



# THESE

Présentée au **Laboratoire de Commande des Processus**  
en vue de l'obtention du titre de

## **Docteur d'Etat**

en Génie Electrique  
par

**Boualem HEMICI**

Magister en Machines Electriques de l'ENP

## **Thème**

**Contribution à la Commande Robuste des Machines Asynchrones  
et Synchrones à Aimants Permanents**

Soutenue publiquement le 2 JUILLET 2007 devant le jury d'examen composé de:

M. TADJINE	Professeur à l'E.N.P	Président
M.S. BOUCHERIT	Professeur à l'E.N.P	Rapporteur
M.O.MAHMOUDI	Professeur à l'E.N.P	Examineur
D. BOUKHETALA	Maître de conférences à l'ENP	Examineur
L.BARAZANE	Maître de conférences à l'USTHB	Examineur
L.NEZLI	Maître de conférences à l'ENP	Invité

## ملخص

الهدف من هذا العمل ، هو استعراض استخدام تقنيات الآلية العصرية، للتحكم في عمل الماكينة اللامتزامنة و الماكينة المتزامنة ذات المغناط الدائمة . بعد تمثيل الماكنتين بمعادلاتيهما الكهربائيتين، تم التحكم في بداية الأمر في سرعة ووضعية الماكينة اللامتزامنة وذلك بتطبيق التحكم القوي ذو الرجوع للحالة، التحكم القوي ح $\infty$ ، التحكم التآقلمي و التحكم التآقلمي المراقب من طرف شبكة العصبيات الغير طبيعية. ثم بعد ذلك قمنا بدراسة التحكم في الماكينة المتزامنة ذات المغناط الدائمة وذلك بتطبيق التحكم القوي ذو الرجوع للحالة، التحكم التآقلمي و التحكم التآقلمي بطريقة الباكتابين. النتائج المحصل عليها سمحت بتقييم مدى نجاعة هذه التقنيات.

**كلمات مفتاحية:** الماكينة اللامتزامنة، الماكينة المتزامنة ذات المغناط الدائمة، التحكم القوي ذو الرجوع للحالة ، التحكم القوي ح $\infty$ ، التحكم التآقلمي التحكم التآقلمللمراقب من طرف شبكة العصبيات الغير طبيعية ، و التحكم التآقلمي بطريقة الباكتابين.

## Résumé:

Le travail présenté dans cette thèse concerne, l'application des techniques de la commande robuste et de l'automatique moderne dans le réglage de la machine asynchrone et la machine synchrone à aimants permanents. Après avoir modélisé les deux machines nous avons, dans un premier lieu commandé la vitesse et la position de la machine asynchrone. Ainsi nous avons appliqué : la commande robuste par retour d'état, la commande robuste  $H_{\infty}$ , la commande adaptative par modèle de référence, et la commande adaptative supervisée par réseaux de neurones artificielles. Ensuite nous nous sommes intéressé à la commande de la machine synchrone à aimants permanents, en appliquant : la commande robuste par retour d'état, la commande adaptative par modèle de référence et la commande adaptative par la méthode du Backstepping et  $H_{\infty}$ . Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances de ces techniques pour le maintient des objectifs de réglage en présence de fortes perturbations et erreurs de modélisation.

**Mots Clé.** Machine asynchrone, Machine synchrone à aimants permanents, Commande robuste par retour d'état, commande adaptative par modèle de référence, Commande robuste  $H_{\infty}$ , réseaux de neurones artificielles, la méthode du Backstepping.

**Abstract.** The work presented in this thesis concerns, the application of robust and modern control techniques in the regulation of the asynchronous machine and the permanent magnet synchronous machine. We have in first, regulated speed and position by adopting a robust state feedback control, a  $H_{\infty}$  robust control, an adaptive model reference controller, and adaptive neural networks supervised controller. Then, we developed a control of a permanent magnet synchronous machine by adopting: a robust state feedback, an adaptive controller with reference model, and an adaptive controller with Backstepping's methods. The obtained simulation results allowed highlighting the properties of the developed techniques in the presence of hard perturbations and modelling errors.

