République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de *BATNA*

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'*Electrotechnique*

Mémoire

Présenté par :

Lahouel Dalila

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique – Université de *BATNA*

Pour obtenir le diplôme de

Magistère en Electrotechnique

Option : Electricité Industrielle / Commande Robuste

Thème

Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents

Soutenu le, 01 / 07 / 2009

Devant le jury composé de:

B. AZOUI	**Prof**	Université de Batna	Président
A. MAKOUF	**Prof**	Université de Batna	Rapporteur
M. S. NAIT-SAID	**Prof**	Université de Batna	Co-Rapporteur
S. BENDIB	**M.C**	Université de Batna	Examinateur
A. BETKA	**M.C**	Université de Biskra	Examinateur


بسم الله الرحمن الرحيم

Remerciements

Avant toute chose, je remercie ***Dieu*** le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.

Je suis très reconnaissant à Monsieur *Makouf. A*, Professeur au sien du département d'Electrotechnique, pour avoir accepté de diriger mes travaux, et pour ses encouragements et son soutien qui m'ont été une aide précieuse.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur *Nait Said. M. S*, Professeur au sien du département d'Electrotechnique, pour avoir bien voulu co-diriger mon travail, pour le soutien qu'il a toujours porté à mes travaux.

Je tiens également à remercier Madame *Rebouh. S*, pour ses conseils judicieux et pour les passionnantes discussions que nous avons eues ensemble.

Je tiens ensuite à exprimer ma gratitude aux *membres du jury*, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je ne saurais oublier mes amis, avec lesquelles j'ai partagé des très beaux moments. Merci et bonne chance à *Amel, Khoukha, Fatima, Nadia*, et mes collègues dans les départements : *Eléctrotechnique, Electronique, mécanique, Physique* et *Chimie*, pour leurs amours et leurs confiances.

Je pense évidement à *ma sœur*, le Docteur *F. Lahouel*, pour ses conseilles et ses aides dans le but que tout se passe bien pour moi. Pour tout cela, je le remercie.

Enfin, je ne saurais jamais suffisant remercier *mon père* et *ma mère, mes frères* et *mes sœurs,* que je porte toujours avec moi dans ma pensée. Sans leurs confiances immenses en moi, sans leurs aides et leurs amours, je n'aurais pas pu aller au bout de mes projets.

SOMMAIRE

Chapitre Trois

Commande Non Linéaire Adaptatif par *Backstepping* de la *MSAP*

Nomenclature

i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques.
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Flux totaux à travers les bobines statoriques.
ϕ_f	Flux des aimants.
v_a, v_b, v_c	Tensions des phases statoriques.
I_d, I_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
V_d, V_q	Tensions statoriques d'axe direct et en quadrature.
R_s	Résistance des phases statoriques.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistante.
f	Coefficient de frottement.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de *PARK*.
p	nombre de paires de pôles.
J	Moment d'inertie des masses en rotor.
Ω	Vitesse mécanique de rotation.
L_d, L_q	Inductances cycliques directe et en quadrature.
(α, β)	Référentiel lié au stator.
(d, q)	Référentiel lié au champs tournant.
Ω_{nom}	Vitesse de rotation nominale.
ϕ_{rnom}	Flux rotorique nominale.
ϕ_{ref}	Flux rotorique de référence.
$\hat{R}$	Valeur estimée (Adapté) de la résistance.
$\hat{C}_r$	Valeur estimée (Adapté) du couple résistant.
x	Vecteur des états.
K	Matrice des gains.
e	Vecteur des erreurs.
V	Fonction de *Lyapunov* condidate.
$\hat{x}$	Vecteur des états estimés.
u	Vecteur de commande (d'entrée).

$f(x), g(x)$	Champs de vecteurs.
$h(x)$	Vecteur de sortie.
$L_f h_i(x)$	Dérivé de *Lie*.
r	Degré relatif total.
$D(x)$	Matrice de découplage du système.
$\zeta(x)$	Fonction de linéarisation.
v	Vecteur des nouvelles commande.
k_d, k_{w1}, k_{w2}	Gains.
$\Delta R_s, \Delta C_r$	Différences entre les valeurs réelles et les valeurs nominales.
θ_1, θ_2	Incertitudes des paramètres.
Z_{m1}, Z_{m2}, Z_{m3}	Etats de référence.
k_{m1}, k_{m2}, k_{m3}	Gains désigne.
ω_{ref}, i_{dref}	Référence de vitesse et de courant i_d.
$\hat{\theta}_1; \hat{\theta}_2$	Estimation de θ_1 et θ_2.
$\tilde{\theta}_1; \tilde{\theta}_2$	Erreurs estimées entre les valeurs réelles inconnu et leurs estimations.
α	Commande virtuelle.

INTRODUCTION GENERALE

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (*MSAP*) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages: une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuellement ont pour but de remplacer les Machines à Courant Continu (*MCC*) par des (*MSAP*) dans le domaine industriel initialement occupe par la commande des *MCC*. Le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser son couple. Pour la *MSAP*, la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor [1], [2].

La commande vectorielle est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux. Elle a été proposée par *Blaschke* en 1972. Si cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès réalisés actuellement dans la technologie des semi-conducteurs et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels de vitesse actuels.

Cette commande permettant un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée vue les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications. Dans le souci d'améliorer les performances dynamiques du réglage en vitesse de la *MSAP*, nous avons jugé intéressant de faire appel à un observateur d'état pour reconstruire les grandeurs d'état à partir de la grandeur de commande et de la grandeur à asservir ω. Lors de son dimensionnement nous avons prévu l'estimation de la résistance statorique, afin d'améliorer davantage la robustesse de l'observateur et de la structure de commande.

L'observateur utilisé est un "observateur de *Luenberger*". Il est utilisé pour la reconstitution de la résistance statorique, en vue de la mise en œuvre d'une commande avec compensation des incertitudes paramétriques. [3]

Par ailleurs, la commande des moteurs électriques s'est révélée être un champ d'application des méthodologies de l'automatique de linéarisation entrée sortie, développées depuis les années 70. En effet, la commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous système représente une boucle de commande indépendante d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement optimal des pôles.

Le comportement de la *MSAP* est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en oeuvre d'une stratégie de commande. On propose alors la synthèse d'une loi de commande utilisant une technique récursive, de type *Backstepping*, . [4]

L'objectif général de ce mémoire est l'étude et la comparaison de méthodologie de synthèse de contrôleurs non linéaires pouvant améliorer la stabilité, la réponse et les performances de la Machine Synchrone à Aimants Permanents.

Pour cela, deux techniques de synthèse de lois de commande sont particulièrement considérées: la commande vectorielle avec un observateur de *Luenberger*, et la technique de commande non linéaire adaptative par *Backstepping*.

CHAPITRE Un

Modélisation de l'association Machine Convertisseur

INTRODUCTION

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (*CC*) offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitant de plus en plus son utilisation.

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entrainement. L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machine électrique utilisant le moteur synchrone à aimants permanents.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (*MSAP*). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de *Park*. Puisque les machines synchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, un onduleur de tension est prévu.

1.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

ü L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encochage négligeable.

ü La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de *Foucault* sont négligeables.

ü Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.

ü On admet que la *FMM* crée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

1.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Les machines synchrones en général, sont alimentées au stator par des enroulements triphasés et au rotor par une tension continue. Alimentée à fréquence constante, sa vitesse est synchrone avec le champ tournant et ne dépend que de la fréquence de l'alimentation et du nombre de pôles de la machine.

Au rotor, la bobine d'excitation peut être remplacée par des aimants permanents. Ce type de machine possède un bon rendement puisque les pertes Joule sont localisées au stator. En outre, la compacité du rotor conduit à un bon rapport couple/inertie, autorisant des accélérations élevées. La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à deux variantes technologiques selon la disposition des aimants. On distingue ainsi:

- Les machines à aimants superficiels : les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène. Le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.

- Les machines à aimants permanents enterrés : les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.

De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides, et possèdent une robustesse mécanique élevée qui leur permet de travailler à des vitesses importantes. Le comportement magnétique de ces machines est similaire aux machines à rotor bobiné et possèdent des valeurs différentes pour les inductances directes et en quadrature. [5], [6]

1.2.1 Mise en équation de la machine synchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

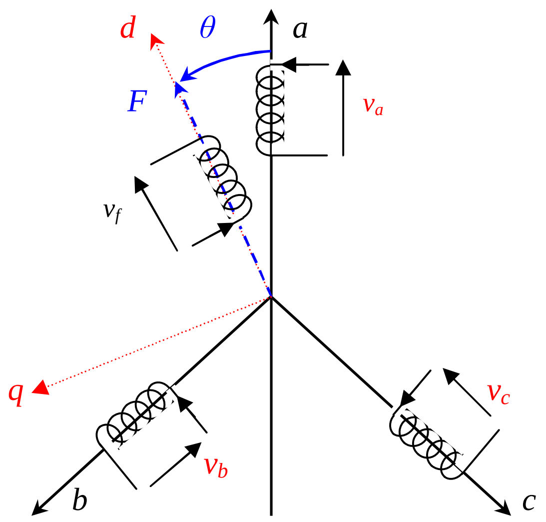


Fig. 1.1 Schéma de la machine synchrone

1.2.1.1 Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Avec:

R_s : la résistance par phase statorique,

$[v_a \quad v_b \quad v_c]^T$: Les tensions des phases statorique,

$[i_a \quad i_b \quad i_c]^T$: Les courants des phases statorique,

$[\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T$: Les flux totaux à travers les bobines statorique.

1.2.1.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (1.2)$$

On désigne par :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ, que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$:

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} l_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & l_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & l_{s0} \end{bmatrix} ; \quad [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\Pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\Pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\Pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statorique,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\Pi}{3}) \end{bmatrix}$$

1.2.2 Transformation de Park

Pour éliminer θ de la matrice $[L_{s2}]$; et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statorique (*a*, *b*, *c*) sont remplacés par deux enroulements (*d*, *q*) en quadrature, figure (1.2). Ce passage est obtenu par la transformation de *Park*.

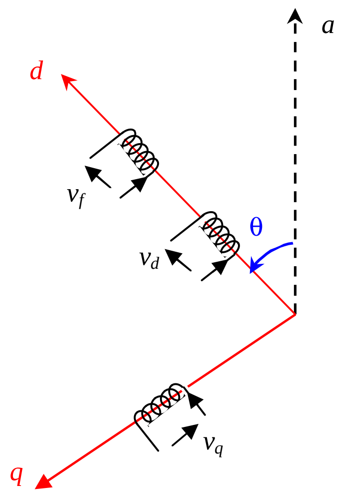


Fig. 1.2 Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)

La matrice de passage notée $P(\theta)$:

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

Et la matrice $P^{-1}(\theta)$ est donnée par :

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

1.2.3 Modèle de la MS dans le référentiel de Park

La transformation de *Park* ramène les équations statorique (1.1) dans un référentiel lie au rotor. Donc la machine équivalente est identique à une machine à courant continu ayant l’enroulement *f* comme inducteur et ayant deux induits en quadrature. [9]

Le passage du système triphasé au système biphasé se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} [V_d \quad V_q \quad V_o] = P(\theta)[v_a \quad v_b \quad v_c] \\ [I_d \quad I_q \quad I_o] = P(\theta)[i_a \quad i_b \quad i_c] \\ [\phi_d \quad \phi_q \quad \phi_o] = P(\theta)[\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c] \end{cases}$$

Alors, le modèle de la machine après la transformation de *Park* est :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -P\omega L_q & 0 \\ P\omega L_d & R_s + L_q s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ P\omega\phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

Ainsi pour la *MSAP*, le modèle est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -P\omega L_q \\ P\omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ P\omega\phi_f \end{bmatrix} \tag{1.4}$$

Avec la même procédure de calcul pour les équations magnétiques et faisant usage du calcul matriciel précédent et en supposant que le système est équilibré, on aura :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \tag{1.5}$$

Φ_f: représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

1.2.4 Equations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$C_e - C_r = J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \tag{1.6}$$

Avec: f, J, C_r et Ω définissant respectivement le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor, le couple de charge et la vitesse mécanique de rotation.

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les *FMM*s dans l'entrefer générées par les courants statorique. Il est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} P\left[\left(L_d - L_q\right) I_d I_q + \phi_f I_q\right] \tag{1.7}$$

1.2.5 Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions *(V_d, V_q)*, et le flux d'excitation *(Φ_f)* comme grandeurs de commande, les courants statorique *(I_d, I_q)* comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation. A partir des équations (1.4), (1.7), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\omega\frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega\frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P\omega}{L_q} \end{bmatrix} \left[\phi_f\right] \tag{1.8}$$

Ces dernières équations constituent la base du schéma bloc de la *MSAP* (figure 1.3). [6], [8]

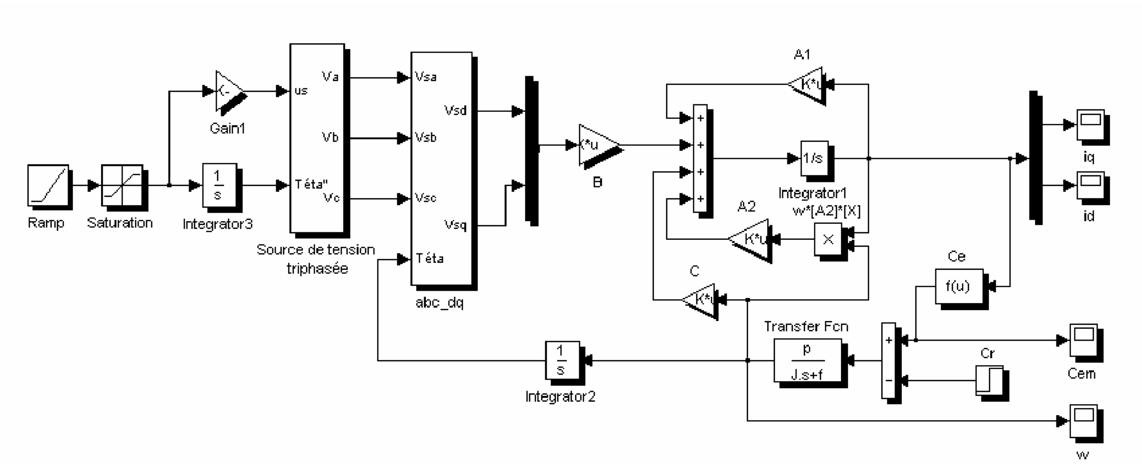


Fig. 1.3 Schéma bloc de la *MSAP* dans le référentiel *d-q*

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage.

1.3 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

L’alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d’impulsion (*MLI*), s’avère d’un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d’alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.

1.3.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est une structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne des machines synchrones à aimants permanents et aussi les machines asynchrones de forte puissance fonctionnant en vitesse variable.

La figure (1.4) présente un schéma d'alimentation pour la *MSAP* avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.

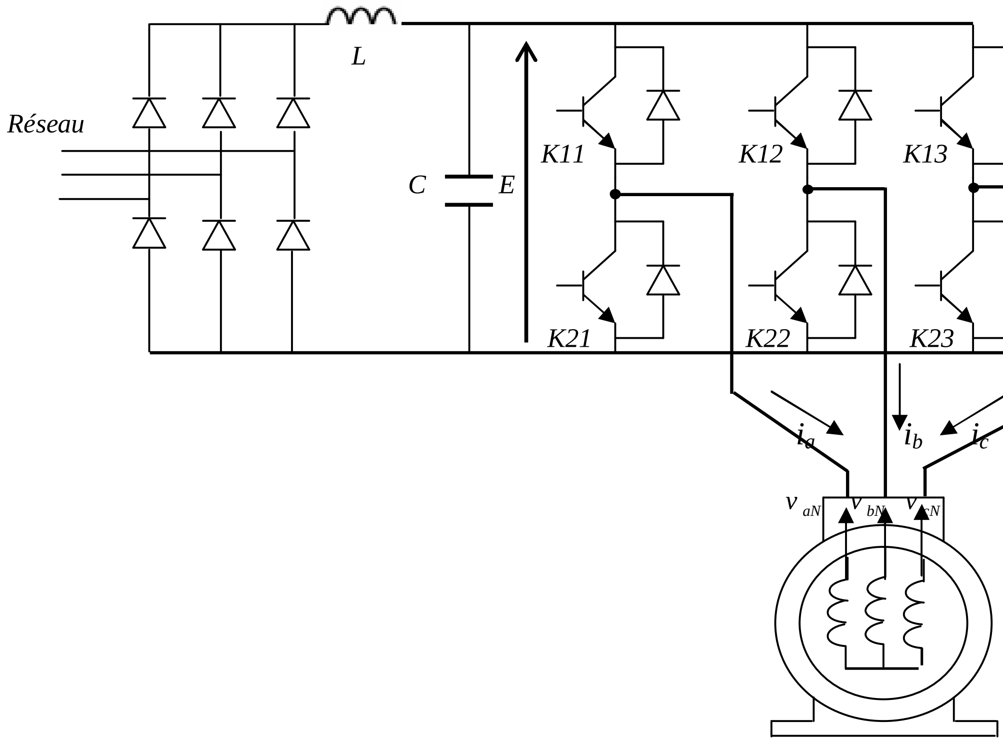


Fig. 1.4 Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé

Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible. L'énergie ne peut donc transiter de la machine au réseau. L'ensemble des transistors constituant l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), impose la fréquence de rotation du champ tournant et l'amplitude de la tension dans la machine. [10]

1.3.2 Principe de la stratégie de commande

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions *MLI* triangulo-sinusoidal.

