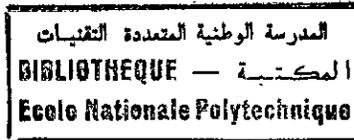


Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique



THESE

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

Présentée par :

KHIAT Mustapha

Ingénieur d'état en électrotechnique de l'ENP

**ETUDE DE STRUCTURES DE COMMANDE
NON LINEAIRE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION**

Soutenue publiquement le : 04 juillet 2000

Devant le jury composé de :

Président :	A. HELLAL	Maître de Conférence à l'ENP
Rapporteur :	H. CHEKIREB	Chargé de Cours à l'ENP
Examineurs :	M. S. BOUCHERIT	Maître de Conférence à l'ENP
	B. HEMICI	Chargé de Cours à l'ENP
	L. NEZLI	Chargé de Cours à l'ENP

ملخص:

هدف العمل المقدم من خلال هذه الأطروحة هو دراسة بعض الهياكل المستخدمة في أنظمة التحكم الآلي لاشتغال المكنة الكهربائية الغير متزامنة المغذاة بواسطة الجهود، وذلك باستخدام الإقفال الغير خطي والتنظيم بواسطة حالات الانزلاق في ظروف توجيه الحقل المغنطيسي للمكنة. استعرضت لهذا الغرض أربع تقنيات حيث خصت الأولى والثانية طريقة تبادل الاشتغال بين منظمتين لا خطيتين بحالتين مختلفتين، حينما استخدم في الثالثة والرابعة التنظيم المتتالي الغير خطي والتوسيع الديناميكي، على التوالي.

وبينت النتائج المحصل عليها من التقليد العددي للاشتغال بواسطة الحاسوب مدى نجاعة كل من الطرق الأربع المدروسة من ناحية استجابتها للأهداف المسطرة للتنظيم الآلي المنجز، من جهة، وفيما يخص صلاحيتها أمام التغيرات التي تحدث في قيم العوامل المشخصة للمكنة الكهربائية المستخدمة. لكن طريقة التنظيم المتتالي هي التي أعطت أحسن نتائج.

الكلمات الجوهرية: المكنة الغير متزامنة، التحكم الشعاعي، الإقفال الغير خطي، التحكم المتتالي، التنظيم بحالة الانزلاق، التوسيع الديناميكي.

Résumé :

Le travail effectué dans le cadre de cette thèse porte sur l'étude de structures de commande de la machine asynchrone alimentée en tension, en utilisant le bouclage non linéaire et les modes glissants dans les conditions de l'orientation du champ de cette machine. Quatre techniques sont présentées dont les deux premières se basent sur une commutation entre régulateurs non linéaires, la troisième est une application du réglage non linéaire en cascade et la dernière met en oeuvre l'extension dynamique du modèle de la machine.

La simulation numérique de ces techniques a montré les performances de chacune d'elles, tant du point de vue de la réponse aux objectifs fixés pour la commande, que de celui de la robustesse face à des variations des paramètres de la machine. Cependant, les meilleurs résultats ont été obtenus avec la commande en cascade.

Mots-clés : Machine Asynchrone, Commande Vectorielle, Bouclage Non Linéaire,

Commande en Cascade, Réglage par Mode de Glissement, Extension Dynamique.

Abstract:

The purpose of this work is to study some control structures of the tension-fed induction machine, by using input-output feed back and sliding modes, in the conditions of the field orientation. Four models are presented, with the first and the second ones based on a commutation between nonlinear regulators, the third one applying cascade loops and the last one improving a dynamic extension of the induction machine mathematical model.

The results of the proposed models simulation show the efficiency of each one through their ability to perform the control aim, and their robustness. However, the cascade loops command has given the best results.

Key-words : Induction Machine, Vector Control, Input-Output Feed-back, Cascade Loops, Dynamic Extension, Sliding Mode Control.

Remerciements

Je tiens à remercier sincèrement :

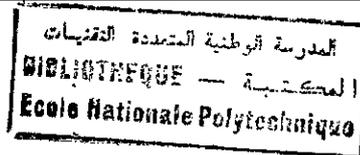
Monsieur A. HELLAL, Maître de Conférence à l'Ecole nationale Polytechnique, de m'avoir fait le grand honneur de présider le jury de cette thèse, et ce, malgré toutes les sollicitations dont il fait l'objet,

Messieurs M.S. BOUCHERIT, Maître de Conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, B. HEMICI, Chargé de Cours à l'Ecole Nationale Polytechnique et L. NEZLI, Chargé de Cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, d'avoir accepté, spontanément, de faire partie du jury,

Et Monsieur M. O. MAHMOUDI, pour la documentation qu'il a bien voulu mettre à ma disposition, lorsque j'ai eu à le solliciter.

Que Monsieur Hachemi CHEKIREB, qui a proposé et dirigé le sujet de cette thèse, trouve ici l'expression de toute ma reconnaissance, pour ses conseils judicieux et éclairés, et pour la patience et le tact dont il a fait preuve avec moi, durant toutes ces années, comprenant, gentiment, les incidences néfastes de mes responsabilités familiales et professionnelles sur mon rendement. Qu'il sache, que sans son aide, ce travail n'aurait jamais été à son terme.

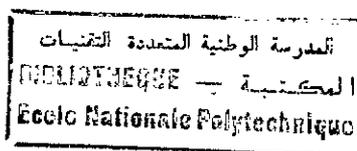
SOMMAIRE



LISTE DES SYMBOLES UTILISES	3
INTRODUCTION GENERALE	6
CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE EN VUE DE LA COMMANDE	
INTRODUCTION	8
1.1 EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE	
1.1.1 Equations électriques	
1.1.2 Equation mécanique	
1.2 EQUATIONS DU MODELE BIPHASE DE LA MACHINE	
1.2.1 Equations électriques du modèle biphasé	
1.2.2 Equation mécanique du modèle biphasé	
1.2.3 Forme générale des équations du modèle biphasé de la machine	
1.2.4 Modèle biphasé exprimé dans le référentiel synchrone	
1.2.5 Modèle biphasé exprimé dans le référentiel lié au stator	
1.2.6 Modèle biphasé de la machine à flux rotorique orienté	
CHAPITRE II : COMMANDE PAR COMMUTATION ENTRE REGULATEURS	
NON LINEAIRES (Modèle 1)	18
INTRODUCTION	
2.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTEE	
2.2 LINEARISATION DU MODELE	
2.2.1 Détermination du degré relatif vectoriel	
2.2.2 Etablissement de la forme normale et du découplage	
2.3 REGLAGE	
2.3.1 Synthèse des régulateurs	
2.3.2 Résultats de la simulation	
2.3.3 Conclusion	
CHAPITRE III : COMMANDE PAR COMMUTATION ENTRE REGULATEURS	
NON LINEAIRES (Modèle 2)	36
INTRODUCTION	
3.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTEE	
3.2 LINEARISATION DU MODELE	
3.2.1 Détermination du degré relatif vectoriel	
3.2.2 Etablissement de la forme normale et du découplage	

3.3 REGLAGE

- 3.3.1 Synthèse des régulateurs
- 3.3.2 Résultats de la simulation
- 3.3.3 Conclusion



CHAPITRE IV : COMMANDE EN CASCADE 54

INTRODUCTION

4.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTEE

4.2 LINEARISATION DU MODELE

- 4.2.1 Sous-modèle 1 (réglage de φ_r et ω_r)
 - Détermination du degré relatif vectoriel
 - Etablissement de la forme normale et du découplage
- 4.2.2 Sous-modèle 2 (réglage de i_{ds} et i_{qs})
 - Détermination du degré relatif vectoriel
 - Etablissement de la forme normale et du découplage

4.3 REGLAGE

- 4.3.1 Synthèse des régulateurs
- 4.3.2 Résultats de la simulation
- 4.3.3 Conclusion

CHAPITRE V : EXTENSION DYNAMIQUE ET COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MAS 68

INTRODUCTION

5.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTEE

5.2 LINEARISATION DU MODELE

- 5.2.1 Détermination du degré relatif vectoriel
- 5.2.2 Etablissement de la forme normale et du découplage

5.3 REGLAGE

- 5.3.1 Synthèse des régulateurs
- 5.3.2 Résultats de la simulation
- 5.3.3 Conclusion

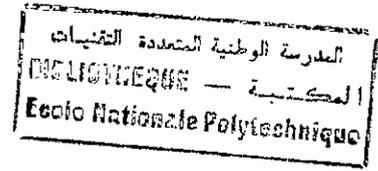
CHAPITRE VI : COMPARAISON DES RESULTATS 81

CONCLUSION GENERALE 85

BIBLIOGRAPHIE 87

CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE UTILISEE 90

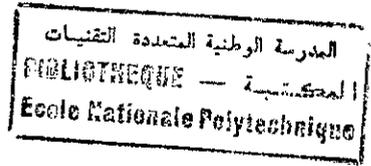
LISTE DES SYMBOLES UTILISES



- $[U_s]$ Vecteur des tensions statoriques
- $[I_s]$ Vecteur des courants statoriques
- $[U_r]$ Vecteur des tensions rotoriques
- $[I_r]$ Vecteur des courants rotoriques
- u_{as}, u_{bs}, u_{cs} Tensions instantannées des phases du stator
- i_{as}, i_{bs}, i_{cs} Courants instantannées des phases du stator
- u_{ar}, u_{br}, u_{cr} Tensions instantannées des phases du rotor
- i_{ar}, i_{br}, i_{cr} Courants instantannées des phases du rotor
- u_{ds}, u_{qs} Tensions statoriques projetées sur les axes (d) et (q) du repère de Park lié au champ tournant
- $u_{\alpha s}, u_{\beta s}$ Tensions statoriques projetées sur les axes (α) et (β) du repère de Park lié au stator
- i_{ds}, i_{qs} Courants statoriques projetés sur les axes (d) et (q) du repère de Park lié au champ tournant
- $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ Courants statoriques projetés sur les axes (α) et (β) du repère de Park lié au stator
- u_{dr}, u_{qr} Tensions rotoriques projetées sur les axes (d) et (q) du repère de Park lié au champ tournant
- i_{dr}, i_{qr} Courants rotoriques projetés sur les axes (d) et (q) du repère de Park lié au champ tournant
- i_s Module du courant statorique
- $[\Phi_s]$ Matrice des flux statoriques totalisés couplés avec les phases rotoriques
- $[\Phi_r]$ Matrice des flux rotoriques totalisés couplés avec les phases statoriques
- $\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}$ Flux des phases statoriques
- $\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$ Flux des phases rotoriques
- $\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$ Flux statorique projeté sur les axes (d) et (q) du repère de Park lié au champ tournant

$\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s}$	Flux statorique projeté sur les axes (α) et (β) du repère de Park lié au stator
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotorique projeté sur les axes (d) et (q) du repère de Park lié au champ tournant
φ_r	Module du flux rotorique
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_{sp}	Inductance propre des phases statoriques
L_{rp}	Inductance propre des phases rotoriques
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statoriques
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotoriques
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor
M_0	Inductance mutuelle entre les phases du stator et celles du rotor lorsque leurs axes coïncident
L_s	Inductance cyclique propre au stator
L_r	Inductance cyclique propre au rotor
M	Mutuelle inductance cyclique stator-rotor
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
J	Moment d'inertie des masses tournantes
k_f	Coefficient de frottements visqueux
ω_m	Vitesse angulaire du rotor [rd/s]
ω_a	Vitesse angulaire du référentiel [rd/s]
ω_s	Pulsation des courants statoriques [rd/s]
ω_r	Pulsation des courants rotoriques [rd/s]

Ω	Vitesse mécanique du rotor [<i>rd / s</i>]
p	Nombre de paires de pôles
σ	Coefficient de couplage total
T_s	Constante de temps du stator
T_r	Constante de temps du rotor
$i_{réf}$	Valeur de consigne pour le module du courant statorique
$i_{dréf}$	Valeur de consigne pour la composante i_{ds} du courant statorique
$i_{qréf}$	Valeur de consigne pour la composante i_{qs} du courant statorique
$\varphi_{réf}$	Valeur de consigne pour le module du flux rotorique
$\varphi_{dréf}$	Valeur de consigne pour la composante φ_{dr} du flux rotorique
$\varphi_{qréf}$	Valeur de consigne pour la composante φ_{qr} du flux rotorique
$\omega_{réf}$	Valeur de consigne pour la vitesse
Δ	Ecart entre la valeur instantannée de la vitesse et sa valeur de consigne en dessous duquel la régulation de vitesse entre en action, dans le cas du réglage par commutation
<i>MAS</i>	Machine Asynchrone



INTRODUCTION GENERALE

Traditionnellement réservée aux entraînements à vitesse constante, malgré ses atouts intrinsèques constitués par le coût moins élevé par rapport à celui de la machine à courant continu, un meilleur rapport puissance/poids et une nécessité d'entretien beaucoup plus réduite, la machine asynchrone occupe maintenant une place non négligeable sur le marché des variateurs de vitesse.

Ce changement de tendance est principalement dû aux énormes progrès accumulés progressivement dans les domaines de l'électronique de puissance (de nouvelles technologies de semi-conducteurs permettant une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie), des méthodes de commande des machines électriques (méthodes associées à des techniques de régulation non linéaires) et des moyens de calcul (calculateurs de plus en plus puissants permettant d'utiliser des algorithmes très élaborés), grâce auxquels il est devenu possible de résoudre, de manière beaucoup plus aisée que par le passé, les problèmes très complexes posés par la commande de cette machine.

Les méthodes appliquées actuellement pour commander la machine asynchrone dont le modèle dynamique est non linéaire et fortement couplé, sont nombreuses et variées [Bose 86], [Büh 87], [Büh 88], [Grel 97]. Et parmi ces méthodes, les commandes dites à "orientation du champ" [Leo 90] sont les plus populaires car elles ont l'avantage de rendre le modèle de cette machine linéaire et découplé, lorsque celle-ci est alimentée en courant, les régulateurs utilisés, dans ce cas, pouvant être de simples PI [For 90], [Mad 96], [Mah 99]. Néanmoins, ce type de commandes n'est robuste que si la position du champ est bien connue, et leur inconvénient majeur provient justement de la difficulté de déterminer cette position. Par ailleurs, la machine asynchrone alimentée en tension présente une non linéarité et un couplage dus à l'effet de la dynamique du stator, et ce, même dans les conditions de l'orientation du champ. De ce fait, des méthodes exploitant le modèle non linéaire de la machine asynchrone sont introduites, de plus en plus, avec pour objectif d'éliminer cet inconvénient.

Parmi les méthodes non linéaires connues, la commande par bouclage non linéaire et transformation difféomorphique qui découle de la théorie des systèmes non linéaires en automatique [Isi 89], [Zak 89], [Slo 91], [Tay 94] et la commande non linéaire par les modes glissants [Sir 89], [Slo 91], sont très souvent appliquées à la machine asynchrone [Car 88], [Mar 91], [Nam 92], [Sab 93], [Bod 94], [Nib 94], [Rau 94], [Esp 95], [god 95], [Kha 96], [Bar 97], [Hem 99], [Lal 99], [Mah 99].

La commande par bouclage non linéaire et transformation difféomorphique permet de ramener le comportement entrée-sortie en boucle fermée de la machine asynchrone à celui d'un ensemble de sous-systèmes linéaires et découplés, avec l'avantage de pouvoir commander séparément la vitesse (ou le couple) et le flux, même en régime de variation de ce dernier. Toutefois, la linéarisation obtenue peut, parfois, n'être que partielle, ce qui donne lieu à une dynamique interne, associée à la commande. Il est donc nécessaire, lors de l'application de cette méthode, soit de s'assurer de la stabilité de la dynamique interne, soit de chercher une linéarisation exacte par l'intermédiaire du choix d'un référentiel de travail et de grandeurs de sortie adéquats.

En ce qui concerne notre étude, nous nous proposons de réguler le flux et la vitesse et de limiter le courant statorique d'une machine asynchrone à orientation du champ alimentée en

tension, en traitant le couplage et la non linéarité introduits par le stator, à l'aide d'un bouclage non linéaire et d'une transformation difféomorphique, et en appliquant, par la suite, un réglage par les modes glissants au système linéarisé et découplé obtenu. Ainsi, quatre structures de commande sont proposées à l'étude. Deux d'entre elles utilisent une commutation entre régulateurs non linéaires synthétisés, à partir du modèle à orientation du champ, pour la première [Khi 5-99], et à partir du modèle non linéaire, pour la seconde [Khi 12-99]. La troisième structure étudiée consiste en un réglage non linéaire en cascade du modèle non linéaire de la machine asynchrone, et, finalement, la quatrième propose une extension dynamique du modèle de cette dernière avec bouclage non linéaire et transformation difféomorphique.

L'étude effectuée est présentée selon le plan suivant :

- le premier chapitre est consacré à l'établissement des modèles mathématiques de la machine asynchrone relatifs aux commandes envisagées;
- dans le second chapitre nous proposons la commande de cette machine par commutation entre régulateurs non linéaires définis à partir de son modèle à flux rotorique orienté ;
- le troisième chapitre concerne la commande de la machine par commutation entre régulateurs non linéaires définis à partir de son modèle non linéaire;
- l'application du réglage non linéaire en cascade de la MAS fait l'objet du quatrième chapitre;
- le cinquième chapitre traite de l'extension dynamique du modèle non linéaire de la MAS appliquée à sa commande;
- une comparaison des différents résultats obtenus est donnée au sixième chapitre.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE EN VUE DE LA COMMANDE

INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'établissement des modèles mathématiques de la machine asynchrone utilisés dans l'étude envisagée. Il s'agit du modèle biphasé général lié au stator et du modèle biphasé général exprimé dans un référentiel synchrone duquel est déduit le modèle particulier à champ orienté. Ces modèles représentent une machine triphasée à rotor en court-circuit, alimentée par un système de tensions sinusoïdales parfaites. Les variables d'état choisies sont les composantes (i_{ds}, i_{qs}) du courant statorique, les composantes $(\varphi_{dr}, \varphi_{qr})$ du flux rotorique et la pulsation de rotation (ω_r) . Ce choix des variables d'état permet de répondre aux besoins des stratégies de commande appliquées, lesquelles ont pour objectif le réglage du flux rotorique et de la vitesse, avec une limitation du courant statorique.

La démarche suivie consiste à établir les équations des modèles biphasés équivalents à partir des équations en grandeurs de phases décrivant le fonctionnement dynamique de la machine, auxquelles est appliquée la transformation de Park.

1.1 EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE TRIPHASEE

Pour des raisons de simplification des expressions décrivant le comportement dynamique de la machine asynchrone triphasée, il est admis de considérer les hypothèses suivantes [Cha 83], [Les 81] :

- l'entrefer est d'épaisseur constante et l'effet d'encochage négligeable,
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- l'effet de peau est négligeable et les résistances des enroulements ne varient pas avec la température,
- la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures de la machine est à répartition sinusoïdale.

1.1.1 Equations électriques

Tenant compte des hypothèses énumérées ci-dessus, la forme matricielle des équations électriques du modèle mathématique de la machine triphasée (fig. 1.1) s'écrit :

$$\begin{aligned}
 [U_s] &= R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\
 [U_r] &= R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

où $[U_s]$, $[I_s]$, $[\Phi_s]$, $[U_r]$, $[I_r]$ et $[\Phi_r]$ sont des vecteurs définis comme suit :

$$\begin{aligned}
 [U_s] &= [u_{as} \quad u_{bs} \quad u_{cs}]^T \\
 [I_s] &= [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \\
 [\Phi_s] &= [\phi_{as} \quad \phi_{bs} \quad \phi_{cs}]^T \\
 [U_r] &= [u_{ar} \quad u_{br} \quad u_{cr}]^T \\
 [I_r] &= [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \\
 [\Phi_r] &= [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^T
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

Par ailleurs, les vecteurs flux statorique et rotorique totalisés sont liés aux courants par :

$$\begin{aligned}
 [\Phi_s] &= [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\
 [\Phi_r] &= [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}]^T [I_s]
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

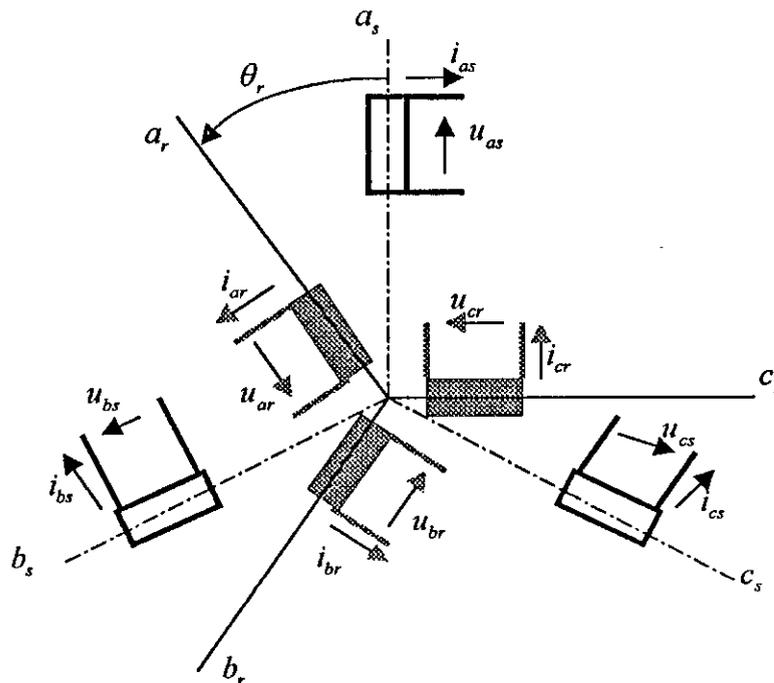


Fig. 1.1 : Représentation schématique de la machine triphasée

avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sp} & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{sp} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & L_{sp} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{rp} & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{rp} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & L_{rp} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

M_0 étant la mutuelle inductance entre phases du rotor et phases du stator lorsque leurs axes coïncident.

D'où la forme matricielle finale des équations électriques de la machine triphasée :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \quad (1.7)$$

$$[U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}]^T [I_s])$$

Les inductances de la machine dépendant de θ_r (déplacement angulaire entre phases homologues du rotor et du stator), il est évident que les coefficients des équations différentielles écrites ci-dessus varient avec le temps, donnant au système une forme très complexe. Ceci rend nécessaire l'utilisation d'une transformation du système de coordonnées permettant d'obtenir un modèle équivalent plus facile à exploiter ; la transformation de Park est celle qui est le plus couramment utilisée à cet effet.

1.1.2 Equation mécanique

Elle s'écrit :

$$C_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} + k_f \omega_m + C_r \quad (1.8)$$

C_{em} étant le couple électromagnétique développé par la machine.

1.2 EQUATIONS DU MODELE BIPHASE DE LA MACHINE

Les équations du modèle biphasé de la machine décrites ci-après sont obtenues en utilisant la transformation de Park (fig. 1.2). Celle-ci permet d'exprimer les variables triphasées de la ma-

chine (courants, tensions et flux) dans un référentiel à deux axes fictifs (d, q) perpendiculaires, tournant à la vitesse angulaire ω_a . Dans ce nouveau repère, les équations ne comportent que des coefficients constants et les composantes (G_d, G_q) selon les axes (d, q) sont reliées aux grandeurs de phases (G_a, G_b, G_c) par la relation :

$$\begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix}$$

où G_d et G_q sont les images des grandeurs physiques G_a, G_b et G_c , ces dernières pouvant être des courants, des tensions ou des flux. $P(\theta)$ est la matrice de transformation de Park, qui est de la forme :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

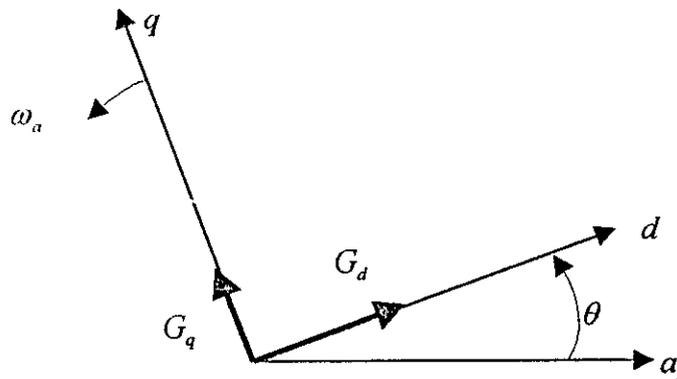


Fig. 1.2 : Illustration de la transformation de Park.

L'inverse de cette matrice, assurant le passage des composantes selon les axes (d, q) aux grandeurs physiques, s'écrit :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4}{3}\right) \end{bmatrix}$$

L'angle θ donne la position du référentiel (d, q) par rapport à un axe de référence fixe, lié à une des bobines du stator.

1.2.1 Equations électriques du modèle biphasé

La transformation de Park, appliquée au système d'équations (1.7), permet d'aboutir au système suivant [Les 81], [Cha 83]:

$$\begin{aligned}
 u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_a \varphi_{qs} \\
 u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_a \varphi_{ds} \\
 u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \varphi_{qr} \\
 u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \varphi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

avec :

$$\omega_a = \frac{d\theta}{dt} \text{ et } \omega_r = p\Omega$$

ω_a , ω_r et Ω étant, respectivement, la vitesse de rotation du référentiel à deux axes, la pulsation de rotation du rotor et la vitesse mécanique de ce dernier.

L'extension de cette transformation aux flux donne :

$$\begin{aligned}
 \varphi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
 \varphi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\
 \varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
 \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

où :

$$\begin{cases} L_s = L_{sp} - L_{ms} \\ L_r = L_{rp} - L_{mr} \\ M = \frac{3}{2} M_0 \end{cases} \tag{1.11}$$

Selon le choix pris en considération pour les variables d'état, plusieurs modèles dynamiques de la machine peuvent être obtenus. Les modèles de base du travail envisagé dans cette thèse privilégient les composantes (i_{ds}, i_{qs}) du courant statorique et les composantes ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) du flux rotorique d'une machine à rotor en court-circuit, alimentée en tension. Ainsi, en annulant

les tensions u_{dr} et u_{qr} et en éliminant les courants i_{dr} et i_{qr} dans le système d'équations (1.9), celui-ci devient :

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right) i_{ds} + \omega_a i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \varphi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r \varphi_{qr} + \frac{u_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_a i_{ds} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right) i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \varphi_{qr} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r \varphi_{dr} + \frac{u_{qs}}{\sigma L_s} \end{aligned} \quad (1.12)$$

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + (\omega_a - \omega_r) \varphi_{qr}$$

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} - (\omega_a - \omega_r) \varphi_{dr}$$

avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}.$$

1.2.2 Equation mécanique du modèle biphasé

L'expression du couple électromagnétique, tenant compte des variables d'état retenues, s'écrit [Cha 83] :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) \quad (1.13)$$

et l'équation mécanique de la machine devient :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 M}{J L_r} (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) - \frac{k_f}{J} \omega_r - \frac{p C_r}{J} \quad (1.14)$$

1.2.3 Forme générale des équations du modèle biphasé de la machine

En tenant compte des variables d'état choisies, la forme générale du modèle biphasé de la machine, obtenu en réunissant le système d'équations (1.12) et l'équation (1.14), s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_a x_2 + c_1 x_4 x_5 + d_1 u_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - \omega_a x_1 - c_1 x_3 x_5 + d_1 u_{qs} \\ \dot{x}_3 = a_3 x_1 - b_3 x_3 + \omega_a x_4 - x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = a_3 x_2 - b_3 x_4 - \omega_a x_3 + x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - b_5 x_1 x_4 - c_5 C_r \end{cases} \quad (1.15)$$

avec :

$$a_1 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s} \right) \quad b_1 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \right) \quad c_1 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right) \quad d_1 = \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right)$$

$$a_3 = \frac{M}{T_r} \quad b_3 = \frac{1}{T_r} \quad a_5 = \frac{k_f}{J} \quad b_5 = \left(\frac{p^2 M}{J L_r} \right) \quad c_5 = \frac{p}{J}$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \omega_r]^T$$

1.2.4 Modèle biphasé de la machine exprimé dans un référentiel synchrone

Le modèle dynamique de la machine exprimé dans un référentiel synchrone est obtenu en posant $\omega_a = \omega_s$ dans le système d'équations (1.15), ce qui donne :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_s x_2 + c_1 x_4 x_5 + d_1 u_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - \omega_s x_1 - c_1 x_3 x_5 + d_1 u_{qs} \\ \dot{x}_3 = a_3 x_1 - b_3 x_3 + \omega_s x_4 - x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = a_3 x_2 - b_3 x_4 - \omega_s x_3 + x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - b_5 x_1 x_4 - c_5 C_r \end{cases} \quad (1.16)$$

ou, sous une forme condensée :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (1.17)$$

avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_s x_2 + c_1 x_4 x_5 \\ -a_1 x_2 + b_1 x_4 - \omega_s x_1 - c_1 x_3 x_5 \\ a_3 x_1 - b_3 x_3 + \omega_s x_4 - x_4 x_5 \\ a_3 x_2 - b_3 x_4 - \omega_s x_3 + x_3 x_5 \\ -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - b_5 x_1 x_4 - c_5 C_r \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u = [u_{ds} \ u_{qs}]^T$$

1.2.5 Modèle biphasé de la machine exprimé dans un référentiel lié au stator

Le modèle dynamique de la machine exprimé dans un référentiel lié au stator est obtenu en posant $\omega_a = 0$ et en remplaçant les indices (d, q) par les indices (α, β) , dans les systèmes d'équations (1.12) et (1.15), et dans l'équation (1.14). Il s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 x_4 x_5 + d_1 u_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 x_3 x_5 + d_1 u_{qs} \\ \dot{x}_3 = a_3 x_1 - b_3 x_3 - x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = a_3 x_2 - b_3 x_4 + x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - b_5 x_1 x_4 - c_5 C_r \end{cases} \quad (1.18)$$

ou, sous une forme compacte :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (1.19)$$

avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 x_4 x_5 \\ -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 x_3 x_5 \\ a_3 x_1 - b_3 x_3 - x_4 x_5 \\ a_3 x_2 - b_3 x_4 + x_3 x_5 \\ -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - b_5 x_1 x_4 - c_5 C_r \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{ds} & u_{qs} \end{bmatrix}^T$$

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \varphi_{\alpha r} \quad \varphi_{\beta r} \quad \omega_r]^T$$

1.2.5 Modèle biphasé de la machine à flux rotorique orienté

L'orientation du flux rotorique (fig. 1.3) consiste à choisir un système d'axes de référence (d, q) , de manière que le vecteur flux rotorique soit selon l'axe (d) . Dans ce cas, les composantes i_{ds} et i_{qs} apparaissent, respectivement, comme les commandes découplées du flux et du couple [Leo 90]. Moyennant cette particularité ($\varphi_{dr} = \varphi_r$, $\varphi_{qr} = 0$), et en tenant compte du

système d'équations (1.16), les équations de la machine asynchrone à flux rotorique orienté, sont :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_s x_2 + d_1 u_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 - \omega_s x_1 - c_1 x_3 x_5 + d_1 u_{qs} \\ \dot{x}_3 = a_3 x_1 - b_3 x_3 \\ 0 = a_3 x_2 - \omega_s x_3 + x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - c_5 C_r \end{cases} \quad (1.20)$$

De la quatrième équation du système d'équations différentielles (1.20) est déduite la pulsation synchrone dans les conditions de l'orientation du champ :

$$\omega_s = x_5 + \frac{a_3 x_2}{x_3} \quad (1.21)$$

Par ailleurs, l'intégration de ω_s fournit la position θ_s du référentiel à chaque instant.