**Key Words.** asynchronous machine, permanent magnet synchronous machine, robust state feedback, robust  $H_{\infty}$  control, adaptive model reference controller, artificial neuronal networks, Backstepping's methods,.

## Remerciements

**L**E travail présenté dans cette thèse a été effectué au laboratoire de Commande des Processus du Département de génie électrique, de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Je ne pourrai trouver les mots pour remercier Monsieur M.S. BOUCHERIT, PROFESSEUR à L'ENP. Qu'il trouve ici l'expression de toute ma gratitude pour ses conseils avisés et ses encouragements tout au long de ce travail. Il m'a été d'une aide précieuse ; ses encouragements et ses suggestions ont beaucoup contribué à susciter, à enrichir et à mener à bien ce travail.

Comment pourrai-je remercier Monsieur M TADJINE, PROFESSEUR à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait d'accepter la présidence du jury de cette thèse et de son aide à l'aboutissement de ce travail.

Je voudrais exprimer mes remerciements les plus sincères à Monsieur M.O.MAHMOUDI, PROFESSEUR à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de participer au jury et aussi pour son soutien et son souci de me voir soutenir cette thèse.

Mes remerciements s'adressent également D.BOUKHETALA MAITRE DE CONFERENCE à l'ENP, et L.BARAZANE MAITRE DE CONFERENCE à l'USTHB pour avoir voulu participer au jury.

Je suis heureux de pouvoir remercier Monsieur L. NEZLI, MAITRE DE CONFERENCE pour avoir accepté d'assister au jury et surtout pour son aide et son soutien pour voir ce travail aboutir.

Je ne pourrai oublier de remercier toutes les personnes qui ont participé à l'élaboration de ce travail en particulier S.BARKATI, T.LALEG, M.BOUKHNIFER, A.DJAHBAR, D.LALILI, A.TOLBA.

Tous mes collègues et amis du génie électrique trouvent ici mes sincères sentiments de fraternité. Je profite de cette occasion pour saluer mes amis du LCP soit : F.BOUDJEMA, E.BERKOUK, O.STIHI, M.KOURGLI, H.CHEKIREB et mes amis du Département du génie électrique à savoir R.IBTIOUEN, O.TOUHAMI, S.MEKHTOUB, A.BOUBEKEUR, A.MEKHALDI, R.TAHMI et A.TEGUAR.

Je tiens enfin à remercier mes amis ADI LOTFI, HADJ CHAIB HACENE, TABBI ANANI HASSEN et ZAIDI YUCEF pour le soutien permanent qu'ils n'ont cessé de m'apporter durant toute cette période.

# Contribution à la commande robuste des machines asynchrones et synchrones à aimants permanents

	Introduction	1
	<b>Partie I</b>	
1	Commande vectorielle et commande non linéaire du moteur asynchrone	4
	I.1. Modèle général de la machine	
	I.5 Technique de la commande par flux orienté	
	I.8 Réglage de la vitesse par la commande vectorielle indirecte	
	I.9 commande échantillonne par flux orienté de la machine	
	I.10. Commande linéarisante du moteur asynchrone	
II	Commande robuste par Réglage d'état par placement de poles. Alimentation en tension	24
	III.1. Introduction	
	III.2. Modèle de la machine	
	III.3 Stratégie de la commande	
	III.4 Equation d'état du modèle réduit	
	III.5 Dimensionnement du régulateur d'état	
	III.6 commande de vitesse de la machine asynchrone	
	III.7 simulations	
III	Commande robuste $H_\infty$ de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en utilisant la commande vectorielle indirecte	46
IV	Réglage d'état adaptatif avec observateur d'une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel	56
V	Commande adaptative par modèle de référence	66
	V.1 Introduction	
	V.2 Commande adaptative par modèle de référence	
	V.3 Structures de système adaptatif par modèle de référence	
	V.4 Commande linéaire par poursuite d'un modèle	
	V.5 Commande adaptative basée sur la théorie de stabilité	
	V.6 Application à la machine asynchrone	
	V.7 Simulations et interprétations	
VI	Commande supervisée neuro-adaptatif par réseaux de neurones artificiels.	76
	VI.1 introduction :	
	VI.2 mise en œuvre d'un régulateur neuronal	
	VI.3 application à la machine asynchrone	
	VI.4 commande adaptative par réseaux de neurones	
	VI.5 l'architecture :	
	VI.6 l'apprentissage	
	VI.7 application à la machine asynchrone	
	VI.8 simulations et interprétations	
	<b>Partie II</b>	
VII	Commande non linéaire du moteur synchrone à aimant permanent	85
	VII-1 introduction	