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).
Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

ü Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

ü Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.
L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. [7], [11]

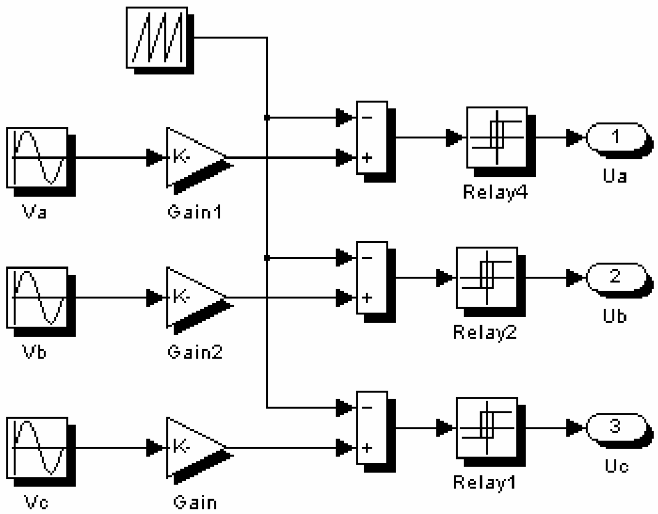


Fig. 1.5 Génération des Signaux de commande *PWM* de l'onduleur

Les tensions de références sont les tensions simples $V_s\left[v_{aN} \quad v_{bN} \quad v_{cN}\right]^T$ par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors : $v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0$,

D'où :

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{1}{3}\left(v_{ab} - v_{ca}\right) \\ v_{bN} = \frac{1}{3}\left(v_{cb} - v_{ab}\right) \\ v_{cN} = \frac{1}{3}\left(v_{ca} - v_{bc}\right) \end{cases} \tag{1.9}$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j définie par :

$F_j =$
- 1 : Interrupteur du demi bras haut fermé
- 0 : Interrupteur du demi bras bas ouvert

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par : $\begin{matrix} V_1 = F_1 E \\ V_2 = F_2 E \\ V_3 = F_3 E \end{matrix}$

Et les tensions simples v_a, v_b et v_c s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{1.10}$$

1.4 RESULTATS DE SIMULATION

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Les programmes sont testés dans l'environnement *MATLAB*. Pour les paramètres de la machine définis en Annexe A.

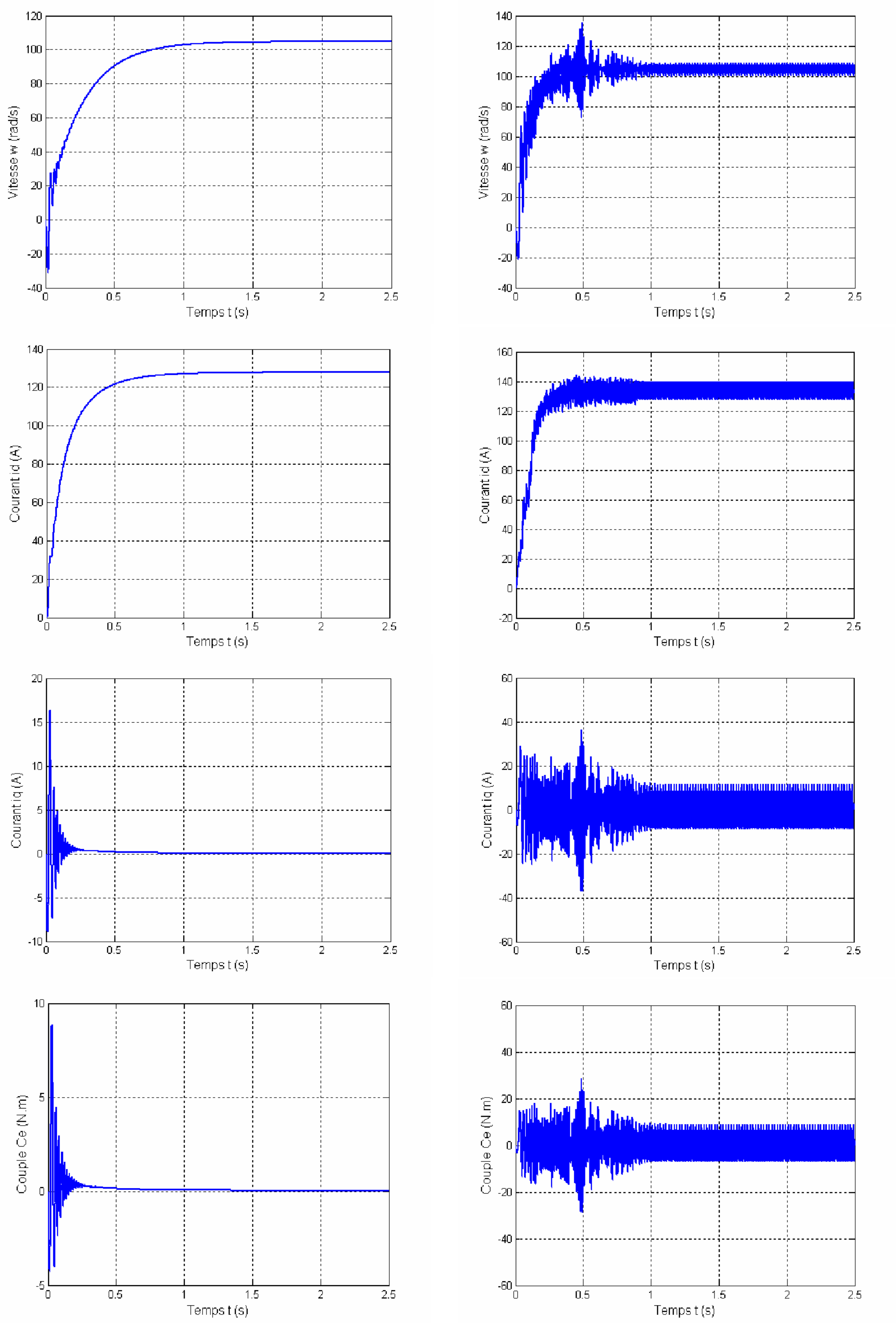


Fig. 1.6 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite)

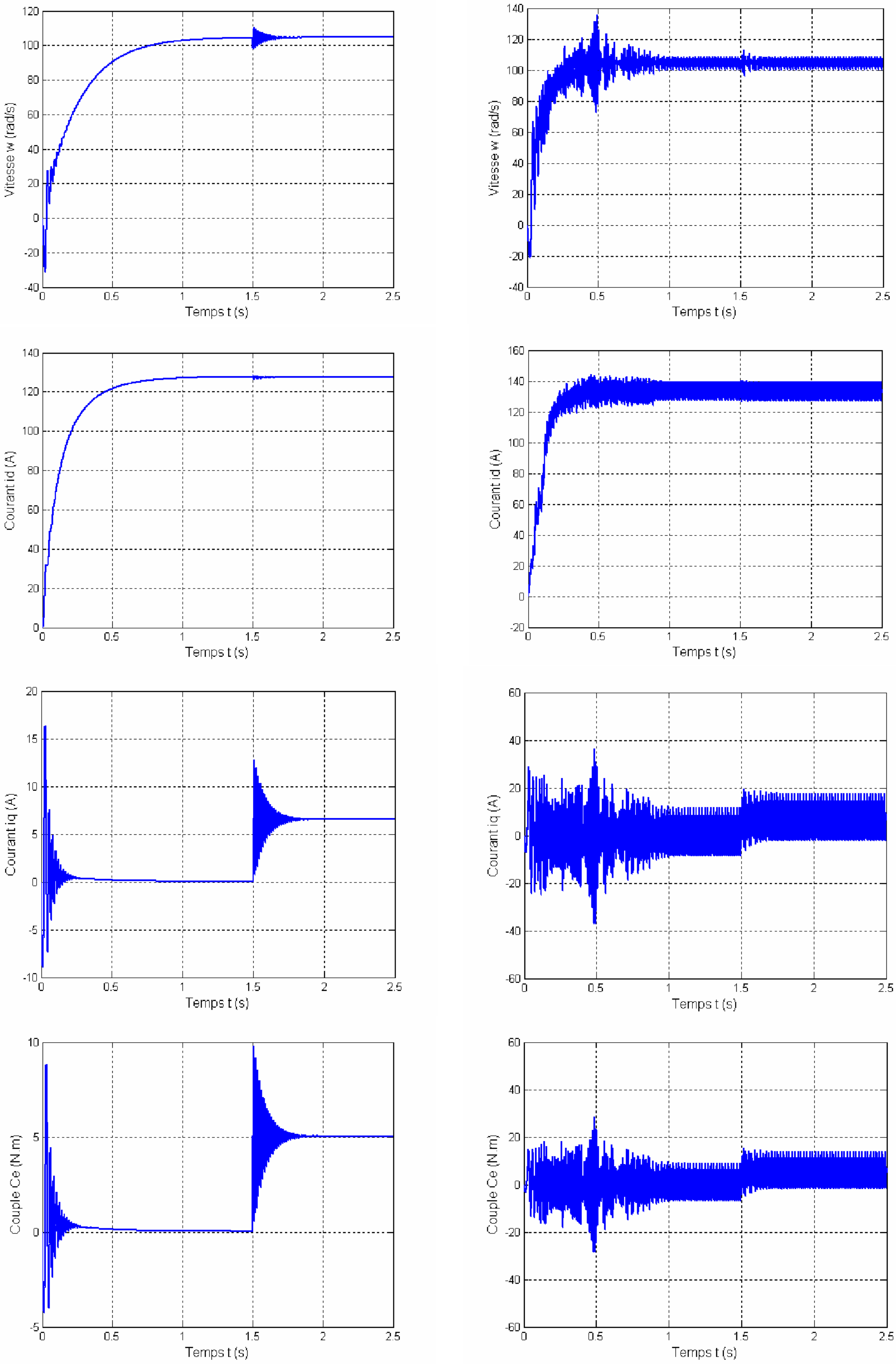


Fig. 1.7 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite) avec application d'un couple de charge *Cr*=5N.m à *t* = 1*s*

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220/380*V*, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 *Hz* (autopilotage scalaire), et sans application du couple de charge. L'examen des courbes montre:

ü Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 104 *rad/sec*. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée.

ü L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.

ü Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des *pics* de courant assez important et cela s'explique par la *F.E.M* qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabelisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

ü A $t = 1s$, on applique une charge de $C_r = 5$ *N.m*, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabelisent au régime permanent.

Pour l'association onduleur-*MSAP* on remarque la présence des pulsations dans les réponses de la machine, ces pulsations sont liées aux harmoniques des courants injectés par l'onduleur.

CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et le modèle de *Park* (biphasé) équivalent. Sachant que la commande de la machine impose que celle-ci soit soumise à des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variable. Le convertisseur de tension permet d'imposer un système de tensions triphasées, obtenues à partir d'une tension continue d'entrée.

A partir de ces résultats, on remarque que les performances ne sont pas bon suite à l'application de la charge avec et sans onduleur de tension, malgré l'apport de la transformation de *Park* dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle dans le chapitre suivant.

CHAPITRE DEUX

Commande Vectorielle avec Adaptation Paramétriques de la *MSAP*

INTRODUCTION

L’objectif de la commande vectorielle de la *MSAP* est d’améliorer son comportement dynamique. Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres, une solution par une commande adaptative, doit être envisagée qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver les performances fixées à l’avance même en présence de perturbations et de variations paramétriques.

Une solution à ce problème consiste à concevoir un observateur adaptatif, permettant de reconstruire ces grandeurs à partir des mesures disponibles. Plusieurs types d’observateurs ont été mis au point.

Dans ce chapitre on étudie d'une part, l'application de la commande vectorielle à la *MSAP*. D'autre part un observateur d'état pour l'estimation des variables intervenant dans cette machine sera utilise avec une adaptation de la résistance statorique.

2.1 COMMANDE VECTORIELLE

2.1.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle des machines à courants alternatifs est maintenant bien connue. De nombreux industriels commercialisent des variateurs de vitesse pilotés par des machines synchrones et asynchrones utilisant ce mode de contrôle. Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d’une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s’exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q).

Habituellement, la composante d’axe d du courant statorique joue le rôle de l’excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d’axe q joue le rôle du courant d’induit et permet de contrôler le couple. [13]

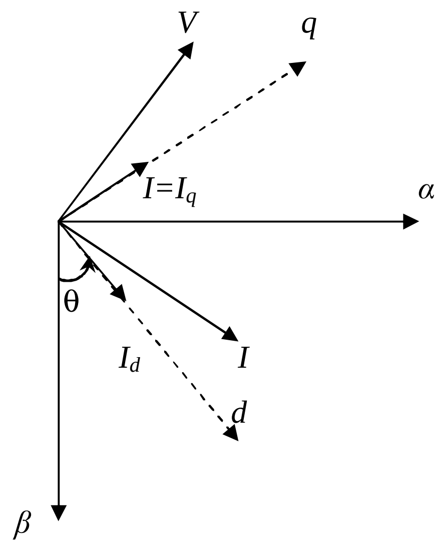


Fig. 2.1 Diagramme de phase de la *MSAP* dans le référentiel lié au champ tournant

La figure (2.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situe à un angle θ par rapport à l'axe α du référentiel (α,β) liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante I_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Si le courant I_d est dans la même direction que flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe '*d*' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant I_d est négatif le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant I_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple optimal linéaire.

$$I_d = 0 \Rightarrow I_q = I_s \tag{2.1}$$

Donc :

$$\phi_d = \phi_f \tag{2.2}$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} P \phi_f I_q \tag{2.3}$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à I_q :

$$C_e = K_t I_q \tag{2.4}$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de *défluxage* est appliquée, la consigne de courant I_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \le I_{max} \tag{2.5}$$

Où : I_{max} est le courant maximal

Cette stratégie permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine c.à.d : un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale, le flux obéit à la relation non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \phi_{ref} = \phi_{rnom} & \text{Si } |\Omega| \le \Omega_{nom} \\ \phi_{ref} = \dfrac{\phi_{rnom}}{|\Omega|}\Omega_{nom} & \text{Si } |\Omega| \ge \Omega_{nom} \end{cases} \tag{2.6}$$

Avec :

Ω_{nom} : la vitesse de rotation nominale,

ϕ_{rnom} : le flux rotorique nominale,

ϕ_{ref} : le flux rotorique de référence.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus du celle du rotor.

En faisant appelle aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} R_s I_d + L_d \dfrac{di_d}{dt} = V_d - \underbrace{\omega L_q I_q}_{eq} \\ R_s I_q + L_q \dfrac{di_q}{dt} = V_q + \underbrace{\omega L_d I_d + \omega\phi_f}_{ed} \end{cases} \tag{2.7}$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

2.1.2 Bloc de compensation

En plus du bloc de la structure de commande, il y a un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit :

Posons :

$$\begin{cases} V_{d1} = V_d - e_q \\ V_{q1} = V_q + e_d \end{cases} \tag{2.8}$$

Sachant que :

$$\begin{cases} e_d = -(\omega L_d I_d + \omega \phi_f) \\ e_q = \omega L_q I_q \\ V_q = V_{q1} - e_d \\ V_d = V_{d1} + e_q \end{cases} \tag{2.9}$$

La compensation à pour effet de découpler les deux axes grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations *($e_d(s)$ et $e_q(s)$)*. Dans de telles conditions, le système devient linéaire. [4]

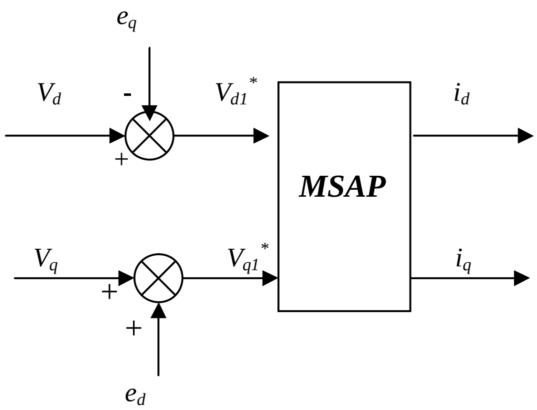


Fig. 2.2 Schéma Bloc de compensation

2.1.3 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique de control par des régulateurs *PI* qui permettant des performances satisfaisantes tant du point de vue de la régulation ou bien du point de vue de la stabilité, précision et rapidité.

Notons que par analogie à la régulation utilise pour la *MCC*, deux boucles internes sont réalisées pour le contrôle direct du flux et du couple, ou indirectement par leurs composantes respectives en courant.