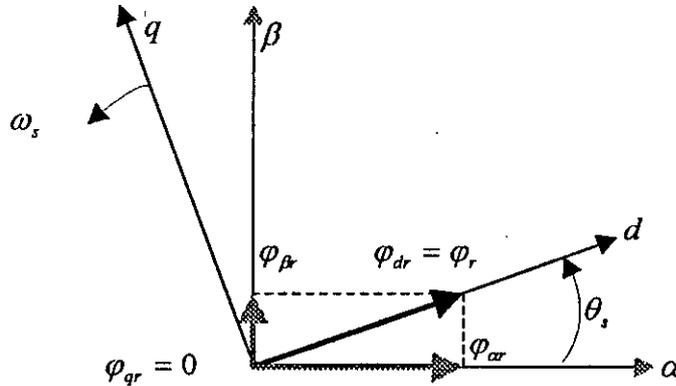


Fig. 1. 3: Orientation du flux rotorique selon l'axe d du repère de Park

Finalement, le modèle dynamique biphasé de la machine asynchrone à rotor court-circuité, commandée en tension, dans un repère lié au champ tournant, s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + x_2 x_5 + a_3 \frac{x_2^2}{x_3} + d_1 u_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 - x_1 x_5 - c_1 x_3 x_5 + a_3 \frac{x_1 x_2}{x_3} + d_1 u_{qs} \\ \dot{x}_3 = a_3 x_1 - b_3 x_3 \\ \dot{x}_5 = -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - c_5 C_r \end{cases} \quad (1.22)$$

ou, sous une forme condensée :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (1.23)$$

avec :

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_5]^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \varphi_r \quad \omega_r]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 + b_1 x_3 + x_2 x_5 + a_3 \frac{x_2^2}{x_3} \\ -a_1 x_2 - x_1 x_5 - c_1 x_3 x_5 + a_3 \frac{x_1 x_2}{x_3} \\ a_3 x_1 - b_3 x_3 \\ -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - c_5 C_r \end{bmatrix}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T$$

On peut voir à travers ce modèle que le flux rotorique peut être commandé par la composante i_{ds} du courant statorique et que, pour un flux maintenu constant, le couple (ou la vitesse) ne dépend que de la composante i_{qs} de ce courant.

CHAPITRE II

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR COMMUTATION ENTRE REGULATEURS NON LINEAIRES : Modèle 1

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, le modèle à orientation du champ de la machine asynchrone, alimentée et commandée en tension, est soumis à un bouclage non linéaire auquel vient se superposer un réglage par les modes glissants du flux rotorique et de la vitesse. Une limitation du courant statorique par l'intermédiaire de sa composante selon l'axe q du repère de Park, durant le régime transitoire de la vitesse, est assurée à l'aide d'une commutation entre régulateurs.

Les opérations de bouclage et de synthèse des régulateurs sont effectuées, dans ce cas, sur le modèle à orientation du flux rotorique de la machine exprimé dans le repère synchrone, alors que la simulation numérique est exécutée en considérant le modèle général dans le repère lié au stator.

2.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTEE

La stratégie de commande adoptée (fig. 2.1), consiste à réguler le flux rotorique φ_r et la pulsation de rotation du rotor ω_r , tout en limitant la composante i_{qs} du courant statorique [Khi 5-99]. Pour ce faire, la commande de la machine est à structure variable : elle commute entre deux schémas durant le fonctionnement du système. Le premier schéma intervient lorsque la vitesse est encore loin de sa valeur de consigne ; dans ce cas, seuls le flux rotorique et la composante i_{qs} du courant statorique sont régulés. Le second schéma est appliqué lorsque la vitesse est très proche de sa valeur de consigne ; dans ce cas, seuls le flux rotorique et la vitesse sont régulés. Ainsi, la première grandeur de commande (u_{ds}) qui détermine le flux, intervient de manière permanente, alors que la seconde (u_{qs}) est choisie parmi deux commandes possibles (u_{qs1} agissant sur la composante i_{qs} du courant statorique et u_{qs2} agissant sur la vitesse). Ce choix est imposé par l'intermédiaire du commutateur C actionné par la valeur absolue de l'écart entre la vitesse et sa valeur de consigne ($|\omega_{ref} - \omega_r|$).

Les blocs R_φ , R_i et R_ω représentent, respectivement, les régulateurs du flux, de la composante i_{qs} du courant statorique et de la vitesse. Leurs sorties respectives déterminent les grandeurs d'entrée $v_1(t)$, $v_{21}(t)$ et $v_{22}(t)$ des blocs D_1 et D_2 qui linéarisent et découplent le système, à l'aide d'un bouclage non linéaire.

Les grandeurs φ_{ref} , ω_{ref} et i_{qref} sont les valeurs de consigne du flux, de la vitesse et de la composante du courant statorique, respectivement.

La position θ_s du flux rotorique est déterminée à partir des composantes φ_α et φ_β de ce dernier, dans le repère lié au stator, et une transformation de coordonnées est effectuée à chaque passage entre le modèle exprimé dans le repère synchrone (indices d, q) et le modèle lié au stator (indices α, β).

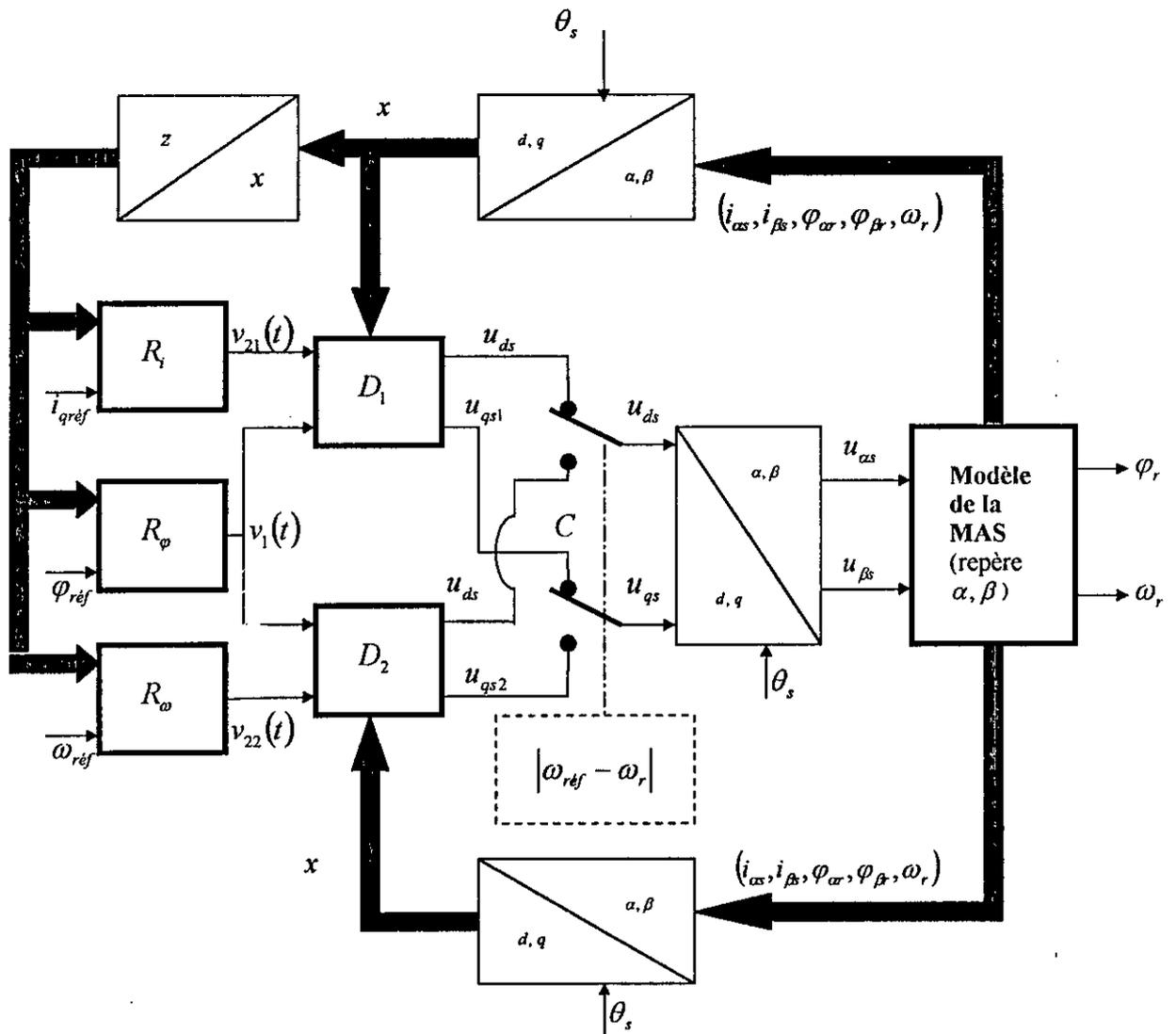


Fig. 2.1 : Illustration de la stratégie de commande adoptée.

2.2 LINEARISATION DU MODELE

Nous appliquons, ci-après, la théorie du bouclage non linéaire [Isi 89], [Slo 91], pour synthétiser les lois de commande qui permettent de linéariser le modèle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone exprimé dans le repère synchrone, représenté par le système d'équations (1.22). Pour ce faire, nous déterminons le degré relatif vectoriel du système, pour montrer qu'il est linéarisable (exactement ou partiellement), puis nous mettons ce dernier sous la forme normale, pour synthétiser, ensuite, la commande.

2.2.1 Détermination du degré relatif vectoriel

Tenant compte de la stratégie de commande retenue, il est nécessaire de déterminer le degré relatif par rapport aux grandeurs de sortie $y_1 = \varphi_r$, $y_2 = i_{qs}$ et $y_3 = \omega_r$, puis le degré relatif vectoriel pour chacun des deux schémas de commande utilisés. Et du fait, qu'au préalable, la

machine est considérée dans la condition de l'orientation du champ, sa dynamique est représentée par le système d'équations (1.22) qui s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + x_2 x_5 + a_3 \frac{x_2^2}{x_3} + d_1 u_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 - x_1 x_5 - c_1 x_3 x_5 + a_3 \frac{x_1 x_2}{x_3} + d_1 u_{qs} \\ \dot{x}_3 = a_3 x_1 - b_3 x_3 \\ \dot{x}_5 = -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - c_5 C_r \end{cases}$$

ou, sous une forme condensée :

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

avec :

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_5]^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \varphi_r \quad \omega_r]^T$$

$$u = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 x_2 x_5 + a_3 \frac{x_2^2}{x_3} \\ -a_1 x_2 - c_1 x_1 x_5 - d_1 x_3 x_5 + a_3 \frac{x_1 x_2}{x_3} \\ a_3 x_1 - b_3 x_3 \\ -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - c_5 C_r \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

• Expression des sorties retenues

Les sorties retenues sont le flux rotorique (x_3), la composante (x_2) du courant statorique selon l'axe q et la vitesse (x_5) :

$$\begin{cases} y_1 = x_3 \\ y_2 = x_2 \\ y_3 = x_5 \end{cases}$$

- **Degré relatif par rapport à φ_r**

La dérivée première de l'expression de la première sortie est :

$$\dot{y}_1(x) = f_3(x)$$

c'est à dire :

$$\dot{y}_1(x) = a_3x_1 - b_3x_3$$

et sa dérivée seconde est :

$$\ddot{y}_1(x) = a_3f_1(x) - b_3f_3(x) + a_3d_1u_{ds}$$

Le degré relatif par rapport à φ_r est donc $r_1 = 2$.

- **Degré relatif par rapport à la composante i_{qs} du courant statorique**

La dérivée première de l'expression de la deuxième sortie étant :

$$\dot{y}_2 = f_2(x) + d_1u_{qs}$$

le degré relatif par rapport à i_{qs} est $r_2 = 1$.

- **Degré relatif par rapport à ω_r**

La dérivée première de l'expression de la troisième sortie est :

$$\dot{y}_3 = f_5(x)$$

c'est à dire :

$$\dot{y}_3 = -a_5x_5 + b_5x_2x_3 - c_5C_r$$

et sa dérivée seconde est :

$$\ddot{y}_3 = -a_5f_5(x) + b_5x_3f_2(x) + b_5x_2f_3(x) + b_5d_1x_3u_{qs}$$

Donc, le degré relatif par rapport à ω_r est $r_3 = 2$.

- **Degré relatif vectoriel du système par rapport au schéma 1**

Lorsque c'est le premier schéma de commande qui est actif (régulation de φ_r et limitation de i_{qs}), le système n'est pas linéarisable exactement car le degré relatif vectoriel ne vérifie pas la condition ($r_1 + r_2 = n$). En effet, l'ordre n du système est quatre et la somme ($r_1 + r_2$) est égale à trois. Il apparaît, dans ce cas, une dynamique interne d'ordre 1.

- **Degré relatif vectoriel du système par rapport au schéma 2**

Lorsque c'est le second schéma de commande (régulation de φ_r et ω_r) qui est appliqué, le système peut être linéarisé exactement à l'aide d'une transformation de coordonnées et d'un bouclage non linéaire car le degré relatif vectoriel vérifie la condition ($r_1 + r_3 = n$). En effet, l'ordre n du système est quatre et la somme ($r_1 + r_3$) est égale à quatre.

2.2.2 Etablissement de la forme normale et du découplage

La structure de commande retenue commutant entre deux modèles (régulation de φ_r et limitation de i_{qs} ou régulation de φ_r et ω_r), il faut alors synthétiser la commande linéarisante pour chacun d'eux. Il s'agit donc de déterminer les couples de grandeurs de commande (u_{ds}, u_{qs1}) ou (u_{ds}, u_{qs2}), lesquelles à l'aide des nouvelles grandeurs d'entrée ($v_1(t), v_{21}(t)$) ou ($v_1(t), v_{22}(t)$), et d'un bouclage non linéaire, permettront de rendre le système linéaire et découplé.

- **Schéma 1** (régulation de φ_r et limitation de i_{qs})

- Transformation des coordonnées

Les nouvelles coordonnées choisies sont :

$$\begin{aligned} z_1 &= x_3 \\ z_2 &= \alpha_3 x_1 - b_3 x_3 \\ z_3 &= x_2 \\ z_4 &= x_5 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Le système n'étant pas exactement linéarisable dans ce cas, nous vérifions que le déterminant du Jacobien de la transformation $z = \phi(x)$ est non nul, pour montrer que celle-ci est bijective [Slo 91]. Ce Jacobien, qui s'écrit :

$$\frac{d\phi(x)}{dx} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ \alpha_3 & 0 & -b_3 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

a pour déterminant α_3 . Il est donc différent de zéro quelles que soient les valeurs prises par les grandeurs d'état du système.

- Forme normale

La forme normale correspondant au schéma 1 s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= v_1(t) \\
 \dot{z}_3 &= v_{21}(t) \\
 \dot{z}_4 &= -a_5 z_4 + b_5 z_1 z_3 - c_5 C_r
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Comme, dans ce cas, le modèle n'est pas linéarisable exactement, sa dynamique interne qui est représentée par \dot{z}_4 , prend la forme stable suivante :

$$\dot{z}_4 + a_5 z_4 = -c_5 C_r$$

- Découplage

Les nouvelles grandeurs d'entrée du système (v_1, v_{21}) sont liées aux entrées réelles (u_{ds}, u_{qs1}) par les relations :

$$\begin{aligned}
 v_1(t) &= a_3 f_1(x) - b_3 f_3(x) + a_3 d_1 u_{ds} \\
 v_{21}(t) &= f_2(x) + d_1 u_{qs1}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

soit, sous une forme condensée :

$$V_1 = A_1(x)U_1 + B_1(x) \tag{2.4}$$

avec :

$$U_1 = [u_{ds} \quad u_{qs1}]^T \qquad V_1 = [v_1 \quad v_{21}]^T$$

$$A_1(x) = \begin{bmatrix} a_3 d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \end{bmatrix} \qquad B_1(x) = \begin{bmatrix} B_{11}(x) \\ B_{12}(x) \end{bmatrix}$$

et $\begin{cases} B_{11}(x) = a_3 f_1(x) - b_3 f_3(x) \\ B_{12}(x) = f_2(x) \end{cases}$

Ainsi, la commande réelle U_1 est déduite de V_1 par :

$$U_1 = A_1^{-1}(x)[-B_1(x) + V_1] \tag{2.5}$$

avec :

$$A_1^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{a_3 d_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{d_1} \end{bmatrix}$$

Du fait que les éléments de $A_1^{-1}(x)$ sont constants, la commande existe quelles que soient les valeurs prises par les variables d'état du système.

La commande linéarisante et le système linéarisé et découplé, dans le cas du schéma 1, peuvent être illustrés, respectivement, à l'aide des figures 2.2 et 2.3 .

Le système comporte, dans ce cas, deux sous-systèmes linéaires et découplés et une partie non linéaire.

• **Schéma 2** (régulation de φ_r et ω_r)

- Transformation des coordonnées

Les nouvelles coordonnées choisies sont :

$$z_1 := x_3$$

$$z_2 = a_3 x_1 - b_3 x_3$$

$$z_3' = x_5$$

$$z_4' = -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - c_5 C_r$$

(2.6)

- Forme normale

La forme normale correspondant au schéma 2 s'écrit :

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = v_1(t)$$

$$\dot{z}_3' = z_4$$

$$\dot{z}_4' = v_{22}(t)$$

(2.7)

- Découplage

Les nouvelles grandeurs d'entrée du système (v_1, v_{22}) sont liées aux entrées réelles (u_{ds}, u_{qs2}) par les relations :

$$v_1(t) = a_3 f_1(x) - b_3 f_3(x) + a_3 d_1 u_{ds}$$

$$v_{22}(t) = b_5 x_3 f_2(x) + b_5 x_2 f_3(x) - a_5 f_5(x) + b_5 d_1 x_3 u_{qs2}$$

(2.8)

soit sous une forme condensée :

$$V_2 = A_2(x)U_2 + B_2(x) \quad (2.9)$$

avec :

$$U_2 = [u_{ds} \quad u_{qs2}]^T \quad V_2 = [v_1 \quad v_{22}]^T$$

$$A_2(x) = \begin{bmatrix} a_3 d_1 & 0 \\ 0 & b_3 d_1 x_3 \end{bmatrix} \quad B_2(x) = \begin{bmatrix} B_{21}(x) \\ B_{22}(x) \end{bmatrix}$$

et :

$$\begin{cases} B_{21}(x) = a_3 f_1(x) - b_3 f_3(x) \\ B_{22}(x) = -a_5 f_5(x) + b_5 x_3 f_2(x) + b_5 x_2 f_3(x) \end{cases}$$

Ainsi, la commande U_2 peut s'écrire :

$$U_2 = A_2^{-1}(x)[-B_2(x) + V_2] \quad (2.10)$$

avec :

$$A_2^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{a_3 d_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{b_3 d_1 x_3} \end{bmatrix}$$

Pour ce qui concerne ce schéma, la commande n'existe que lorsque le flux est non nul, du fait qu'un des éléments de $A_2^{-1}(x)$ n'est défini que lorsque cette condition est réalisée.

La commande linéarisante et le système linéarisé et découplé peuvent être illustrés, dans ce cas, à l'aide des figures 2.4 et 2.5, respectivement.

Remarques :

- Le fait que les matrices A_1 et A_2 soient diagonales prouve que le système à flux rotorique orienté est découplé du point de vue de la commande.
- Bien que la matrice A_2 ne soit inversible que si le flux rotorique est non nul, la linéarisation du système est toujours possible car cette condition est remplie dès que la machine est mise sous tension.

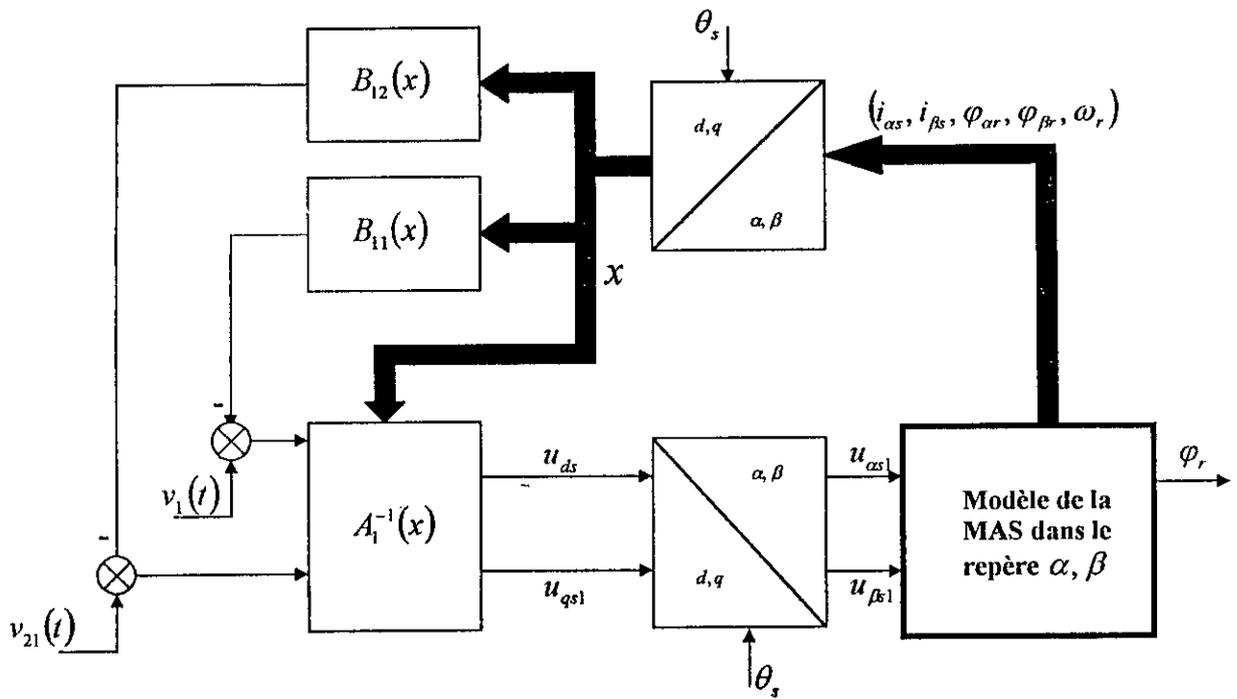


Fig. 2.2 : Illustration de la linéarisation par bouclage statique dans le cas du schéma 1.

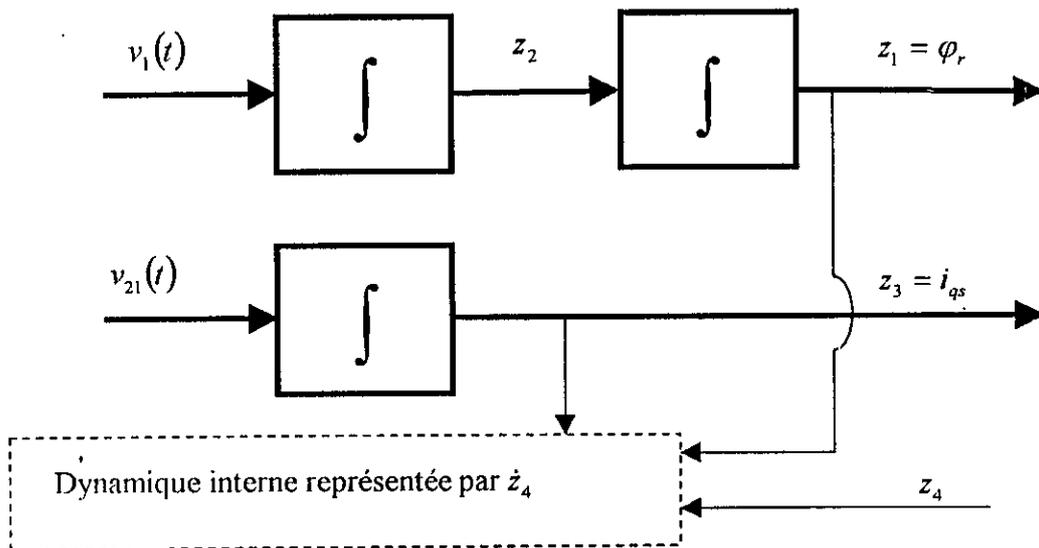


Fig. 2.3 : Illustration du système linéarisé et découplé dans le cas du schéma 1.

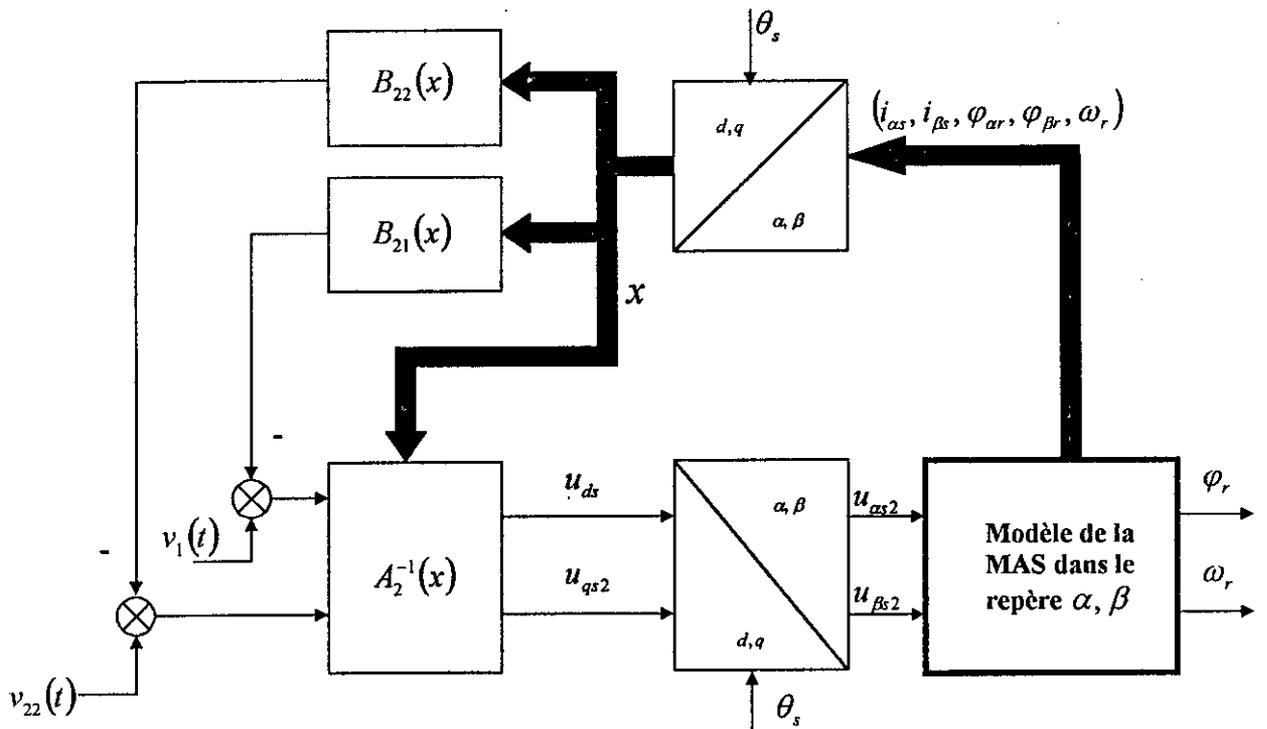


Fig. 2.4 : Illustration de la linéarisation par bouclage statique dans le cas du schéma 2.

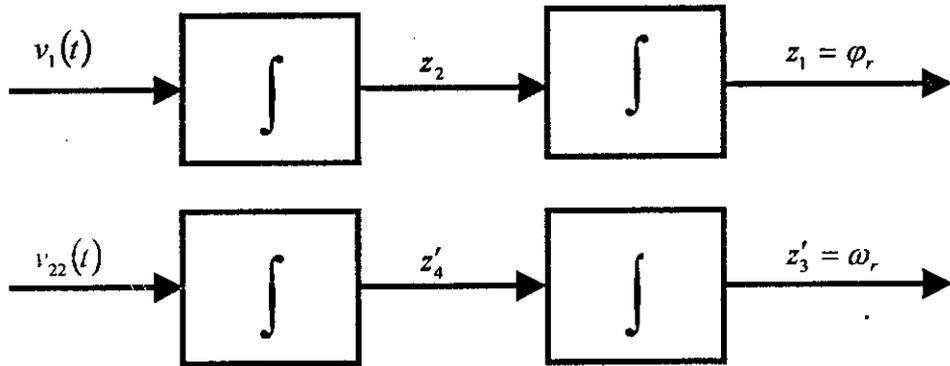


Fig. 2.5 : Illustration du système linéarisé et découplé dans le cas du schéma 2.

2.3 REGLAGE

Les régulateurs R_φ, R_i et R_ω (fig. 2.6) agissent par les modes glissants [Sab 81], [Büh 86], [Hash 88], [Ho 90], [Slo 91], [Nam 92], par rapport aux surfaces S_φ, S_i et S_ω , choisies du type linéaire, avec un degré relatif d'ordre 1 dans le nouveau système de coordonnées (z).