	VII.2 commande non linéaire par retour d'état de la machine synchrone à aimants permanents	
VIII	Commande robuste par réglage état par placement de pôles	89
	VIII -1 placement de pôles robuste:	
	VIII.2 première méthode	
	VIII 3 deuxième méthode	
	VIII.4. simulation de la commande non linéaire et placement de pôles robuste de la Msap	
IX	Commande robuste par PID/Backstepping.	115
X	Conclusion	144
	Bibliographie.	147

---

---

---

# INTRODUCTION GENERALE

---

Dès l'apparition de l'électronique de puissance, le souci de stabilité, de régulation de vitesse et de position a vite trouvé une réponse satisfaisante avec le moteur à courant continu. Toutefois, l'utilisation de ce moteur se restreint à des domaines de vitesse et de puissance bien limités. En effet, à cause de son collecteur mécanique, le processus de commutation par contact glissant ne peut se faire, sans important dommage, que pour des valeurs de vitesse et de courant limitées. Ces limitations ont vite motivé le développement des entraînements à vitesse variable utilisant les moteurs à courant alternatif.

Les machines à courants alternatifs (synchrone et asynchrone) possèdent de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence de collecteur de ces machines leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue et un coût de construction bien plus faible que celui d'une machine à courant continu.

La machine synchrone à aimants possède le couple massique le plus important. Ce type de machine connaît un grand développement grâce à l'amélioration des caractéristiques des aimants. La machine asynchrone à cage est de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et en entretien. Elle supporte des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 ou 7 fois son couple nominal. La commande en vitesse variable est néanmoins plus complexe que celle d'une machine synchrone en raison de l'existence des courants rotoriques non mesurables.

Nous assistons ces dernières années, à une grande tendance vers l'application des techniques modernes de l'automatique aux machines électriques à courant alternatif. Parmi ces techniques, le découplage par les techniques de l'orientation du champ ou par les commandes non linéaire est très utilisé. Pour le contrôle de la vitesse ou de la position, la commande robuste par retour d'état, les commandes auto-adaptatives et les commandes supervisées par réseau de neurones artificiels, offrent des performances satisfaisantes.

L'algorithme de la commande non linéaire, comme celui de la commande vectorielle dépend fortement des paramètres de la machine tel que la constante de temps rotorique. Durant le fonctionnement, ces paramètres subissent des variations importantes à cause des phénomènes divers tels que la variation de la température et la saturation des matériaux magnétiques. Une adaptation de ces paramètres est donc exigée.

Que se soit dans la commande vectorielle ou dans la commande non linéaire, la connaissance de la valeur du flux rotorique est exigée. L'utilisation d'un capteur de flux encombre l'installation mécanique et présente une fragilité et un manque de précision.

L'augmentation de la fréquence de commutation des composants de puissance et l'apparition de processeurs rapides pilotés par des horloges de plus en plus rapide ont permis aux ingénieurs automaticien de tester pratiquement une grande partie des techniques de l'automatique moderne connue sur ce type de machines.

Dans cette optique, cette thèse apporte un éclairage sur une partie des travaux effectués dans le laboratoire d'automatique.