2.1.3.1 Correcteur du flux

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par:

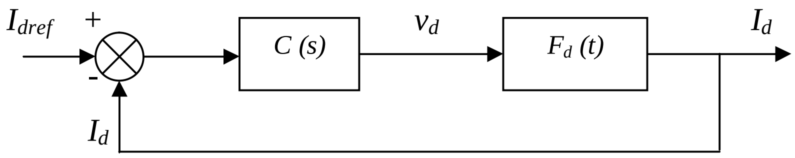


Fig. 2.4 Régulation du flux

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds}\ s} = \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} \qquad / \qquad T_{ds} = \frac{L_{ds}}{R_s} \tag{2.10}$$

Le régulateur ($\mathrm{Reg}_{\ d}$) est choisit comme étant un régulateur proportionnel et intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$C(s) = Reg_{\ d}(s) = \frac{K_{id}}{s}\left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \tag{2.11}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$FTBO_d = \frac{K_{id}}{s}\left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds}\ s} \tag{2.12}$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant : $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_{ds}$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_{sd}}{I_{sd\ ref}} \tag{2.13}$$

Avec : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$

En choisissant ($\tau_d = T_{ds}$), donc: $K_{id} = \frac{R_s}{T_{ds}} = \frac{R_s^2}{L_d}$ / d'où: $K_{pd} = K_{id} \ .\ T_{ds}$

2.1.3.2 Correcteur de couple

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du couple (crt I_q):

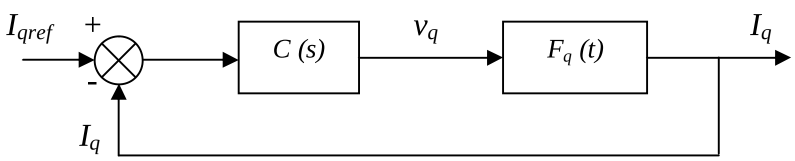


Fig. 2.5 Régulation du couple

Sachant que (*Reg q*) à une même forme que (*Reg d*), donc :

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s}\left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{qs}\, s} \qquad (2.14)$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1+\tau_q s} = \frac{I_{sq}}{I_{sq\,ref}} \qquad (2.15)$$

Et : $\tau_q = \dfrac{R_s}{K_{iq}}$

En choisissant ($\tau_q = T_{qs}$), donc: $K_{iq} = \dfrac{R_s}{T_{qs}} = \dfrac{R_s^2}{L_q}$ / d'où: $K_{pq} = K_{iq} \,.\, T_{qs}$

2.1.3.3 Correcteur de vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

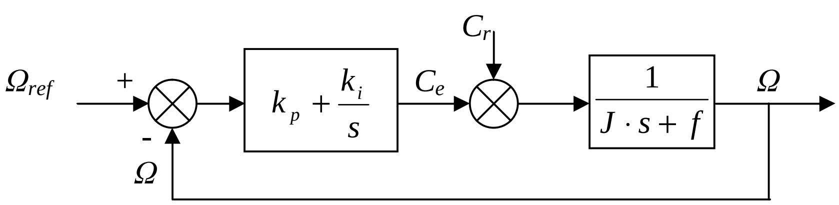


Fig. 2.6 Régulation de la vitesse

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (*Zéro*) dans la *FTBF* du Système (machine + régulateur *PI*).

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s}(s + \frac{K_i}{K_p}) \qquad (2.16)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par (C_r=0) :

$$FTBO_\Omega = \frac{K_p}{s}(s + \frac{K_i}{K_p}) \frac{1}{j\,\mathrm{s} + \mathrm{f}} \qquad (2.17)$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_\Omega = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{Js^2 + (f + K_p)\,s + K_i} \qquad (2.18)$$

La $FTBF_\Omega$ possède une dynamique de 2$^{\text{ème}}$ ordre, par identification à la forme canonique du 2$^{\text{ème}}$ ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} s^2 + (\frac{2\zeta}{\omega_0})\, s + 1 \qquad (2.19)$$

Alors : $\dfrac{J}{K_i} = \dfrac{1}{\omega_o^2}$

$$\frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_o}$$

Avec :

ζ : Coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement ζ et ω_o on déduit K_i et K_p :

Avec : $K_i = J\,\omega_o^2$

$$K_p = \frac{2\zeta\ K_i}{\omega_0} - f$$

Donc : $\begin{cases} K_i = \dfrac{4J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \cdot \tau \end{cases}$ avec : $\tau = \dfrac{L_q}{R_s}$

2.1.4 Résultats de simulation

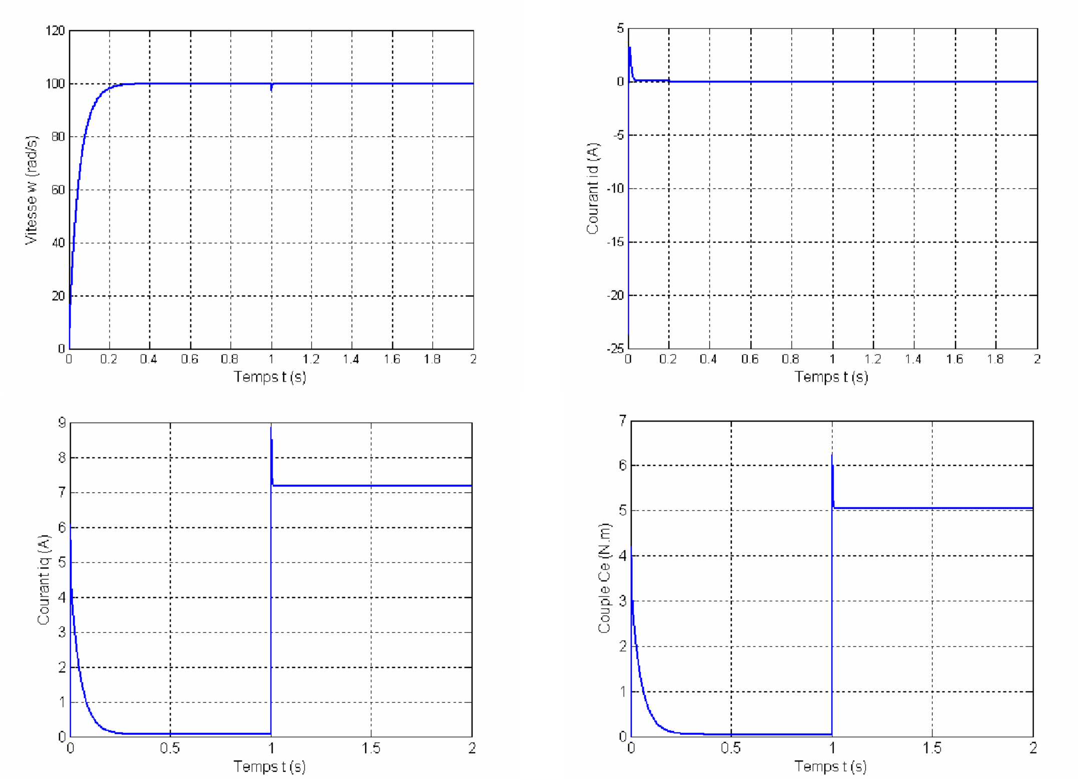


Fig. 2.7 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à t=1s

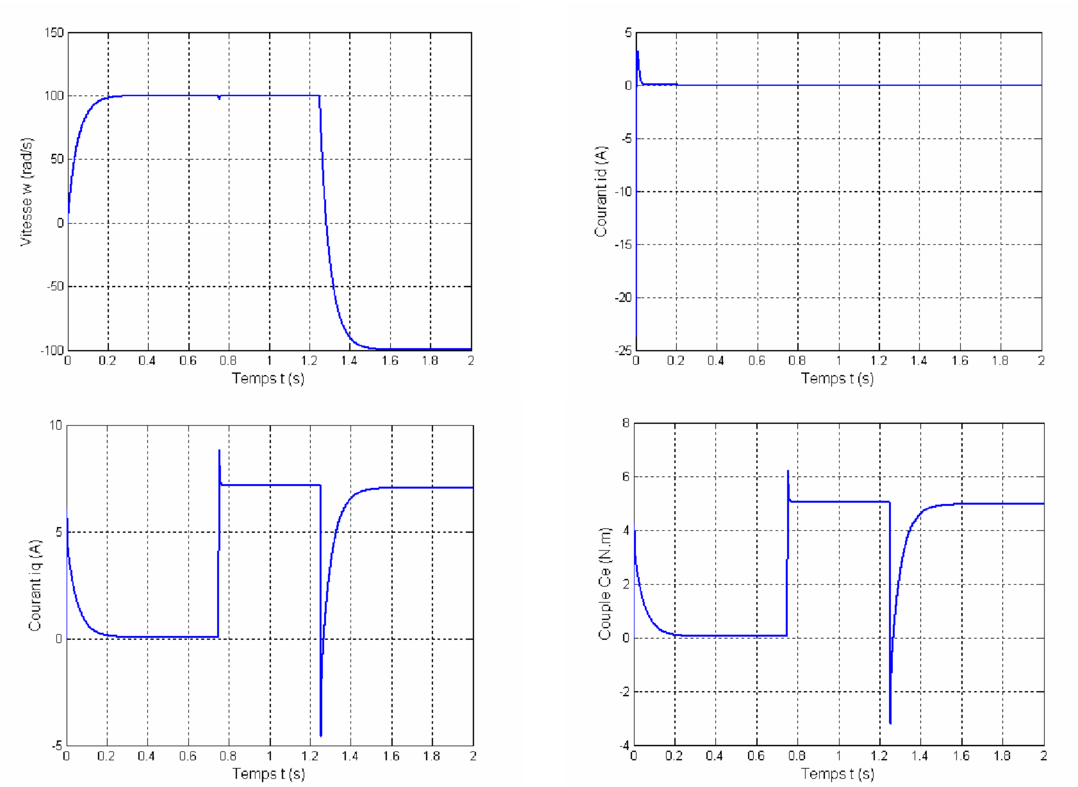


Fig. 2.8 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse

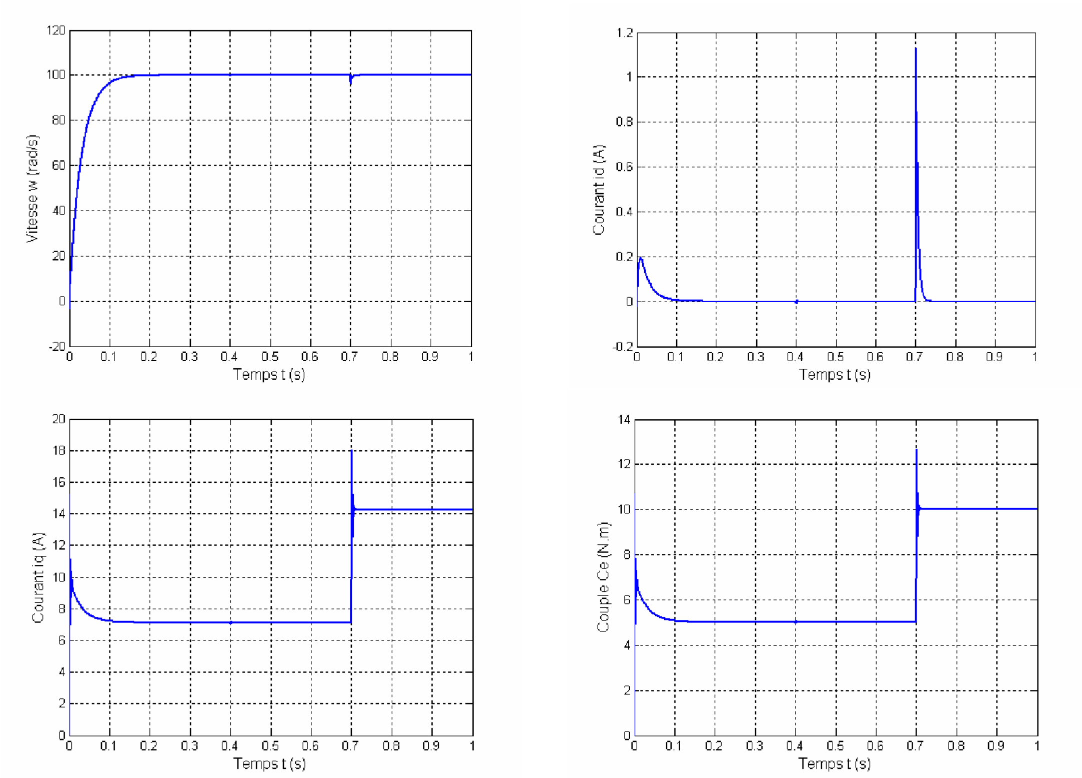


Fig. 2.9 Résultats de simulation lors des variations paramétriques (à t=0.4s : R'=2R, et à t=0.7s : Cr'=2Cr)

Les performances de la commande vectorielle sont illustrées par les résultats de simulation donnée par les figures (2.7, 2.8, 2.9), on a procédé aux essais suivants :

ü Démarrage à vide puis en charge à $t=1s$ avec $\omega_{ref}=100rad/s$.

ü Inversion de sens de rotation à $t=1s$.

ü Variation dans les valeurs de : la résistance statorique et le couple de charge.

Lors du démarrage, les résultats montrent les performances de la régulation étant donnée que la vitesse se stabilise avec une bonne dynamique $t=0.1s$. Le couple électromagnétique égalise la valeur de couple résistant. Le courant i_q est l'image du couple, et le courant i_d est maintenu à zéro. Ceci montre que le découplage est parfaitement réalisé. Pour étudier la robustesse du régulateur *PI* on a inversé le sens de rotation de la machine.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de courant i_d sont satisfaisantes. Cependant, on voit bien l'influence de la variation de la résistance et de couple de charge sur le comportement du système contrôlé.

2.2 COMMANDE VECTORIELLE AVEC UN OBSERVATEUR ADAPTATIF

Dans les systèmes de réglages, le régulateur à paramètres fixes est utilisé pour réduire ou éliminer l'effet des perturbations agissant sur les grandeurs à régler. Pour atteindre ce but, les variables réelles sont mesurées et comparées aux valeurs désirées, leurs différences sont injectées à l'entrée du régulateur pour générer le signal de commande.

Par contre le système de commande adaptative traite l'écart entre l'indice de performance désiré et celui qui est mesuré dans le système réel. Le mécanisme d'adaptation intervient lors de l'ajustement des coefficients du régulateur afin de réaliser un comportement souhaité du système en boucle fermée.

Précédemment, nous avons discuté le contrôle de système avec un contrôleur à paramètres fixes. Pratiquement, les paramètres de la machine peuvent varier, et en conséquence les performances du système peuvent se détériorer en provoquant l'instabilité. [14]

Donc le problème de ce système à modèle incertain (à paramètres variables) est résolu dans ce chapitre où on va exposer la commande vectorielle avec un observateur adaptatif, pour tester à la fin la robustesse de la commande en stabilité et en performances vis-à-vis des variations paramétriques.

2.2.1 Principe d'un observateur adaptatif

Il est souvent difficile, pour des raisons économiques ou technologiques, de mesurer les grandeurs nécessaires à la commande d'un système. Cette problématique a été abordée conjointement par *Luenberger*, *Kalman* et *Bucy* qui ont proposé respectivement *l'observateur de Luenberger* et *le filtre de Kalman-Bucy*.

Un estimateur est défini comme un système dynamique dans lequel ses grandeurs d'état sont des estimations des variables d'état d'un autre système, par exemple, une machine électrique. Principalement, il y a deux façons de réaliser un estimateur : en boucle ouverte et en boucle fermée. La différence entre ces deux méthodes est basée sur l'existence, ou non, d'un terme de correction, lié à l'erreur d'estimation, utilisé pour affiner la réponse de l'estimateur. Un estimateur en boucle fermée est connu sous le nom d'*observateur*.

Les estimateurs, de part leur principe, sont sensibles aux variations paramétriques.
L'utilisation d'un observateur améliore la robustesse des estimations vis-à-vis des variations paramétriques et des bruits de mesures. La qualité d'une bonne estimation s'apprécie au regard de sa sensibilité par rapports aux bruits affectant l'état et la sortie et aux variations paramétriques.

Le filtre de *Kalman* est un estimateur récursif. Cela signifie que pour estimer l'état courant, seul l'état précédent et les mesures actuelles sont nécessaires. L'historique des observations et des estimations n'est ainsi pas requis. [15]

L'observateur linéaire de *Luenberger* est plus approprié pour les systèmes où les mesures ne sont pas bruitées.

Quoique le système auquel on s'intéresse soit non linéaire, il s'avère suffisant d'utiliser un observateur linéaire.

Soit le système à asservir suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A\,x(t) + B\,u(t) \\ y\,(t) = C\,x(t) \end{cases} \tag{2.20}$$

Avec *dim (x) = n, dim (y) = q* et *C* de rang *q*

La dynamique de l'observateur est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\,\hat{x}(t) + B\,u(t) + L\,C\,(\,x - \hat{x}\,) \\ \hat{y}(t) = C\,\hat{x}(t) \end{cases} \tag{2.21}$$

Introduisant l'erreur d'estimation :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \tag{2.22}$$

$\hat{x}(t)$ est une bonne estimation de *x(t)* si $e(t) \xrightarrow[t \to \infty]{} 0$.

On obtient :

$$\dot{e}(t) = (A - LC)\,e(t) \tag{2.23}$$

On sait que, si la partie *(A,C)* est observable, alors on peut choisir la matrice de gains *L* de l'observateur de telle façon que $A - LC$ ait toutes ses valeurs propres à parties réelles négatives, ce qui assure la convergence vers zéro de *e(t)* quand $t \rightarrow \infty$.

La spécification du gain *L* peut être effectuée de différentes manières : placement des pôles, solution stationnaire d'une équation de *Riccati*, solution d'une équation de *Lyapunov*,… [16], [17], [18]

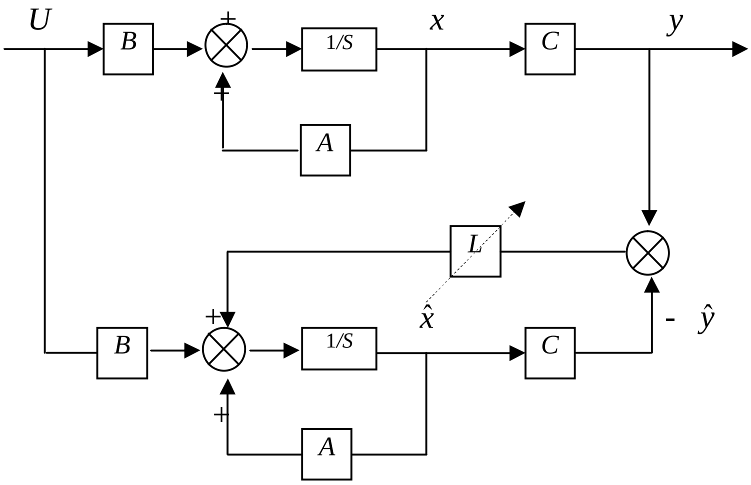


Fig. 2.10 Schéma de principe d'un observateur

Donc, dans cette étude nous choisirons le modèle d'un observateur de *Luenberger*, et nous l'appliquerons sur le système (Machine Synchrone à Aimants Permanents + Commande Vectorielle).