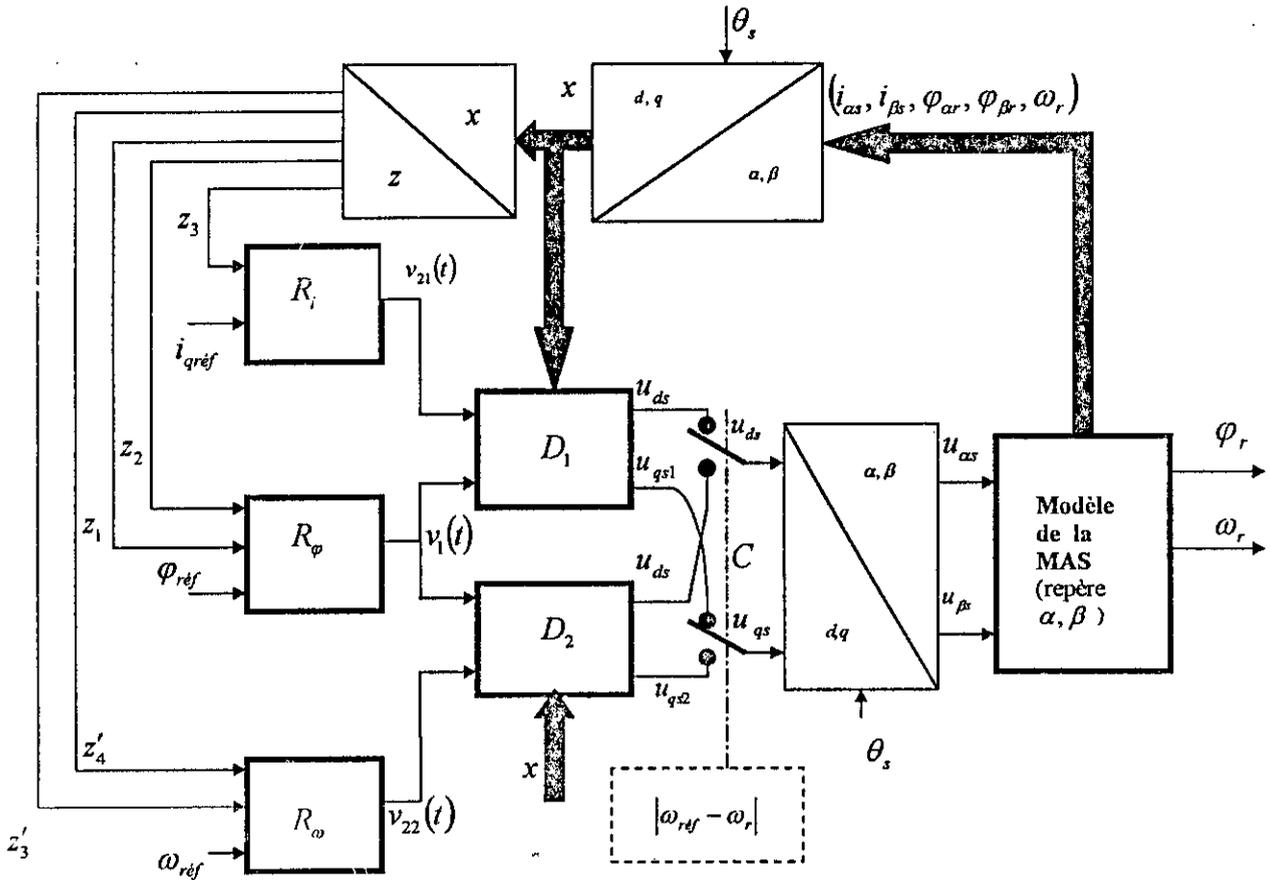


Fig. 2.6 : Structure du réglage par mode de glissement.

La dynamique imposée à chaque surface S est telle que la vitesse de variation (\dot{S}) de cette dernière soit constante et de signe contraire à celui de la surface, avec une restriction pour les valeurs de S proches de zéro, comme cela est indiqué sur le schéma de la figure 2.7 .

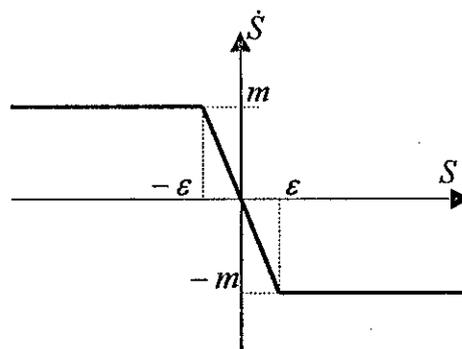


Fig. 2.7 : Illustration de la dynamique de la surface de glissement.

Nous avons ainsi :

$$\dot{S}(x) = \begin{cases} -m \operatorname{sign}(S) \text{ pour } |S| > \varepsilon \\ -\frac{mS}{\varepsilon} \text{ pour } |S| \leq \varepsilon \end{cases}$$

ε étant un paramètre positif dont la valeur permet de diminuer le phénomène de broutement. Le coefficient m doit être positif pour assurer l'existence du mode de glissement.

2.3.1 Synthèse des régulateurs

- **Détermination des surfaces** S_φ , S_i et S_ω

- pour le flux rotorique

L'écart de réglage étant $e_{r1} = \varphi_{réf} - y_1$, la surface S_φ est de la forme :

$$S_\varphi = k_1 e_{r1} + \dot{e}_{r1}$$

c'est à dire :

$$S_\varphi = k_1 (\varphi_{réf} - z_1) + \dot{\varphi}_{réf} - z_2 \quad (2.11)$$

- pour la composante i_{qs} du courant statorique

L'écart de réglage étant $e_{r2} = i_{qréf} - y_2$, la surface S_i s'écrit :

$$S_i = k_2 e_{r2}$$

c'est à dire :

$$S_i = k_2 (i_{qréf} - z_3) \quad (2.12)$$

- pour la vitesse

L'écart de réglage étant $e_{r3} = \omega_{réf} - y_3$, la surface S_ω est alors :

$$S_\omega = k_3 e_{r3} + \dot{e}_{r3}$$

c'est à dire :

$$S_\omega = k_3 (\omega_{réf} - z_3') + (\dot{\omega}_{réf} - z_4') \quad (2.13)$$

- **Détermination des sorties des régulateurs**

Les vitesses des surfaces S_φ , S_i et S_ω sont :

$$\dot{S}_\varphi = \begin{cases} -m_1 \operatorname{sign}(S_\varphi) \text{ pour } |S_\varphi| > \varepsilon_1 \\ -\frac{m_1 S_\varphi}{\varepsilon_1} \text{ pour } |S_\varphi| \leq \varepsilon_1 \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\dot{S}_i = \begin{cases} -m_2 \text{sign}(S_i) \text{ pour } |S_i| > \varepsilon_2 \\ -\frac{m_2 S_i}{\varepsilon_2} \text{ pour } |S_i| \leq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\dot{S}_\omega = \begin{cases} -m_3 \text{sign}(S_\omega) \text{ pour } |S_\omega| > \varepsilon_3 \\ -\frac{m_3 S_\omega}{\varepsilon_3} \text{ pour } |S_\omega| \leq \varepsilon_3 \end{cases} \quad (2.16)$$

Comme les consignes du flux, de la composante i_{qs} et de la vitesse ne varient pas durant le réglage, nous avons, en tenant compte des relations (2.11), (2.12) et (2.13), et des systèmes d'équations (2.2) et (2.7) :

$$\dot{S}_\varphi = -k_1 z_2 - v_1(t) \quad (2.17)$$

$$\dot{S}_i = -v_{21}(t) \quad (2.18)$$

$$\dot{S}_\omega = -k_3 z'_4 - v_{22}(t) \quad (2.19)$$

et les sorties des régulateurs s'écrivent :

$$v_1(t) = \begin{cases} m_1 \text{sign}(S_\varphi) - k_1 z_2 \text{ pour } |S_\varphi| > \varepsilon_1 \\ \frac{m_1 S_\varphi}{\varepsilon_1} - k_1 z_2 \text{ pour } |S_\varphi| \leq \varepsilon_1 \end{cases} \quad (2.20)$$

$$v_{21}(t) = \begin{cases} m_2 \text{sign}(S_i) \text{ pour } |S_i| > \varepsilon_2 \\ \frac{m_2 S_i}{\varepsilon_2} \text{ pour } |S_i| \leq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (2.21)$$

$$v_{22}(t) = \begin{cases} m_3 \text{sign}(S_\omega) - k_3 z'_4 \text{ pour } |S_\omega| > \varepsilon_3 \\ \frac{m_3 S_\omega}{\varepsilon_3} - k_3 z'_4 \text{ pour } |S_\omega| \leq \varepsilon_3 \end{cases} \quad (2.22)$$

2.3.2 Résultats de la simulation

La simulation de la commande étudiée dans ce chapitre a été réalisée en imposant comme références, pour le flux $\varphi_{r\text{éf}} = 0,328 \text{Wb}$, pour la vitesse $\omega_{r\text{éf}} = 300 \text{rd/s}$, et pour la composante i_{qs} du courant statorique $i_{qr\text{éf}} = 25 \text{A}$.

Un premier test a porté sur les réponses aux échelons de flux et de vitesse, avec une application du couple résistant nominal à l'instant $t = 1 \text{s}$ (fig. 2.8). Le second test concerne l'inversion de la vitesse en charge nominale (fig. 2.9). Le troisième test montre les réponses

aux échelons du flux et de la vitesse, avec une application de perturbations paramétriques, en charge nominale, représentées par une augmentation des résistances de 50% et une diminution des inductances de 10% (fig. 2.10), et par une augmentation des résistances de 100% et une diminution des inductances de 30% (fig. 2.11).

Les résultats présentés ont été obtenus en utilisant les coefficients de réglage suivants :

$$k_1 = 500, m_1 = 1800 \text{ et } \varepsilon_1 = 0,1, \text{ pour le flux,}$$

$$k_2 = 300, m_2 = 5000 \text{ et } \varepsilon_2 = 500, \text{ pour le courant,}$$

$$k_3 = 500, m_3 = 50000 \text{ et } \varepsilon_3 = 500, \text{ pour la vitesse,}$$

et, pour la commutation, un écart de vitesse $\Delta = 0,01\omega_{réf}$.

Les réponses montrent que :

- le flux et la vitesse se stabilisent très rapidement à leurs valeurs de référence respectives,
- la composante i_{qs} du courant statorique se maintient bien à sa valeur de limitation durant l'état transitoire de la vitesse,
- l'application du couple de charge nominale n'influe pratiquement pas sur la vitesse et le flux et elle amène la composante i_{qs} du courant statorique vers sa valeur nominale,
- le temps de réponse à l'inversion de vitesse est raisonnable,
- les ondulations du flux, de la vitesse et de la composante i_{qs} du courant statorique (donc celles du couple électromagnétique), sont relativement faibles, lorsque les paramètres de la machine sont supposés constants,
- l'orientation du flux selon l'axe d du repère de Park est bien assurée dès le démarrage de la machine,
- Une diminution des constantes de temps rotorique et statorique de 40%, en charge nominale, n'affecte pas le réglage du flux, alors qu'elle fait baisser légèrement la vitesse. Lorsque cette perturbation atteint un niveau de 65%, elle touche le flux et la vitesse.
- L'écart de vitesse utilisé pour la commutation entre les régulateurs induit des pointes de courant, s'il est trop faible, et il diminue la qualité du réglage, s'il est trop important.

2.3.3 Conclusion

Les résultats de la simulation montrent que la commande étudiée dans ce chapitre permet d'obtenir des résultats satisfaisants concernant le réglage de la vitesse et du flux de la machine asynchrone tout en limitant le courant statorique par l'intermédiaire de sa composante i_{qs} .

Ainsi, le fait d'imposer une valeur maximale pour le courant statorique durant la réponse transitoire de la vitesse, améliore la dynamique de cette dernière.

Il est aussi constaté que le bouclage non linéaire associé à l'orientation du flux assure le découplage entre le flux et le couple, dès la mise en fonctionnement de la machine, et que le réglage par les modes glissants, tel qu'appliqué, est assez robuste et n'induit pas d'ondulations de la vitesse et du flux.

L'écart de vitesse utilisé pour la commutation doit être choisi en faisant un compromis entre le temps de réponse désiré pour la vitesse et la valeur maximale autorisée pour les pointes de courant.

La restriction adoptée lors du choix de la dynamique de la surface de glissement a permis de limiter de manière significative le phénomène de "chattering" dû aux modes glissants.

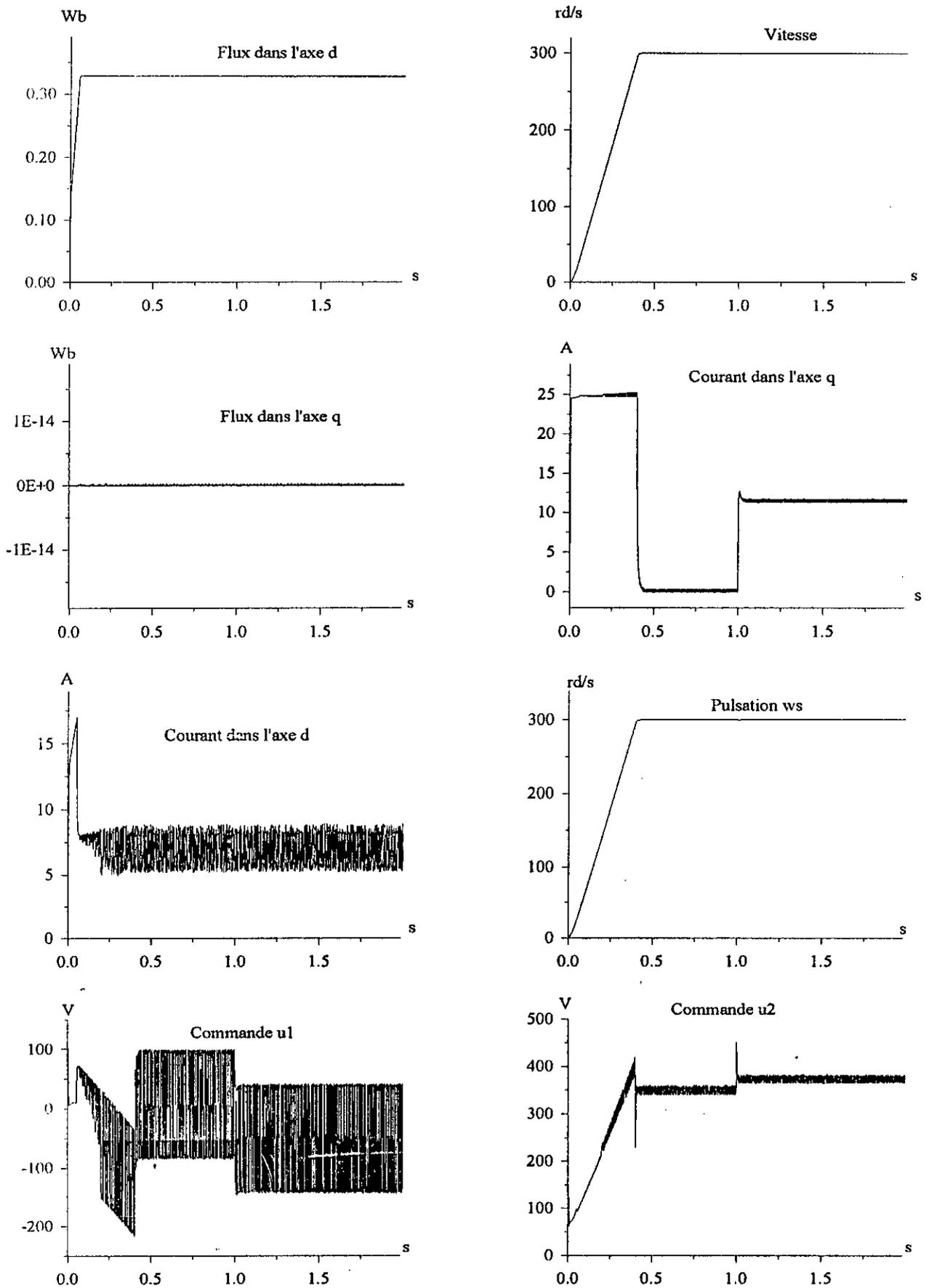


Fig. 2.8 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse avec application du couple de charge nominal à $t = 1s$.

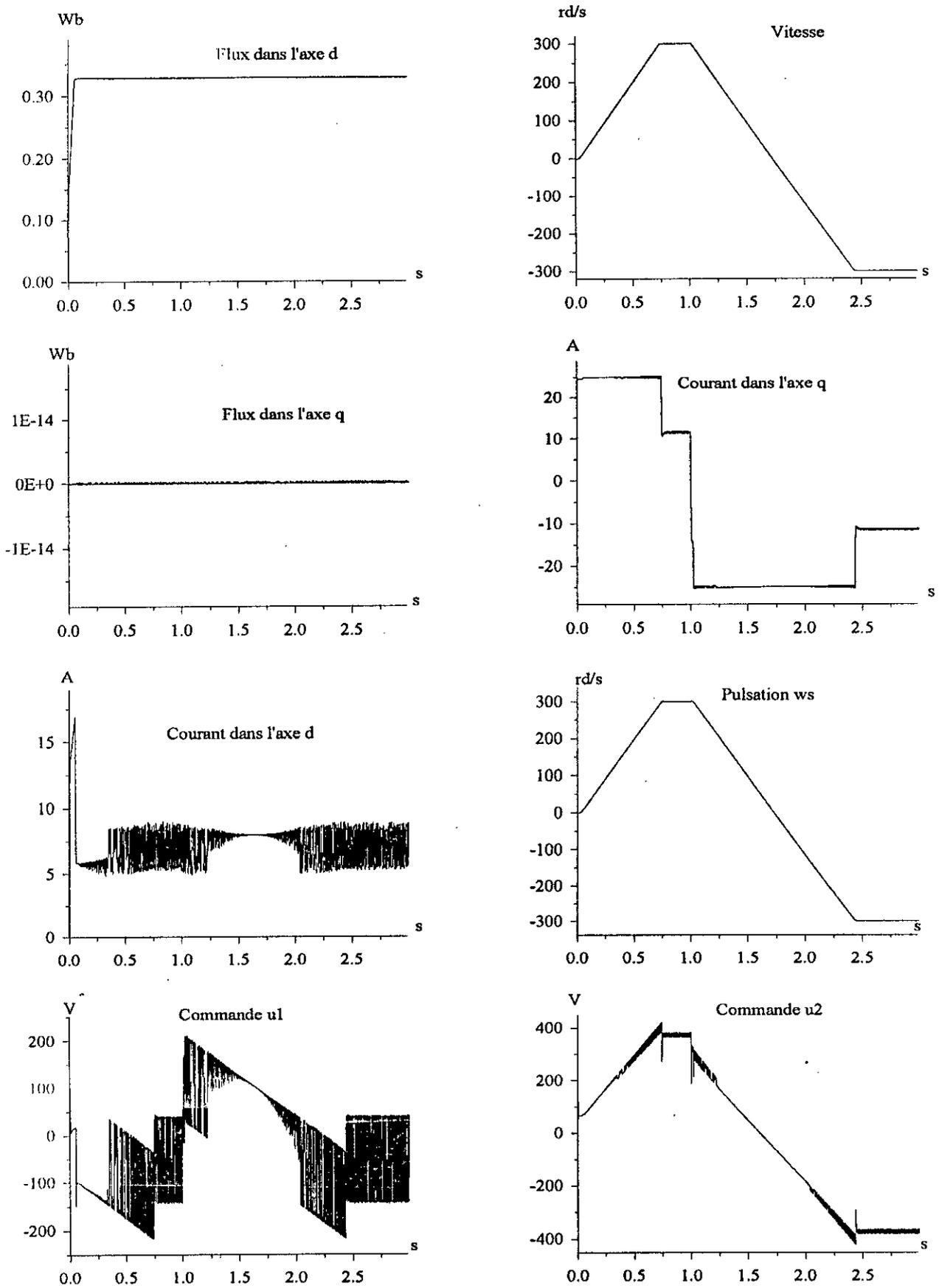


Fig. 2.9 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec une inversion de la vitesse à $t = 1$ s .

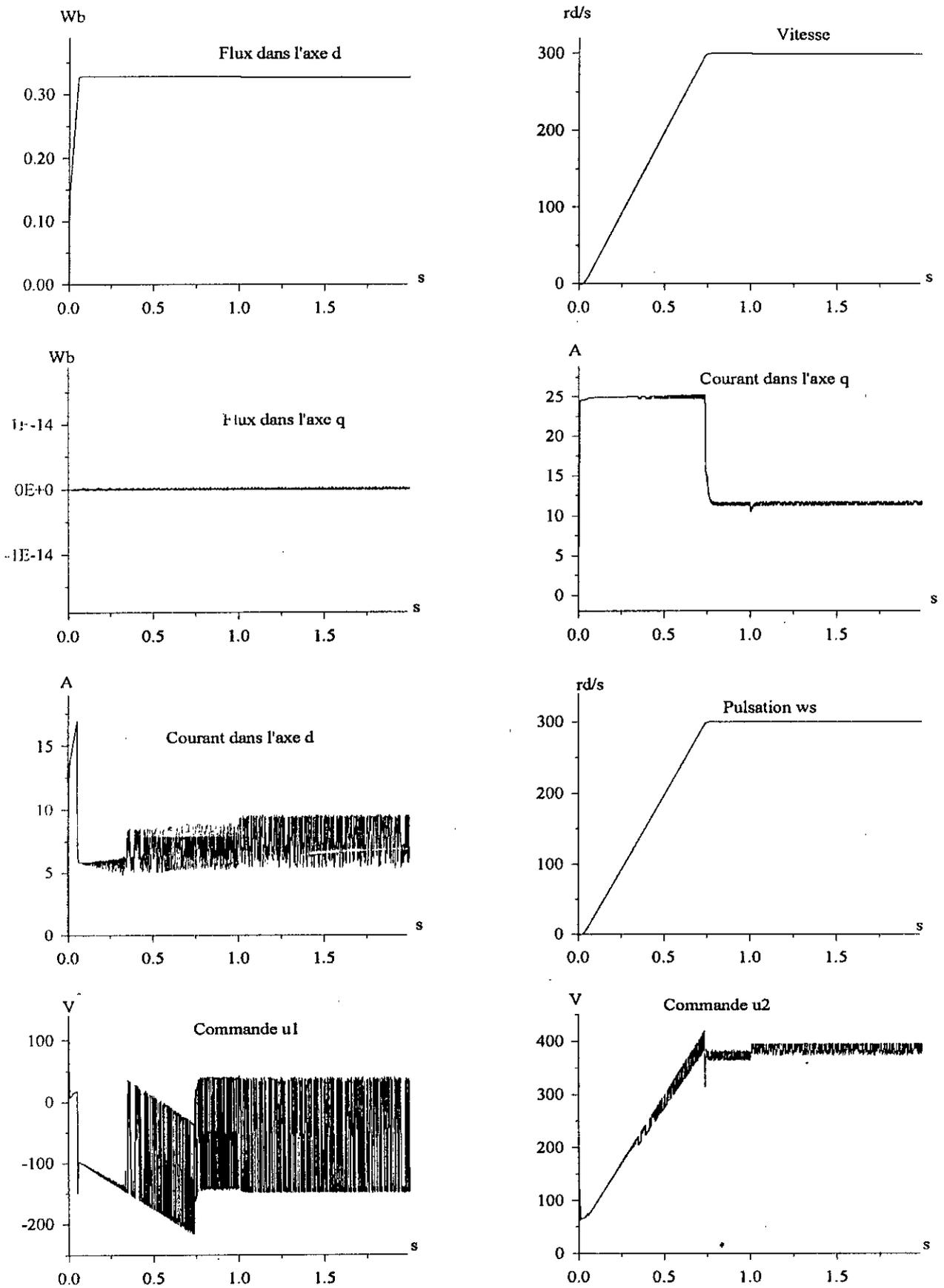


Fig. 2.10 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1\text{ s}$ (cas 1).

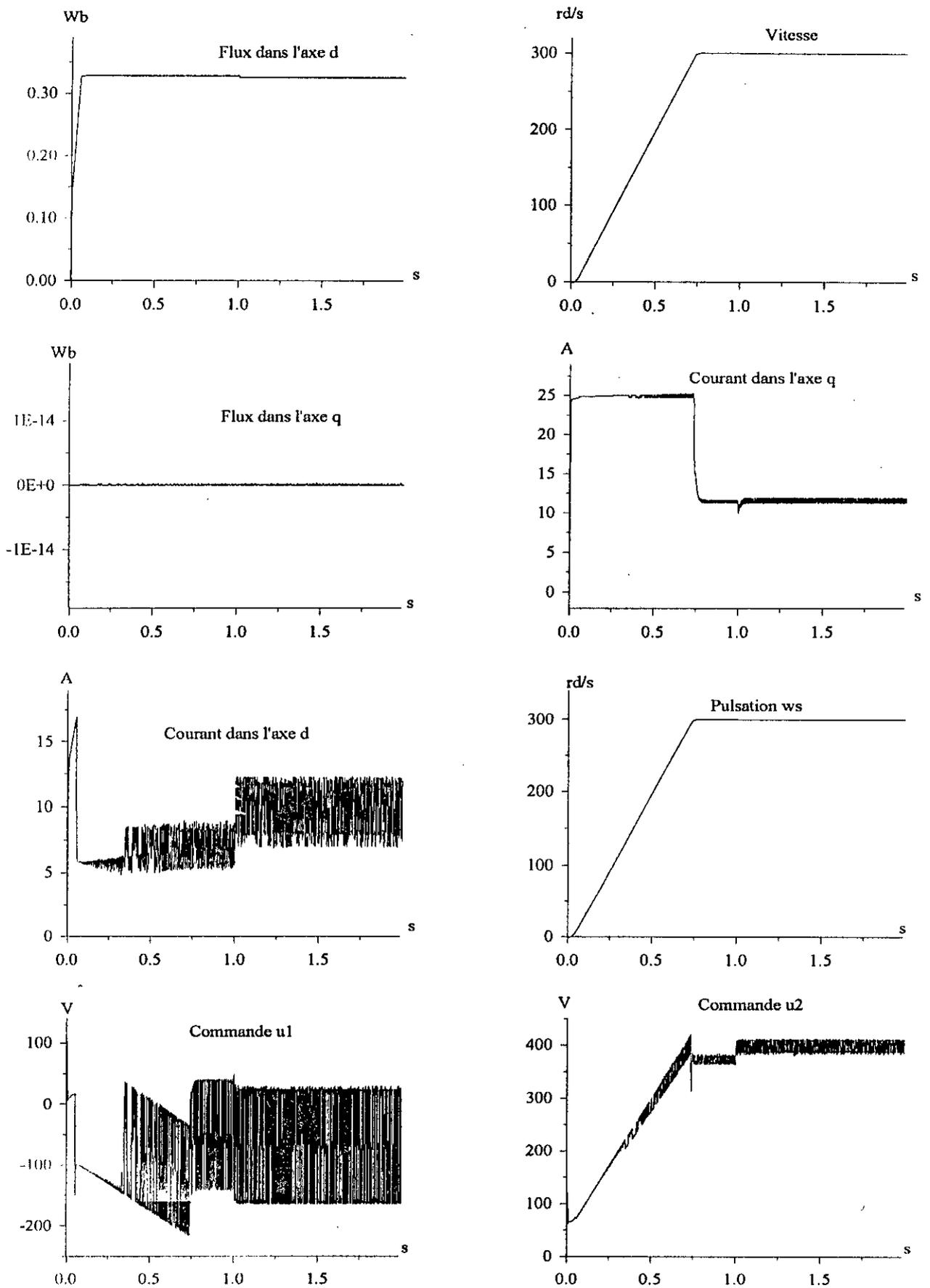


Fig. 2.11 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1s$ (cas 2).

CHAPITRE III

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR COMMUTATION ENTRE REGULATEURS NON LINEAIRES : Modèle 2

INTRODUCTION

Après avoir utilisé, dans le chapitre précédent, le modèle à orientation du champ de la machine asynchrone alimentée en tension pour la synthèse de la commande par commutation entre régulateurs non linéaires, nous reprenons, maintenant, la même procédure où les opérations de bouclage non linéaire et de synthèse des régulateurs sont, cette fois-ci, effectuées en tenant compte du modèle général de la machine.

3.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTEE

La stratégie de commande adoptée (fig. 3.1) procède de la même manière que celle utilisée au chapitre précédent, avec la particularité d'une prise en compte du modèle général (système d'équations 1.16) pour la linéarisation du système et la synthèse des régulateurs [Khi 12-99].

La simulation est, encore une fois, effectuée sur le modèle général de la machine exprimé dans le repère lié au stator (système d'équations 1.18), avec une transformation de coordonnées à chaque passage entre le premier repère (indices d, q) et le second (indices α, β).

Les deux grandeurs d'entrée de la machine (u_{ds}, u_{qs}) sont choisies parmi les deux couples de variables de commande (u_{ds1}, u_{qs1}) ou (u_{ds2}, u_{qs2}) par l'intermédiaire du commutateur (C).

Les blocs R_φ , R_i et R_ω représentent, respectivement, les régulateurs du flux, du courant statorique et de la vitesse. Leurs sorties respectives déterminent les grandeurs d'entrée $v_1(t)$, $v_{21}(t)$ et $v_{22}(t)$ des blocs D_1 et D_2 qui linéarisent et découplent le système à l'aide d'un bouclage non linéaire.

Les grandeurs φ_{ref} , i_{ref} et ω_{ref} sont les valeurs de consigne du flux, du courant statorique et de la vitesse, respectivement. La position θ_s du flux rotorique est déterminée à partir des composantes de ce dernier, dans le repère lié au stator.

3.2 LINEARISATION DU MODELE

Nous appliquons, de nouveau, la théorie du bouclage non linéaire, déjà utilisée au chapitre précédent, pour synthétiser les lois de commande qui permettent de linéariser le modèle non linéaire de la machine asynchrone exprimé dans le repère synchrone.