Cette thèse est organisée en deux parties. La première partie concerne la commande des moteurs asynchrones et la deuxième partie est consacrée à la machine synchrone à aimant permanent.

Dans la première partie, après une modélisation, nous proposons les modèles de découplage par orientation du champ et par bouclage linéarisant du moteur asynchrone. Une adaptation paramétrique est effectuée pour assurer et garantir le découplage.

Il convient donc d'étudier la robustesse des lois de commande, afin d'être capable de garantir la stabilité et un certain degré de performances en dépit des incertitudes de mesure et d'identification.

Dans ce sillage nous avons organisé cette thèse en plusieurs chapitres : un chapitre dans lequel le réglage par retour d'état robuste par placement des pôles est exposé en utilisant le modèle du moteur alimenté par onduleur en utilisant la stratégie delta (hystérésis). Une autre étude propose le réglage d'état robuste par la norme  $H_\infty$  des matrices de transfert.

Le réglage d'état adaptatif avec observateur d'état est proposé dans le quatrième chapitre comme une autre alternative pour le contrôle de la vitesse. L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables définissant l'état du système compte tenu des mesures effectuées périodiquement sur les entrées et les sorties du système. Contrairement à l'estimateur, l'observateur est constitué non seulement du modèle de système mais aussi d'une boucle de retour correctrice dont le rôle est de réduire la sensibilité aux variations paramétriques.

Le système adaptatif par modèle de référence (MRAS) a été proposé dans le chapitre cinq pour résoudre un problème dans lequel les spécifications sont données en terme de modèle de référence, qui dicte comment la sortie du système doit répondre au signal de commande

Les réseaux de neurones offrent d'intéressants résultats lorsqu'on les utilise pour l'approximation de fonction sur la base d'exemples, il est donc naturel de penser à appliquer ces techniques en identification de processus. C'est l'objet du prochain chapitre qui traitera de la commande supervisée de la machine asynchrone. On se propose d'identifier la partie commande (régulateur et le bloc assurant l'orientation du flux) par un réseau de neurones artificiels.

En vue d'optimiser le comportement d'une machine dans différentes situations d'utilisation, l'implémentation de lois de commande non linéaires adaptatives devient indispensable. La commande neuro-adaptative permet de garantir certaines performances qui sont difficiles à obtenir dans d'autres cas ; le système de commande résultant est dit intelligent ou à base de connaissance. Son objectif reste le même que celui d'une commande adaptative conventionnelle. L'avantage d'un tel système est sa capacité à assurer les performances désirées pour un domaine d'incertitude plus large.

Dans la deuxième partie, nous proposons :

Les paramètres électriques et mécaniques des machines synchrones ont tendance à varier, il est donc intéressant de penser à régler la vitesse de cette machine à l'aide de commandes robustes, réputées pour l'invariance des performances des systèmes de commande résultant vis-à-vis des variations paramétriques. Nous consacrons un chapitre, dans lequel nous appliquons les commandes non linéaires à placement de pôles robuste pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

Le Backstepping est une méthode récursive qui combine entre le choix de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la commande par retour d'état.

Le Backstepping peut résoudre le problème de stabilité, de poursuite et de commande robuste avec des conditions moins restrictives que d'autres méthodes. Ce travail qui a fait une publication d'une publication dans une revue internationale est proposé dans le dernier chapitre.



---



---

**COMMANDE VECTORIELLE ET COMMANDE NON LINEAIRE DU  
MOTEUR ASYNCHRONE**

---

### ***I.1. Modèle général de la machine***

Dans les hypothèses de PARK, la machine est supposée symétrique, sa f.c.e.m est sinusoïdale, et la saturation magnétique, l'effet de peau, et les courants de Foucault sont négligés.