2.2.2 Application de l'observateur de Luenberger par la MSAP

On choisissant les courants i_d et i_q comme des paramètres à estimer par l'observateur, et on prenant la vitesse à partir de la réponse de la machine.

Alors, le modèle de la *MSAP* est décrit par le système d'équation: (en considérant: $L_d = L_q = L$)

$$\begin{aligned}
\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L} i_d + p\omega\, i_q + \frac{1}{L} u_d \\
\frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L} i_q - p\omega\, i_d - \frac{\phi_f\, p}{L}\omega + \frac{1}{L} u_q \\
\frac{dw}{dt} &= \frac{3p\phi_f}{2J} i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J}\omega
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Le système est non linéaire et peut robuste par rapport aux variations des paramètres.

2.2.2.1 Synthèse de l'observateur

Et les équations de l'observateur de *Luenberger* peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\,\hat{x} + B\,u + K(\,y - \hat{y}\,) \\ \hat{y} = C\,\hat{x} \end{cases} \tag{2.25}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{i}_d}{dt} &= -\frac{\hat{R}}{L}\hat{i}_d + p\omega\,\hat{i}_q + \frac{1}{L}u_d + K_d\left(i_d - \hat{i}_d\right) \\
\frac{d\hat{i}_q}{dt} &= -\frac{\hat{R}}{L}\hat{i}_q - p\omega\,\hat{i}_d - \frac{\phi_f\, p}{L}\omega + \frac{1}{L}u_q + K_q\left(i_q - \hat{i}_q\right)
\end{aligned} \tag{2.26}$$

Où :

K_d et K_q : les gains de correction d'erreur des courants i_d, i_q respectivement,

$\hat{R}$: la valeur de la résistance estimé et adapté au niveau de la commande et de l'observateur.

Les équations des erreurs se déduisent par la différence entre les équations du modèle de la machine et les équations de l'observateur tel que :

$$\dot{x} - \dot{\hat{x}} = (A - KC)(x - \hat{x}) + \left(A - \hat{A}\right)\hat{x} \tag{2.27}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & p\omega \\ -p\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix};\ \hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}}{L} & p\omega \\ -p\omega & -\frac{\hat{R}}{L} \end{bmatrix};\ A - \hat{A} = -\frac{1}{L}\begin{bmatrix} R - \hat{R} & 0 \\ 0 & R - \hat{R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{\Delta R}{L} \end{bmatrix}$$

Après les calculs, on obtient :

$$\dot{e} = (A - KC)e + \begin{bmatrix} -\frac{\Delta R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{\Delta R}{L} \end{bmatrix} \hat{x} \tag{2.28}$$

La matrice K peut être choisi tel que : $(A - KC) < 0$.

2.2.2.2 Stabilisation par *Lyapunov*

On considère la fonction de *Lyapunov* condidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} e^T e + \frac{1}{2} \frac{(\Delta R)^2}{\lambda} \tag{2.29}$$

$e = [e_1\ e_2] = [i_d\text{-}i_d''\ i_q\text{-}i_q'']$

$\lambda > 0$: constante qui intervient dans la fonction de *Lyapunov*,

V(x) : défini positive.

Donc :

$$\dot{V} = e^T \dot{e} - \frac{\Delta R}{\lambda} \cdot \frac{d\hat{R}}{dt} \tag{2.30}$$

Pour assurer la négativité de la fonction de *Lyapunov*, par conséquent assurer la stabilité et la convergence du procédé complet (commande en boucle fermée avec observateur), on prend : $(A - KC) < 0$.

Et :

$$e^T \begin{pmatrix} \frac{\Delta R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{\Delta R}{L} \end{pmatrix} \hat{x} + \frac{\Delta R}{\lambda} \cdot \frac{d\hat{R}}{dt} = 0 \tag{2.31}$$

Donc :

$$\hat{R} = -\frac{\lambda}{L}\int e^{T}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\hat{x}\,dt \tag{2.32}$$

2.2.2.3 Schéma bloc de simulation

Le schéma bloc de simulation de la MSAP avec l'observateur de *Luenberger* et le bloc d'adaptation, est donne ci après :

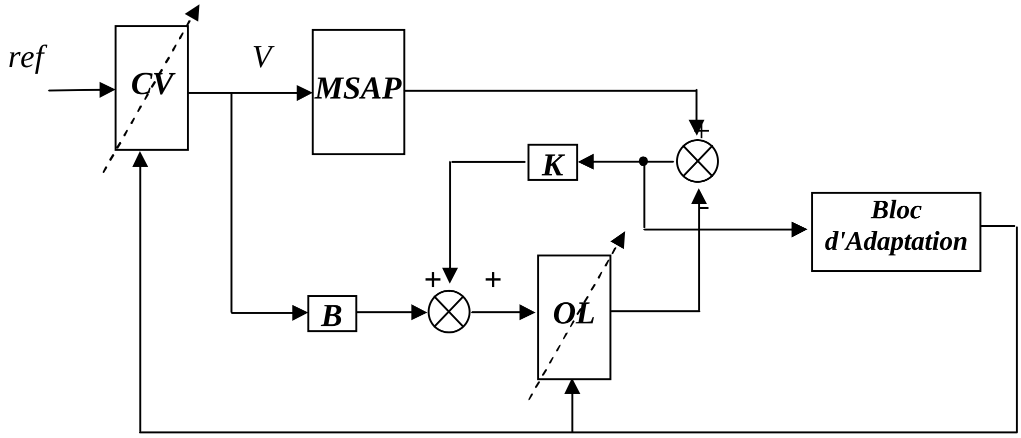


Fig. 2.11 *Schéma bloc de la MSAP commandé avec l'observateur de Luenberger*

2.2.2.4 Résultats de simulation

A partir de la simulation de la *MSAP* avec l'observateur, on retient les tests suivants :

- La comparaison entre les réponses des courants de la machine et de l'observateur avec les variations paramétriques.
- La robustesse de la commande avec l'observateur pour la variation de la résistance statorique, On considère que : $C'_r = 2\ C_r$, $R' = 2\ R$ et on déduit leurs influences sur la réponse du système.

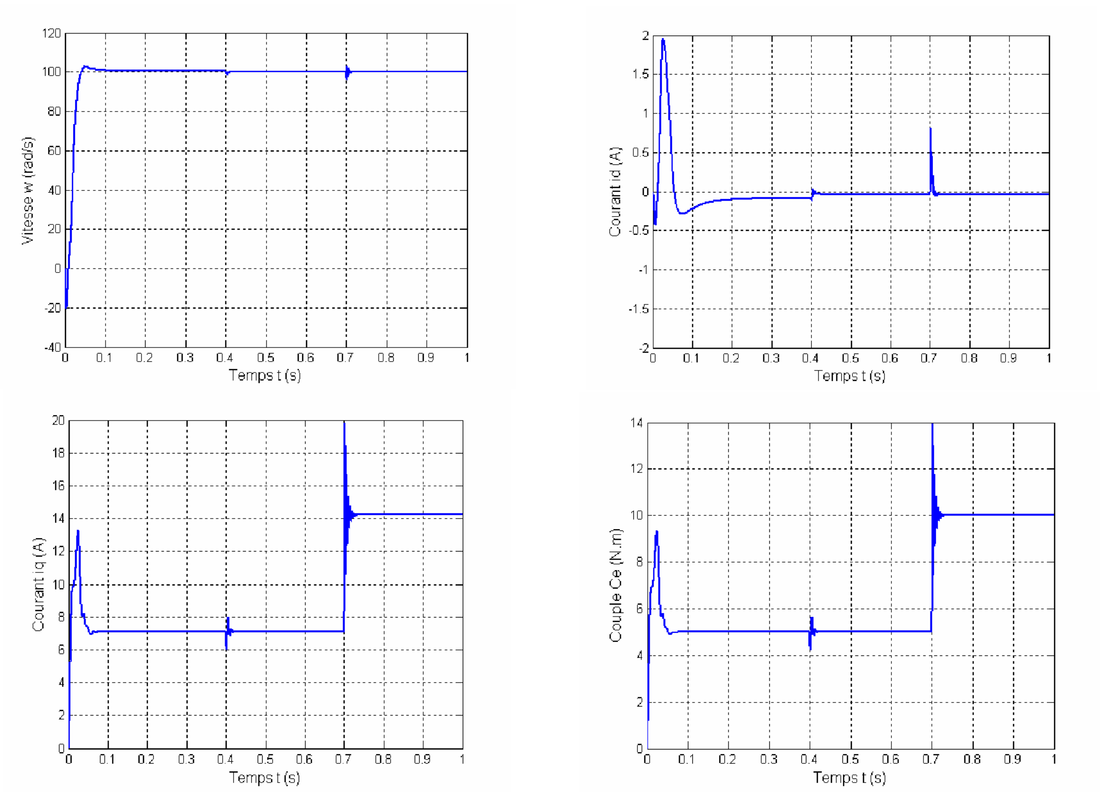


Fig. 2.12 Résultats de simulation lors des variations paramétriques $R' = 2R$ à $t = 0.4\ s$, $C'_r = 2C_r$ à $t = 0.7s$

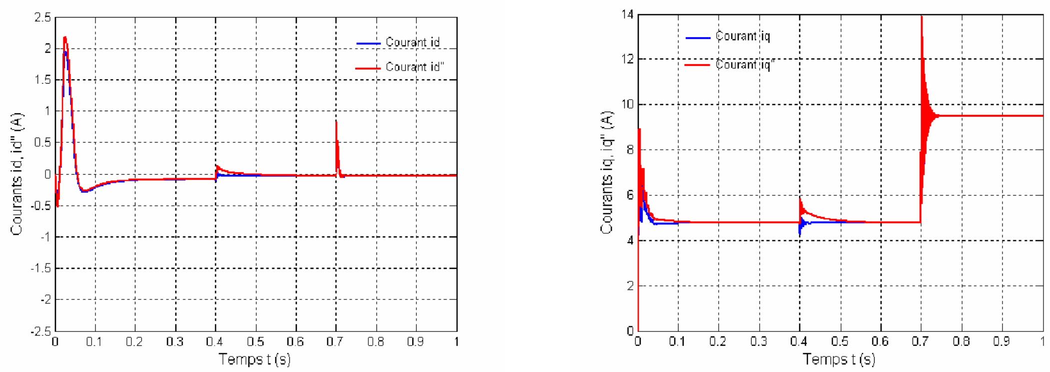


Fig. 2.13 Résultats de simulation de comparaison entre les réponses des courants i_d et i_q de la *MSAP* et de l'observateur

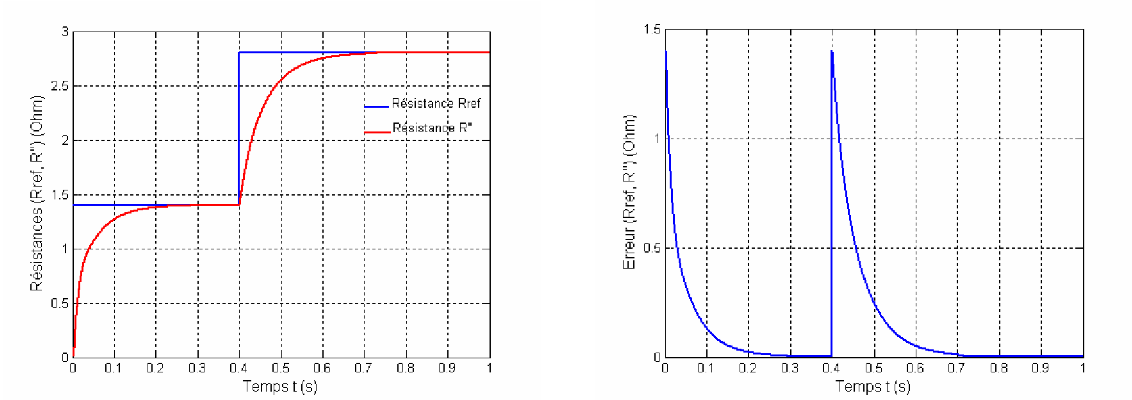


Fig. 2.14 Résultats de simulation de la réponse du bloc d'adaptation $\hat{R}$ par rapport à R_{ref}

Les gains de simulations d'observateur ainsi de régulateur sont respectivement :

K_d = 212; K_q = 212 et λ = 0.001.

Les résultats de simulation montrent que la dynamique prévue est respectée, et le découplage entre le flux et le couple est réalisé, ce qui implique l'efficacité et la robustesse même avec la variation de la résistance statorique, donc " *l'Observateur + le bloc d'adaptation* " exécuté son travail et adapté la résistance statorique, qui est changé avec le temps à cause les pertes *Joule* ensuite l'échauffement du stator.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la *MSAP*, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Le réglage de la vitesse de la *MSAP* par le régulateur *PI* donne de bonns résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, mais un comportement sensible aux variations des paramètres (résistance statorique).

On a présenté l'étude et l'application d'un observateur de *Luenberge*, et à travers les résultats obtenu, on peut dire que :

Le réglage avec un observateur adaptatif donne de très bonnes performances (erreur presque nulle entre les réponses de la machine avec l'observateur); et une robustesse par rapport aux variations paramétriques.

D'autres stratégies peuvent être utilisées pour atteindre ces objectifs.

Dans le chapitre suivant, il sera présenté la méthode de la commande non linéaire adaptative par *Backstepping* de la *MSAP*.

CHAPITRE TROIS

Commande Non Linéaire Adaptatif par *Backstepping* de la *MSAP*

INTRODUCTION

La conception d'un contrôleur donné dépend de la nature du système lui même et de la qualité des performances exigées. L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Les modèles résultants sont souvent non linéaires et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants. Il peut donc être nécessaire d'avoir recours à de nouvelles méthodes. Plusieurs techniques de synthèses des régulateurs sont disponibles et chacune d'elles dépend du degré des non linéarités et de l'ordre du système considéré. [19]

Nous proposons dans ce chapitre deux techniques de synthèse de correcteur non linéaire pouvant être utilisé dans l'industrie pour améliorer les performances des machines électriques. Nous introduisons tout d'abord la technique de linéarisation entrée sortie pour trouver une transformation permettant de compenser les non linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie et l'entrée complètement linéaire. Ensuite, les objectifs de stabilisation, poursuite, et rejection ou atténuation de perturbations conduisent à plusieurs types de problèmes de commande. La méthode de synthèse récursive de fonction de *Lyapunov* par *Backstepping* constitue la principale méthode utilisée dans ce mémoire.

3.1 PRINCIPE DE LA TECHNIQUE DE LINEARISATION AU SENS DES ENTREES-SORTIES

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu, plusieurs références décrivant la manière de l'appliquer sont disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie *y* et une nouvelle entrée *v*, en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques.
Soit un système d'ordre *n*, multi-entrées et multi-sorties, décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{3.1}$$

Avec :
u : Vecteur de commande (d'entrée);

f(x), *g(x)* : Champs de vecteurs ;

h(x) : Vecteur de sortie.

Les éléments des champs vectoriels *f*, *g* et *h* sont des fonctions lisses.

Si l'on considère le cas des systèmes avec *m* entrées et *m* sorties, en cherche un bouclage statique de la forme $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, tel que le comportement entrée-sortie du système (3.1) après bouclage soit linéaire et découplé. Ainsi on obtient un ensemble de *m* sous systèmes mono sotie indépendants où les entrées du sous système *i* n'affectent pas la sortie y_j et réciproquement.

Avec :

v : Nouvelle variable de commande du système linéaire ;

β : Matrice non singulière de dimension $m \times m$;

α : Vecteur de dimension $m \times 1$.

La nouvelle commande permet de ramener le comportement entrée-sortie du système, défini par l'équation (3.1) à celui d'un système linéaire, par différentiation des sorties y_i du système jusqu'à l'apparition des anciennes commande u_i en utilisant *la dérivée de Lie*.

3.1.1 Dérivée de Lie

Etant donnée la fonction scalaire continue $h_i(x)$ défini de $\Re^n \rightarrow \Re$ et un champs de vecteur *f(x)* continu défini de $\Re^n \rightarrow \Re^n$, la dérivé de *Lie* de $h_i(x)$ selon la direction du champ vectoriel *f(x)* est défini comme suit :

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^{n} \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x) \tag{3.2}$$

La dérivé de *Lie* d'ordre *k* est :

$$L_f^k h_i(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1} h_i)}{\partial x} f(x) \tag{3.3}$$

De la même manière, si g est un autre champ vectoriel, la fonction scalaire $L_g L_f h_i(x)$ est donnée par :

$$L_g L_f h_i(x) = \frac{\partial (L_f h_i)}{\partial x} g(x) \tag{3.4}$$

3.1.2 Technique de la commande non linéaire

L'application de la dérivé de *Lie* à la sortie y_j du système (3.1), donne la première dérivée comme :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^{m} u_i L_{gi} h_j \tag{3.5}$$

Lorsque la première dérivée de y_j ne dépend d'aucune entrée, alors $L_{gi} h_j = 0$, $\forall i \in \{1,...,m\}$ et la commande n'apparaît pas.

On continue la dérivation de y, jusqu'à ce qu'un des coefficients de commande ne soit pas nul. On peut écrire, dans ce cas :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^{m} L_{gi} L_f^{(r_j-1)} h_j u_i \tag{3.6}$$

Avec :

$L_{gi} L_f^{(rj-1)} h_j \neq 0$, $\forall x \in \Omega$, Ω : ensemble des états.

On appelle r_j le degré relative de la sortie y_j. r est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (3.6) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système :

$$r = \sum_{j=1}^{m} r_j \le n \tag{3.7}$$

On dit que le système (3.1) a pour degré relatif (r) s'il vérifie:

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \qquad 0 < k < r_j\text{-}1 \ , \ \ 1 \le j \le p \ \ , \ \ 1 \le i \le p$$

Et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \qquad k = r_j\text{-}1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à 1'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées sorties.