3.2.1 Détermination du degré relatif vectoriel

Tenant compte de la stratégie de commande retenue, il est nécessaire de déterminer le degré relatif par rapport aux grandeurs de sortie retenues, puis le degré relatif vectoriel pour chacun des deux schémas de commande utilisés. Pour ce faire, nous prenons comme modèle le système d'équations (1.16) qui s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1x_1 + b_1x_3 + \omega_sx_2 + c_1x_4x_5 + d_1u_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1x_2 + b_1x_4 - \omega_sx_1 - c_1x_3x_5 + d_1u_{qs} \\ \dot{x}_3 = a_3x_1 - b_3x_3 + \omega_sx_4 - x_4x_5 \\ \dot{x}_4 = a_3x_2 - b_3x_4 - \omega_sx_3 + x_3x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_5x_5 + b_5x_2x_3 - b_5x_1x_4 - c_5C_r \end{cases}$$

ou, sous une forme condensée :

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

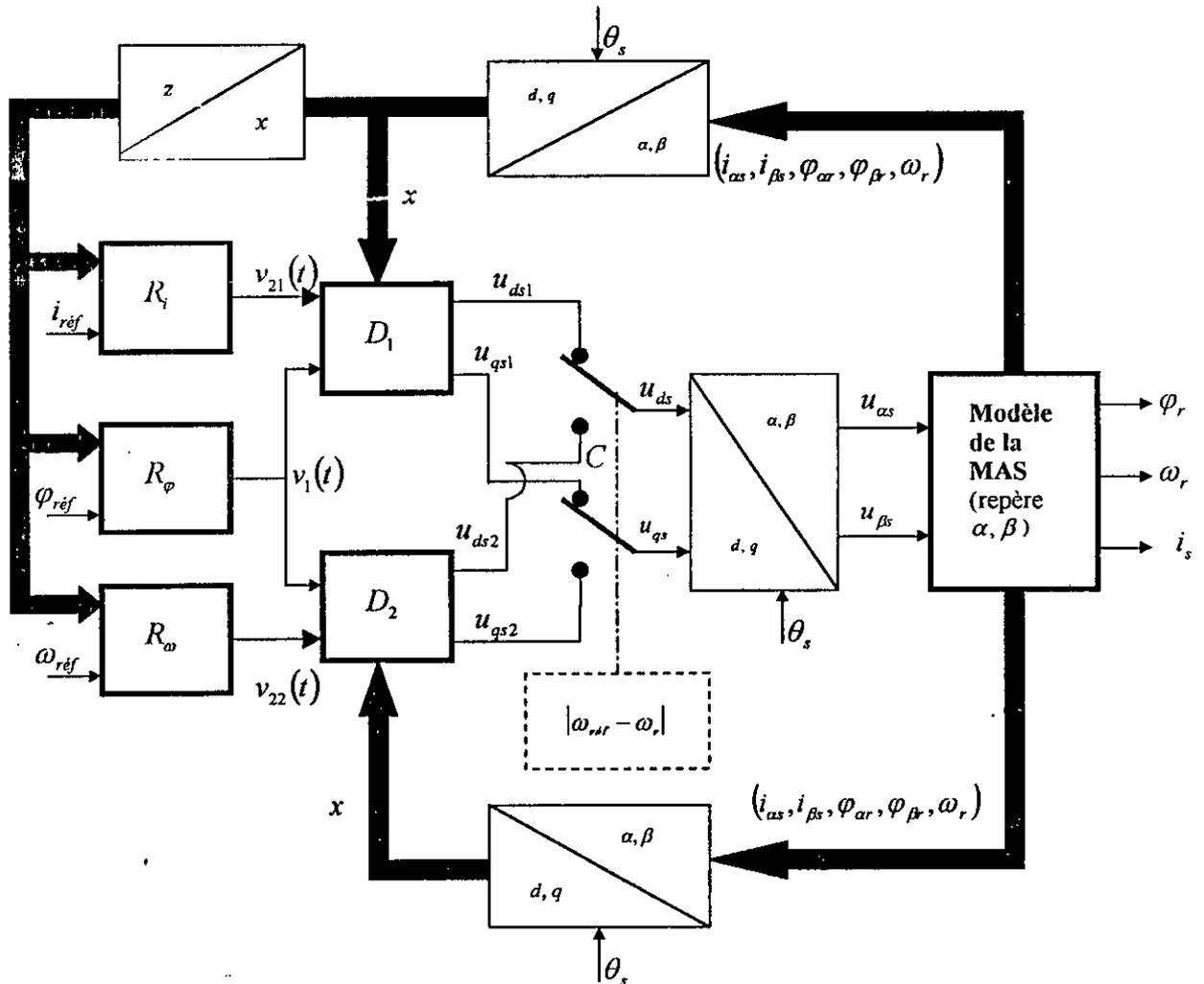


Fig. 3.1 : Illustration de la stratégie de commande adoptée.

avec :

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr} \quad \omega_r]^T$$

$$u = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_s x_2 + c_1 x_4 x_5 \\ -a_1 x_2 + b_1 x_4 - \omega_s x_1 - c_1 x_3 x_5 \\ a_3 x_1 - b_3 x_3 + \omega_s x_4 - x_4 x_5 \\ a_3 x_2 - b_3 x_4 - \omega_s x_3 + x_3 x_5 \\ -a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - b_5 x_1 x_4 - c_5 C_r \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

• **Expression des sorties retenues**

Les sorties retenues sont le carré du flux rotorique, le carré du courant statorique et la vitesse :

$$\begin{cases} y_1 = x_3^2 + x_4^2 \\ y_2 = x_1^2 + x_2^2 \\ y_3 = x_5 \end{cases}$$

• **Degré relatif par rapport au flux rotorique**

La dérivée première de l'expression de la première sortie est :

$$\dot{y}_1 = 2a_3(x_1 x_3 + x_2 x_4) - 2b_3(x_3^2 + x_4^2)$$

et sa dérivée seconde est :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_1 = & -4a_3 b_3 (x_1 x_3 + x_2 x_4) + 4b_3^2 (x_3^2 + x_4^2) + 2a_3 [x_1 f_3(x) + x_3 (f_1(x) + d_1 u_{ds})] \\ & + 2a_3 [x_2 f_4(x) + x_4 (f_2(x) + d_1 u_{qs})] \end{aligned}$$

Donc le degré relatif par rapport à la première sortie est $r_1 = 2$.

• **Degré relatif par rapport au courant statorique**

La dérivée première de l'expression de la deuxième sortie étant :

$$\dot{y}_2 = 2x_1 [f_1(x) + d_1 u_{ds}] + 2x_2 [f_2(x) + d_1 u_{qs}]$$

le degré relatif par rapport à cette sortie est $r_2 = 1$.

• **Degré relatif par rapport à la vitesse**

La dérivée première de l'expression de la troisième sortie est :

$$\dot{y}_3 = f_5(x)$$

et sa dérivée seconde est :

$$\ddot{y}_3 = -a_5 f_5(x) + b_5 d_1 (-x_a u_{ds} + x_3 u_{qs}) + b_5 [x_3 f_2(x) + x_2 f_3(x) - x_4 f_1(x) - x_1 f_4(x)]$$

Le degré relatif par rapport à la deuxième sortie est donc $r_3 = 2$.

Ainsi, nous constatons qu'indépendamment du schéma de commande appliqué (régulation de φ_r et limitation de i_s , ou régulation de φ_r et ω_r), le degré relatif vectoriel du système est toujours inférieur à l'ordre de ce dernier. De ce fait, le système ne peut être linéarisé que partiellement.

3.2.2 Etablissement de la forme normale et du découplage

• **Schéma 1** (régulation de φ_r et limitation de i_s)

- Transformation des coordonnées

Les nouvelles coordonnées choisies sont :

$$\begin{aligned} z_1 &= x_3^2 + x_4^2 \\ z_2 &= 2a_3(x_1 x_3 + x_2 x_4) - 2b_3(x_3^2 + x_4^2) \\ z_3 &= x_1^2 + x_2^2 \\ z_4 &= x_5 \\ z_5 &= \operatorname{arctg}\left(\frac{x_4}{x_3}\right) \end{aligned} \tag{3.1}$$

les variables z_4 et z_5 ayant été ajoutées pour compléter le difféomorphisme.

Le système n'étant pas exactement linéarisable, nous vérifions que le déterminant du Jacobien de la transformation $z = \phi(x)$ est non nul. Ce Jacobien a pour expression :

$$\frac{d\phi(x)}{dx} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2x_3 & 2x_4 & 0 \\ 2a_3 x_3 & 2a_3 x_4 & 2a_3 x_1 - 2b_3 x_3 & 2a_3 x_2 - 4b_3 x_4 & 0 \\ 2x_1 & 2x_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{-x_4}{x_3^2 + x_4^2} & \frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2} & 0 \end{bmatrix}$$

et son déterminant donné par :

$$\det\left(\frac{d\phi(x)}{dx}\right) = -8a_3(x_2x_3 - x_1x_4)$$

Celui-ci est différent de zéro lorsque le couple électromagnétique est non nul, c'est à dire, dès que la machine est mise sous tension.

- Forme normale

La forme normale correspondant au modèle 1 est :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= v_1(t) \\ \dot{z}_3 &= v_{21}(t) \\ \dot{z}_4 &= -a_5x_5 + b_5(x_2x_3 - x_1x_4) - c_5C_r \\ \dot{z}_5 &= -\frac{x_4}{x_3^2 + x_4^2}f_3(x) + \frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2}f_4(x) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Dans ce cas, la dynamique interne du système est représentée par \dot{z}_4 et \dot{z}_5 .

- Découplage

En considérant comme nouvelles entrées du système :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= 2a_3d_1(x_3u_{ds1} + x_4u_{qs1}) + B_{11}(x) \\ v_{21}(t) &= 2d_1(x_1u_{ds1} + x_2u_{qs1}) + B_{12}(x) \end{aligned} \quad (3.3)$$

avec :

$$B_{11}(x) = 2a_3[x_1f_3(x) + x_3f_1(x) + x_2f_4(x) + x_4f_2(x)] + 4b_3(x_3^2 + x_4^2) - 4a_3b_3(x_1x_3 + x_2x_4)$$

$$B_{12} = 2x_1f_1(x) + 2x_2f_2(x)$$

soit sous une forme condensée :

$$V_1 = A_1(x)U_1 + B_1(x) \quad (3.4)$$

avec :

$$U_1 = [u_{ds1} \quad u_{qs1}]^T, \quad V_1 = [v_1 \quad v_{21}]^T, \quad A_1(x) = \begin{bmatrix} 2a_3d_1x_3 & 2a_3d_1x_4 \\ 2d_1x_1 & 2d_1x_2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B_1(x) = \begin{bmatrix} B_{11}(x) \\ B_{12}(x) \end{bmatrix}$$

la commande U_1 s'écrit :

$$U_1 = A_1^{-1}(x)[-B_1(x) + V_1] \quad (3.5)$$

où :

$$A_1^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{2a_3d_1(x_2x_3 - x_1x_4)} & -\frac{x_4}{2d_1(x_2x_3 - x_1x_4)} \\ -\frac{x_1}{2a_3d_1(x_2x_3 - x_1x_4)} & \frac{x_3}{2d_1(x_2x_3 - x_1x_4)} \end{bmatrix}$$

Les éléments de la matrice $A_1^{-1}(x)$ sont tels, que la commande n'est possible que si le couple électromagnétique est non nul, ce qui est toujours acquis dès que la machine est en marche.

La commande linéarisante et le système linéarisé et découplé correspondant au schéma 1 peuvent être représentés, respectivement, à l'aide des figures 3.2 et 3.3 .

• **Schéma 2** (régulation de φ_r et ω_r)

- Transformation des coordonnées

Les nouvelles coordonnées choisies sont :

$$\begin{aligned} z_1 &= x_3^2 + x_4^2 \\ z_2 &= 2a_3(x_1x_3 + x_2x_4) - 2b_3(x_3^2 + x_4^2) \\ z_3' &= x_5 \\ z_4' &= f_5(x) \\ z_5 &= \arctg\left(\frac{x_4}{x_3}\right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

la variable z_5 ayant été ajoutée pour compléter le difféomorphisme.

Le système n'étant pas exactement linéarisable, dans ce cas aussi, nous vérifions que le déterminant du Jacobien de la transformation $z = \phi(x)$ est non nul. Ce jacobien a pour expression :

$$\frac{d\phi(x)}{dx} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2x_3 & 2x_4 & 0 \\ 2a_3x_3 & 2a_3x_4 & 2a_3x_1 - 2b_3x_3 & 2a_3x_2 - 4b_3x_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -b_5x_4 & b_5x_3 & b_5x_2 & -b_5x_1 & -a_5 \\ 0 & 0 & \frac{-x_4}{x_3^2 + x_4^2} & \frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2} & 0 \end{bmatrix}$$

et son déterminant qui est donné par :

$$\det\left(\frac{d\phi(x)}{dx}\right) = 4a_3b_5(x_3^2 + x_4^2)$$

est différent de zéro lorsque le flux rotorique est non nul, c'est à dire, dès que la machine est mise sous tension.

- Forme normale

La forme normale correspondant au modèle 2 est :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= v_1(t) \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ \dot{z}_4 &= v_{22}(t) \\ \dot{z}_5 &= -\frac{x_4}{x_3^2 + x_4^2} f_3(x) + \frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2} f_4(x) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Dans ce cas, la dynamique interne du système est représentée par \dot{z}_5 .

- Découplage

En considérant comme nouvelles entrées du système :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= 2a_3d_1(x_3u_{ds2} + x_4u_{qs2}) + B_{21}(x) \\ v_{22}(t) &= b_5d_1(-x_4u_{ds2} + x_3u_{qs2}) + B_{22}(x) \end{aligned} \quad (3.8)$$

où :

$$B_{21} = B_{11}$$

$$B_{22}(x) = -a_5f_5(x) + b_5[x_3f_2(x) + x_2f_3(x) - x_4f_1(x) - x_1f_4(x)]$$

soit sous une forme condensée :

$$V_2 = A_2(x)U_2 + B_2(x) \quad (3.9)$$

avec :

$$U_2 = [u_{ds2} \quad u_{qs2}]^T, \quad V_2 = [v_2 \quad u_{22}]^T, \quad A_2(x) = \begin{bmatrix} 2a_3d_1x_3 & 2a_3d_1x_4 \\ -b_5d_1x_4 & b_5d_1x_3 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B_2(x) = \begin{bmatrix} B_{21}(x) \\ B_{22}(x) \end{bmatrix}$$

la commande U_2 s'écrit :

$$U_2 = A_2^{-1}(x)[-B_2(x) + V_2] \quad (3.10)$$

où :

$$A_2^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{2a_3d_1(x_3^2 + x_4^2)} & -\frac{x_4}{b_5d_1(x_3^2 + x_4^2)} \\ \frac{x_4}{2a_3d_1(x_3^2 + x_4^2)} & \frac{x_3}{b_5d_1(x_3^2 + x_4^2)} \end{bmatrix}$$

Les éléments de la matrice $A_2^{-1}(x)$ sont tels, que la commande n'est possible que si le flux rotorique est non nul, ce qui est toujours acquis dès que la machine est en marche.

La commande linéarisante et le système linéarisé et découplé correspondant au schéma 2 peuvent être représentés, respectivement, à l'aide des figures 3.4 et 3.5 .

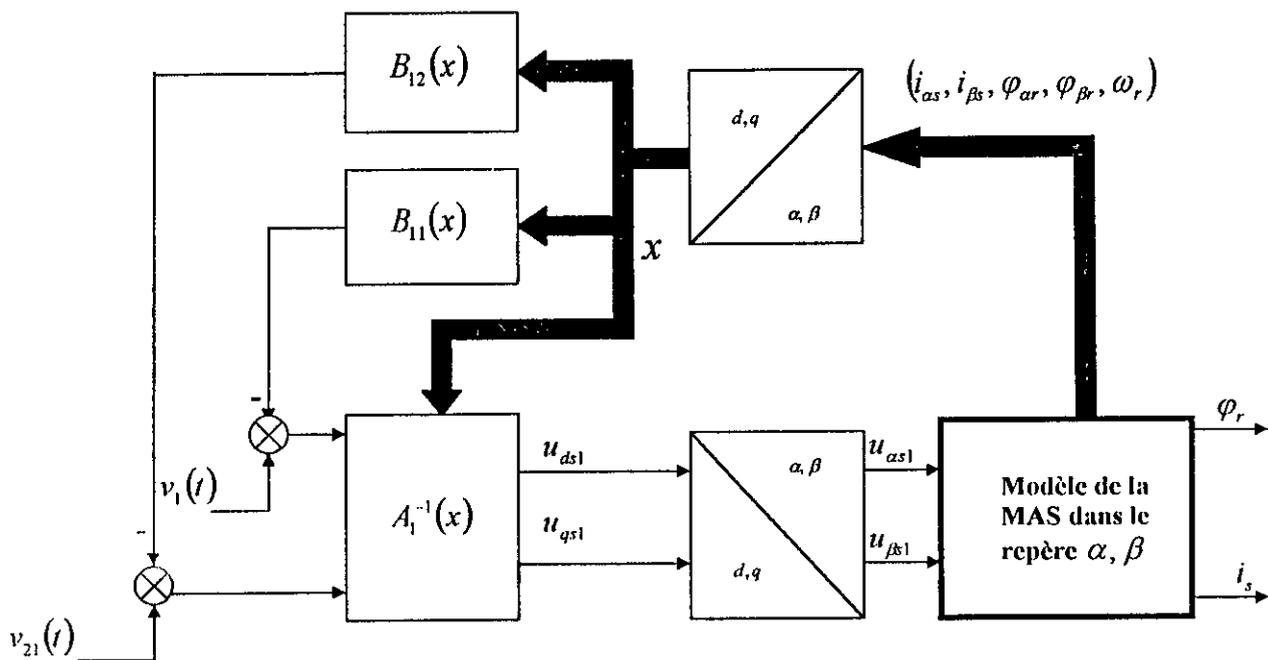


Fig. 3.2 : Illustration de la linéarisation par bouclage statique dans le cas du schéma 1.

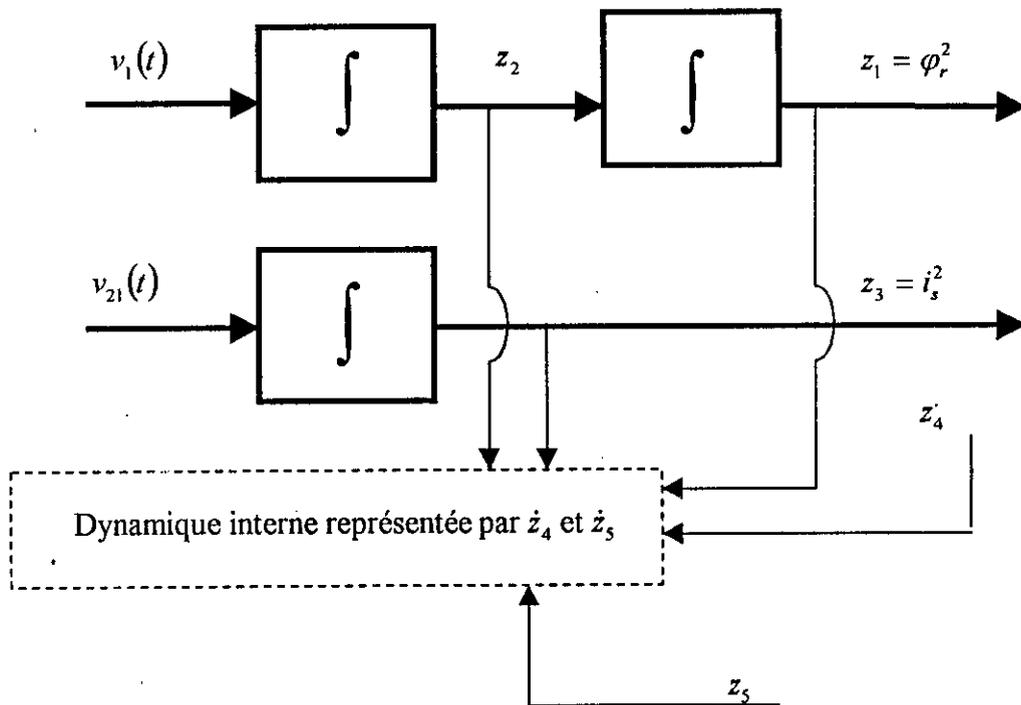


Fig. 3.3 : Illustration du système linéarisé et découplé dans le cas du schéma 1.

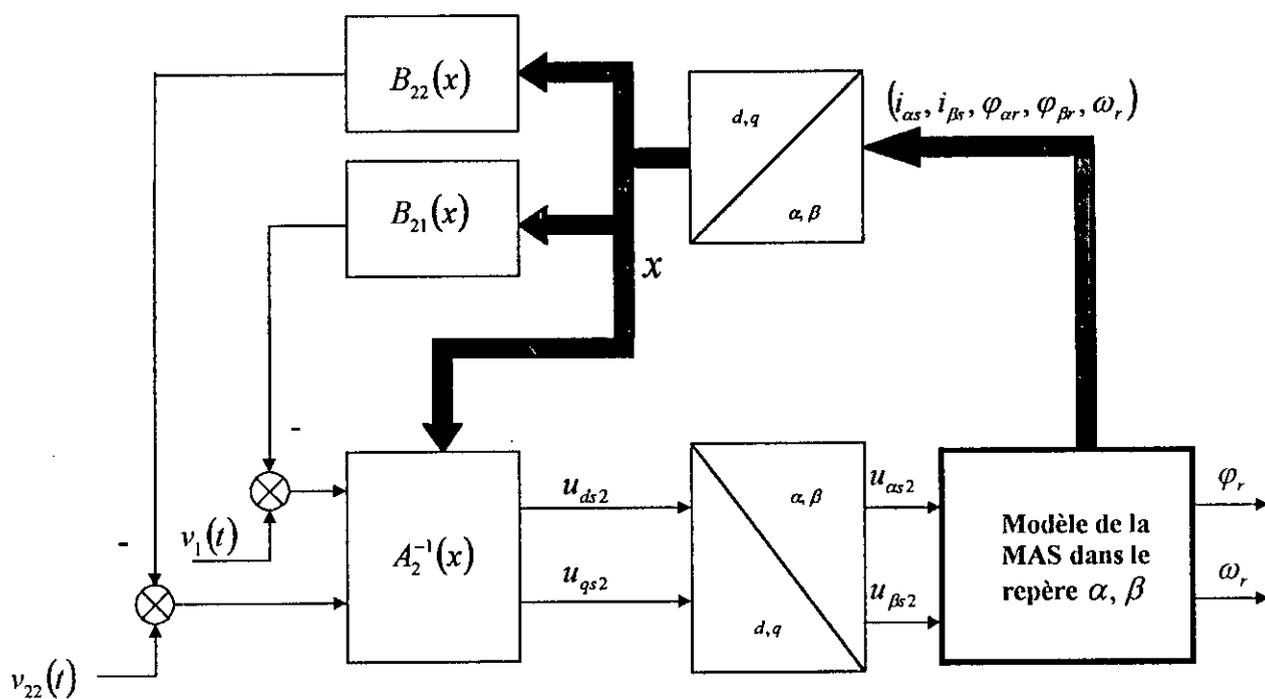


Fig. 3.4 : Illustration de la linéarisation par bouclage statique dans le cas du schéma 2.

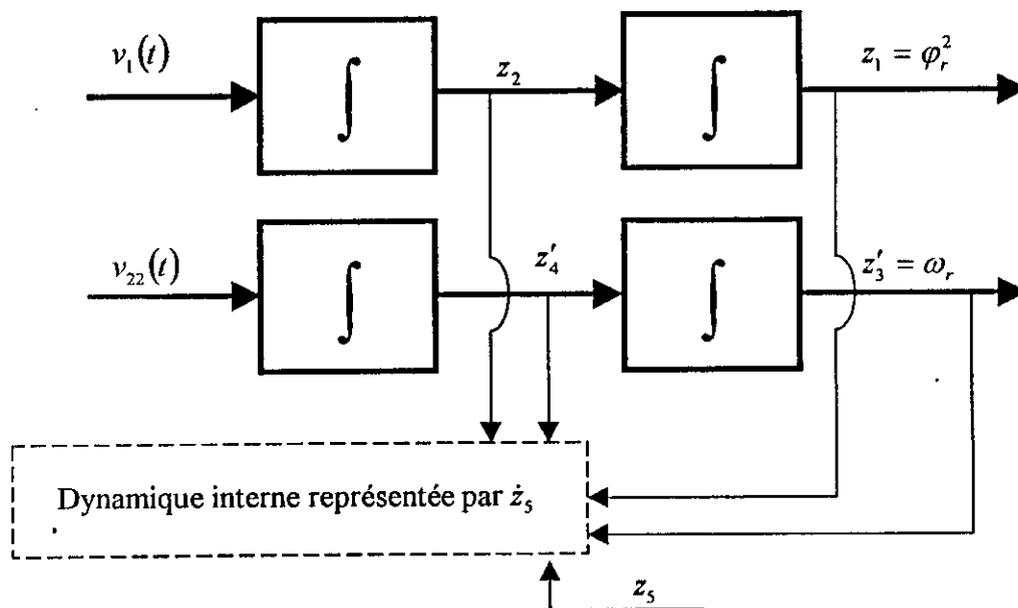


Fig. 3.5 : Illustration du système linéarisé et découplé dans le cas du schéma 2.

3.3 REGLAGE

Les régulateurs R_φ , R_i et R_ω (fig. 3.6) agissent par mode de glissement par rapport aux surfaces S_φ , S_i et S_ω , dans les conditions déjà exposées pour le réglage du chapitre précédent.

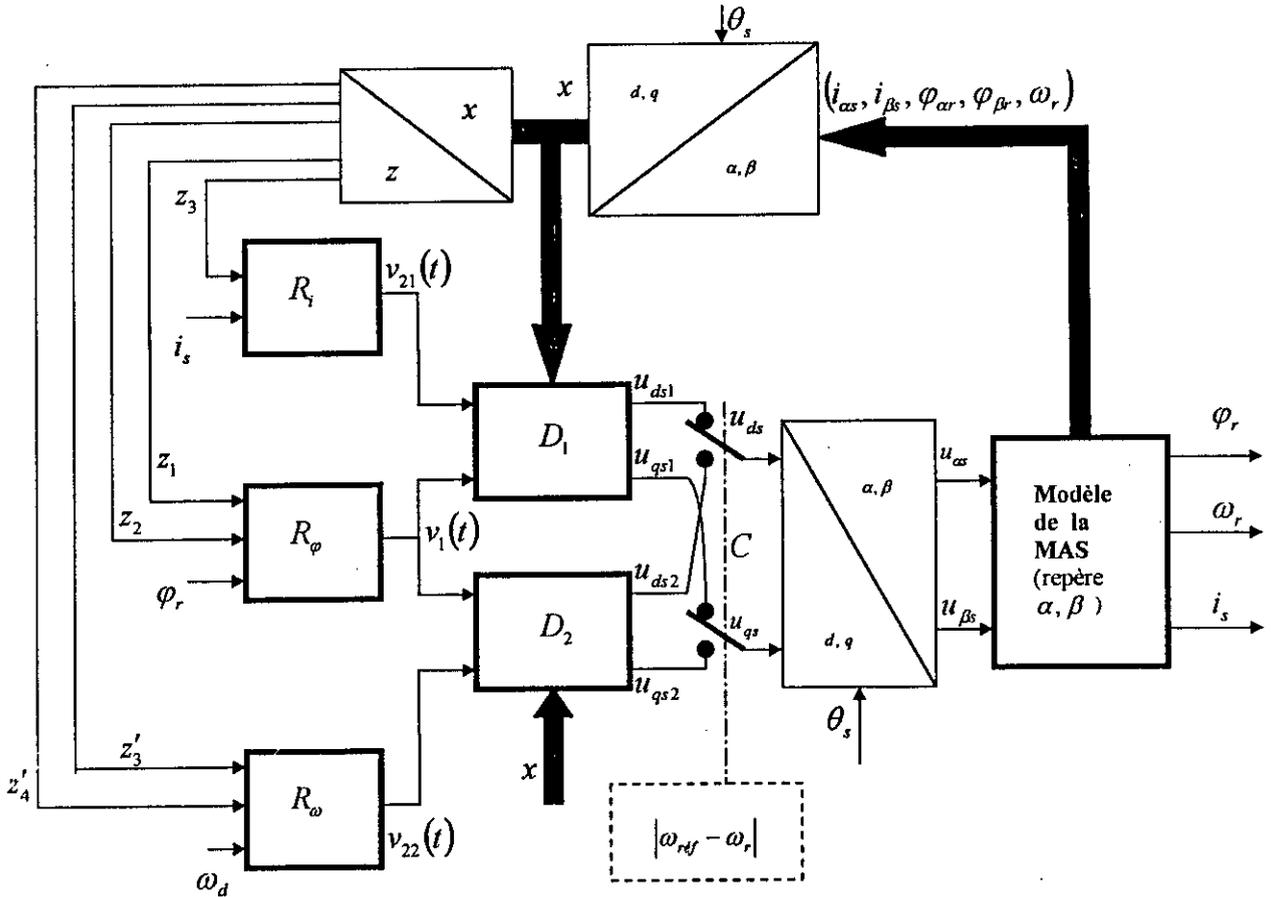


Fig. 3.6 : Structure du réglage par mode de glissement.

3.3.1 Synthèse des régulateurs

- **Détermination des surfaces S_φ , S_i et S_ω**

- pour le flux rotorique

L'écart de réglage étant $e_{r1} = \varphi_{ref}^2 - y_1$, la surface S_φ est telle que :

$$S_\varphi = k_1 e_{r1} + \dot{e}_{r1}$$

c'est à dire :

$$S_\varphi = k_1 (\varphi_{ref}^2 - z_1) - z_2 \tag{3.11}$$

- pour le courant statorique

L'écart de réglage étant $e_{r2} = i_{ref}^2 - y_2$, la surface S_i s'écrira :

$$S_i = e_{r2}$$

c'est à dire :

$$S_i = (i_{ref}^2 - z_3) \quad (3.12)$$

- pour la vitesse

L'écart de réglage étant $e_{r3} = \omega_{ref} - y_3$, la surface S_ω s'écrira :

$$S_\omega = k_3 e_{r3} + \dot{e}_{r3}$$

c'est à dire :

$$S_\omega = k_3 (\omega_{ref} - z'_3) - z'_4 \quad (3.13)$$

(Les valeurs de consigne du flux, du courant statorique et de la vitesse ne variant pas durant le réglage, leurs dérivées respectives par rapport au temps sont nulles).

• *Détermination des sorties des régulateurs*

Les dynamiques des surfaces S_φ , S_i et S_ω sont telles que :

$$\dot{S}_\varphi = \begin{cases} -m_1 \text{sign}(S_\varphi) & \text{pour } |S_\varphi| > \varepsilon_1 \\ -\frac{m_1 S_\varphi}{\varepsilon_1} & \text{pour } |S_\varphi| \leq \varepsilon_1 \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\dot{S}_i = \begin{cases} -m_2 \text{sign}(S_i) & \text{pour } |S_i| > \varepsilon_2 \\ -\frac{m_2 S_i}{\varepsilon_2} & \text{pour } |S_i| \leq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\dot{S}_\omega = \begin{cases} -m_3 \text{sign}(S_\omega) & \text{pour } |S_\omega| > \varepsilon_3 \\ -\frac{m_3 S_\omega}{\varepsilon_3} & \text{pour } |S_\omega| \leq \varepsilon_3 \end{cases} \quad (3.16)$$

et, en tenant compte des relations (3.11), (3.12) et (3.13), et des systèmes d'équations (3.2) et (3.7) :

$$\dot{S}_\varphi = -k_1 z_2 - v_1(t) \quad (3.17)$$

$$\dot{S}_i = -v_{21}(t) \quad (3.18)$$

$$\dot{S}_\omega = -k_3 z'_4 - v_{22}(t) \quad (3.19)$$

et les sorties des régulateurs s'écrivent :

$$v_1(t) = \begin{cases} m_1 \text{sign}(S_\varphi) - k_1 z_2 & \text{pour } |S_\varphi| > \varepsilon_1 \\ \frac{m_1 S_\varphi}{\varepsilon_1} - k_1 z_2 & \text{pour } |S_\varphi| \leq \varepsilon_1 \end{cases} \quad (3.20)$$

$$v_{21}(t) = \begin{cases} m_2 \text{sign}(S_i) & \text{pour } |S_i| > \varepsilon_2 \\ \frac{m_2 S_i}{\varepsilon_2} & \text{pour } |S_i| \leq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (3.21)$$

$$v_{22}(t) = \begin{cases} m_3 \text{sign}(S_\omega) - k_3 z'_4 & \text{pour } |S_\omega| > \varepsilon_3 \\ \frac{m_3 S_\omega}{\varepsilon_3} - k_3 z'_4 & \text{pour } |S_\omega| \leq \varepsilon_3 \end{cases} \quad (3.22)$$

3.3.2 Résultats de la simulation

La simulation numérique de la commande par commutation entre régulateurs non linéaires selon le modèle 2 a été réalisée en considérant les références suivantes : $\varphi_{ref} = 0,328Wb$, $\omega_{ref} = 300rd/s$ et $i_{ref} = 25A$.

Les tests effectués pour la commande étudiée dans le chapitre précédent ont été repris et les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.7, pour les réponses aux échelons de flux et de vitesse, avec une application du couple résistant nominal à l'instant $t = 1s$, et la figure 3.8, pour ce qui concerne l'inversion de la vitesse en charge nominale. Les réponses aux échelons du flux et de la vitesse, avec une application de perturbations paramétriques, en charge nominale, représentées par une augmentation des résistances de 50% et une diminution des inductances de 10%, et par une augmentation des résistances de 100% et une diminution des inductances de 30%, sont données par la figure figure 2.9 et la figure 2.10, respectivement.

