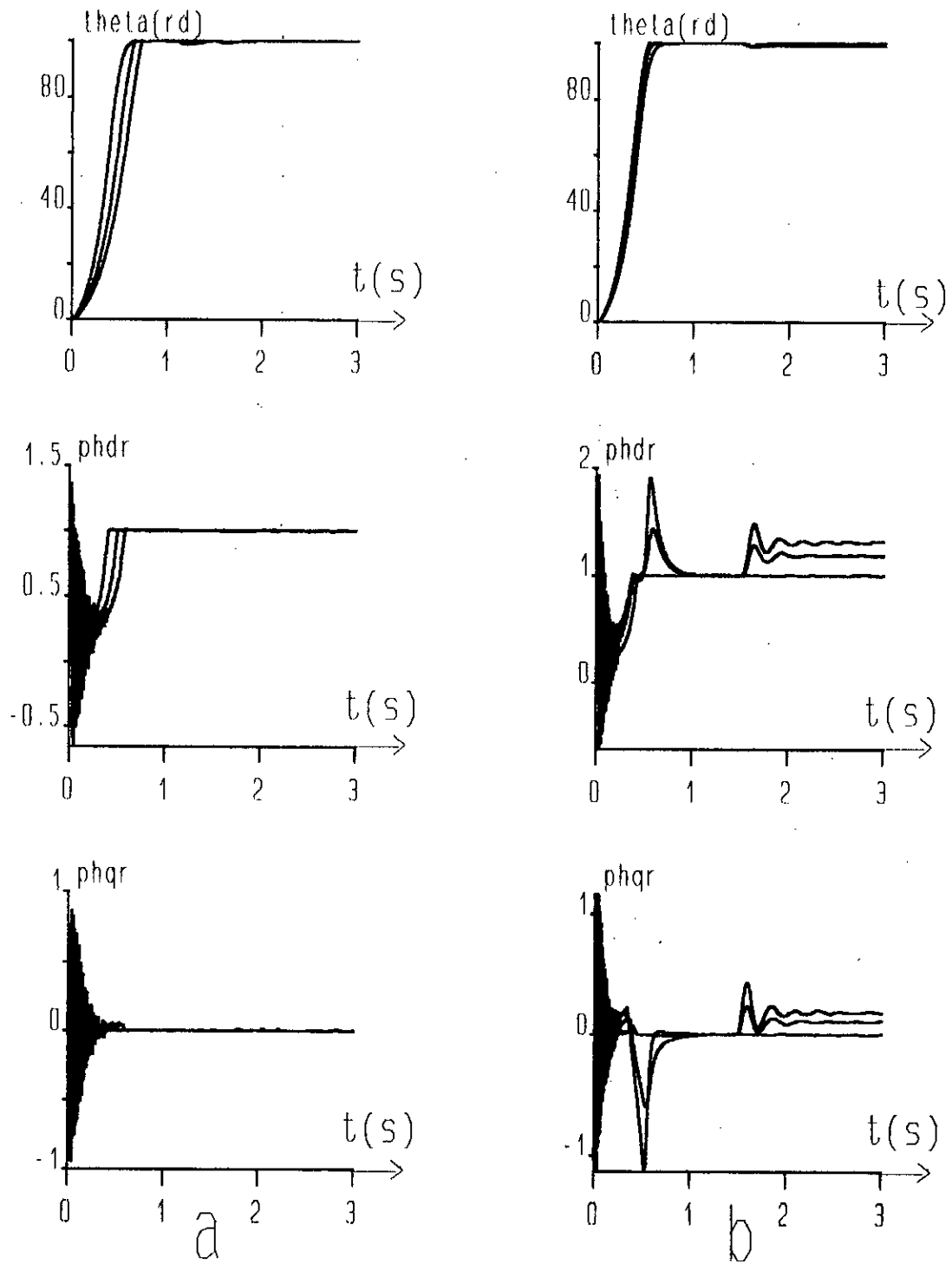
Fig(III.22) Réponse en position du moteur alimenté par un onduleur MLI à une charge de 10 N.m en présence de limiteur de courant.