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u permettant de rendre linéaire la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (3.6) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & . & . & . & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x).u \tag{3.8}$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \ldots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

Et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \ldots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \ldots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ L_{g_t} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \ldots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Où :

D(x) : est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que *D(x)* n'est pas singulier, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = D(x)^{-1} \cdot (-\zeta(x) + v) \tag{3.11}$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage *D(x)* est inversible.

Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (3.1).

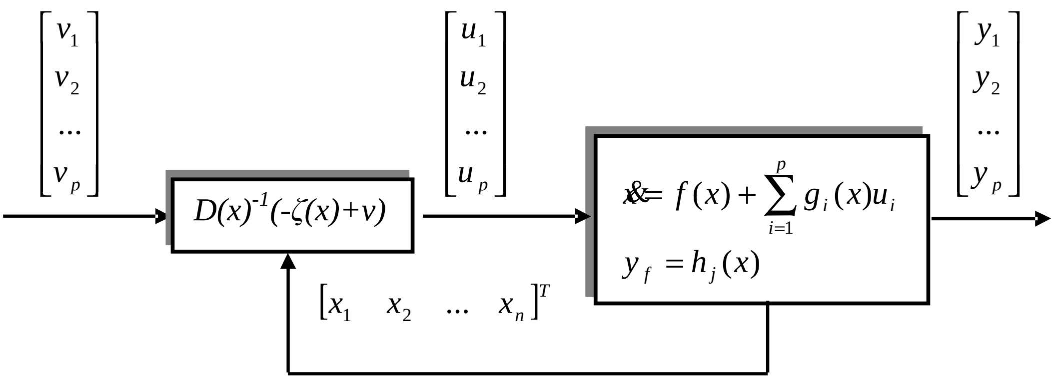


Fig 3.1 Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (3.11) dans (3.1), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(r_j)} = v_i \tag{3.12}$$

Où :

$$\left[y_1^{r_1} \quad . \quad . \quad . \quad y_p^{r_p}\right]^T = \left[v_1 \quad . \quad . \quad . \quad v_p\right]^T \tag{3.13}$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique avec la conception d'un nouveau vecteur d'entrée $v = \left[v_1 \quad . \quad . \quad . \quad v_p\right]^T$.

Remarquons que 1'expression (3.12) représente *p* intégrateurs en cascade comme il est indiqué par la figure (3.2).

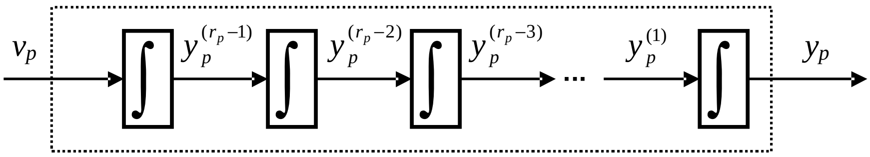


Fig 3.2 Dynamique du système linéarisé

3.1.3 Conception du nouveau vecteur de commande v

Le vecteur *v* est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + ... + k_1(y_{d_j} - y_j) \qquad 1 \le j \le p \tag{3.14}$$

Où les vecteurs $\left\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, ..., y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\right\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme $\mathrm{s}^{\mathrm{r_j}} + \mathrm{k}_{\mathrm{r_j}-1}\mathrm{s}^{\mathrm{r_j}-1} + ... + \mathrm{k}_2\mathrm{s} + \mathrm{k}_1$ soit un polynôme *d'Hurwitz* (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$ satisfait $\lim\limits_{t\to\infty} e_j(t) = 0$. [9], [20], [21], [22] Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (3.3).

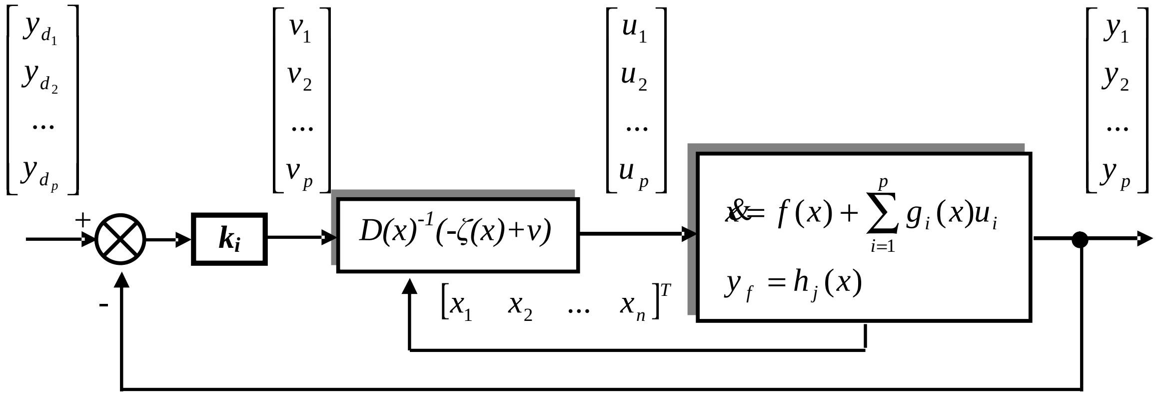


Fig 3.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.2 APPLICATION AU MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée sortie au modèle de la *MSAP*, permet de pouvoir commander séparément le courant i_d et la vitesse ω. avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous systèmes linéaires monovariables indépendants.

Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, courant,…). La dynamique du système linéaire est choisie par un placement de pôles.

3.2.1 Modèle de la MSAP commandée

Pour une commande en tension da la *MSAP*, le modèle complet correspondant dans le repère lie au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état : $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad \omega]^T$ et le vecteur de commande $u = [u_d \quad u_q]$.

$$
\begin{aligned}
\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} pwi_q + \frac{1}{L_d} u_d \\
\frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} pwi_d - \frac{\phi_f}{L_q} pw + \frac{1}{L_q} u_q \\
\frac{dw}{dt} &= \frac{3p}{2J} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} w
\end{aligned}
\tag{3.15}
$$

Le système d'équations est récrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit:

$$
\dot{x} = f(x) + g_1(x) \cdot u_d + g_2(x) \cdot u_q \tag{3.16}
$$

Avec:

Dans cette partie, nous présentons la technique trianglo-sinusoïdale destinée à la commande en tension d'un *MSAP*.

$$
f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} pwi_q \\ -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} pwi_d - \frac{\phi_f}{L_q} pw \\ \frac{3p}{2J} \left(\phi_f i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} w \end{bmatrix} \tag{3.17}
$$

Et :

$$
g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \qquad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.18}
$$

3.2.2 Choix des grandeurs de sortie

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de la vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statorique i_d est forcée à rester nulle en tout temps). Pour ce faire, on applique à son modèle une linéarisation au sens des entrées sorties qui assure un découplage tota1 entre les commandes et les sorties. Dans ce volet, les sorties doivent être la vitesse du rotor ω et le courant i_d :

$$y_1 = i_d \qquad \text{et} \qquad y_2 = \omega \tag{3.19}$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement nous mène à imposer $i_{dref} = 0$, tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être une trajectoire quelconque définie par a ω_{ref}.

3.2.3 Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée sortie est l'ordre du système égal le degré relatif
On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs de commande.

Pour la première sortie i_d on a :

$$y_1 = i_d = h_1(x) \tag{3.20}$$

En la dérivant, on aura :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_d + L_{g_2} h_1(x) u_q \\ &= \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot g_1(x) \cdot u_d + \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot g_2(x) \cdot u_q \\ &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} pwi_q + \frac{1}{L_d} u_d \end{aligned} \tag{3.21}$$

Ainsi, l'entrée u_d apparaît dans l'expression (3.21). On arrête ici et on note, pour cette sortie, un degré relatif $r = 1$.

Pour la deuxième sortie ω, on a:

$$y_2 = \omega = h_2(x) \tag{3.22}$$

En la dérivant, on a:

$$\begin{aligned}
\dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q \\
&= \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_1(x) \cdot u_d + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_2(x) \cdot u_q \\
&= \frac{3p}{2J}\left(\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q\right) - \frac{f}{J}\omega - \frac{1}{J} C_r
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Remarquons qu'aucune entrée n'apparaît. On est donc obligé de dériver une autre fois:

$$\begin{aligned}
\ddot{y}_2 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_1}(L_f h_2(x)) \cdot u_d + L_{g_2}(L_f h_2(x)) \cdot u_q \\
&= \frac{3p}{2J}\left(L_d - L_q\right) i_q \cdot f_1(x) + \frac{3p}{2J}\left(\phi_f + (L_d - L_q) i_d\right) \cdot f_2(x) - \frac{f}{J} \cdot f_3(x) \\
&+ \frac{3p}{2J}\frac{(L_d - L_q)}{L_d} i_q \cdot u_d + \frac{3p}{2J}\frac{\left(\phi_f + \left(L_d - L_q\right) i_d\right)}{L_q} \cdot u_q
\end{aligned} \tag{3.24}$$

Où :

$f_1(x)$, $f_2(x)$ et $f_3(x)$ sont donnés par (3.17).

Les deux entrées u_d et u_q apparaissent dans (3.24), et le degré relatif est donc $r_2 = 2$.

Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie y_1 et y_2 sont respectivement $r_1 = 1$ et $r_2 = 2$.

Donc, le degré relatif total est $r = r_1 + r_2 = n = 3$ et donc nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer. [23], [24], [25]

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n = 3$).

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques U et les dérivées des sorties $Y(x)$ est donnée par l'expression :

$$\left[\dot{y}_1 \quad \ddot{y}_2\right] = \zeta(x) + D(x)\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \tag{3.25}$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\, w\, i_q \\ \frac{3p}{2J}(L_d - L_q)\, i_q \cdot f_1(x) + \frac{3p}{2J}\left(\phi_f + \left(L_d - L_q\right) i_d\right) \cdot f_2(x) - \frac{f}{J} \cdot f_3(x) \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

Et :

$$D(x)=\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_d} & 0 \\ \dfrac{3p}{2JL_d}(L_d-L_q)\,i_q & \dfrac{3p}{2JL_q}(\phi_f+(L_d-L_q)\,i_d) \end{bmatrix} \tag{3.27}$$

Où :

D(x) : est appelée matrice de découplage du système.

3.2.4 Linéarisation du système

Pour linéariser le comportement entré sortie de la machine en boucle fermée, on applique le retour d'état non linéaire suivant :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1}\left[-\zeta(x)+\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}\right] \tag{3.28}$$

Le déterminant de la matrice de découplage *D(x)* est :

$$\det[D(x)] = \frac{3p\left(\phi_f+(L_d-L_q)i_d\right)}{2JL_dL_q} \neq 0$$

Donc :

$$D(x)^{-1}=\begin{bmatrix} L_d & 0 \\ \dfrac{-L_q(L_d-L_q)i_q}{(\phi_f+(L_d-L_q)i_d)} & \dfrac{2JL_q}{3p(\phi_f+(L_d-L_q)i_d)} \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

En remplaçant l'expression (3.28) dans celle donnée en (3.25) on obtient un système linéaire totalement découplé de la forme :

$$[\dot{y}_1 \quad \ddot{y}_2]^T = [v_1 \quad v_2]^T \tag{3.30}$$

Les nouvelles entrées v_1, v_2 doivent être conçues pour nous assurer que:

$$\lim_{t\to\infty} y_1 = i_{dref} \qquad \text{et} \qquad \lim_{t\to\infty} y_2 = w_{ref} \tag{3.31}$$

Pour cela, on procède par placement des pôles. Dans le cas général, et pour un problème de poursuite de trajectoires, on a :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{dref} + k_d \cdot (i_{dref} - i_d) \\ \ddot{w}_{ref} + k_{w_1} \cdot (\dot{w}_{ref} - \dot{w}) + k_{w_2} \cdot (w_{ref} - w) \end{bmatrix} \tag{3.32}$$

En boucle fermée, l'erreur de poursuite est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 + e_1 \cdot k_d = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{w_1} \cdot \dot{e}_2 + k_{w_2} \cdot e_2 = 0 \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} e_1 = i_{dref} - i_d \\ e_2 = w_{ref} - w \end{cases}$$

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure suivante :

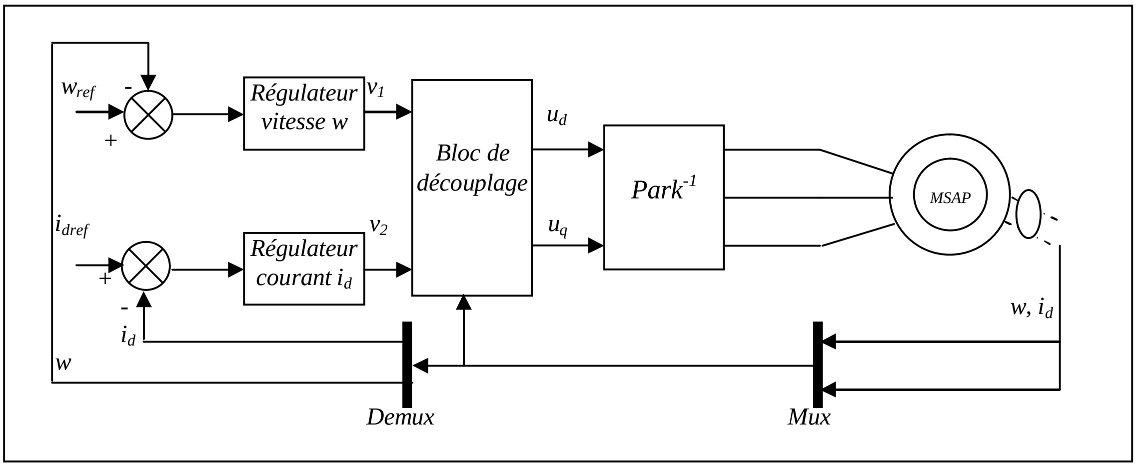


Fig 3.4 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.2.5 Synthèse des régulateurs

Pour assurer une parfaite régulation de courant i_d et de vitesse ω vers leurs références respectives i_{dref} et ω_{ref}, les variables v_1 et v_2 sont calculées par le système (3.32). Les coefficients k_d, k_{w1} et k_{w2} sont choisis tels que : $s + k_d$ et $s^2 + k_{\Omega_1} s + k_{\Omega_2}$ soient des polynômes d'*Hurwitz*. [26], [27]

Donc, on a choisi ces gains comme suit : $k_d = 1600$, $k_{w1} = 2500000$, $k_{w2} = 16500$.

3.2.6 Résultats de simulation

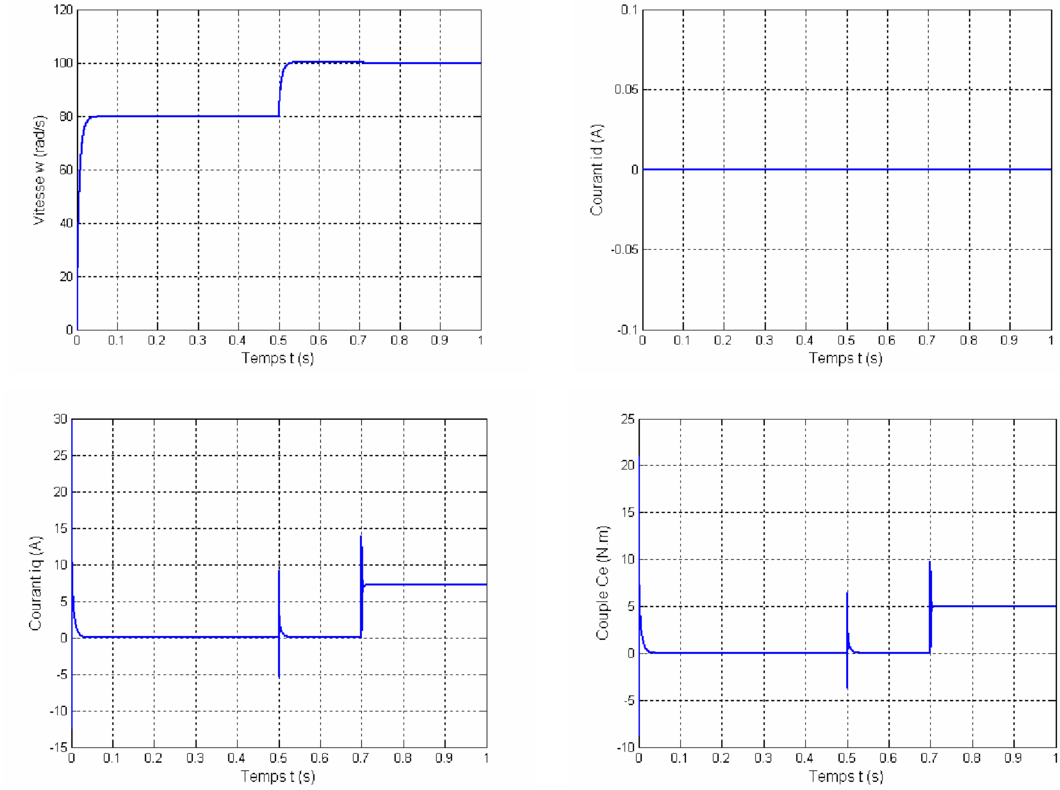


Fig. 3.5 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge (C_r=5 N/m à t=0.7s)