Les coefficients de réglage utilisés sont :

$$k_1 = 500, m_1 = 1000 \text{ et } \varepsilon_1 = 0,1, \text{ pour le flux,}$$

$$k_2 = 500, m_2 = 100000 \text{ et } \varepsilon_2 = 730, \text{ pour le courant,}$$

$$k_3 = 100, m_3 = 65000 \text{ et } \varepsilon_3 = 0,1, \text{ pour la vitesse.}$$

Les réponses aux échelons du flux et de la vitesse montrent que ces grandeurs se stabilisent très rapidement à leurs valeurs de référence respectives, et que le courant statorique est bien maintenu à sa valeur de limitation durant l'état transitoire de la vitesse ($\Delta > 0,01\omega_{ref}$).

L'application du couple de charge nominal n'influence pratiquement pas la vitesse et le

flux, alors qu'elle amène le courant statorique à prendre sa valeur nominale.

L'inversion de la vitesse s'effectue avec un temps de réponse satisfaisant et une diminution des constantes de temps statorique et rotorique de 65%, ne perturbe pas la qualité du réglage.

Une commutation satisfaisante entre les régulateurs est obtenue pour un écart de vitesse égal à $0,01\omega_{ref}$.

3.3.3 Conclusion

Les résultats de la simulation ont montré que la commutation entre des régulateurs non linéaires permet, avec le modèle 2 aussi, de réguler le flux et la vitesse d'une machine asynchrone alimentée en tension tout en limitant son courant statorique.

La commande synthétisée a permis d'imposer au flux et à la vitesse une bonne dynamique et elle s'est montrée d'une insensibilité appréciable par rapport aux dérives paramétriques.

Néanmoins, le calcul de la loi de commande du modèle 2 est beaucoup plus laborieux que celui du modèle 1, pour des résultats pratiquement similaires.

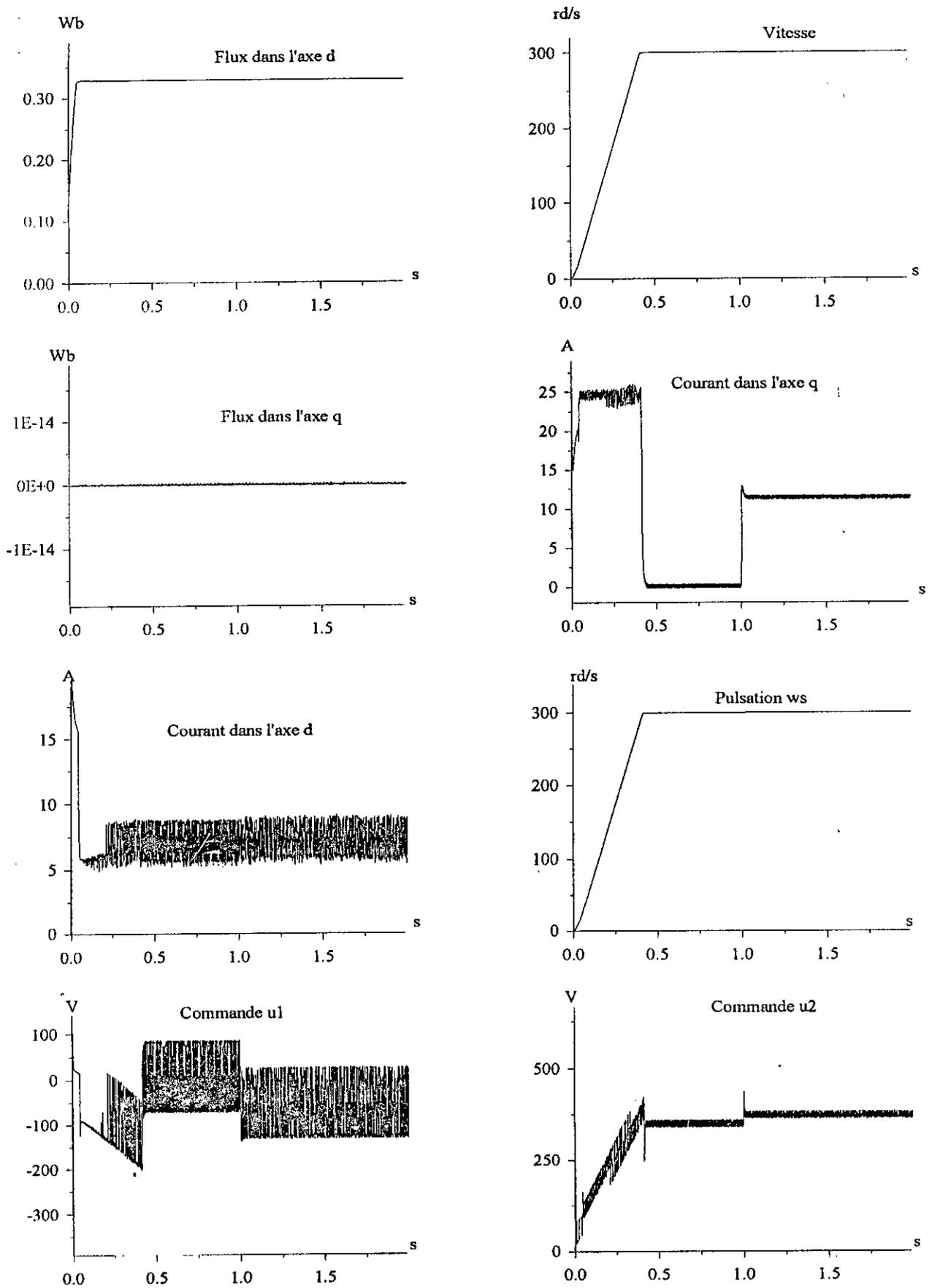


Fig. 3.7 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse avec une application du couple de charge nominal à $t = 1$ s .

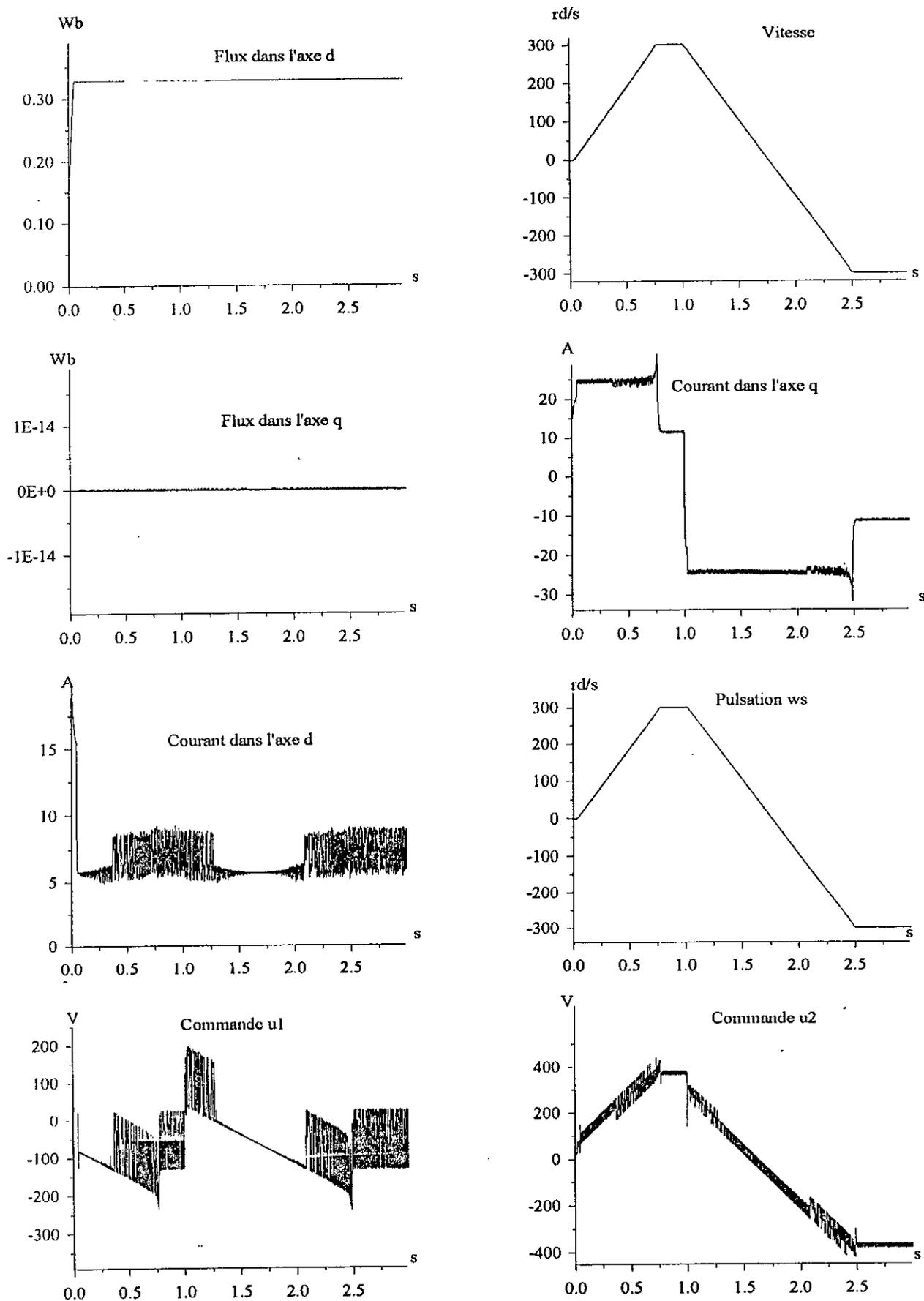


Fig. 3.8 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec inversion de la vitesse à $t = 1\text{ s}$.

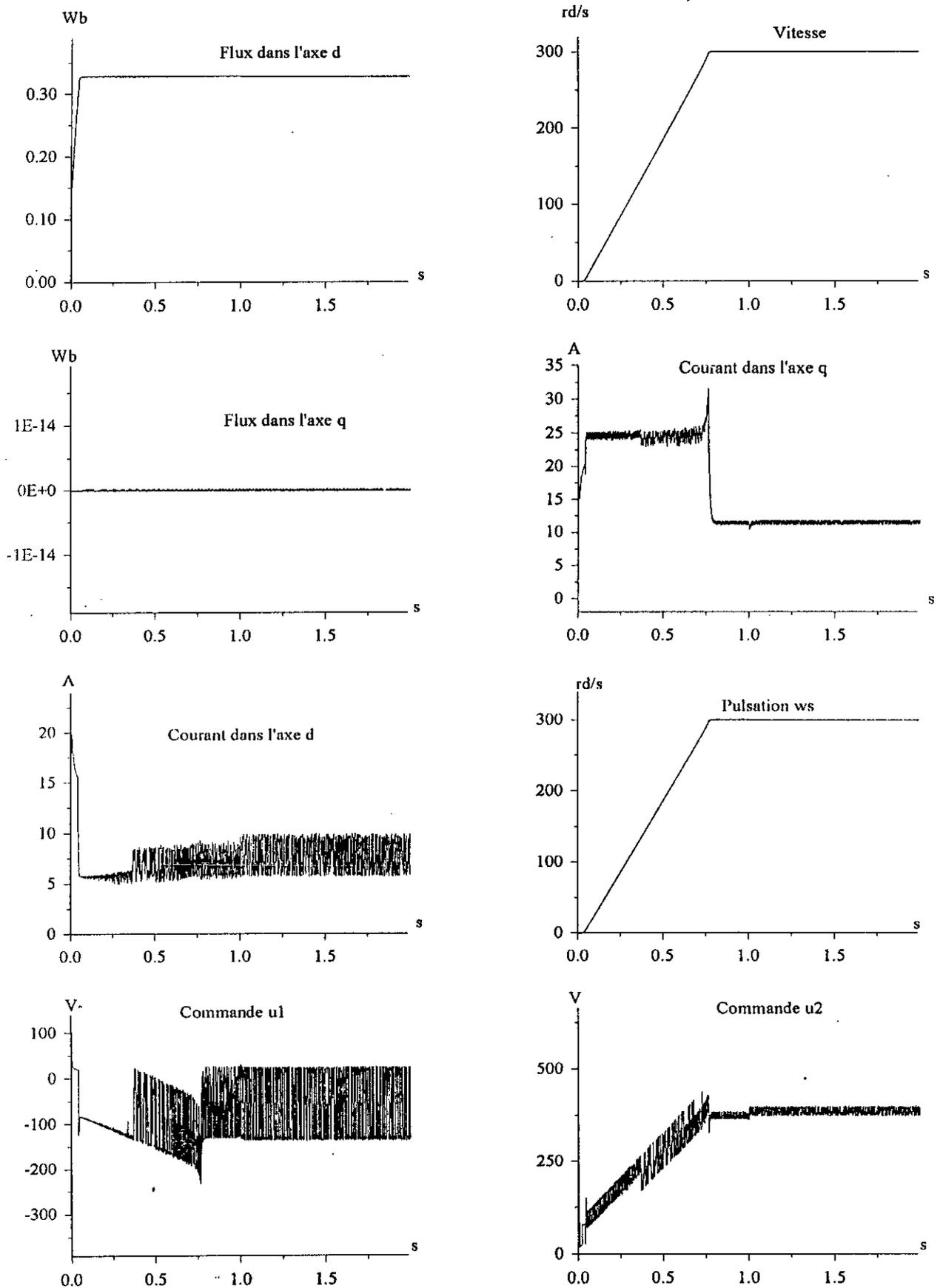


Fig. 3.9 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1$ s (cas 1).

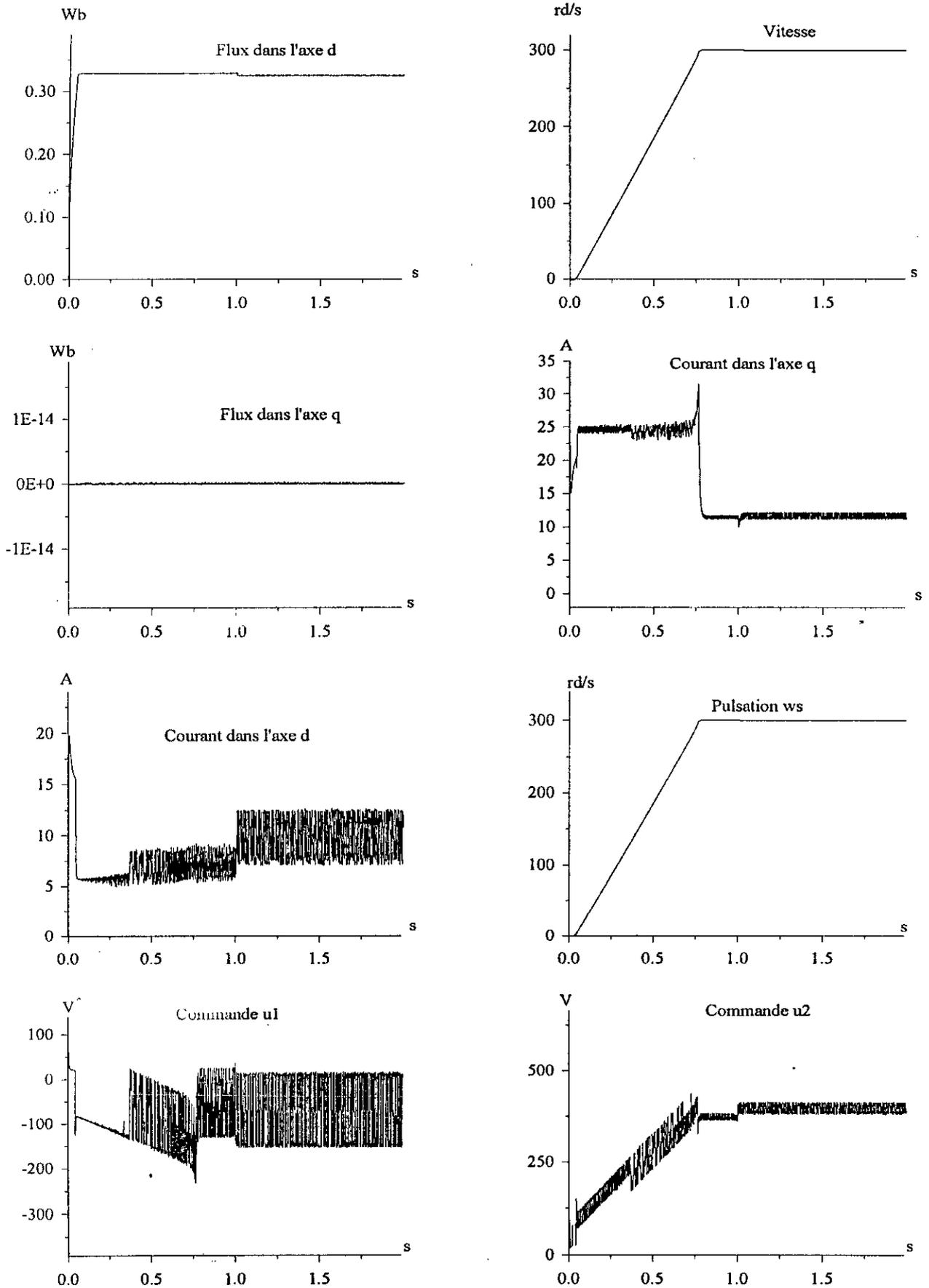


Fig. 3.10 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1s$ (cas 2).

CHAPITRE IV

REGLAGE NON LINEAIRE EN CASCADE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous appliquons, dans un premier temps, un réglage du flux et de la vitesse à l'aide d'un bouclage non linéaire et des modes glissants, en considérant les courants statoriques comme des commandes. Ces courants sont, ensuite, imposés au stator par un deuxième régulateur non linéaire en cascade.

4.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTEE

La stratégie de commande adoptée (fig. 4.1), consiste à réguler la vitesse du rotor et le flux rotorique, tout en limitant le courant statorique. Ainsi, il est prévu une structure de réglage en cascade où les régulateurs externes (R_φ et R_ω) concernent, respectivement, le flux rotorique et la vitesse, et les régulateurs internes (R_{i_1} et R_{i_2}) imposent les composantes i_{ds} et i_{qs} du courant statorique. Les deux grandeurs d'entrée de la machine (u_{ds}, u_{qs}) découlent du réglage des composantes i_{ds} et i_{qs} . Les sorties respectives des régulateurs R_φ et R_ω déterminent les grandeurs d'entrée $v_1'(t)$ et $v_2'(t)$ du premier bloc de linéarisation (D'), tandis que les sorties des régulateurs R_{i_1} et R_{i_2} sont les entrées $v_1''(t)$ et $v_2''(t)$ du deuxième bloc de linéarisation (D'').

Pour les besoins de la stratégie adoptée, le modèle dynamique de la machine exprimé dans le référentiel synchrone (système 1.16) est décomposé en deux sous-systèmes dont le premier (équations 4.1) est utilisé pour synthétiser les régulateurs de flux et de vitesse, et le second (équations 4.2) sert à la détermination des régulateurs de courant. La simulation est exécutée sur le modèle non linéaire de la machine exprimé dans le repère lié au stator (système d'équations 1.18), dans les conditions décrites aux chapitres précédents

Les grandeurs φ_{ref} et ω_{ref} sont les valeurs de consigne du flux et de la vitesse, respectivement. Les grandeurs i_{dref} et i_{qref} , obtenues après une limitation, sont les valeurs de consigne respectives des composantes du courant statorique selon les axes d et q du repère de Park. La position θ_s du flux rotorique est déterminée à partir des composantes de ce dernier, dans le repère lié au stator.

4.2 LINEARISATION DU MODELE

Nous appliquons dans ce chapitre la théorie du bouclage non linéaire, déjà utilisée aux chapitres II et III, pour synthétiser les lois de commande qui permettent de linéariser chacun des deux sous-systèmes composant le modèle général de la machine asynchrone exprimé dans le repère synchrone.

4.2.1 Sous-système 1 (réglage de φ_r et ω_r)

- **Détermination du degré relatif vectoriel**

Ce sous-système peut être exprimé de la manière suivante :

$$\dot{x}' = f'(x) + g'(x)u' \tag{4.1}$$

où :

$$x' = [x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [\varphi_{dr} \quad \varphi_{qr} \quad \omega_r]^T$$

$$u' = \begin{bmatrix} x_{1réf} \\ x_{2réf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dréf} \\ i_{qréf} \end{bmatrix}$$

$$f'(x) = \begin{bmatrix} f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b_3x_3 + \omega_s x_4 - x_4 x_5 \\ -b_3x_4 - \omega_s x_3 + x_3 x_5 \\ -a_5 x_5 - c_5 C_r \end{bmatrix}$$

$$g'(x) = \begin{bmatrix} a_3 & 0 \\ 0 & a_3 \\ -b_5 x_4 & b_5 x_3 \end{bmatrix}$$

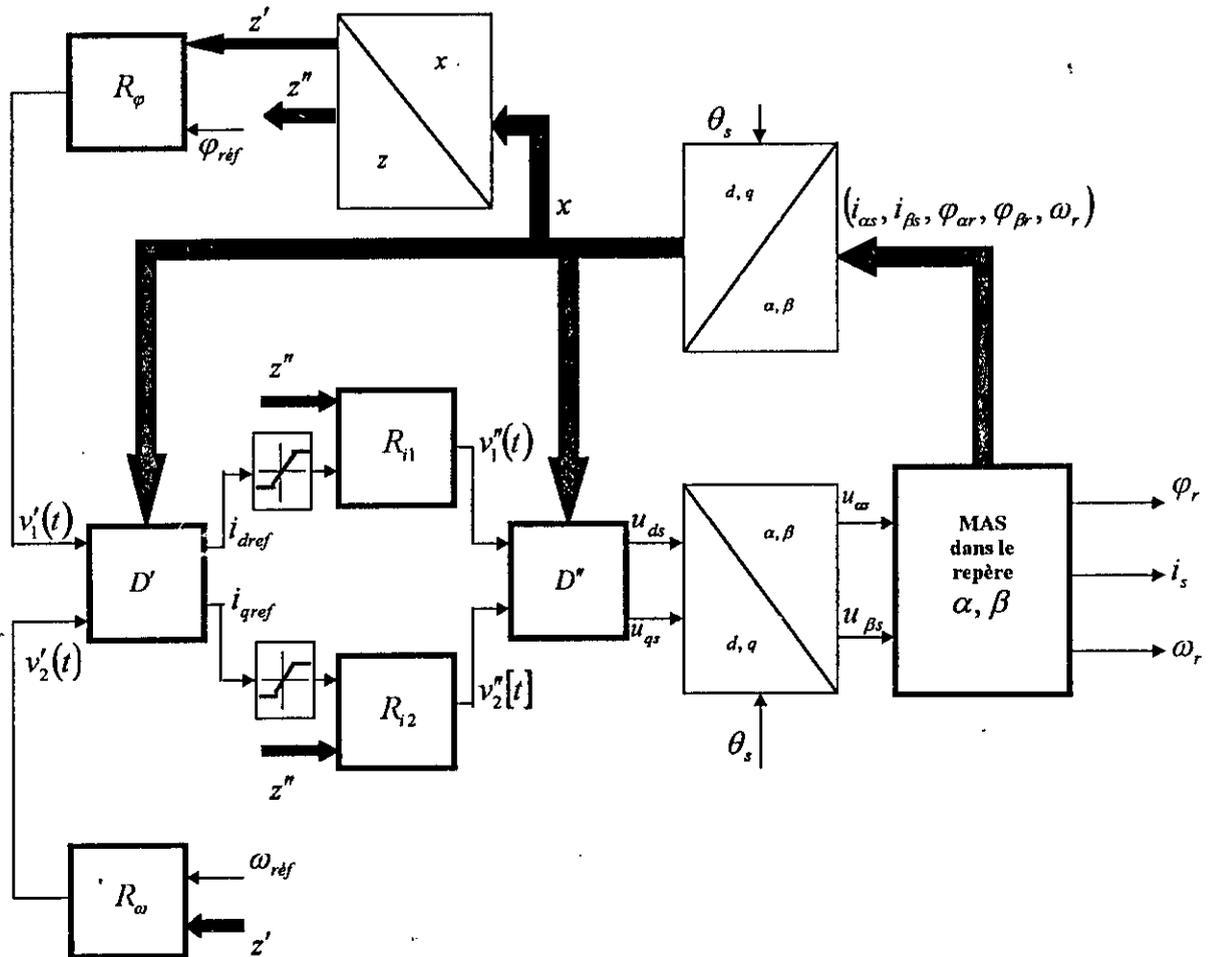


Fig. 4.1 : Illustration de la stratégie de commande adoptée.

Les sorties sont exprimées par :

$$\begin{cases} y'_1 = x_3^2 + x_4^2 \\ y'_2 = x_5 \end{cases}$$

Le degré relatif par rapport à y'_1 est $r'_1 = 1$, car:

$$\dot{y}'_1 = 2a_3(x_3x_{1ref} + x_4x_{2ref}) - 2b_3(x_3^2 + x_4^2)$$

Le degré relatif par rapport à y'_2 est $r'_2 = 1$, car:

$$\dot{y}'_2 = -a_5x_5 + b_5x_3x_{2ref} - b_5x_4x_{1ref} - c_5C_r$$

Le degré relatif vectoriel du sous-système 1 étant égal à 2, ce dernier présente alors une dynamique des zéros d'ordre 1.

• **Forme normale et découplage**

- Transformation des coordonnées

Les nouvelles coordonnées choisies sont :

$$\begin{aligned} z'_1 &= x_3^2 + x_4^2 \\ z'_2 &= x_5 \\ z'_3 &= \arctg\left(\frac{x_4}{x_3}\right) \end{aligned} \tag{4.2}$$

La variable z'_3 complète le difféomorphisme.

- Forme normale

$$\begin{aligned} \dot{z}'_1 &= v'_1(t) \\ \dot{z}'_2 &= v'_2(t) \\ \dot{z}'_3 &= -\frac{x_4}{x_3^2 + x_4^2} f_3(x) + \frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2} f_4(x) \end{aligned} \tag{4.3}$$

Le Jacobien de la transformation $z' = \phi'(x)$ est :

$$\begin{bmatrix} 2x_3 & 2x_4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{-x_4}{x_3^2 + x_4^2} & \frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2} & 0 \end{bmatrix}$$

et le déterminant de ce dernier qui est égal à deux, est donc non nul quelles que soient les valeurs prises par les grandeurs d'état du système.

- Découplage

En considérant comme nouvelles entrées du sous-système 1 :

$$\begin{aligned} v'_1(t) &= 2a_3x_3x_{1réf} + 2a_3x_4x_{2réf} - 2b_3(x_3^2 + x_4^2) \\ v'_2(t) &= -b_5x_4x_{1réf} + b_5x_3x_{2réf} - a_5x_5 - c_5C_r \end{aligned} \quad (4.4)$$

ou, sous une forme matricielle :

$$V' = A'(x)U' + B'(x) \quad (4.5)$$

avec :

$$U' = [x_{1réf} \quad x_{2réf}]^T, \quad V' = [v'_1 \quad v'_2]^T, \quad A'(x) = \begin{bmatrix} 2a_3x_3 & 2a_3x_4 \\ -b_5x_4 & b_5x_3 \end{bmatrix}, \quad B'(x) = \begin{bmatrix} B'_1(x) \\ B'_2(x) \end{bmatrix}$$

$$B'_1(x) = -2b_3(x_3^2 + x_4^2) \quad \text{et} \quad B'_2(x) = -a_5x_5 - c_5C_r$$

la commande U' s'écrit :

$$U' = A'^{-1}(x)[-B'(x) + V'] \quad (4.6)$$

avec :

$$A'^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{2a_3(x_3^2 + x_4^2)} & -\frac{x_4}{b_5(x_3^2 + x_4^2)} \\ \frac{x_4}{2a_3(x_3^2 + x_4^2)} & \frac{x_3}{b_5(x_3^2 + x_4^2)} \end{bmatrix}$$

Remarque :

La matrice A' n'est inversible que si la quantité $(x_3^2 + x_4^2)$ est différente de zéro, c'est à dire si le flux rotorique est différent de zéro. Cette condition étant réalisée dès que la machine est alimentée, la linéarisation est toujours possible.

4.2.2 Sous-système 2 (réglage de i_{ds} et i_{qs})

• **Détermination du degré relatif vectoriel**

Ce sous-système peut être exprimé de la manière suivante :

$$\dot{x}'' = f''(x) + g''(x)u'' \quad (4.7)$$

où :

$$x'' = [x_1 \quad x_2]^T = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T \quad f''(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1x_1 + b_1x_3 + \omega_s x_2 + c_1x_4x_5 \\ -a_1x_2 + b_1x_4 - \omega_s x_1 - c_1x_3x_5 \end{bmatrix}$$

$$g''(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \end{bmatrix} \quad u'' = \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix}$$

Les sorties sont :

$$\begin{cases} y_1'' = x_1 \\ y_2'' = x_2 \end{cases}$$

Le degré relatif par rapport à y_1'' est $r_1'' = 1$, car:

$$\dot{y}_1'' = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_s x_2 + c_1 x_4 x_5 + d_1 u_{ds}$$

Le degré relatif par rapport à y_2'' est $r_2'' = 1$, car:

$$\dot{y}_2'' = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - \omega_s x_1 - c_1 x_3 x_5 + d_1 u_{qs}$$

Le degré relatif vectoriel du sous-système 2 étant égal à son ordre, ce dernier est linéarisable exactement.

• **Forme normale et découplage**

- Transformation des coordonnées

Les nouvelles coordonnées choisies sont :

$$z_1'' = x_1 \tag{4.8}$$

$$z_2'' = x_2$$

- Forme normale

$$\dot{z}_1'' = v_1''(t) \tag{4.9}$$

$$\dot{z}_2'' = v_2''(t)$$

- Découplage

En considérant comme nouvelles entrées du sous-système 2 :

$$v_1''(t) = d_1 u_{ds} - a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_s x_2 + c_1 x_4 x_5 \tag{4.10}$$

$$v_2''(t) = d_1 u_{qs} - a_1 x_2 + b_1 x_4 - \omega_s x_1 - c_1 x_3 x_5$$

ou, sous une forme matricielle :

$$V'' = A''(x)U'' + B''(x) \quad (4.11)$$

avec :

$$U'' = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T, \quad V'' = [v_1'' \quad v_2'']^T, \quad A''(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_1 \end{bmatrix}, \quad B''(x) = \begin{bmatrix} B_1''(x) \\ B_2''(x) \end{bmatrix}$$

$$B_1''(x) = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + \omega_s x_2 + c_1 x_4 x_5 \quad \text{et} \quad B_2''(x) = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - \omega_s x_1 - c_1 x_3 x_5$$

la commande U'' s'écrit :

$$U'' = A''^{-1}(x)[-B''(x) + V''] \quad (4.12)$$

avec :

$$A''^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{d_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{d_1} \end{bmatrix}$$

La matrice A'' étant inversible indépendamment des valeurs prises par les variables d'état du système, la linéarisation est toujours possible, dans ce cas aussi.

La linéarisation par bouclage statique et le système linéarisé et découplé qui en découle sont illustrés par les figures 4.2 et 4.3, respectivement.

4.3 REGLAGE

Les régulateurs R_φ , R_ω , R_{i1} et R_{i2} (fig. 4.1) agissent par mode de glissement par rapport aux surfaces, S_φ , S_ω , S_{i1} et S_{i2} , dans les conditions exposées au chapitre II (paragraphe 5.3).