Fig(III.23). Réponse du moteur alimenté par un onduleur MLI pour un changement de consigne de position.



Fig(III.24). Réponse du moteur alimenté par un onduleur MLI pour un changement de consigne de position en présence de limiteur de courant.



Fig(III.25) a) Test de robustesse vis à vis de J .
 b) Test de robustesse vis à vis de R_f .

CONCLUSION GENERALE

Le travail étudié dans ce mémoire présente un réglage en vitesse et en position d'un moteur asynchrone alimenté en tension et fonctionnant en contrôle vectoriel, par une méthode moderne qui est le réglage par mode de glissement.

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone en se basant sur le modèle équivalent de Park et en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle de connaissance met clairement en évidence le couplage étroit entre le flux et le couple électromagnétique engendré.

Nous avons constaté dans le deuxième chapitre que le découplage entre le flux rotorique et le couple, est nécessaire pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur-machine. Pour cela on introduit la technique du flux orienté, où on a présenté la méthode indirecte qui s'avère plus efficace pour contrôler la machine.

La dernière partie de notre travail a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur le moteur asynchrone.

Au vue des résultats obtenus, nous pouvons affirmer que les performances dynamiques de la machine asynchrone avec la commande, sont très bonnes tout en évitant de faire supporter à la machine des courants dangereux .

Ainsi nous pouvons juger de la validité de l'application du réglage par mode de glissement sur l'association convertisseur-moteur asynchrone. Toute fois, il est possible d'améliorer les performances de ce type de variateur en utilisant des techniques de contrôle plus sophistiquées, et en essayant de tenir compte de la saturation et des différentes pertes.

Annexe
paramètres de la machine

Cette simulation est effectuée sur une machine définie par les paramètres suivants:

Puissance nominale: 1,5 kW

Tension nominale : 220 / 380 V

Rendement nominal: 0,78

Facteur de puissance nominal: 0,8

Vitesse nominale: 1420 tr/min

Fréquence nominale: 50 Hz

Courant nominal : 3,64 A(Y) et 6,31 A(Δ)

Resistance rotorique: 3,805 Ω

Resistance statorique: 4,85 Ω

Inductance cyclique stator: 0,274 H

Inductance cyclique rotor: 0,274 H

Inductance mutuelle cyclique: 0,258 H

Nombre de paire de pôles : 2

Moment d'inertie : 0,031 Nm.s²/rad

Coefficient de frottement : 0,008 N.m.s/rd

BIBLIOGRAPHIE

- [1]: Y.Fu « Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées » Thèse de doctorat ,Univ. Montpellier II, 1991.
- [2]: H.Buhler « Réglage par mode de glissement » Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [3]: J.Chetelelan « Machines électriques » PPR , Lausanne, 1988.
- [4]: P.Barret « Régimes transitoires des machines tournantes électriques » Cours de l'école supérieure d'électricité , Eyrolles, 1982.
- [5]: A.Djahbar, A.Bensaid « Commande vectorielle de la machine asynchrone alimenté en tension » PFE ,ENP, Juin 1995.
- [6]: G.Seguir, F.Labrique « Les convertisseurs de l'électronique de puissance » Tome IV, Ed. Tec et Doc, Lavoisier, 1989.
- [7]: A.M.Trzynadlowski « The field orientation, principle in control of induction motors »University of Nevada ,Reno.Copyright, 1994.
- [8]: T.Merouni , R.B.Bouyodra « Synthèse de la commande équivalente par modes glissant avec orientation du champ et de la commande par linéarisation étendue. Application pour un moteur asynchrone »PFE, ENP, 1994.
- [9]: L.Barazane « Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimenté en courant » thèse de magister, ENP, 1993.
- [10]: H.Buhler « Conception des systèmes automatiques » PPR Lausanne.
- [11]: S.Ifrah «Contribution a l'étude des régimes glissants statiques et dynamiques; Application à la machine asynchrone » Thèse de Magister en Automatique, ENP, Janvier 1995.
- [12]: V.I.Utkin « Sliding mode control design principles and Application to electric drives »IEEE, Vol.40,1993.