Les équations électriques du stator et du rotor sont :

$$[u_s] = r_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s]$$

$$[u_r] = r_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r]$$

Avec :

$$[u_s] = [u_{as} \ u_{bs} \ u_{cs}]^T \quad [u_r] = [u_{ar} \ u_{br} \ u_{cr}]^T$$

$$[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T \quad [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

$$[\phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T \quad [\phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T$$

Les équations du flux sont :

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [L_s] [I_s] + [L_m] [I_r] \\ [\phi_r] &= [L_r] [I_r] + [L_m]^T [I_s] \end{aligned} \quad (I.3)$$

Avec

$$\begin{aligned} [L_s] &= \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix}; \\ [L_m] &= L_m \begin{bmatrix} \cos\theta_{sr} & \cos(\theta_{sr} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{sr} - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{sr} - 2\pi/3) & \cos\theta_{sr} & \cos(\theta_{sr} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{sr} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{sr} - 2\pi/3) & \cos\theta_{sr} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$\theta_{sr}$  : Angle entre les axes de la phase a du stator et la phase a du rotor.

L'équation mécanique est donnée par :

$$c_{em} = j \frac{d}{dt} \Omega + c_r \quad (I.4)$$

### ***I.2. Modèle biphasé***

La transformation de Park permet de transformer un système triphasé équilibré ( $a, b, c$ ) par projection en un système biphasé ( $d, q$ ) (Fig.I.1) :

$$\begin{aligned} [dq] &= A(\theta) [abc] \\ [abc] &= A^{-1}(\theta) [dq] \end{aligned} \quad (I.5)$$

Avec

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Et:

$$A^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

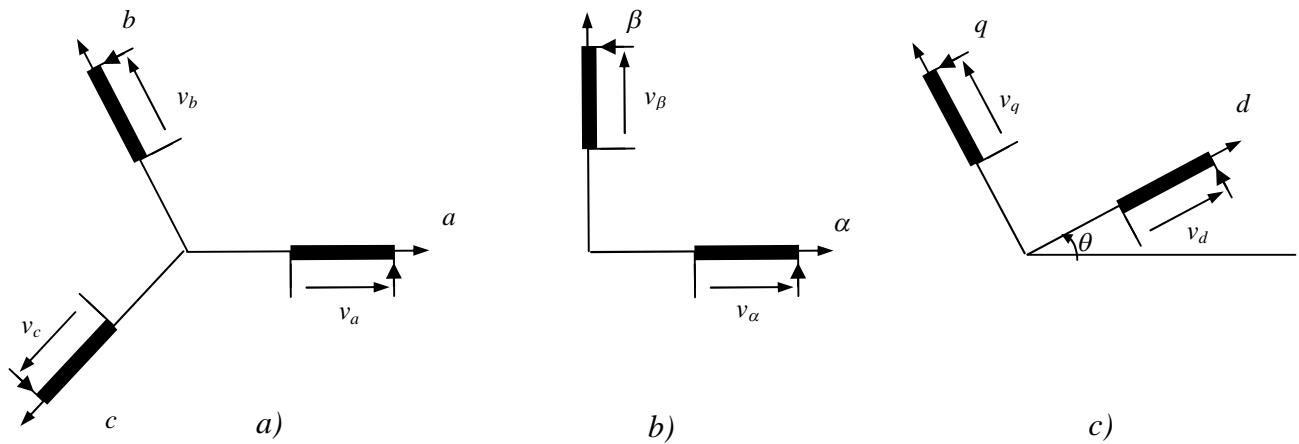


Figure I.1. Transformation de Park

- a. système triphasé
- b. référentiel lié au stator d'axes  $\alpha, \beta$
- c. référentiel tournant d'axes  $d, q$ .

L'application de cette transformation aux équations de tension et de flux donne :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \\ v_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds} \\ 0 &= r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 &= r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega - \omega_r) \phi_{dr} \\ \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (I.8)$$

Avec:  $\omega = d\theta/dt$ ; vitesse de rotation du référentiel choisi

$\omega_r = p \Omega$ ;  $\Omega$ ; Vitesse mécanique du rotor.