4.3.1 Synthèse des régulateurs

- *Détermination des surfaces*

- pour le flux rotorique

L'écart de réglage étant $e'_{r1} = \varphi_{réf}^2 - y'_1$, la surface S_φ est donnée par :

$$S_\varphi = k_1 e'_{r1}$$

c'est à dire :

$$S_\varphi = k_1 (\varphi_{réf}^2 - z'_1) \quad (4.13)$$

- pour la vitesse

L'écart de réglage étant $e'_{r2} = \omega_{réf} - y'_2$, la surface S_ω s'écrit :

$$S_\omega = k_2 e'_{r2}$$

ou encore :

$$S_\omega = k_2 (\omega_{réf} - z'_2) \quad (4.14)$$

- pour la composante i_{ds} du courant statorique

L'écart de réglage étant $e''_{r1} = i_{dréf} - y''_1$, la surface S_{i1} s'écrit :

$$S_{i1} = k_3 e''_{r1}$$

donc :

$$S_{i1} = k_3 (i_{dréf} - z''_1) \quad (4.15)$$

- pour la composante i_{qs} du courant statorique

L'écart de réglage étant $e''_{r2} = i_{qréf} - y''_2$, la surface S_{i2} s'écrira :

$$S_{i2} = k_4 e''_{r2}$$

soit :

$$S_{i2} = k_4 (i_{qréf} - z''_2) \quad (4.16)$$

• **Détermination des sorties des régulateurs**

Les vitesses des surfaces $S_\varphi, S_\omega, S_{i1}$ et S_{i2} sont :

$$\dot{S}_\varphi = \begin{cases} -m_1 \text{sign}(S_\varphi) & \text{pour } |S_\varphi| > \varepsilon_1 \\ -\frac{m_1 S_\varphi}{\varepsilon_1} & \text{pour } |S_\varphi| \leq \varepsilon_1 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\dot{S}_\omega = \begin{cases} -m_2 \text{sign}(S_\omega) & \text{pour } |S_\omega| > \varepsilon_2 \\ -\frac{m_2 S_\omega}{\varepsilon_2} & \text{pour } |S_\omega| \leq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (4.18)$$

$$\dot{S}_{i1} = \begin{cases} -m_3 \text{sign}(S_{i1}) & \text{pour } |S_{i1}| > \varepsilon_3 \\ -\frac{m_3 S_{i1}}{\varepsilon_3} & \text{pour } |S_{i1}| \leq \varepsilon_3 \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\dot{S}_{i2} = \begin{cases} -m_4 \text{sign}(S_{i2}) & \text{pour } |S_{i2}| > \varepsilon_4 \\ -\frac{m_4 S_{i2}}{\varepsilon_4} & \text{pour } |S_{i2}| \leq \varepsilon_4 \end{cases} \quad (4.20)$$

Comme les consignes du flux, de la vitesse et des composantes i_{ds} et i_{qs} du courant statorique ne varient pas durant le réglage, nous avons, en tenant compte des relations (4.13), (4.14), (4.15) et (4.16), et des systèmes d'équations (4.3) et (4.9) :

$$\dot{S}_1 = -v'_1(t) \quad (4.21)$$

$$\dot{S}_\omega = -v'_2(t) \quad (4.22)$$

$$\dot{S}_{i1} = -v''_1(t) \quad (4.23)$$

$$\dot{S}_{i2} = -v''_2(t) \quad (4.24)$$

et les sorties des régulateurs s'écrivent :

$$v'_1(t) = m_1 \text{sign}(S_\varphi) \quad (4.25)$$

$$v'_2(t) = m_2 \text{sign}(S_\omega) \quad (4.26)$$

$$v_1^*(t) = m_3 \operatorname{sign}(S_{11}) \quad (4.27)$$

$$v_2^*(t) = m_4 \operatorname{sign}(S_{12}) \quad (4.28)$$

4.3.2 Résultats de la simulation

La simulation de la commande non linéaire en cascade a été effectuée en imposant comme références pour le flux et la vitesse, $\varphi_{\text{réf}} = 0,328 \text{Wb}$ et $\omega_{\text{réf}} = 300 \text{rd/s}$, et comme valeurs de limitation pour les composantes du courant statorique, $i_{d\text{réf}} = 12,5 \text{A}$ et $i_{q\text{réf}} = 25 \text{A}$. Les tests réalisés concernent, les réponses aux échelons du flux et de la vitesse avec une application du couple de charge nominal à $t = 1 \text{s}$ (fig. 4.4), les réponses aux échelons du flux et de la vitesse, en charge nominale, avec une inversion de la vitesse à $t = 1 \text{s}$ (fig. 4.5), et l'introduction des perturbations paramétriques représentées par une augmentation des résistances de 50% et une diminution des inductances 10% (fig. 4.6), et par une augmentation des résistances de 100% et une diminution des inductances 30% (fig. 4.7).

Les résultats présentés, ont été obtenus à l'aide des coefficients de réglage suivants :

$$\begin{aligned} k_1 &= 5000, m_1 = 100 \text{ et } \varepsilon_1 = 1000, \text{ pour le flux,} \\ k_2 &= 5000, m_2 = 800 \text{ et } \varepsilon_2 = 2000, \text{ pour la vitesse,} \\ k_3 &= 5000, m_3 = 8000 \text{ et } \varepsilon_3 = 12500, \text{ pour } i_{ds}, \\ k_4 &= 5000, m_4 = 8000 \text{ et } \varepsilon_4 = 12500, \text{ pour } i_{qs}. \end{aligned}$$

Les réponses permettent de constater que le flux reste constant quelle que soit la perturbation appliquée (couple résistant nominal, inversion de vitesse en charge nominale), et que le courant est bien maintenu à sa valeur de limitation par l'intermédiaire de ses composantes dans le repère de Park, sans pointes significatives.

4.3.3 Conclusion

La commande non linéaire en cascade utilisant le bouclage non linéaire associé aux modes glissants, assure correctement le réglage du flux et de la vitesse, tout en maintenant le courant statorique à sa valeur de limitation, sans pointes apparentes. Sa mise en oeuvre qui nécessite des lois de commande relativement simples lui confère un attrait certain.

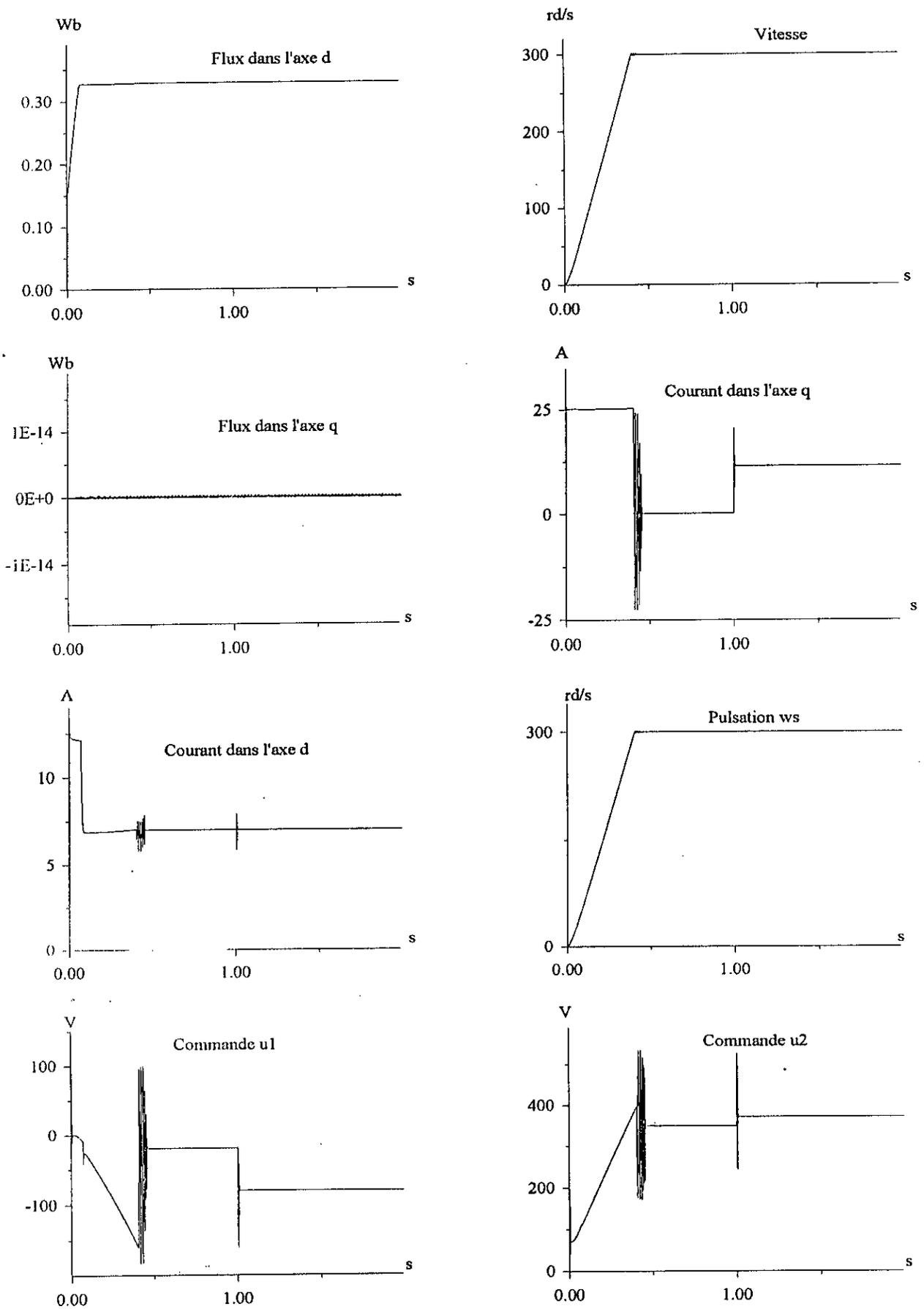


Fig. 4.4 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse avec une application du couple de charge nominal à $t = 1$ s .

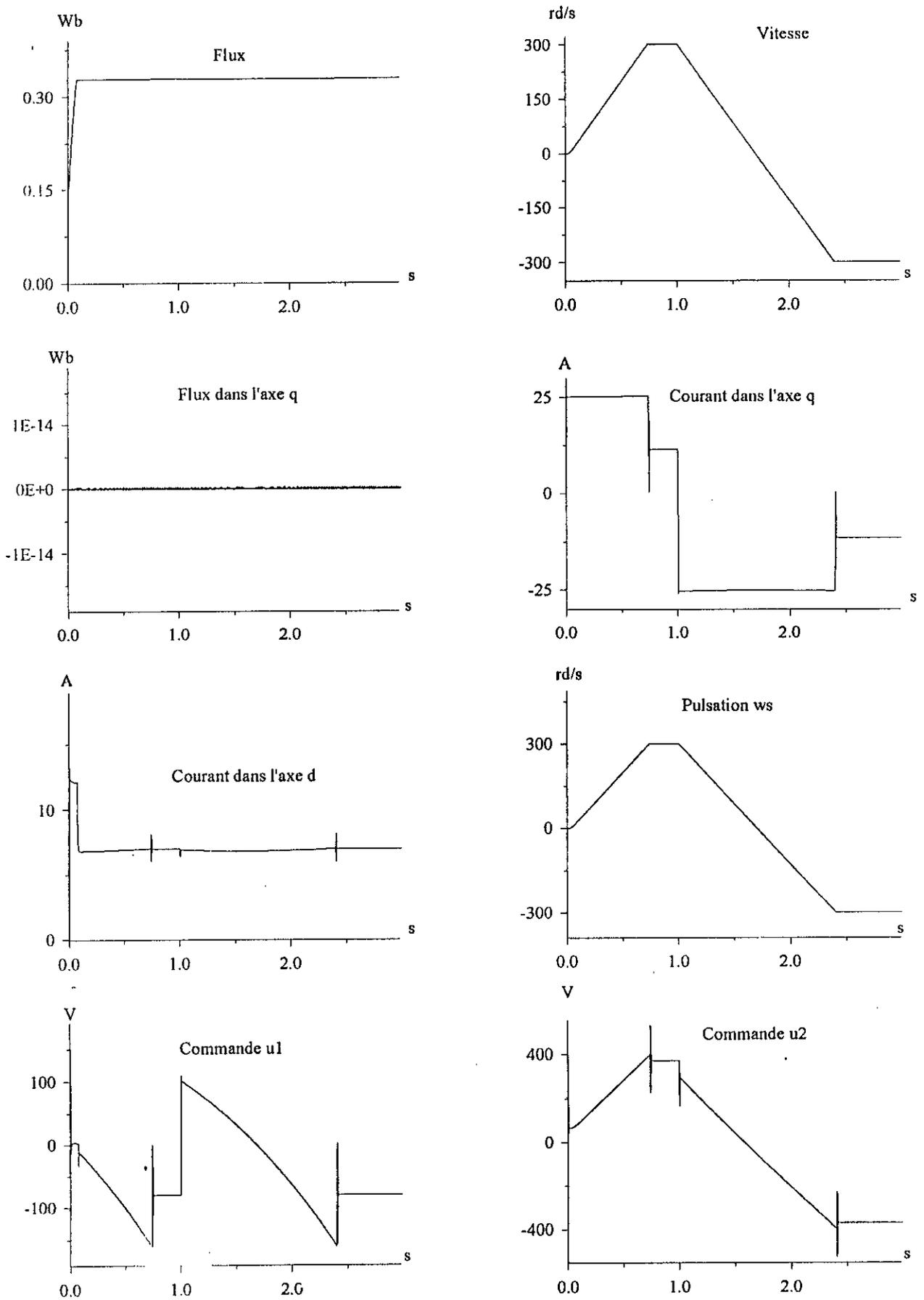


Fig. 4.5 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec une inversion de la vitesse à $t = 1$ s .

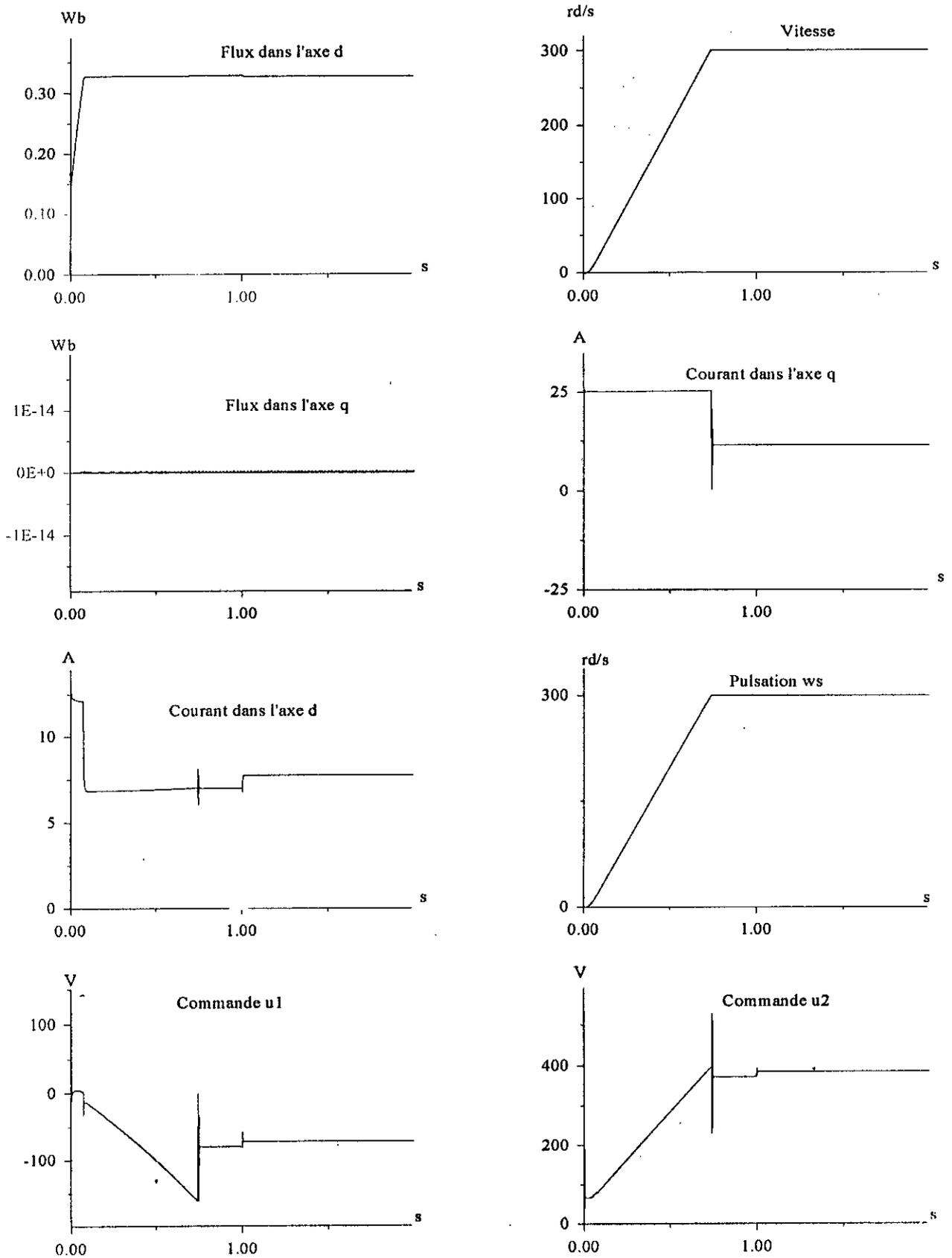


Fig. 4.6 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de Perturbations paramétriques à $t = 1$ s (cas 1).

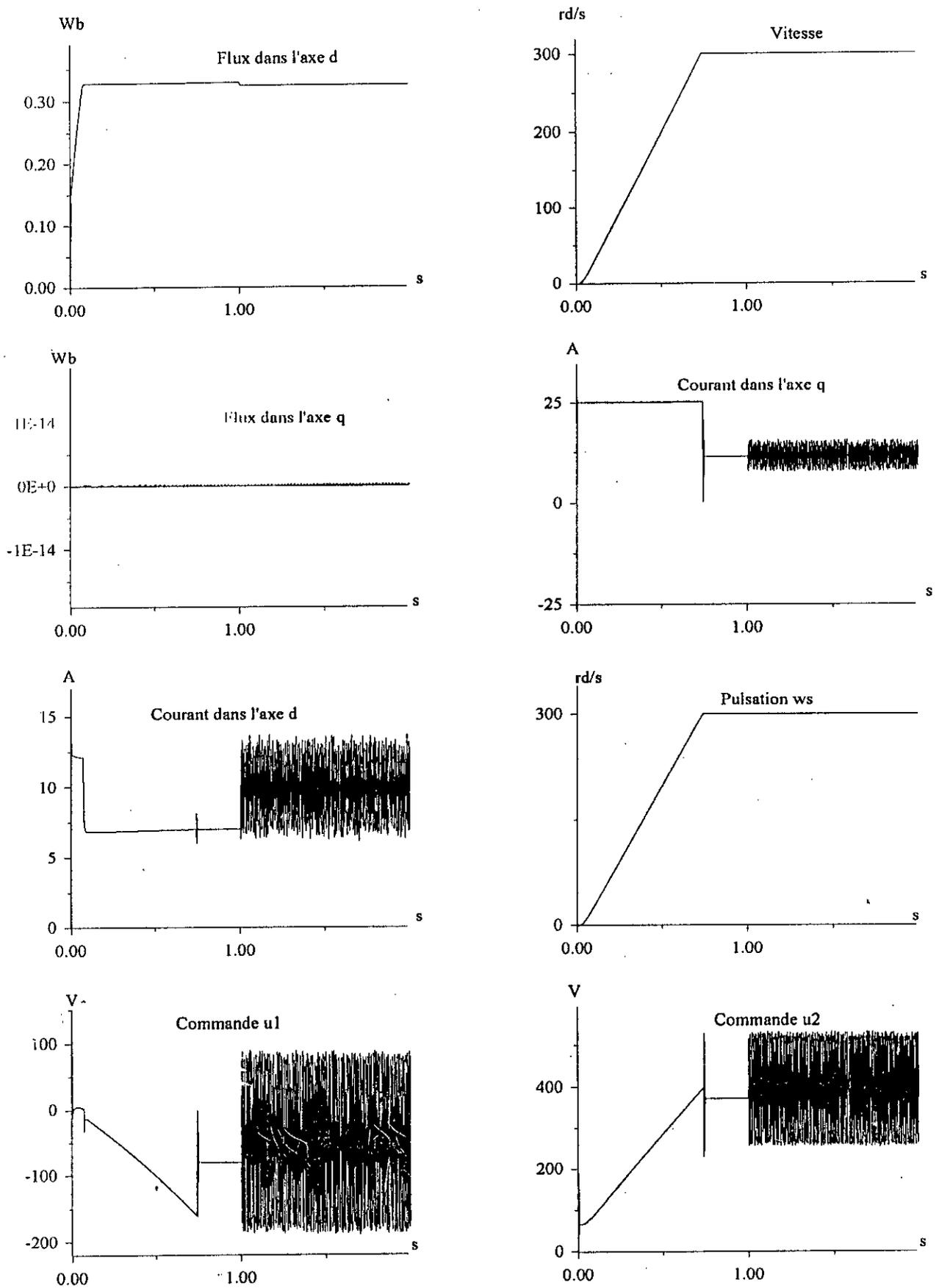


Fig. 4.7 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1\text{ s}$ (cas 2).

CHAPITRE V

EXTENSION DYNAMIQUE ET COMMANDE NON LINÉAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, le modèle d'ordre cinq de la machine asynchrone alimentée, exprimé dans le repère synchrone, qui admet deux commandes, est étendu à l'ordre six. Cette extension dynamique est obtenue par l'introduction d'une troisième grandeur de commande dont l'intégration doit fournir la pulsation synchrone du repère tournant. Par un choix approprié de la transformation difféomorphique, l'objectif est de rendre le nouveau système exactement linéarisable pour la commande du flux rotorique et de la vitesse.

5.1 DESCRIPTION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ADOPTÉE

La stratégie de commande adoptée (fig. 5.1), consiste à réguler la vitesse du rotor et le flux rotorique. Les trois grandeurs d'entrée de la machine (u_1, u_2 et u_3) découlent du réglage des composantes φ_{dr} et φ_{qr} du flux rotorique et de celui de la vitesse du rotor. Les blocs $R_{\varphi 1}, R_{\varphi 2}$ et R_{ω} représentent, respectivement, les régulateurs non linéaires des deux composantes du flux rotorique et de la vitesse. Les sorties respectives des régulateurs $R_{\varphi 1}, R_{\varphi 2}$ et R_{ω} déterminent les grandeurs d'entrée $v_1(t), v_2(t)$ et $v_3(t)$ du bloc de linéarisation (D).

Le modèle de la machine exprimé dans le référentiel synchrone (système 1.16) est étendu avec l'introduction de la commande u_3 , pour donner lieu au modèle représenté par le système (5.1). Ce dernier sert dans l'opération de linéarisation, alors que pour la simulation, c'est le modèle général de la machine exprimé dans le repère lié au stator (système d'équations 1.18) qui est utilisé. Une transformation de coordonnées est nécessaire à chaque passage entre le premier repère (indices d, q) et le second (indices α, β). u'_1, u'_2 et u'_3 sont les commandes exprimées dans le repère du stator.

Les grandeurs φ_{dref} , φ_{qref} et ω_{ref} sont les valeurs de consigne des deux composantes du flux et celle de la vitesse, respectivement. La position θ_s du flux est déterminée à partir de la troisième grandeur de commande.

5.2 LINEARISATION DU MODELE

Nous appliquons dans ce chapitre la théorie du bouclage non linéaire, déjà utilisée aux chapitres précédents, pour synthétiser les lois de commande qui permettent de linéariser le modèle étendu de la machine asynchrone, exprimé dans le repère synchrone.

5.2.1 Détermination du degré relatif vectoriel

Dans le modèle étendu, le vecteur d'état comprend, en plus, la pulsation synchrone ω_s . Ce modèle peut s'écrire comme suit :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (5.1)$$

où :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \omega_r \ \omega_s]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 + b_1 x_3 + x_2 x_6 + c_1 x_4 x_5 \\ -a_1 x_2 + b_1 x_4 - x_1 x_6 - c_1 x_3 x_5 \\ a_3 x_1 + b_3 x_3 + x_4 x_6 - x_4 x_5 \\ a_3 x_2 - b_3 x_4 - x_3 x_6 + x_3 x_5 \\ a_5 x_5 + b_5 x_2 x_3 - b_5 x_1 x_4 - c_5 C_r \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} d_1 & 0 & 0 \\ 0 & d_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ \dot{\omega}_s \end{bmatrix}$$

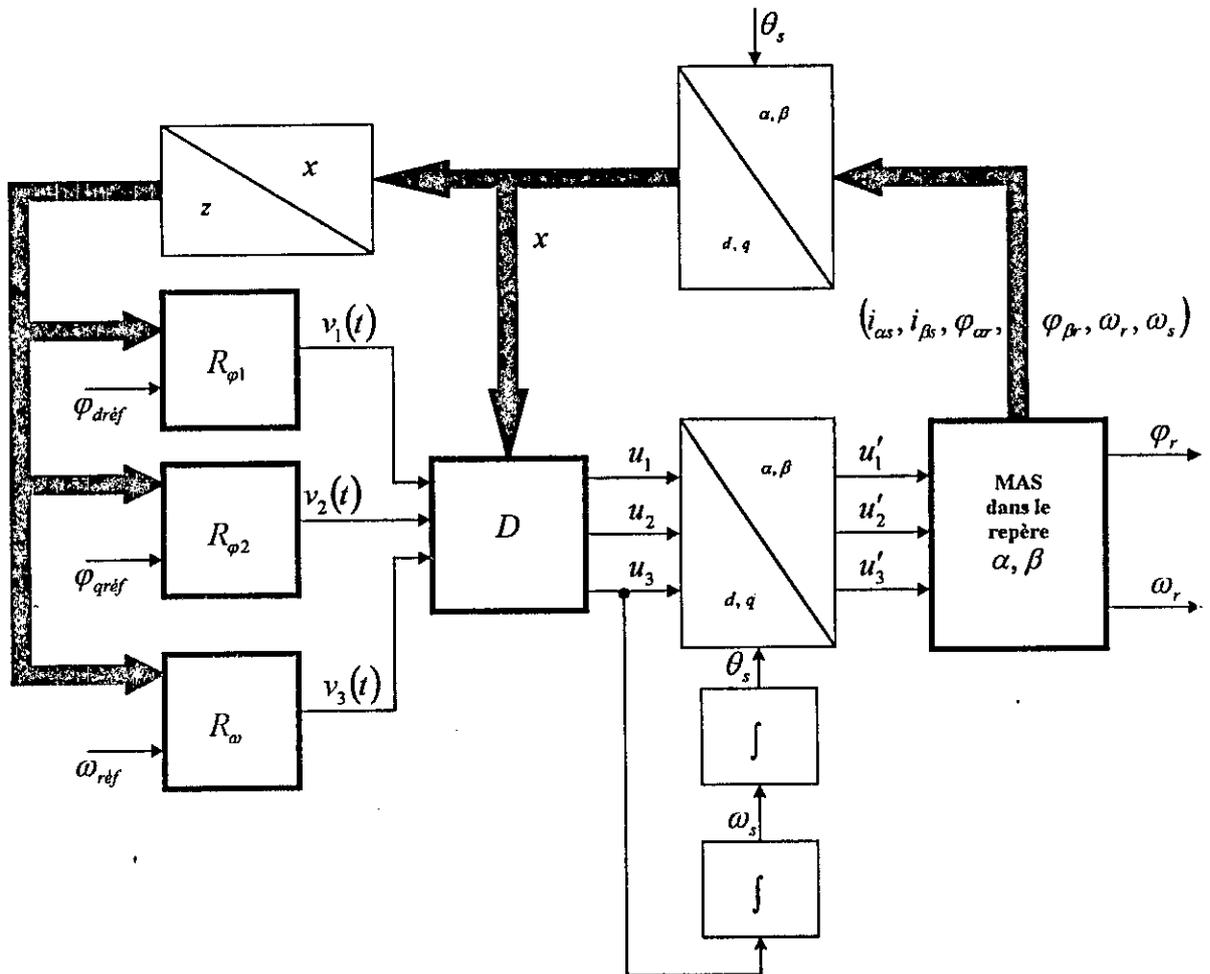


Fig. 5.1 : Illustration de la stratégie de commande adoptée.

Les sorties sont :

$$\begin{cases} y_1 = x_3 \\ y_2 = x_4 \\ y_3 = x_5 \end{cases}$$

Le degré relatif par rapport à y_1 est $r_1 = 2$, car:

$$\dot{y}_1 = a_3x_1 - b_3x_3 + x_4x_6 - x_4x_5$$

$$\ddot{y}_1 = a_3f_1 - b_3f_3 + x_6f_4 - x_4f_5 - x_5f_4 + a_3d_1u_1 + x_4u_3$$

Le degré relatif par rapport à y_2 est $r_2 = 2$, car:

$$\dot{y}_2 = a_3x_2 - b_3x_4 - x_3x_6 + x_3x_5$$

$$\ddot{y}_2 = a_3f_2 + a_3d_1u_2 - b_3f_4 - x_6f_3 - x_3u_3 + x_3f_5 + x_5f_3$$

Le degré relatif par rapport à y_3 est $r_3 = 2$, car:

$$\dot{y}_3 = -a_5x_5 + b_5x_2x_3 - b_5x_1x_4$$

$$\ddot{y}_3 = -a_5f_5 + b_5x_2f_3 + b_5x_3f_2 + b_5x_3d_1u_2 - b_5x_1f_4 - b_5d_1x_4u_1 - b_5x_4f_1$$

Le degré relatif vectoriel du modèle étant égal à l'ordre du système, ce dernier est linéarisable exactement.