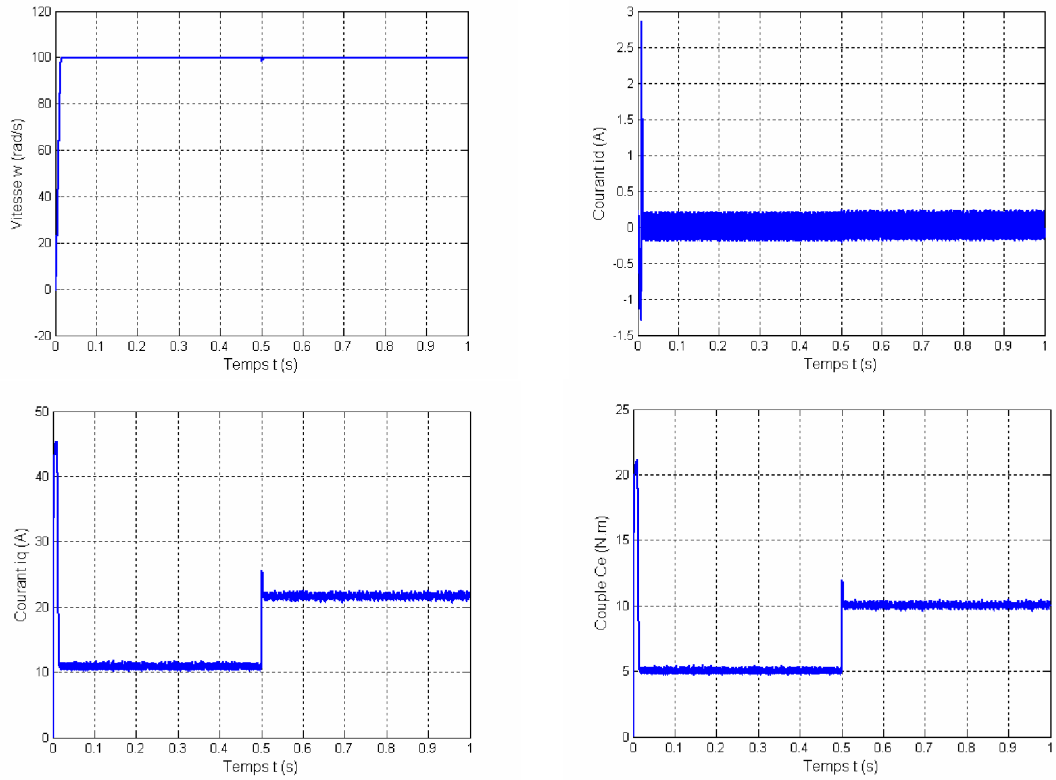


Fig. 3.6 Résultats de simulation avec des variations paramétriques (*Cr* et *R*)

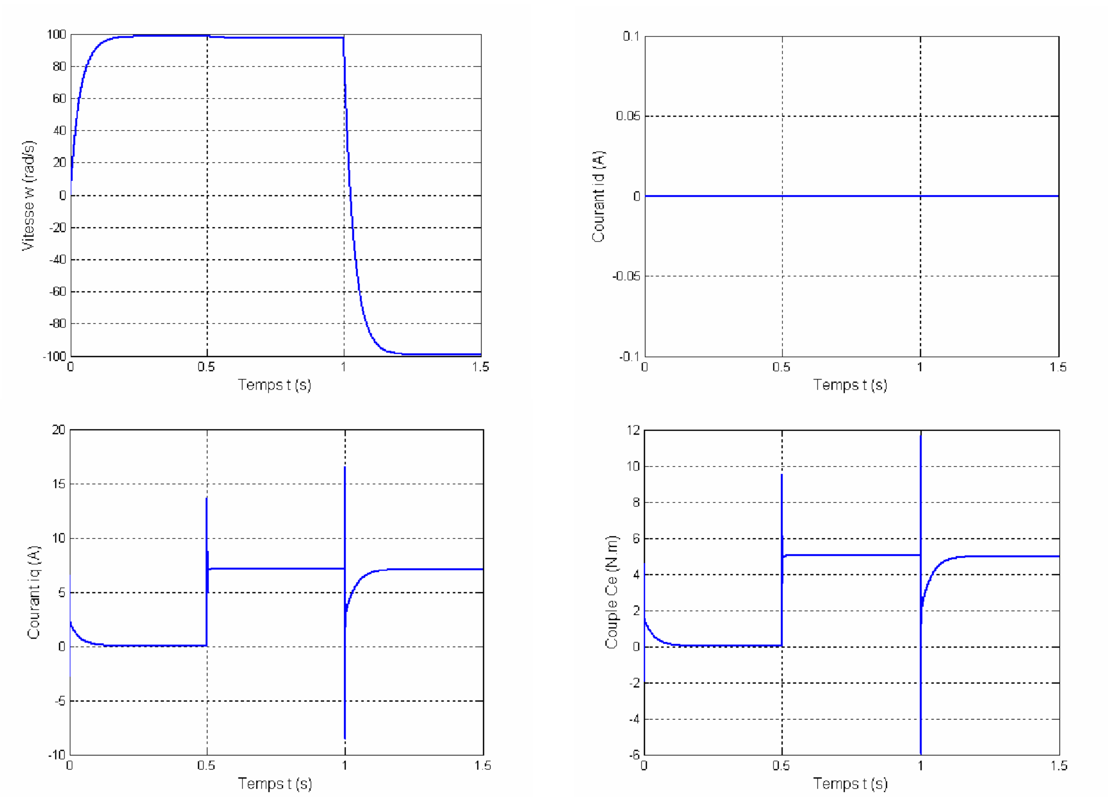


Fig. 3.7 Résultats de simulation lors d’inversion de la vitesse

Donc, la stratégie de commande par linéarisation entrée/sortie se ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplées, suivie de la synthèse du correcteur par placement de pôles.

Et parce que le comportement de la *MSAP* est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et il est sujet à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en oeuvre d'une stratégie de commande, on propose alors une synthèse de loi de commande utilisant une technique récursive, la commande adaptative par *Backstepping*.

3.3 COMMANDE PAR *BACKSTEPPING*

La conception d'un contrôleur pour un système non linéaire où le vecteur d'état est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile, voire impossible. La technique du *Backstepping* offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de *Lyapunov* (*fcl*) est une procédure du contrôleur récursive. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le *Backstepping* permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on soit en mesure de trouver, au moins pour un système scalaire, une fonction de contrôle de *Lyapunov* et une loi de commande qui stabilise son origine.

La commande par *Backstepping* a donné un nouvel essor à la commande des systèmes non linéaires qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Elle se base sur la deuxième méthode de *Lyapunov*, dont elle combine le choix de la fonction avec celui des lois de commande. Ceci permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

3.3.1 Conception de la commande par *Backstepping*

Afin d'illustrer le principe de la méthode de *Backstepping*, on considère le cas de système non linéaire de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f(x_1) + x_2, \\ \dot{x}_2 &= u \end{aligned} \tag{3.33}$$

Où:

$[x_1 \quad x_2]$: le vecteur d'état,

u: est l'entrée de commande.

Et $f(0)=0$, alors son origine (x_1 = 0, x_2 = 0) est un point d'équilibre du système défini par (3.33). La commande par *Backstepping* est développée ci-dessous :

Étape 1 :

Premièrement, on définit pour la sortie une trajectoire désirée x_{1d}, on introduit alors l'erreur de poursuite suivant :

$$\zeta = x_{1d} - x_1 \tag{3.34}$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{\zeta}_1 = \dot{x}_{1d} - \dot{x}_1 = \dot{x}_{1d} - f(x_1) - x_2 \tag{3.35}$$

Où les deux sont associées à la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}\zeta_1^2 \tag{3.36}$$

La dérivée de la fonction de *Lyapunov* s'écrit :

$$\dot{V}_1 = \zeta_1\dot{\zeta}_1 = \zeta_1\left(\dot{x}_{1d} - \dot{x}_1\right) = \zeta_1\left(\dot{x}_{1d} - f(x_1) - x_2\right) \tag{3.37}$$

L'état x_1 est ensuite utilisé comme commande intermédiaire afin de garantir la stabilité de (3.35). On définit pour cela une *commande virtuelle* :

$$x_{2\alpha} = a_1\zeta_1 + \dot{x}_{1d} - f(x_1) \tag{3.38}$$

Où :

$x_{2\alpha}$: la valeur désirée de x_2.

a_1 : une constante positive permettant d'assurer la négativité de V, donc la convergence de l'erreur vers 0:

$$\dot{x}_{2\alpha} = a_1\dot{\zeta}_1 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1) \tag{3.39}$$

Étape 2 :

Il apparaît une nouvelle erreur :

$$\zeta_2 = x_{2\alpha} - x_2 = a_1\zeta_1 + \dot{\zeta}_1 \;\Rightarrow\; \dot{\zeta}_1 = \zeta_2 - a_1\zeta_1 \tag{3.40}$$

Sa dérivée s'écrit comme suit :

$$\dot{\zeta}_2 = \dot{x}_{2\alpha} - \dot{x}_2 = a_1\zeta_1 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1) - u \tag{3.41}$$

Pour tenir compte de cette erreur, la fonction candidate de *Lyapunov* V_1 précédente (3.36) est augmentée d'un autre terme, tel que :

$$V_2 = \frac{1}{2}\zeta_1^2 + \frac{1}{2}\zeta_2^2 \tag{3.42}$$

Ainsi que sa dérivée :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= \zeta_1\dot{\zeta}_1 + \zeta_2\dot{\zeta}_2 \\ &= \zeta_1(\zeta_2 - a_1\zeta_1) + \zeta_2(\dot{\alpha}_1 - u) \\ &= -a_1\zeta_1^2 + \zeta_2(\dot{\alpha}_1 - u + \zeta_1) \\ &= -a_1\zeta_1^2 + \zeta_2(a_1\zeta_1 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1) - u + \zeta_1)\end{aligned} \tag{3.43}$$

L'expression entre parenthèse doit être égale à $-a_2\zeta_2$ (a_2 une constante positive), ce qui donne la loi de commande finale suivante u pour assurer la négativité de la fonction de *Lyapunov* :

$$\begin{aligned}u &= a_1\dot{\zeta}_1 + \zeta_1 + a_2\zeta_2 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1) \\ &= (a_1 + a_2)\zeta_2 + (1 - a_1^2)\zeta_1 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1)\end{aligned} \tag{3.44}$$

De telle sorte que :

$$\dot{V}_2 = -a_1\zeta_1^2 - a_2\zeta_2^2 \le 0 \tag{3.45}$$

Et V_2 apparaît maintenant comme une fonction de *Lyapunov* pour le système (3.33), ce qui prouve la stabilité asymptotique vers l'origine.

Donc, l'avantage globale de la technique du *Backstepping* est sa *flexibilité* par le choix simple des fonctions stabilisantes α_i sans élimination des non-linéarités afin de rendre négative la fonction $\dot{V}_i$. [17], [19], [30]

Signal
de référence

Sortie

Signal de
Commande

Fig. 3.10 Schéma de principe de la commande adaptative par *Backstepping*

3.4 APPLICATION DE LA COMMANDE NON LINEAIRE ADAPTATIVE PAR *BACKSTEPPING* AU *MSAP*

Le modèle de la *MSAP* est donné par le système d'équation (3.15) par l'utilisation des courants statorique et la vitesse mécanique comme variables d'état, et les tensions statorique comme commandes :

Depuis la première partie, il a été établi la commande par linéarisation entrée sortie. Mais on ne peut pas appliquer cette méthode s'il y a des variations dans les paramètres de la machine. La commande *E*/*S* ne peut être qu'adaptative.

Nous utilisons maintenant la technique de commande *Adaptative* par *Backstepping*, développé pour les systèmes non linéaires avec des incertitudes paramétriques, pour réaliser les objectifs de poursuite des consignes et de régulation.

Dans l'article [27], les paramètres à estimer sont : la résistance statorique R_s, le couple résistant C_r, et le coefficient de frottement f, mais Pour notre cas, on considère la résistance statorique R_s, le couple résistant C_r comme des paramètres inconnu à estimer et à adapter, en supposant que les frottements visqueux sont négligeable. On suppose que :

$$\begin{aligned} R_s &= R_{sn} + \Delta R_s \\ C_r &= C_{r\,n} + \Delta C_r \end{aligned} \tag{3.46}$$

Où :

R_{sn}, $C_{r\ n}$: les valeurs nominales de la résistance statorique et le couple résistant respectivement;

ΔR_s, ΔC_r : les différences entre les valeurs réelles et les valeurs nominales.

Alors, on peut récrire le système (3.46), en considérant les incertitudes sur les paramètres cités ci-dessus, comme suit :

$$\dot{x} = \bar{f}(x) + \Delta f(x) + g_1(x)\cdot u_d + g_2(x)\cdot u_q \tag{3.47}$$

Où :

$$x = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega \end{bmatrix}^T ; \quad g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T ; \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{f}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sn}}{L} i_d + p\omega\, i_q \\ -\frac{R_{sn}}{L} i_q - p\omega\, i_d - \frac{p\phi}{L}\omega \\ \frac{3p\phi}{2J} i_q - \frac{f}{J}\omega - \frac{C_{rn}}{J} \end{bmatrix} \quad ; \quad \Delta f(x) = \begin{bmatrix} \frac{-\Delta R_s}{L} i_d \\ \frac{-\Delta R_s}{L} i_q \\ \frac{-\Delta C_r}{J} \end{bmatrix}$$

En suite, on applique l'algorithme de synthèse du contrôleur étape par étape comme suit :

<u>1ère Etape:</u>

On définit tout d’abord les nouvelles variables suivantes:

$$Z_1 = h_1(x) = \omega \; ; \quad Z_2 = L_{\bar{f}} h_1(x) = \frac{d\omega}{dt} \; ; \quad Z_3 = h_2(x) = i_d \tag{3.48}$$

Le système d’équation d'état de la forme normale correspondant au système (3.47) peut être écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 + L_{\Delta f} h_1 \\ \dot{Z}_2 &= L_{\bar{f}}^2 h_1 + L_{g1} L_{\bar{f}} h_1 u_d + L_{g2} L_{\bar{f}} h_1 u_q + L_{\Delta f} L_{\bar{f}} h_1 \\ \dot{Z}_3 &= L_{\bar{f}} h_2 + L_{g1} h_2 u_d + L_{g2} h_2 u_q + L_{\Delta f} h_2 \end{aligned} \tag{3.49}$$

On définit les incertitudes des paramètres comme suit :

$$\theta_1 = -\frac{\Delta R_s}{L} \;\; ; \quad \theta_2 = -\frac{\Delta C_r}{J}$$

Le système (3.49) s'écrit alors comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 + \theta_2 \\ \dot{Z}_2 &= L_{\tilde{f}}^2 h_1 + \bar{u}_d - \frac{f}{J}\theta_2 + \frac{3p\phi}{2J}\theta_1 i_q \\ \dot{Z}_3 &= L_{\tilde{f}} h_2 + \bar{u}_q + \theta_1 i_d \end{aligned} \tag{3.50}$$

Où :

$$\bar{u}_d = L_{g2} L_{\tilde{f}} h_1 u_q \qquad \bar{u}_q = L_{g1} h_2 u_d \tag{3.51}$$

Pour la conception du contrôleur par *Backstepping* adaptative, on définit ensuit le modèle de référence utilisé pour conduire la sortie du système vers la dynamique désirée :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_{m1} \\ \dot{Z}_{m2} \\ \dot{Z}_{m3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_{m1} & -k_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & -k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{m1} \\ Z_{m2} \\ Z_{m3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{m1} & 0 \\ 0 & k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{ref} \\ i_{dref} \end{bmatrix} \tag{3.52}$$

Où :

Z_{m1}, Z_{m2} et Z_{m3} : les états de référence;

k_{m1}, k_{m2} et k_{m3} : les gains désigne;

ω_{ref} et i_{dref} : les référence de vitesse et de courant i_d.

A partir du modèle de référence, on peut évaluer les performances du système à partir des erreurs entre le modèle dynamique de la *MSAP* et ce modèle :

$$e = \begin{bmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} Z_1 - Z_{m1} & Z_2 - Z_{m2} & Z_3 - Z_{m3} \end{bmatrix}^T \tag{3.53}$$

En utilisant la transformation suivante : [27]

$$\tilde{U} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_d + k_{m1} z_{m1} + k_{m2} z_{m2} - k_{m1} w_{ref} \\ \bar{u}_q + k_{m3} z_{m3} - k_{m3} i_{dref} \end{bmatrix} \tag{3.54}$$

Les équations différentielles des erreurs seront données par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2 + \theta_2 \\ \dot{e}_2 &= L_{\bar{f}}^2 h_1 - \frac{f}{J}\theta_2 + \frac{3p\phi}{2J} i_q \theta_1 + \tilde{u}_d \\ \dot{e}_3 &= L_{\bar{f}} h_2 + i_d \theta_1 + \tilde{u}_q \end{aligned} \tag{3.55}$$

2^eme^ Etape:

Pour la 1^ere^ équation de (3.55), si θ_2 est connu, on peut prendre e_2 comme une nouvelle entrée de commande, et le contrôleur $\alpha = -k_1 e_1 - \theta_2$ peut établir la stabilité par la fonction de *Lyapunov* condidate.

Mais, actuellement e_2 n'est pas la commande réelle, en plus il y a des incertitudes dans les paramètres du système.

Donc, on considère les erreurs suivantes dans les incertitudes des paramètres :

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_1 &= \theta_1 - \hat{\theta}_1 \\ \tilde{\theta}_2 &= \theta_2 - \hat{\theta}_2 \end{aligned} \qquad \theta_1 = -\frac{\Delta R_s}{L}; \;\; \theta_2 = -\frac{\Delta C_r}{J} \tag{3.56}$$

Où :

$\hat{\theta}_1 ; \hat{\theta}_2$: les estimation de θ_1 et θ_2 respectivement,

$\tilde{\theta}_1 ; \tilde{\theta}_2$: les erreurs estimés entre les valeurs réelles inconnu et leurs estimations respectivement.