L'expression du couple électromagnétique est développée à partir de l'équation de puissance instantanée  $p(t)$  :

$$c_{em} = \frac{p L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.9)$$

### I.3. Représentation d'état du système

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Le choix du repère et des variables d'état électromagnétiques dépend des objectifs de la commande ou de l'observation. Pour la commande, on choisit le vecteur d'état suivant :

$$x = (i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \Omega)^T \quad (I.10)$$

On choisit les courants statoriques comme variables d'états car ils sont mesurables. On choisit les flux rotorique du fait qu'on veut contrôler le module de ce flux. Dans le repère  $(d, q)$  lié au champ tournant (Figure I.1. c), la représentation d'état est la suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_1$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \Omega \end{pmatrix} ; \quad u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix}$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma x_1 + \omega_s x_2 + \frac{k}{T_r} x_3 + pk x_3 x_5 \\ -\omega_s x_1 - \gamma x_2 + \frac{k}{T_r} x_4 - pk x_4 x_5 \\ \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{x_3}{T_r} + (\omega_s - px_5) x_4 \\ \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{x_4}{T_r} - (\omega_s - px_5) x_3 \\ \frac{pL_m}{jL_r} (x_3 x_2 - x_1 x_4) - \frac{T_r}{j} \end{pmatrix} ; \quad g(x) = \begin{pmatrix} g_1 & g_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.11)$$

avec

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} ; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (I.12)$$

$$k = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} ; \quad \gamma = \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{r_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

Le modèle dans le repère  $(\alpha, \beta)$  (Figure I.1.b) lié au stator est obtenu en prenant  $\omega_s = 0$  dans le modèle (I.11) et en remplaçant les indices  $d, q$  par  $\alpha, \beta$  :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_1$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \Omega \end{pmatrix} ; \quad u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma x_1 + \frac{k}{T_r} x_3 + pk x_3 x_5 \\ -\gamma x_2 + \frac{k}{T_r} x_4 - pk x_4 x_5 \\ \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{x_3}{T_r} - px_5 x_4 \\ \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{x_4}{T_r} + px_5 x_3 \\ \frac{pL_m}{jL_r} (x_3 x_2 - x_1 x_4) - \frac{c_r}{j} \end{pmatrix} ; \quad g(x) = \begin{pmatrix} g_1 & g_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.13)$$

**Remarque**

Le modèle électrique est linéaire dans les états électromagnétiques (flux et courants). La constante de temps mécanique dépend de l'inertie du moteur et de la charge. Elle est en général élevée par rapport aux constantes de temps électrique et magnétique. On peut considérer que la vitesse mécanique varie lentement par rapport aux grandeurs électriques, ce qui permet de travailler dans un modèle linéaire dans les états électromagnétiques :

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= A x + B u \\
 \dot{\Omega} &= \frac{1}{j} (c_{em} - c_r) \\
 x &= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{pmatrix} ; \quad u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix} \\
 A &= \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & p \Omega k \\ 0 & -\gamma & -p \Omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -p \Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p \Omega & \frac{-1}{T_r} \end{pmatrix} ; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{I.14}$$

**1.4 Modèle réduit**

Souvent on néglige la dynamique des courants statoriques. Cette opération permet de simplifier la synthèse de la commande et de réduire le temps de calcul de l'outil numérique [KRAUSE 87]. Les grandeurs d'entrées deviennent les deux composantes du courant statorique. Le modèle réduit obtenu dans le référentiel lié au stator est le suivant :

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\
 x &= \begin{pmatrix} x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \Omega \end{pmatrix} ; \quad u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix} \\
 f(x) &= \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-x_3}{T_r} - p x_4 x_5 \\ \frac{-x_4}{T_r} + p x_3 x_5 \\ \frac{-c_r}{j} \end{pmatrix} ; \quad g(x) = (g_1 \quad g_2) = \begin{pmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{-p L_m x_4}{j L_r} & \frac{p L_m x_3}{j L_r} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{I.15}$$

**1.5 Technique de la commande par flux orienté :**

En 1972, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de la commande connue sous le nom du « flux

orienté » qui rend le comportement de la machine asynchrone semblable à celui de la machine à courant continu. Cette technique de commande permet de régler le flux rotorique avec le courant  $I_{ds}$ . Le couple électromagnétique est réglé par le courant  $I_{qs}$ .