5.2.2 Forme normale et découplage

- Transformation des coordonnées

Les nouvelles coordonnées choisies sont :

$$\begin{aligned} z_1 &= x_3 & z_2 &= f_3(x) \\ z_3 &= x_4 & z_4 &= f_4(x) \\ z_5 &= x_5 & z_6 &= f_5(x) \end{aligned} \quad (5.2)$$

- Forme normale

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = v_1(t) \end{cases} \quad \begin{cases} \dot{z}_3 = z_4 \\ \dot{z}_4 = v_2(t) \end{cases} \quad \begin{cases} \dot{z}_5 = z_6 \\ \dot{z}_6 = v_3(t) \end{cases} \quad (5.3)$$

- Découplage

En considérant comme nouvelles entrées du système:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= a_3 d_1 u_1 + x_4 u_3 + a_3 f_1 - b_3 f_3 + x_6 f_4 - x_4 f_5 - x_5 f_4 \\ v_2(t) &= a_3 d_1 u_2 - x_3 u_3 + a_3 f_2 - b_3 f_4 - x_6 f_3 + x_3 f_5 + x_5 f_3 \\ v_3(t) &= -b_5 d_1 x_4 u_1 + b_5 d_1 x_3 u_2 - a_5 f_5 + b_5 x_2 f_3 + b_5 x_3 f_2 - b_5 x_1 f_4 - b_5 x_4 f_1 \end{aligned} \quad (5.4)$$

ou, sous une forme matricielle :

$$V = A(x)U + B(x) \quad (5.5)$$

avec :

$$U = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T, \quad V = [v_1 \quad v_2 \quad v_3]^T, \quad A(x) = \begin{bmatrix} a_3 d_1 & 0 & x_4 \\ 0 & a_3 d_1 & -x_3 \\ -b_5 d_1 x_4 & b_5 d_1 x_3 & 0 \end{bmatrix}, \quad B(x) = \begin{bmatrix} B_1(x) \\ B_2(x) \\ B_3(x) \end{bmatrix}$$

$$B_1(x) = a_3 f_1 - b_3 f_3 + x_6 f_4 - x_4 f_5 - x_5 f_4, \quad B_2(x) = a_3 f_2 - b_3 f_4 - x_6 f_3 + x_3 f_5 + x_5 f_3$$

$$B_3(x) = -a_5 f_5 + b_5 x_2 f_3 + b_5 x_3 f_2 - b_5 x_1 f_4 - b_5 x_4 f_1$$

la commande U s'écrit :

$$U = A^{-1}(x)[-B(x) + V] \quad (5.6)$$

avec :

$$A^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_3^2}{a_3 d_1 (x_3^2 + x_4^2)} & \frac{x_3 x_4}{a_3 d_1 (x_3^2 + x_4^2)} & -\frac{x_4}{b_5 d_1 (x_3^2 + x_4^2)} \\ \frac{x_3 x_4}{a_3 d_1 (x_3^2 + x_4^2)} & \frac{x_4^2}{a_3 d_1 (x_3^2 + x_4^2)} & \frac{x_3}{b_5 d_1 (x_3^2 + x_4^2)} \\ \frac{x_4}{x_3^2 + x_4^2} & -\frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2} & \frac{a_3}{b_5 (x_3^2 + x_4^2)} \end{bmatrix}$$

Remarque :

La matrice A est non singulière si le module du flux rotorique est non nul. Cette condition est toujours vérifiée dès que la machine est sous tension. Par conséquent, il est toujours possible de déterminer les entrées physiques du système (u_1 , u_2 et u_3) à partir des nouvelles entrées (v_1 , v_2 et v_3).

Les figures 5.2 et 5.3 illustrent, respectivement, l'opération de linéarisation par bouclage statique et le système linéarisé et découplé qui en résulte.

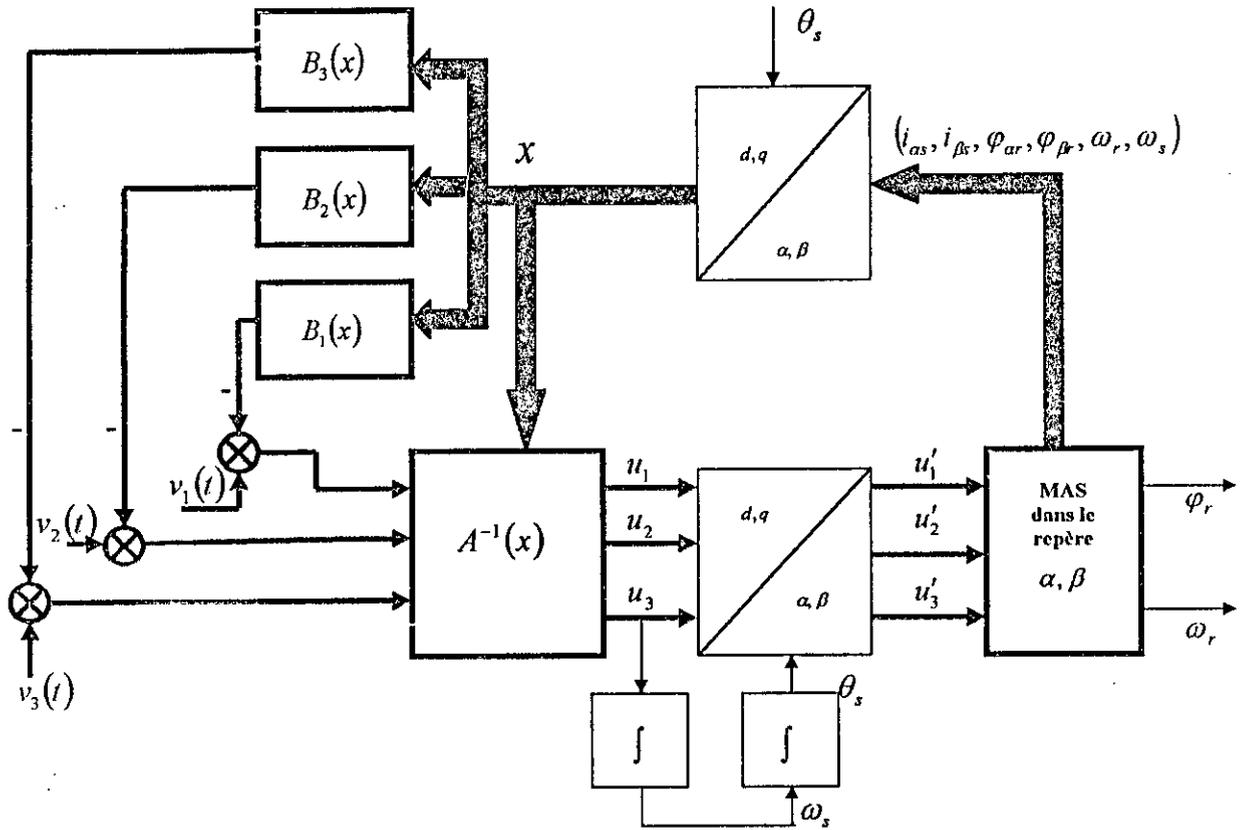


Fig. 5.2 : Illustration de la linéarisation par bouclage statique.

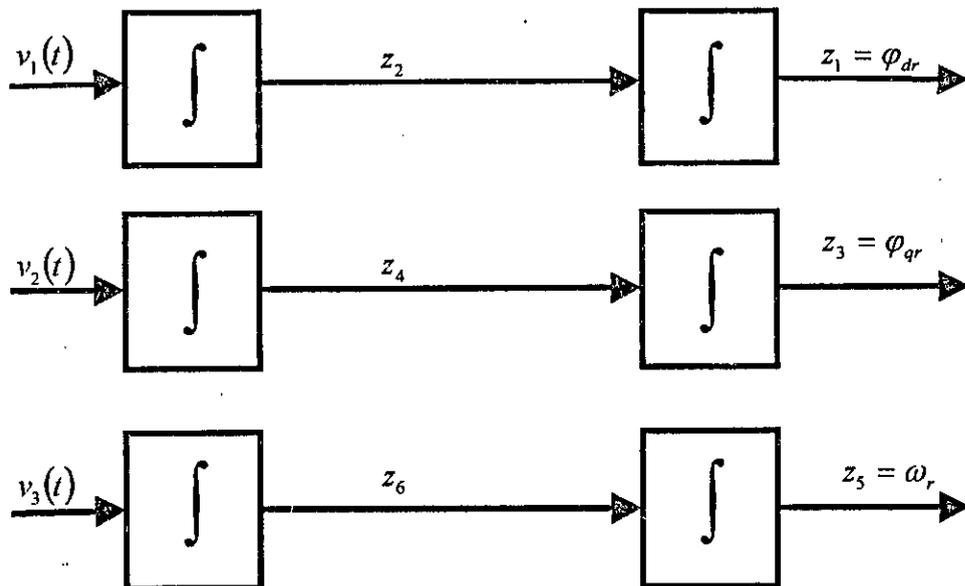


Fig. 5.3 : Illustration du système linéarisé et découplé.

5.3 REGLAGE

Les régulateurs R_{φ_1} , R_{φ_2} et R_{ω} (fig. 5.1) agissent par mode de glissement par rapport aux surfaces S_{φ_1} , S_{φ_2} et S_{ω} , dans les conditions décrites dans le chapitre II.

5.3.1 Synthèse des régulateurs

- *Détermination des surfaces*

- pour la composante φ_{dr} du flux rotorique

L'écart de réglage étant $e_{r1} = \varphi_{dr\text{réf}} - y_1$, la surface S_{φ_1} s'écrit :

$$S_{\varphi_1} = k_1 e_{r1} + \dot{e}_{r1}$$

c'est à dire :

$$S_{\varphi_1} = k_1 (\varphi_{dr\text{réf}} - z_1) - z_2 \quad (5.7)$$

- pour la composante φ_{qr} du flux rotorique

L'écart de réglage étant $e_{r2} = \varphi_{qr\text{réf}} - y_2$, la surface S_{φ_2} s'écrit :

$$S_{\varphi_2} = k_2 e_{r2} + \dot{e}_{r2}$$

soit :

$$S_{\varphi_2} = k_2 (\varphi_{qr\text{réf}} - z_3) - z_4 \quad (5.8)$$

- pour la vitesse

L'écart de réglage étant $e_{r3} = \omega_{réf} - y_3$, la surface S_{ω} s'écrit :

$$S_{\omega} = k_3 e_{r3} + \dot{e}_{r3}$$

ou encore :

$$S_{\omega} = k_3 (\omega_{réf} - z_5) - z_6 \quad (5.9)$$

- *Détermination des sorties des régulateurs*

Les vitesses des surfaces S_{φ_1} , S_{φ_2} et S_{ω} sont :

$$\dot{S}_{\varphi_1} = \begin{cases} -m_1 \text{sign}(S_{\varphi_1}) & \text{pour } |S_{\varphi_1}| > \varepsilon_1 \\ -\frac{m_1 S_{\varphi_1}}{\varepsilon_1} & \text{pour } |S_{\varphi_1}| \leq \varepsilon_1 \end{cases} \quad (5.10)$$

$$\dot{S}_{\varphi_2} = \begin{cases} -m_2 \text{sign}(S_{\varphi_2}) & \text{pour } |S_{\varphi_2}| > \varepsilon_2 \\ -\frac{m_2 S_{\varphi_2}}{\varepsilon_2} & \text{pour } |S_{\varphi_2}| \leq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (5.11)$$

$$\dot{S}_\omega = \begin{cases} -m_3 \text{sign}(S_\omega) \text{ pour } |S_\omega| > \varepsilon_3 \\ -\frac{m_3 S_\omega}{\varepsilon_3} \text{ pour } |S_\omega| \leq \varepsilon_3 \end{cases} \quad (5.12)$$

Comme les consignes des deux composantes du flux et de la vitesse ne varient pas durant le réglage, nous avons, en tenant compte des relations (5.7), (5.8) et (5.9), et du système d'équations (5.3) :

$$\dot{S}_{\varphi 1} = -k_1 z_2 - v_1(t) \quad (5.13)$$

$$\dot{S}_{\varphi 2} = -k_2 z_4 - v_2(t) \quad (5.14)$$

$$\dot{S}_\omega = -k_3 z_6 - v_3(t) \quad (5.15)$$

et les sorties des régulateurs s'écrivent :

$$v_1(t) = \begin{cases} m_1 \text{sign}(S_{\varphi 1}) - k_1 z_2 \text{ pour } |S_{\varphi 1}| > \varepsilon_1 \\ \frac{m_1 S_{\varphi 1}}{\varepsilon_1} - k_1 z_2 \text{ pour } |S_{\varphi 1}| \leq \varepsilon_1 \end{cases} \quad (5.16)$$

$$v_2(t) = \begin{cases} m_2 \text{sign}(S_{\varphi 2}) - k_2 z_4 \text{ pour } |S_{\varphi 2}| > \varepsilon_2 \\ \frac{m_2 S_{\varphi 2}}{\varepsilon_2} - k_2 z_4 \text{ pour } |S_{\varphi 2}| \leq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (5.17)$$

$$v_3(t) = \begin{cases} m_3 \text{sign}(S_\omega) - k_3 z_6 \text{ pour } |S_\omega| > \varepsilon_3 \\ \frac{m_3 S_\omega}{\varepsilon_3} - k_3 z_6 \text{ pour } |S_\omega| \leq \varepsilon_3 \end{cases} \quad (5.18)$$

5.3.2 Résultats de la simulation

La simulation de la commande étudiée dans ce chapitre a été effectuée en imposant comme références pour les composantes du flux, $\varphi_{dréf} = 0.328 \text{Wb}$ et $\varphi_{qréf} = 0$, et pour la vitesse, $\omega_{réf} = 300 \text{rd/s}$. Tous les tests réalisés avec les commandes précédentes ont été répétés, et leurs résultats sont donnés sur les figures 5.4, 5.5, 5.6 et 5.7. Les perturbations paramétriques sont, encore une fois, représentées par une augmentation des résistances de 50% et une diminution des inductances de 10%, pour le cas 1 (fig. 5.6), et par une augmentation des résistances de 100% et une diminution des inductances de 30%, pour le cas 2 (fig. 5.7).

De plus, pour cette commande, nous donnons sur la figure 5.8, les réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec une introduction des perturbations paramétriques du cas 2, pour différentes directions de l'orientation du flux.

Les résultats présentés, ont été obtenus à l'aide des coefficients de réglage suivants :

$$k_1 = 160, m_1 = 3000 \text{ et } \varepsilon_1 = 10, \text{ pour } \varphi_{dr},$$

$$k_2 = 160, m_2 = 3000 \text{ et } \varepsilon_2 = 10, \text{ pour } \varphi_{qr},$$

$$k_3 = 400, m_1 = 160000 \text{ et } \varepsilon_3 = 1, \text{ pour } \omega_r,$$

Les réponses permettent de constater que le flux et la vitesse sont très bien régulés avec des réponses rapides et précises, lorsque les paramètres de la machine sont supposés constants.

Les perturbations paramétriques introduites n'ont pas d'influence significative sur le réglage de la vitesse, alors qu'elles font chuter le flux, et ce, quelle que soit la direction qui est retenue pour son orientation.

5.3.3 Conclusion

Cette structure est, elle aussi, assez efficace pour assurer le réglage du flux et de la vitesse de la machine asynchrone, tout en maintenant le courant dans ses limites normales. Elle possède l'atout supplémentaire de la linéarisation exacte du système, et offre, aussi, la possibilité d'orienter le flux dans une direction arbitraire par rapport au repère tournant, ce qui permet de rechercher la direction qui assure la meilleure réponse dynamique du système

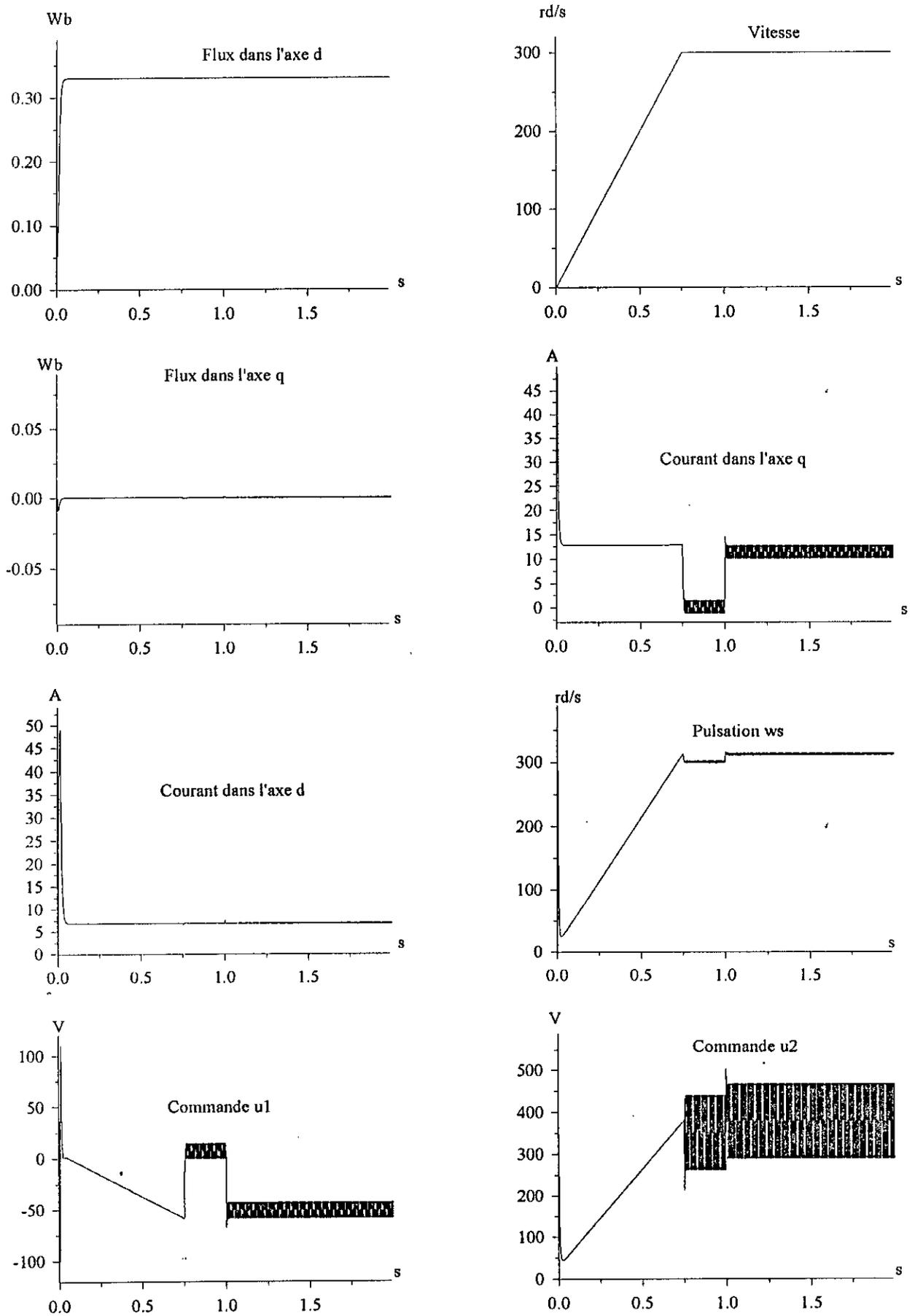


Fig. 5.4 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse avec une application du couple de charge nominal à $t = 1$ s .

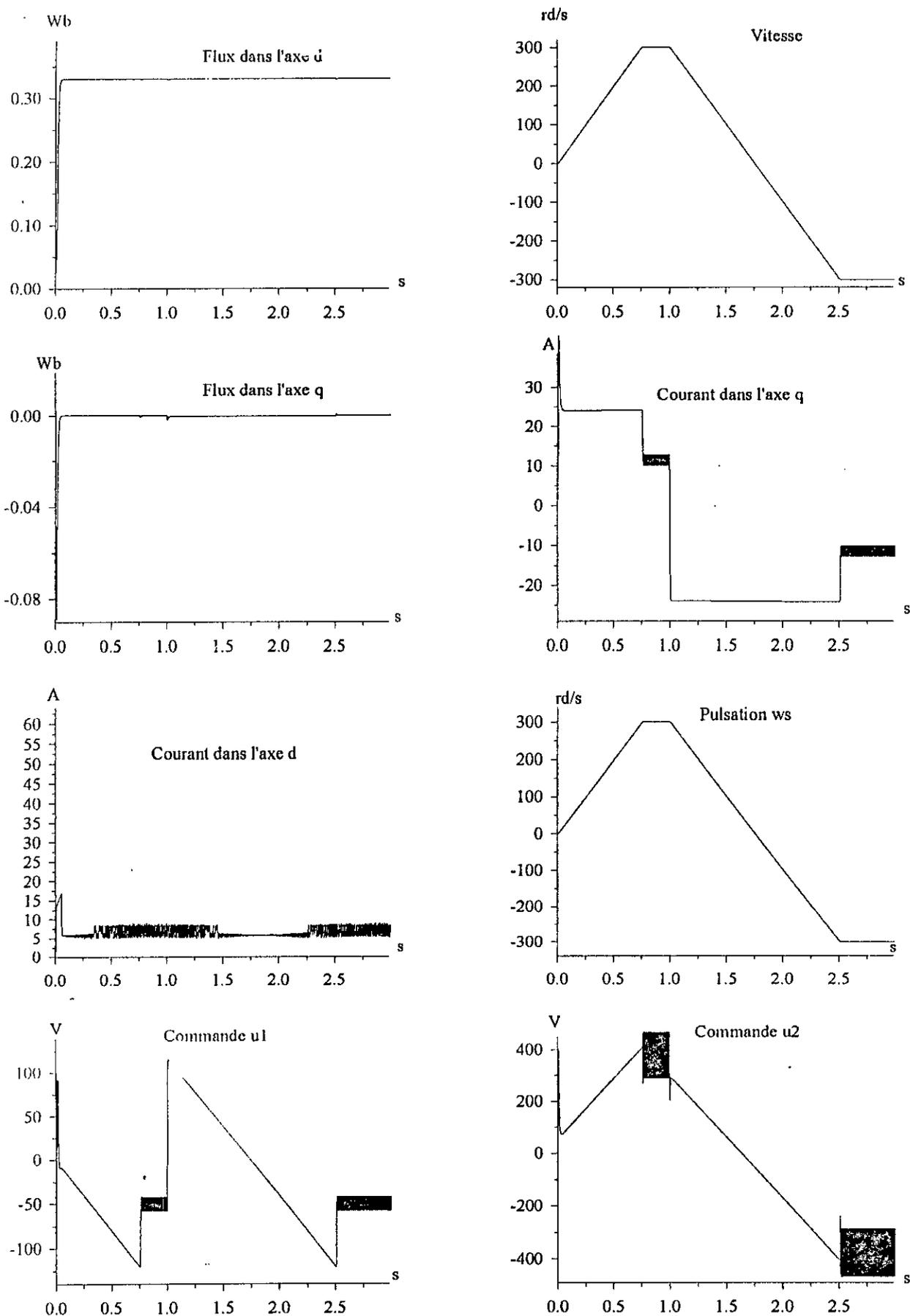


Fig. 5.5 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec une inversion de la vitesse à $t = 1s$.

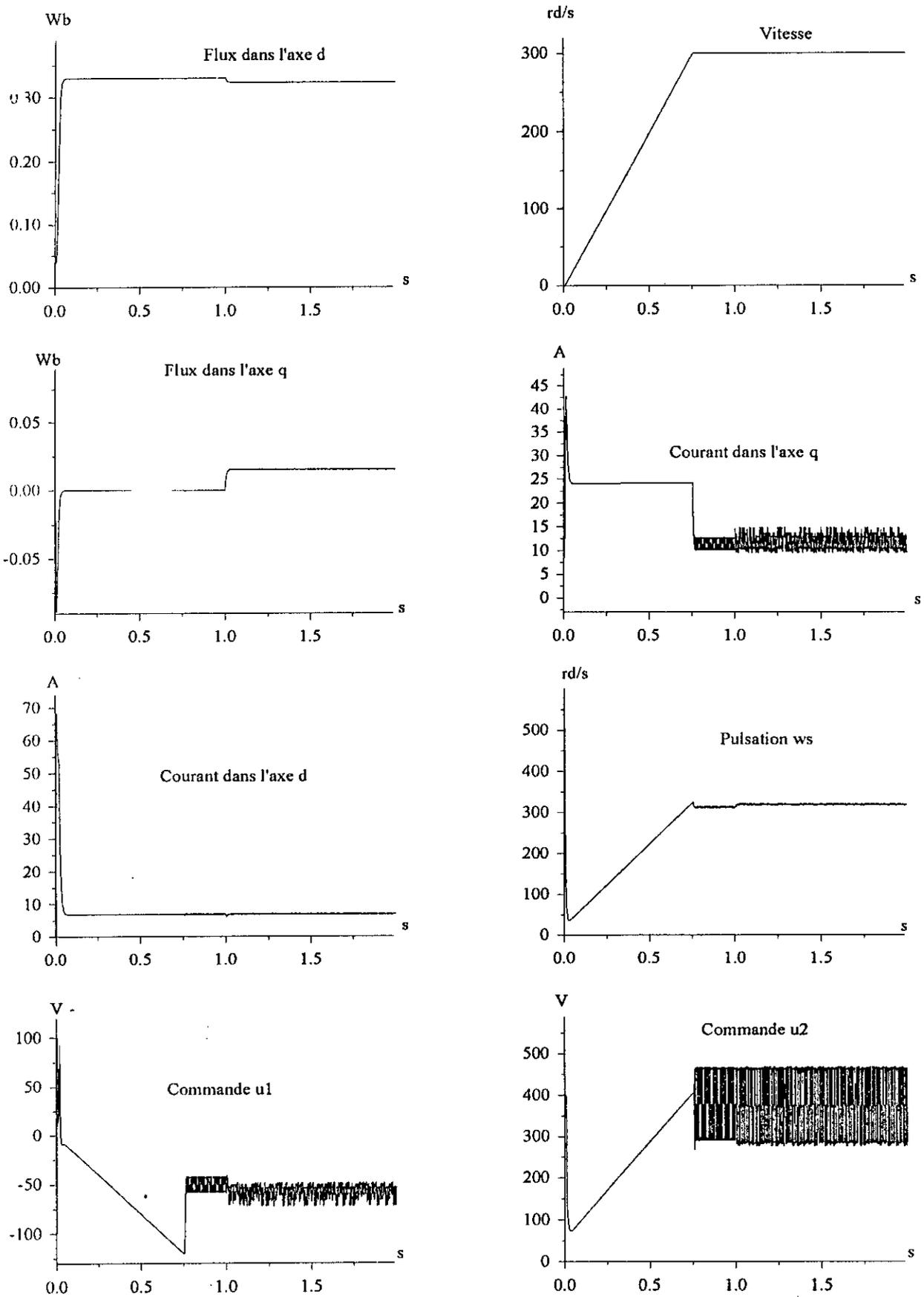


Fig. 5.6 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1\text{ s}$ (cas 1).

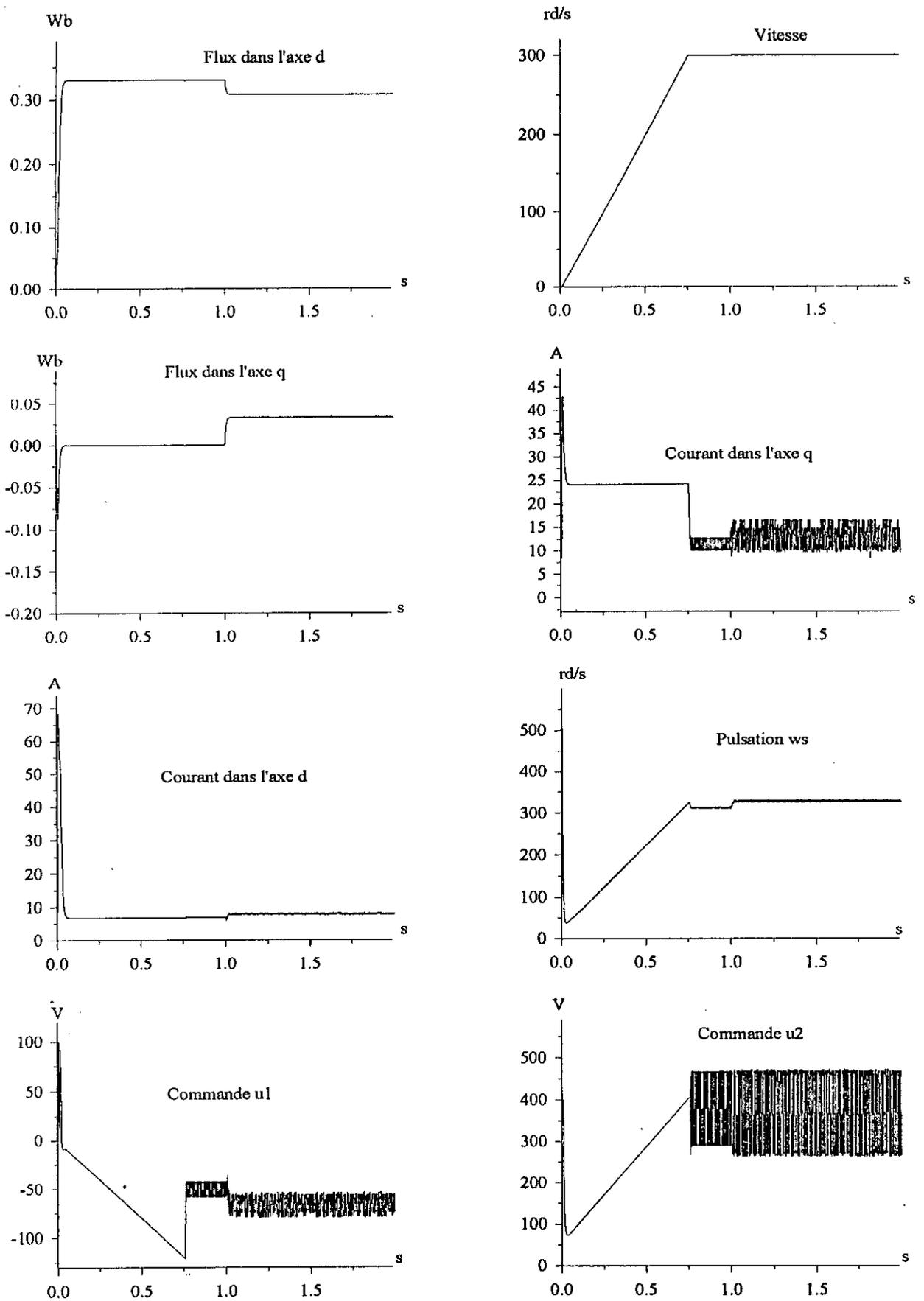


Fig. 5.7 : Réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1\text{ s}$ (cas 2).