Alors on définit la commande virtuelle α pour e_2 comme suit:

$$\alpha = -k_1 \bar{e}_1 - \hat{\theta}_2 \tag{3.57}$$

En suite, on définit les nouvelles variables des erreurs :

$$\bar{e}_1 = e_1; \;\; \bar{e}_2 = e_2 - \alpha; \;\; \bar{e}_3 = e_3 \tag{3.58}$$

En dérivant on aboutit à :

$$\begin{aligned}
\dot{\bar e}_1 &= -k_1 e_1 + \bar e_2 + \tilde\theta_2 \\
\dot{\bar e}_2 &= L_{\bar f}^2 h_1 + \tilde u_d - \frac{f}{J}(\tilde\theta_2 + \hat\theta_2) + \frac{3p\phi}{2J} i_q (\tilde\theta_1 + \hat\theta_1) - \frac{d\alpha}{dt} \\
\dot{\bar e}_3 &= L_{\bar f} h_2 + \tilde u_q + (\tilde\theta_1 + \hat\theta_1) i_d
\end{aligned} \tag{3.59}$$

Où :

$$\frac{d\alpha}{dt} = -k_1 \dot{\bar e}_1 - \dot\theta_2 \tag{3.60}$$

Donc, on peut faciliter la commande non linéaire adaptative par la fonction de *Lyapunov* condidate.

<u>3</u>[eme] ***<u>Etape:</u>***

La définition de cette fonction est :

$$V = \frac{1}{2}\bar e_1^2 + \frac{1}{2}\bar e_2^2 + \frac{1}{2}\bar e_3^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde\theta_1^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde\theta_2^2 \tag{3.61}$$

Où :

γ_1, γ_2 : sont des constantes positives.

A partir de (3.59) et (3.61), on peut dériver la fonction de *Lyapunov* :

$$\dot V = \bar e_1 \dot{\bar e}_1 + \bar e_2 \dot{\bar e}_2 + \bar e_3 \dot{\bar e}_3 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde\theta_1 \dot{\tilde\theta}_1 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde\theta_2 \dot{\tilde\theta}_2 \tag{3.62}$$

Et pour assurer $\dot V \le 0$, on écrire $\dot V$ sous la forme :

$$\dot V = -\left(k_1 \bar e_1^2 + k_2 \bar e_2^2 + k_3 \bar e_3^2\right) \tag{3.63}$$

Où :

$$\tilde\theta = \theta - \hat\theta \;\Rightarrow\; \dot{\tilde\theta} = \dot\theta - \dot{\hat\theta} \;\; / \;\; \dot\theta = 0$$
$$\Rightarrow\; \dot{\tilde\theta} = -\dot{\hat\theta}$$

Donc :

$$\begin{aligned}\dot{V} = & -k_1\bar{e}_1^2 + \tilde{\theta}_1\left[\frac{3p\phi}{2J} i_q \bar{e}_2 + i_d \bar{e}_3 - \frac{1}{\gamma_1}\dot{\theta}_1\right] + \tilde{\theta}_2\left[\bar{e}_1 - \frac{f}{J}\bar{e}_2 + k_1\bar{e}_2 - \frac{1}{\gamma_2}\dot{\theta}_2\right] \\ & + \bar{e}_2\left[\bar{e}_1 + L_{\bar{f}}^2 h_1 + \tilde{u}_d - \frac{f}{J}\hat{\theta}_2 + \frac{3p\phi}{2J}\hat{\theta}_1 i_q + k_1(-k_1\bar{e}_1 + \bar{e}_2) + \dot{\theta}_2\right] + \bar{e}_3\left[L_{\bar{f}} h_2 + \tilde{u}_q + \hat{\theta}_1 i_d\right]\end{aligned} \tag{3.64}$$

On ajoute les lois d'adaptation de θ_1 et θ_2 :

$$\begin{aligned}\dot{\theta}_1 &= \gamma_1\left(\frac{3p\phi}{2J} i_q \bar{e}_2 + i_d \bar{e}_3\right) \\ \dot{\theta}_2 &= \gamma_2\left(\bar{e}_1 - \frac{f}{J}\bar{e}_2 + k_1\bar{e}_2\right)\end{aligned} \tag{3.65}$$

Et, les sorties de commande $\tilde{u}_d$ et $\tilde{u}_q$ sont :

$$\begin{aligned}\tilde{u}_d &= -k_2\bar{e}_2 - L_{\bar{f}}^2 h_1 - \frac{3p\phi}{2J}\hat{\theta}_1 i_q + \frac{f}{J}\hat{\theta}_2 - k_1(-k_1\bar{e}_1 + \bar{e}_2) - \bar{e}_1 - \dot{\theta}_2 \\ \tilde{u}_q &= -k_3\bar{e}_3 + L_{\bar{f}} h_2 - \hat{\theta}_1 i_d\end{aligned} \tag{3.66}$$

3.4.1 Schéma bloc de simulation

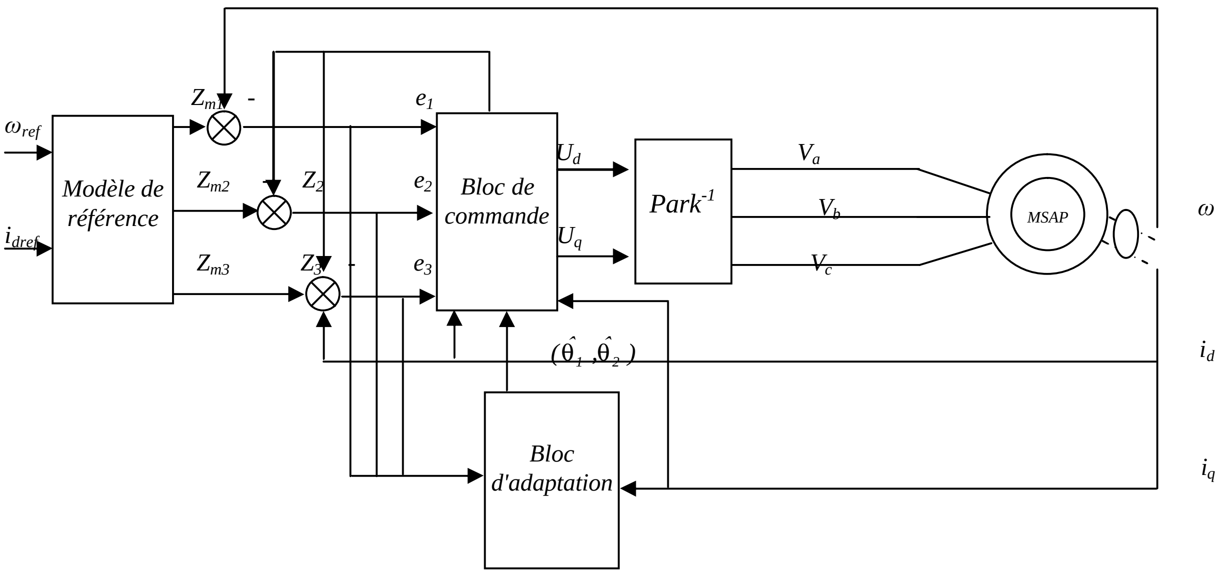


Fig. 3.11 Diagramme de simulation non linéaire adaptative par *Backstepping*

3.4.2 Résultats de simulation

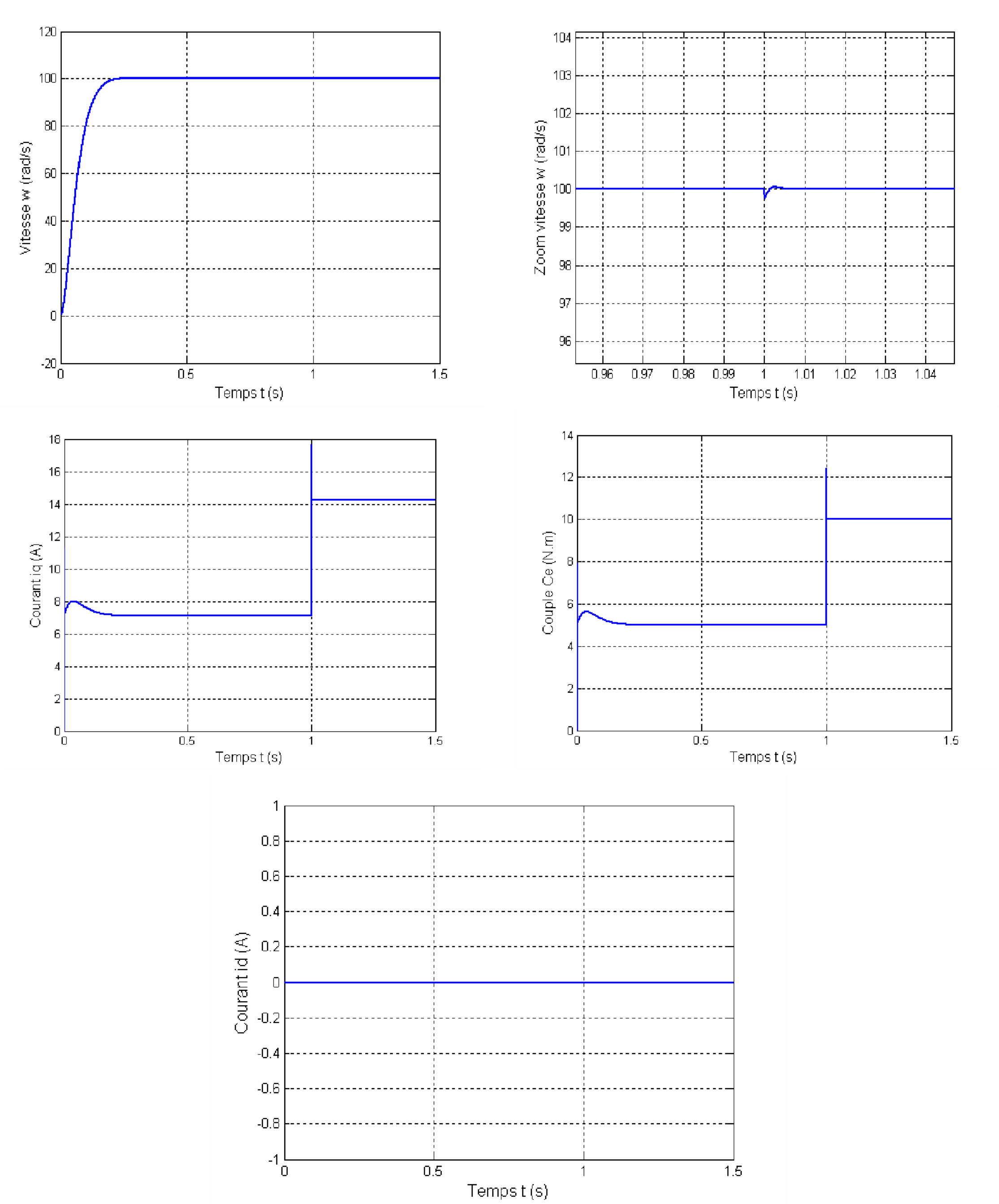


Fig. 3.11 Résultats de simulation lors des variations paramétriques $R' = 2R$ à $t = 0.5\ s$, $C'_r = 2C_r$ à $t = 1s$

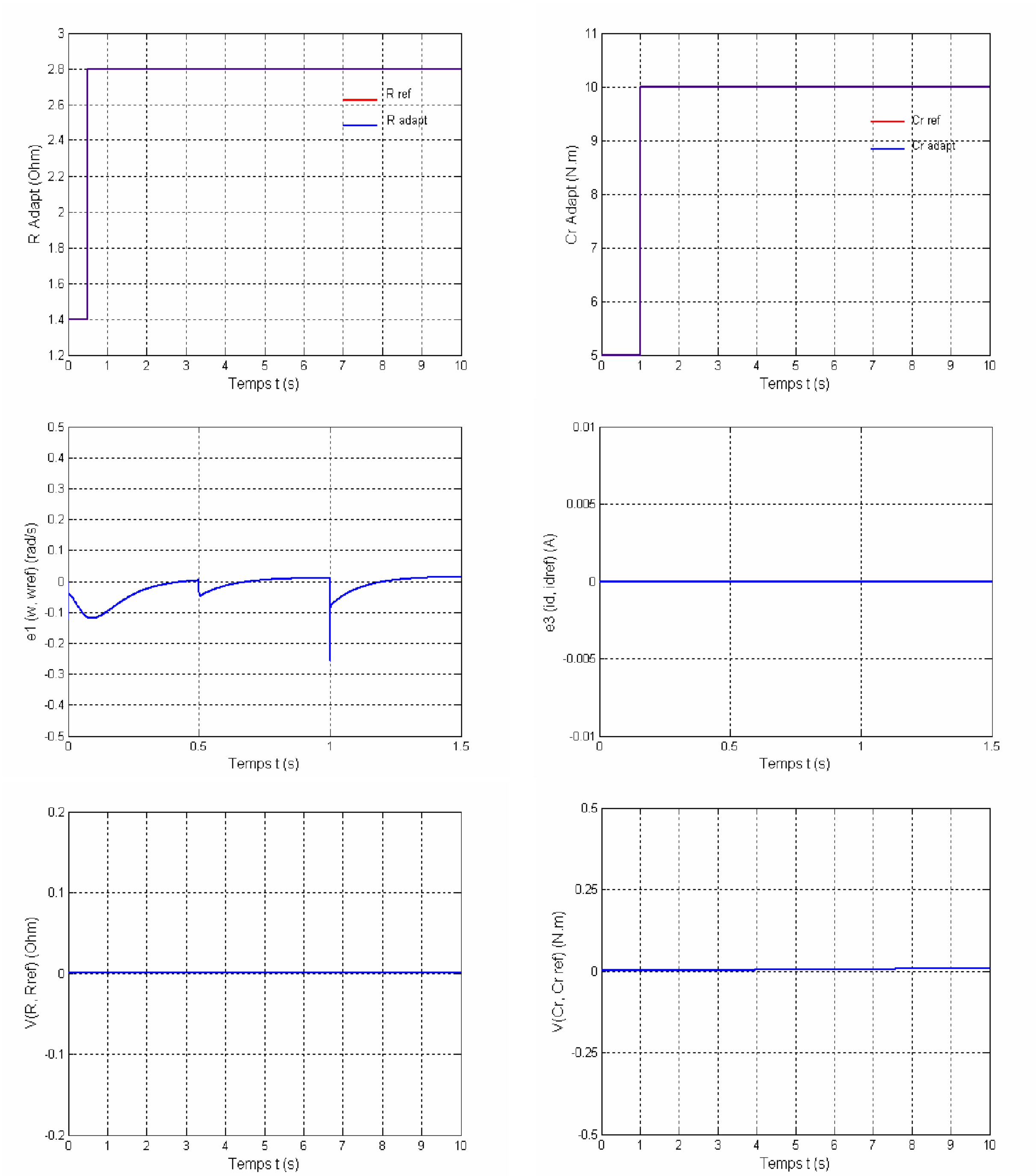


Fig. 3.12 Comparaison entre les valeurs réelle de : la résistance R et du couple résistant C_r et les valeurs estimées et l'erreur entre les valeurs de référence et les valeurs actuel de : la vitesse ω et de courant i_d ; les paramètres estimé (R, C_r);.

CONCLUSION

Dans cette section, on a appliqué la commande non linéaire adaptative par *Backstepping* à la *MSAP*, sous l'effet des incertitudes dans les paramètres (résistance statorique, couple résistant).

La technique de linéarisation entrée sortie est utilisée pour simplifier la non linéarité du système, et le suivi de sa réponse à un modèle de référence.

Ensuite, les lois d'adaptation paramétrique et les lois de contrôle final sont tirées étape par étape.

L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse actuelle de modèle de la *MSAP* converge vers zéro, et la robustesse à l'encontre des paramètres incertains est accomplie.

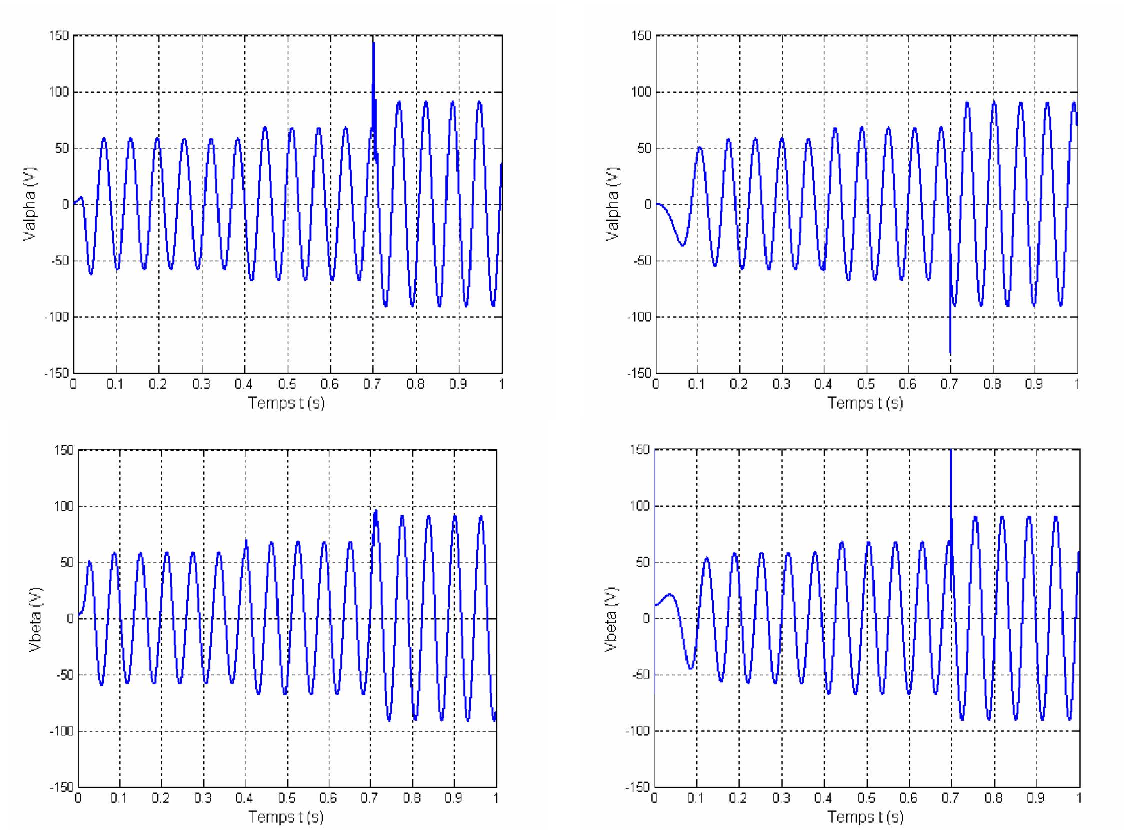
SECTION *DEUX* : ETUDE COMPARATIVE

INTRODUCTION

Dans le chapitre deux et la section précédent, nous avons présentés les deux méthodes de commande qu'on a décidées d'appliquer à la *MSAP* avec en plus les résultats de simulations. La commande vectorielle avec une adaptation des paramètres par utilisation d'un observateur de *Leunberger*, et la commande par linéarisation entrée sortie adaptative par *Backstepping*. Nous proposons dans ce chapitre une comparaison entre les deux techniques, tenant compte de la qualité d'alimentation, de la qualité des réponses aux différentes commandes, la simplicité de méthode par rapport à l'autre, et en fin la robustesse par rapport aux incertitudes paramétriques.