### **I.6 Description de la technique :**

Dans le modèle de la machine asynchrone représentée dans un référentiel liée au champ tournant. Le vecteur flux est décomposé en une composante directe selon l'axe d, et une composante transversale selon l'axe q.

L'orientation du flux consiste à maintenir sa composante directe constante et égale au flux et à annuler sa composante en quadrature. Ceci est possible si on trouve une commande qui permet de faire coïncider l'axe d avec la direction désirée du flux.

Nous avons alors :  $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$ , et l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \left( \frac{PM}{L_r} \right) \Phi_{dr} . I_{qs} \quad (I.16)$$

L'expression de la dynamique de  $\Phi_{dr}$  est :

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} \quad (I.17)$$

L'expression de la pulsation de synchronisme est donné par :

$$\omega_s = \omega_m + \frac{M}{P.T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r} \quad (I.18)$$

### **I.7 Différentes méthodes d'orientation du flux :**

#### **I.7.1 Méthode directe :**

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux. Elle s'avère très difficile car ces deux grandeurs ne sont pas accessibles facilement. Pour cette raison on utilise deux procédés :

#### **a. Mesure du flux :**

Afin d'accéder au flux, on place des capteurs dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs donnent des valeurs locales du flux, le flux global est obtenu après traitement de ces valeurs.

#### **b. Modèle dynamique du flux :**

Pour contourner les difficultés liées à l'utilisation des capteurs, des modèles dynamiques du flux ont été développés en utilisant directement les équations de la machine.

#### **I.7.2 Méthode indirecte :**

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif « méthode indirecte » signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de vitesse (ou de position) du rotor. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

Malgré les avantages que peuvent offrir les techniques de mesure en utilisant des modèles

dynamiques adéquats, ce type de méthode s'avère inefficace dans le cas d'un système où les paramètres varient dans le temps. C'est le cas de la machine asynchrone qui subit des variations sur ces paramètres ( $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$ ,  $L_r$  et  $L_{sr}$ ) après un certain temps de fonctionnement. En effet la constante de temps du rotor  $Tr$  n'est pas constante car d'une part la température du rotor varie continuellement provoquant un changement de la valeur de la résistance des barres rotoriques et d'autre part la saturation magnétique provoque le changement de la valeur de l'inductance du rotor.

**1.8 REGLAGE DE LA VITESSE PAR LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :**

Cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de la vitesse rotorique.

La figure (I.2) montre un schéma d'une commande indirecte appliquée sur la machine asynchrone.