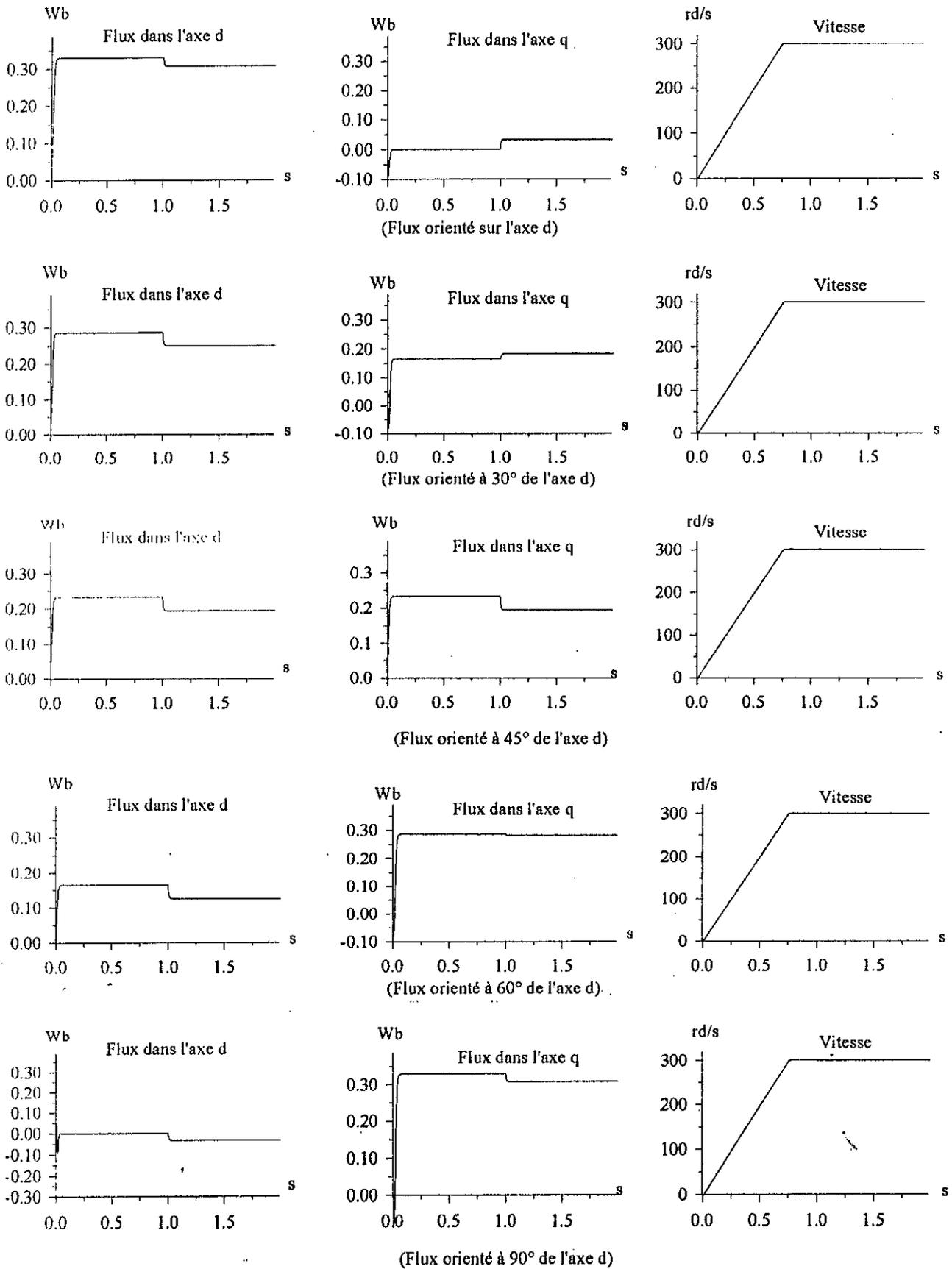


Fig. 5.8 : Comparaison des réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques (cas 2) à $t = 1s$, pour différentes directions d'orientation du flux.

CHAPITRE VI

COMPARAISON DES RESULTATS

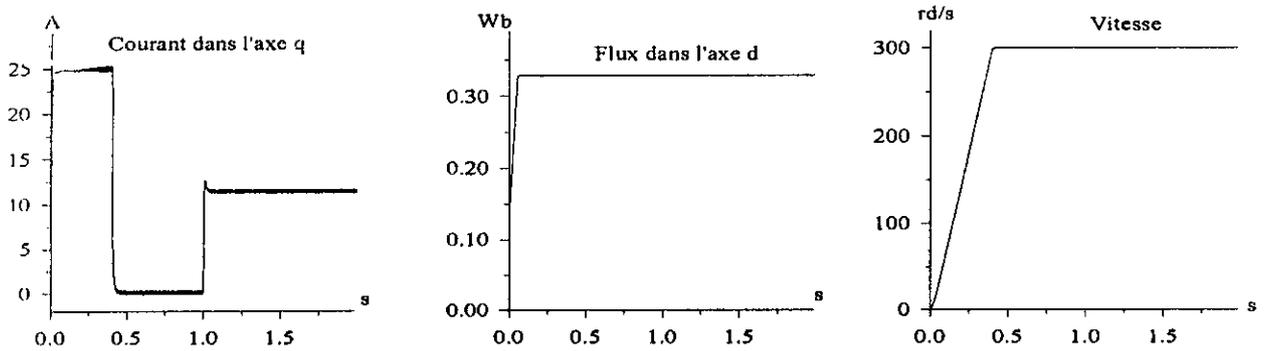
Dans le but de comparer les principales réponses des structures étudiées, nous les avons réunies sur les figures 6.1, 6.2 et 6.3.

Ainsi, pour ce qui est des réponses aux échelons du flux et de la vitesse avec application du couple résistant nominal (fig. 6.1), les deux commandes par commutation entre régulateurs non linéaires, et la commande non linéaire en cascade, ont donné lieu à des résultats pratiquement similaires, alors que la quatrième structure a induit un temps de réponse de la vitesse plus élevé et une pointe de courant importante à l'instant initial.

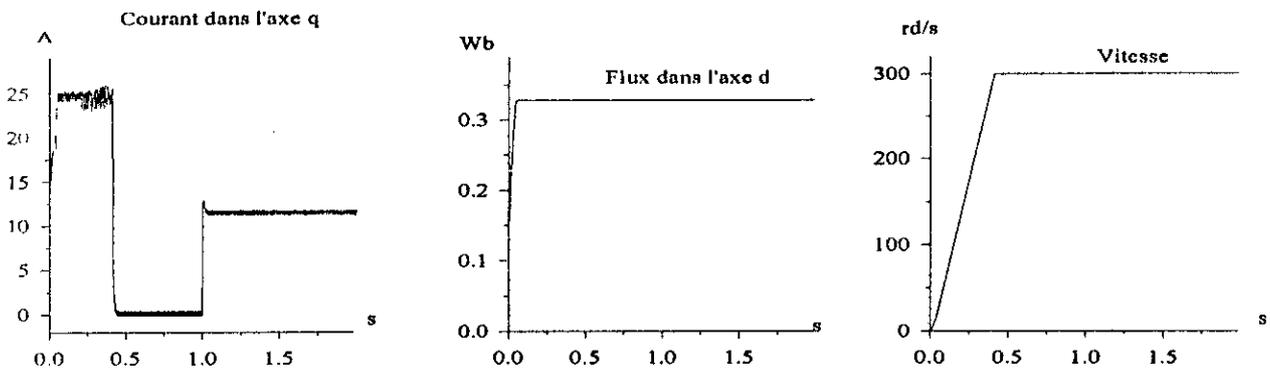
Concernant l'inversion de la vitesse en charge nominale (fig. 6.2), c'est la commande en cascade qui l'assure avec le meilleur temps de réponse.

Quant aux tests de robustesse (fig. 6.3), ils ont montré que c'est le modèle 1 de la commande par commutation qui est le plus touché par les perturbations paramétriques, et ce, aux niveaux de la vitesse et du flux. Par contre, pour les trois autres structures, le flux est plus ou moins sensible à ce type de perturbations, alors que la vitesse n'en est que très légèrement affectée.

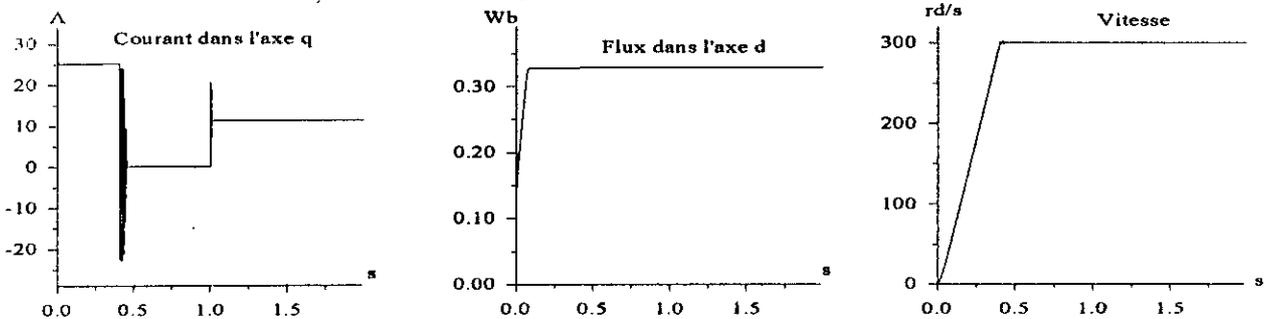
Globalement, c'est le réglage non linéaire en cascade qui présente les meilleures performances, avec le temps de réponse le plus court lors de l'inversion de la vitesse, une insensibilité appréciable aux perturbations paramétriques, et l'absence de pointes de courant.



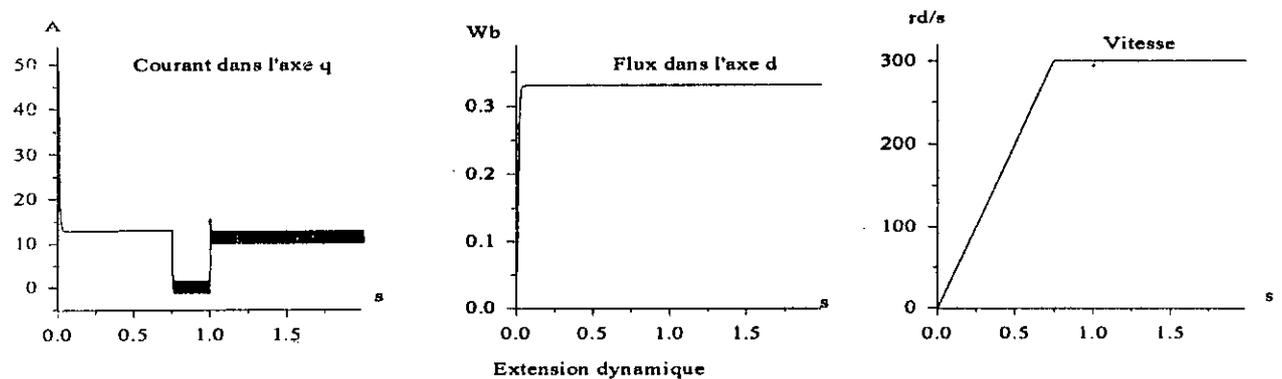
Commande par commutation - modèle 1



Commande par commutation- modèle 2

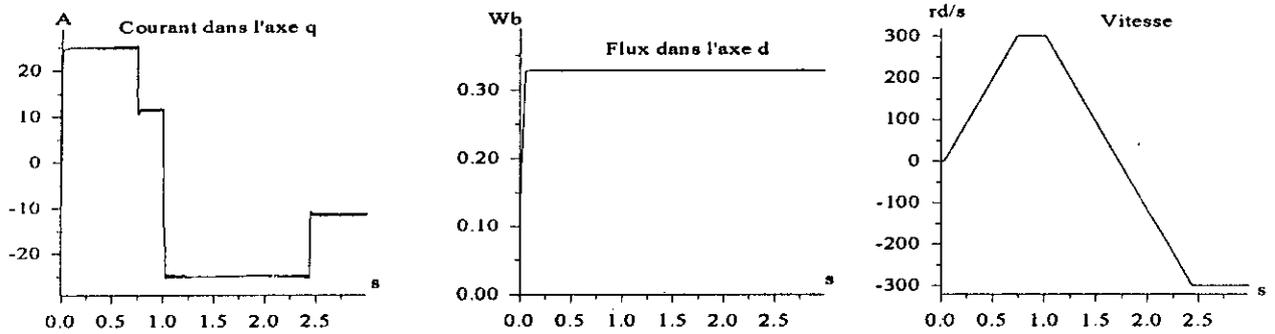


Commande en cascade

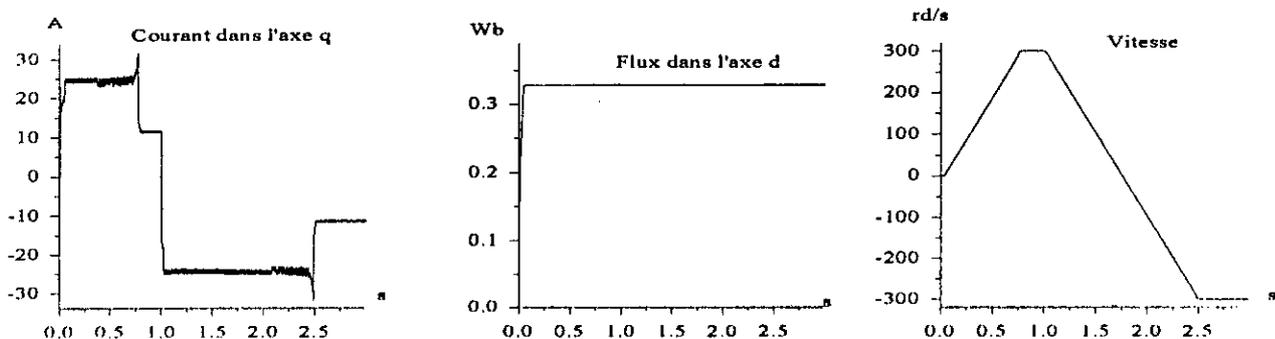


Extension dynamique

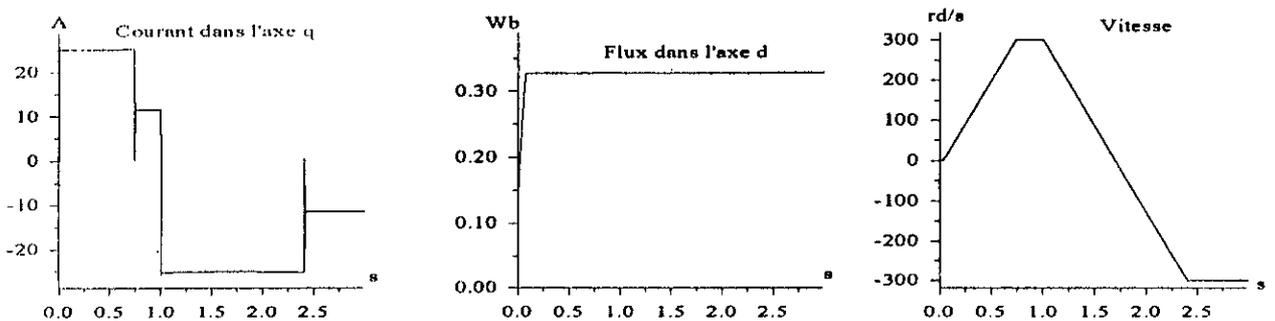
Fig. 6.1 : Comparaison des réponses aux échelons du flux et de la vitesse avec application du couple de charge nominal à $t = 1$ s.



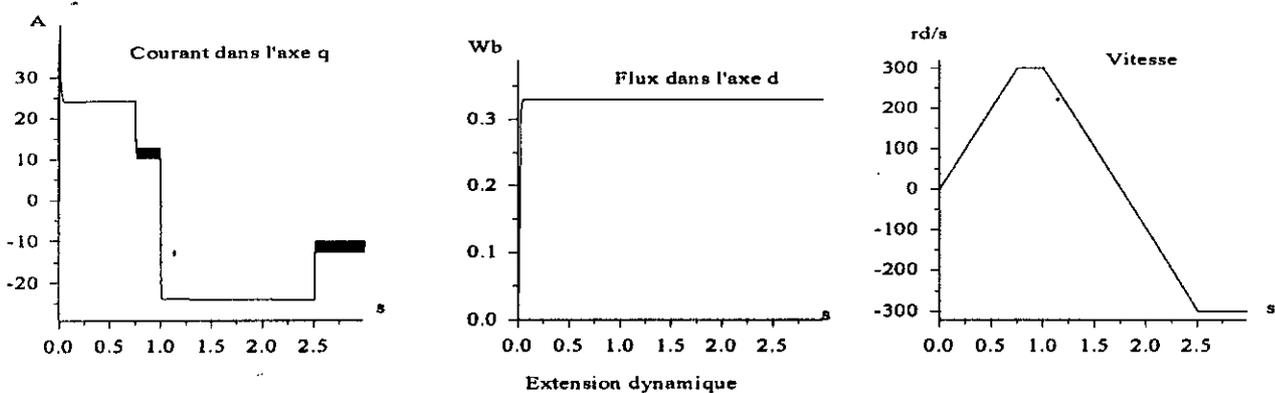
Commande par commutation - modèle 1



Commande par commutation - modèle 2

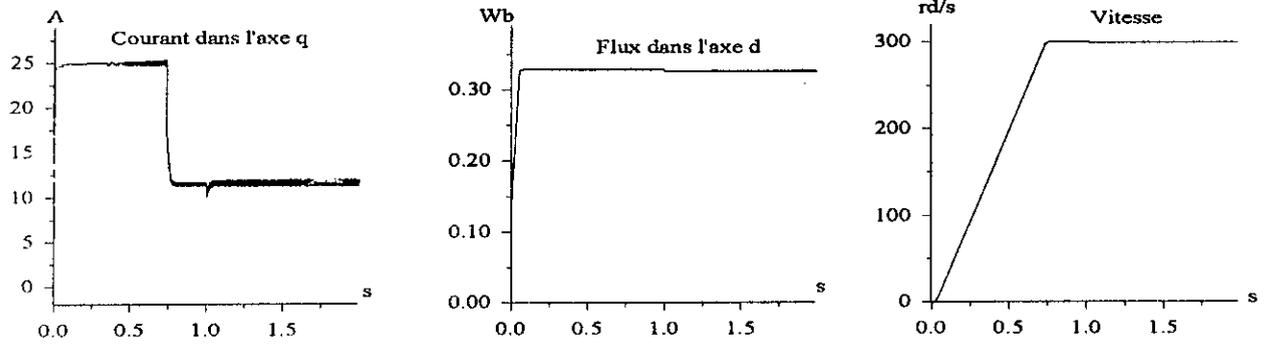


Commande en cascade

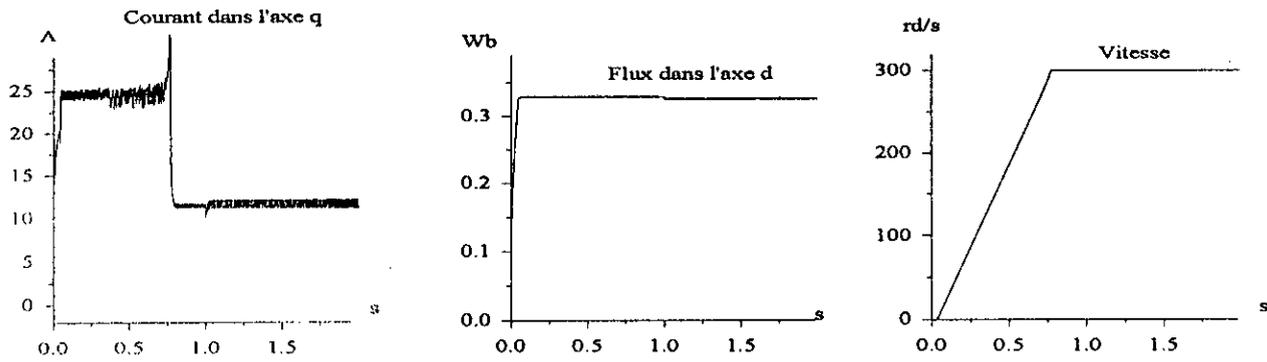


Extension dynamique

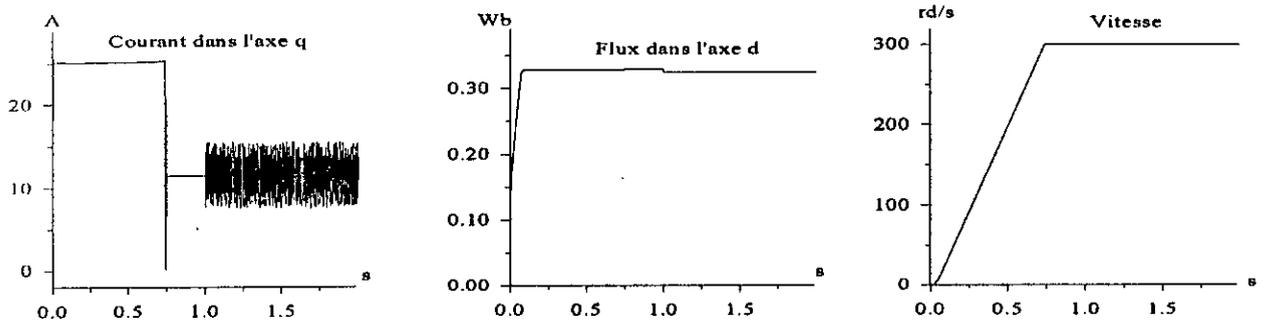
Fig. 6.2 : Comparaison des réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec inversion de la vitesse à $t = 1s$.



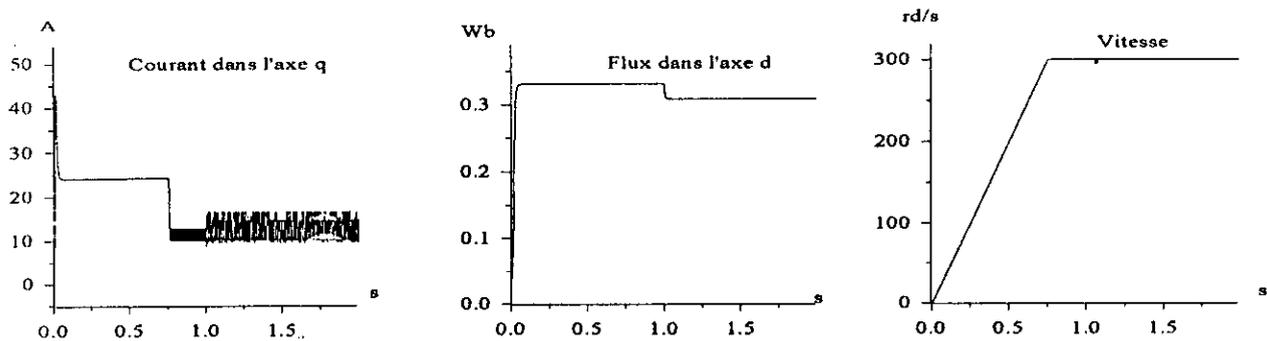
Commande par commutation - modèle 1



Commande par commutation- modèle 2



Commande en cascade



Extension dynamique

Fig. 6.3 : Comparaison des réponses aux échelons du flux et de la vitesse en charge nominale avec introduction de perturbations paramétriques à $t = 1s$ (cas 2).

CONCLUSION GENERALE

Nous avons développé, à travers le travail présenté dans cette thèse, quatre structures de commande utilisant le bouclage non linéaire associé aux modes glissants, pour le réglage du flux et de la vitesse, avec la limitation du courant statorique d'une machine asynchrone alimentée en tension.

Le but que nous nous sommes fixé au départ était de ramener, à l'aide d'un bouclage non linéaire, le système non linéaire et fortement couplé représenté par cette machine, à un ensemble de sous-systèmes linéaires et découplés, afin de simplifier le plus possible l'étape de dimensionnement des régulateurs.

Les quatre approches utilisées ont donné des résultats très satisfaisants, tant du point de vue des objectifs fixés pour la commande, que de celui de la robustesse du réglage devant des variations importantes des paramètres de la machine.

En simulation, le bouclage non linéaire a assuré dans tous les cas un découplage parfait entre le flux et la vitesse, et ce, dès que la machine est supposée mise sous tension. Le problème du couplage dû à la dynamique du stator de la machine alimentée en tension semble, ainsi, bien résolu.

Quant au réglage par les modes glissants, il a confirmé sa réputation de robustesse, par rapport aux dérives paramétriques, le phénomène de "chattering" qui l'accompagne ayant été limité grâce à la restriction imposée à la dynamique de la surface de glissement, lorsque cette surface est proche de zéro.

Les deux techniques utilisant la commutation entre des régulateurs non linéaires nécessitent un soin particulier dans la détermination de l'écart de vitesse pour lequel doit avoir lieu cette commutation, et ce, pour que la pointe de courant qui apparaît à cet instant soit limitée. Cet écart devant être assez faible pour que le réglage se fasse correctement, une réalisation pratique de ce type de commande devrait poser beaucoup de problèmes. Il pourrait s'avérer impossible pour le système de faire la différence entre cet écart et un signal de bruit.

La commande non linéaire en cascade, qui ne présente pas de problèmes de discontinuités, est mise en oeuvre à l'aide de lois de commande beaucoup plus simples, comparativement aux trois autres structures étudiées.

Quant à la commande après extension dynamique du modèle non linéaire de la machine asynchrone, elle permet, en plus, d'orienter le flux, par rapport au repère tournant, selon la direction désirée, par l'intermédiaire de ses deux composantes. Cette qualité rend possible la recherche de la direction qui assure la meilleure réponse dynamique du système, pour la plus faible pointe de courant. D'autre part, des quatre structures étudiées, c'est la seule qui assure une linéarisation exacte du modèle, évitant ainsi, l'existence d'une dynamique interne dont la stabilité doit être vérifiée.

Le travail effectué a permis de vérifier que l'association du bouclage non linéaire aux modes glissants permet de commander la vitesse de la machine asynchrone, tout en réglant son flux et en limitant son courant statorique, de manière satisfaisante, avec les quatre structures étudiées. Néanmoins, c'est l'application de cette technique à la commande en cascade qui

nous est apparue la plus attrayante, que ce soit sur le plan des performances ou sur celui de la simplicité des lois de commande.

Il serait intéressant de tester ces structures en présence de l'onduleur, par simulation numérique, dans un premier temps, puis sur un banc d'essai.

BIBLIOGRAPHIE

- [Bar 97]
S. Barkati, *Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone*, Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique (Algérie), juillet 1997.
- [Bod 94]
M. Bodson, J. Chiasson, R. Novotnak, *Hygh-Performance Induction Motor Control via Input-Output Linearization*, IEEE Control Systems, August 1994, pp. 25-33.
- [Bose 86]
B.K. Bose, *Power electronics and A.C. drives*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1986
- [Büh 86]
H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [Büh 87]
H. Bühler, *Electronique de Réglage et de Commande*, Dunod, Paris, 1987.
- [Büh 88]
H. Bühler, *Conception de systèmes automatiques*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1988.
- [Cha 83]
J. Chatelain, *Machines électriques*, tome 1, Dunod, 1983.
- [Car 88]
R.A. De Carlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, *Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems : A Tutorial*, Proceeding of the IEEE, vol. 76, N°3, Mars 1988, pp. 212-232
- [For 90]
B. De Fornel, *Alimentation des machines asynchrones*, Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie électrique, 6-1990, D 3620 et D 3621.
- [Esp 95]
J. Espinosa-Perez, R. Ortega, *An Output Feedback Globally Stable Controller for Induction Motors*, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 40, N° 1, January 1995, pp. 138-143
- [God 95]
D.N. Godbole & S.S. Sastry, *Approximate decoupling and asymptotic tracking for MIMO systems*, Automatic Control, Vol. 40, N°3, 1995, pp. 441-450.
- [Grel 97]
G. Grëllet, G. Clerc, *Actionneurs Electriques*, Eyrolles 1997.
- [Hash 88]
H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagisawa, F. Harashima, *Brushless servo-motor control using variable structure approach*, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 24, N°1, 1988, pp 160-170.

[Hem 99]

B. Hemici, M.O. Mahmoudi, D. Lalili, *Commande non linéaire avec adaptation de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension*, Actes de la Deuxième Conférence Internationale sur les Signaux, Systèmes et Automatique (SSA2'99), Blida (Algérie), 10-12 Mai 1999, pp. 534-538.

[Ho 90]

E.Y.Y. Ho & P.C. Sen, *A microcontroller-based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling*, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 37, N°3, 1990, pp. 227-235.

[Isi 89]

A. Isidori, *Nonlinear control systems*, 2nd Edition, Springer-Verlag, 1989.

[Kha 96]

H.K. Khalil, *Adaptive output Feedback Control of Nonlinear Systems Represented by Input-Output Models*, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 41, N° 2, February 1996, pp. 177-188.

[Khi 5-99]

M. Khiat, H. Chekireb, *Comparaison de Différentes Commandes en Mode Glissant de la Machine Asynchrone*, Actes de la Deuxième Conférence Internationale sur les Signaux, Systèmes et Automatique (SSA2'99), Blida (Algérie), 10-12 Mai 1999, pp. 548-553.

[Khi 12-99]

M. Khiat, H. Chekireb, *Commande Non Linéaire par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone*, Actes de la Conférence Maghrébine en Génie Electrique (CMGE'99), Constantine (Algérie), 4-5-6 Décembre 1999, pp. 263-268.

[Lal 99]

D. Lalili, *Sur les commandes adaptatives non linéaires de la machine asynchrone*, Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique (Algerie), février 1999.

[Leo 90]

W. Leonhard, *Control of electrical drives*, Springer-Verlag, 2nd Edition, 1990.

[Les 81]

J. Lesenne, F. Notelet & G. Séguier, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, Technique et documentation, Paris, 1981.

[Mad 96]

N. Madani, *Contribution à l'étude de la commande vectorielle avec réglage linéaire et par mode de glissement de la machine asynchrone*, Thèse de Magister, Université Mouloud Mameri, Tizi-Ouzou, 1996.

[Mah 99]

M. O. Mahmoudi, *Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension*, Thèse d'état, Ecole Nationale Polytechnique (Algerie), Décembre 1999.

[Mar 91]

R. Marino & P. Valigi, *Nonlinear control of induction motors : A simulation study*, 1st European Control Conference (EEC'91), Grenoble (France), pp. 1057-1062.

- [Nam 92]
P.K. Namdan & P.C. Sen, *Control laws for sliding mode speed control of variable speed drives*, Int. J. Control, vol. 56, N°5, 1992, 1167-1186.
- [Nib 94]
M. Nibouche, *Application de commandes non linéaires au moteur asynchrone*, Thèse de Magister, ENP, 1994.
- [Sab 93]
A. Sabanovic, N. Sabanovic & K. Ohnishi, *Sliding modes in power converters and motion control systems*, Int. J. Control, Vol. 57, N°5, 1993, pp. 1237-1259.
- [Sab 81]
A. Sabanovic & D.B. Izosimov, *Application of sliding modes to induction motor control*, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-17, N°1, 1981, pp. 41-48.
- [Sir 89]
H. Sira-Ramirez, *Sliding regimes in general nonlinear systems*, Int. J. Control, Vol. 50, N°9, 1989, pp. 1487-1506.
- [Slo 91]
J.J.E. Slotine & W. Li, *Applied nonlinear control*, Printice Hall, 1991
- [Tay 94]
D.G. Taylor, *Nonlinear Control of Electric Machines : An Overview*, IEEE Control Systems, December 1994, pp. 41-51.
- [Rau 94]
T. von Raumer, *Commande adaptative non linéaire de la machine asynchrone*, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (France), juillet 1994.
- [Zak 89]
S.H. Zak, *An Eclectic Approach to the State Feedback Control of Nonlinear Dynamical Systems*, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 111, December 1989, pp. 631-640.

CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE UTILISEE

Tension nominale : 220V/380V

Courant nominal : 8,5A/14,8A

Puissance nominale : 3,7KW

Nombre de paires de pôles : 2

Constante de temps rotorique : 0,136s

Constante de temps statorique : 0,151s

Coefficient de couplage total : 0,0964

Inductance cyclique propre des enroulements du stator : 0,17H

Inductance cyclique propre des enroulements du rotor : 0,015H

Inductance mutuelle cyclique stator-rotor : 0,048H

Moment d'inertie de la partie tournante : 0,135Kg.m²

Vitesse nominale : 1420tr/mn