3.5. Qualité d'alimentation

Pour assurer une comparaison juste, il faut étudier les deux méthodes de commande dans les mêmes conditions, c'est-à-dire que les caractéristiques d'alimentation doivent être les même :



a. Les tensions V_α, V_β de la commande vectorielle avec une adaptation paramétrique

b. Les tensions V_α, V_β de la commande non linéaire adaptative par Backstepping

Fig. 3.13 Qualité d'alimentation pour les deux techniques de commande

A partir de ces résultats, on remarque que l'alimentation de la machine a les mêmes caractéristiques, soit : à vide, en charge ou sous l'effet des variations paramétriques.

3.6. Etapes des deux méthodes

3.6.1 Commande vectorielle avec adaptation paramétrique

La commande vectorielle de la *MSAP*, utilise des régulateurs *PI* et nécessite une connaissance précise de la position du rotor qui assure l'autopilotage de la machine. Cette connaissance peut être obtenue directement par un capteur de position ou indirectement par un capteur de vitesse.

Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples : augmente le volume et le coût global du système. Leur installation exige un calage relatif au stator, opération qui diminue la fiabilité du système.
Toutefois, les paramètres de la machine peuvent varier en cours de fonctionnement, dans ce cas on a choisi un observateur de *Leunberger* pour l'estimation de ces paramètres et on montre que cet estimateur améliore la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

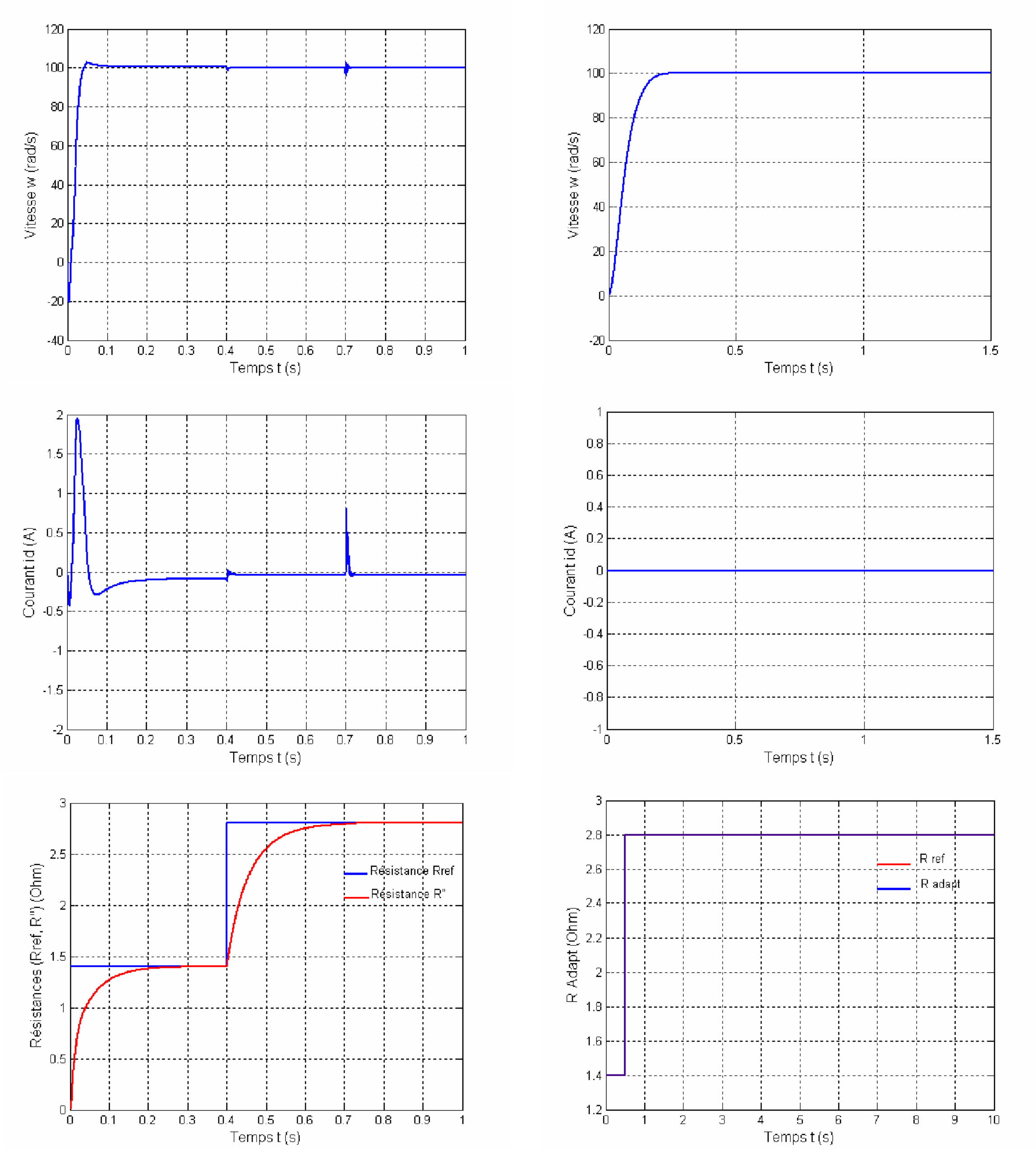
Donc, la commande vectorielle éliminée la non linéarité du modèle de la machine, et sa robustesse est lié de l'évolution des ses paramètres.

3.6.2 Commande non linéaire adaptative par Backstepping

La linéarisation entrée-sortie signifie la génération d'une relation différentielle entre la sortie et une nouvelle entrée, et l'idée c'est la transformation de la dynamique de la machine en une forme linéaire. Puisque les paramètres peuvent varier, on applique la commande adaptative en ligne pour améliorer la performance de la commande en présence des perturbations. On choisit tout particulièrement la technique du *Backstepping* qui est caractérise par sa flexibilité pour le choix des fonctions stabilisantes α_i qui sont choisies simplement sans éliminer toutes les non linéarités afin de rendre la fonction $\dot{V}_i$ négative, ce type de loi de commande permet d'aborder le système considéré comme une succession de sous-systèmes élémentaires, ce qui permet une prise en compte progressive des problèmes de robustesse pouvant se poser.

Les résultats de simulation à titre comparatif montrent ce qui suit :

3.7 Résultats de simulation



a. Les réponses de la vitesse ω, courant i_d et la résistance R adapté de la commande vectorielle avec une adaptation paramétrique

b. Les réponses de la vitesse ω, courant i_d et la résistance R adapté de la commande non linéaire adaptative par Backstepping

Fig. 3.14 Résultats de simulation de la *MSAP* pour les deux techniques de commande

On remarque que la vitesse de rotation est similaire pour les deux commandes comme il est montré sur les figures (3.14.a et 3.14.b), mais on ajoute la différence dans la plage d'application les changements des paramètres, et on remarque bien ça dans les réponses de courant i_d où les erreurs de suivi sont moins importantes en utilisant la commande par

Backstepping que la commande vectorielle adaptative, même chose pour la réponse de l'adaptation de la résistance statorique.

Conclusion

A partir de là, on peut affirmer que : si on applique les même conditions d'alimentation de la machine, nous constatons que la commande par *Backstepping* donne de meilleurs résultats que la commande vectorielle avec un observateur d'état, et les résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande. On peut directement conclure que parmi les commandes testées, la commande par *Backstepping* est la meilleure soit pour assurer le découplage entre le flux et le couple de la machine, ou pour la bonne adaptation des paramètres qui varie dans le temps de fonctionnement.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les systèmes industriels ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires.

Pour notre cas le système non linéaire avec des incertitudes dans ses paramètres, c'est une Machine Synchrone à Aimants Permanents.

Dans ce travail plusieurs méthodes de commande prenant en charge ces problèmes, et simultanément assurer de bonnes performances de suivit de trajectoire et de rejet de perturbation sont utilisées.

ü On a étudié et simulé le modèle de la machine alimentée par un onduleur de tension autopiloté pour valider le modèle, ensuite on a appliqué une commande en boucle fermée en termes de la commande vectorielle, pour assurer le découplage du couple et du flux afin d'améliorer les performances.

ü Devant l’insuffisance des performances dynamiques du régulateur *PI* utilisé dans le réglage de la vitesse, vis à vis des perturbations et incertitudes paramétriques, nous avons fait appel à un observateur d’état pour reconstruire les incertitudes dans les paramètres de la machine (résistance statorique).

ü Toutefois, les résultats montrent que la commande vectorielle dotée d'un observateur d'état de *Luenberger* permet, en générale, d’obtenir des résultats satisfaisants par rapport, à la fois, aux grandeurs de consigne et aux perturbations.

ü Autres méthodes de commande sont appliquées à titre comparatif, premièrement pour linéariser le modèle non linéaire de la *MSAP*, et assurer le découplage entre le couple et le flux. En introduisant des incertitudes paramétriques, comme, sur la résistance statorique, les performances se dégradent.

Les essais montrent que le contrôleur synthétisé par la technique du *Backstepping* permet de mieux gérer le compromis entre la robustesse et les performances demandées.

La méthode de contrôle par *Backstepping* montre un meilleur suivi de trajectoire et de stabilisation par rapport aux incertitudes. Les performances obtenues par simulation présentent l'importance de cette commande par rapport aux autres commandes puis qu'elle permet de réduire l'incertitude sur la résistance et le couple résistant et améliore la robustesse de la commande par rapport à cet aspect.

ü En fin, une comparaison entre les méthodes utilisées permet de souligner l'avantage de la commande par *Bakcstepping* du fait qu'elle ne conduit pas à l'annulation des non linéarités utiles et permet de poursuivre des objectifs de stabilisation ou de poursuite, plutôt que des objectifs de linéarisation.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[1] Jason Lau, M. N. Uddin, "Performance of a Non Linear Controller Based *IPMSM* Drive", Departement of Electrical Engineering, Lakehead University, Canada, IEEE 2004.

[2] L. Ben Amor, L. A. Dessaint, M. Ghribi and O. Akhrif, "Adaptive Non Linear Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor", Ecole de Technologie Supérieure, Canada, IEEE 1994.

[3] M. sebba, A. Chaker, Y. Meslem, S. Hassaine, "Commande en vitesse du moteur Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Etat de Luenberger", 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP 2007.

[4] Abder-Rezak Benaskeur, André Desbiens, "Backstepping – Based Adaptive PID Control", University Laval, Québec, 2001.

[5] Claude Divoux, "La Machine Synchrone à Aimants Permanent", 1999.

[6] Adel Merabet, "Commande Non Linéaire à Modèle Prédictif pour une Machine Synchrone", Québéc, Mai 2007.

[7] Gabriel-Octavian Cimuca, "Système Inertiel de Stockage d'Energie Associe a des Générateurs Eoliens", Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Centre de Lille, 2007.

[8] Babak Nahid Mobarakeh, "Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machine Synchrone à Aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification "en Ligne" des Paramètres", Institut National Polytechnique de Lorraine, 2001.

[9] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.

[10] Théodore Wildi, "Eléctrotechnique", 3^{em} Edition, Institut de Recherche d'Hydro-Québec, 2003.

[11] Lamine Kisrane, "Commande Non Linéaire de la Machine Induction "Aspect Expérimental", Université de Batna, Magistère 2008.

[12] Thierry Lubin, "Modélisation et Commande de la Machine Synchrone à Réluctance Variable prise en compte de la Saturation Magnétique", Université Henri Poincaré, Nancy, Doctorat 2003.

[13] Ameur Aissa, "Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un Observateur d'ordre complet à Mode Glissant", Université de Batna, Magistère 2005.

[14] Chibani Amel, "Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Asynchrone", Université de Batna, Magistère 2005.

[15] Leroux Joel, "Filtre de *Kalman*", 2000.

[16] J. P. Gauthier, "Deterministic Observation : Theory and application", Cambridge University, Press 2001.

[17] Farag Abdulglil, "Commande Non Linéaire dans les Systèmes de Forage Pétrolier : Contribution la Suppression du Phénomène de "Stick-Slip"", Université Paris XI.

UFR, Scientifique d'Orsay, Doctorat 2006.

[18] Nait Said. M. S, "Observateurs d'Etat", Cours Magistère, Université de Batna, 2006

[19] Roosta Ali-Réza, "Contribution à la Commande Décentralisée Non Linéaire des réseaux électriques", Institut National Polytechnique de Grenoble, Doctorat 2007.

[20] H. K. Khalil, "Systèmes Multivariable II, Systèmes Non Linéaires", Dr : Philippe Müllhaupt, Prentice Hall 2002.

[21] Makouf. A, "Commande Non Linéaire", Cours Magistère, Université de Batna, 2006

[22] Jean-François Dulhoste, "Contribution à la commande Non Linéaire de Système d'Irrigation", Institut National Polytechnique de Grenoble, Doctorat 2001.

[23] "Commande par Retour d'Etat Non Linéaire d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Imposition d'une Trajectoire", CE 11, Biskra.

[24] A. Meroufel, M. Massoum, B. Belabbes,"Linéarisation Entrée-Sortie de la Machine Asynchrone Alimentée en Courant", First International Conference on Electrical Systems PCSE 05, May 09-11.2005. O. E. Bouaghi, Univ. Algeria.

[25] B. Belabbes, M. K. Fellah, A. Meroufel, A. Azzeddine, M. Abid, "Etude Comparative de la Commande Linéarisante par Backstepping et la Commande à Retour d'Etat non Linéaire d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents", First International Conference on Electrical Systems PCSE 05, May 09-11.2005. O. E. Bouaghi, Univ. Algeria.

[26] Yesma. Bendaha, Benyouness. Mazari, "Commande Adaptative Linéarisante d'un Moteur Asynchrone", Université des Sciences et de Technologie, Oran, 2008.

[27] Jianguo Zhou, Youyi Wang, "Real-time Nonlinear Adaptative Backstepping Speed Control for a PM Synchronous Motor", Control Engineering Practice, 2005.

[28] Leila Douha, "Commande Adaptative par Backstepping en utilisant les Réseaux de Neurones", Université de Batna, Magistère 2004.

[29] Mokhtari Messaoude, "Commande Adaptative des Systèmes Non Linéaires "*Backstepping*"", Université de Batna, Magistère 2003.

[30] Jawhar Ghomman, "Commande Non Linéaire et Navigation des Véhicules Marins sous Actionnés", Université d'Orléans. France, Doctorat 2008.

ANNEXE

Annexe A

Les paramètres de la MSAP qui est utilisé sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètre	***Description***
R_s=1.4 Ω	*Rrésistance statorique*
L_d =0.0066 H, L_q =0.0058 H	*Inductance statorique*
J = 0.00176 $Kg.m^2$	*Moment d'inertie*
f = 0.0003881 N.m.s/rad	*Cœfficient de frottement*
ϕ_f = 0.1564 Wb	*Flux à vide*
P = 3	*Nombre de paire de pôles*
N = 1000 tr/min	*Vitesse maximale*

Annexe B

Transformation Triphasée Diphasée

On pose :

$$\lfloor x_{\alpha\beta o} \rfloor = [C][x_{abc}]$$

x : représente les variables v, is et ϕ_s

$[C]$: matrice de *Concordia* :

$$[C] = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$$

Transformation de Park

On utilise deux repères, l'un fixe lié au stator, l'autre tournant lié au rotor (inducteur).

Donc on définit un troisième repère de projection pour les axes statoriques et rotoriques (d,q). Cette transformation a pour but de simplifier la matrice des inductances, c'est la transformation de *Park*, résulte de l'association de la matrice de *Concordia* et d'une matrice de rotation.

La matrice de rotation $[R(\theta)]$ permet de ramener les variables du repère (α,β,o) sur les axes d'un autre repère (d,q,o).

$$\lfloor x_{dqo} \rfloor = [R(\theta)]\lfloor x_{\alpha\beta o} \rfloor \quad \text{avec} \quad \lfloor x_{\alpha\beta o} \rfloor = [C][x_{abc}]$$

$[R(\theta)]$: matrice de Rotation

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} cos(\theta) & sin(\theta) & 0 \\ -sin(\theta) & cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le produit des deux changements de référentiel (*Concordia*, *Rotation*) définit la Transformation de *Park* dont la propriété fondamentale est de ramener les grandeurs statoriques et rotoriques dans un même repère.

$$\lfloor x_{dqo} \rfloor = [P(\theta)][x_{abc}] \quad \text{avec} \quad [P(\theta)] = [R(\theta)][C]$$

x *:* représente les variables v, i, ou ϕ .