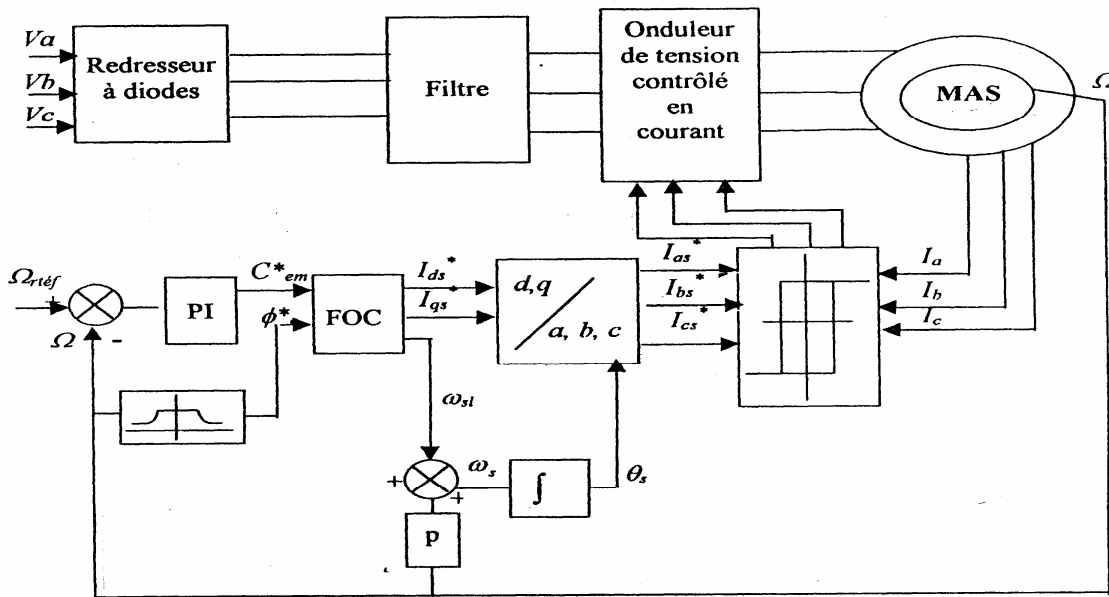


Figure (I.2) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

**1.8.1 Bloc de contrôle du flux orienté (FOC : Field Oriented Control) :**

Le FOC (Field Oriented Control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées ( $\phi_r^*$ ,  $C_{em}^*$ ) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur ( $I_{ds}^*$ ,  $I_{qs}^*$  et  $\omega_{sl}^*$ ).

Ce bloc de commande permet d'orienter le flux rotorique selon l'axe d et de contrôler le couple électromagnétique par  $I_{qs}^*$ .

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{M} \left( Tr \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right) \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{PM \Phi_r^*} \\ \omega_{sl}^* = \frac{M I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \end{cases} \quad (I.19)$$

**1.8.2 Réglage de la boucle externe de vitesse :**

Le schéma bloc de la commande permet de réaliser un découplage automatique entre le couple et le

flux. Ce résultat remarquable permet une utilisation systématique de cette commande dans les processus industriels. En effet, pour assurer le réglage de la vitesse, il suffit de rajouter à la boucle ouverte un régulateur de vitesse.

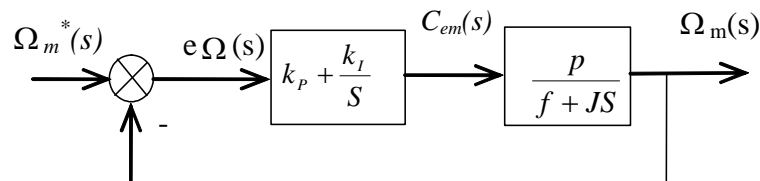
$$\Phi^* = \begin{cases} \Phi_n & \text{si } |\Omega| < \Omega_n \\ \frac{\Phi_n \Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (I.20)$$

La sortie du régulateur de vitesse donne le couple de référence.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\Omega_m(S)}{C_{em}(S)} = \frac{p}{f + JS} \quad (I.21)$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, il arrive:



**Figure (I.3): Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.**

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par:

$$\frac{\Omega_m(S)}{\Omega_m^*(S)} = \frac{(k_p S + k_i) \frac{p}{J}}{P(S)} \quad (I.22)$$

L'équation caractéristique  $P(S)$  est:

$$P(S) = S^2 + \frac{f + k_p p}{J} S + \frac{k_i p}{J} = 0 \quad (I.23)$$

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

$$k_i = \frac{2J\rho^2}{p} \quad \text{et} \quad k_p = \frac{2\rho J - f}{p} \quad (I.24)$$

Avec :

$f = 0.008 \text{ Nm.s/rd}$  : Coefficient de frottement visqueux.

$p = 2$  : nombre de paires de pôles.

$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$  : moment d'inertie.

## **1.9 COMMANDE ECHANTILLONNEE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE**

### **1.9.1. Commande par flux orienté indirecte**

Le schéma général de la commande par flux orienté indirecte,

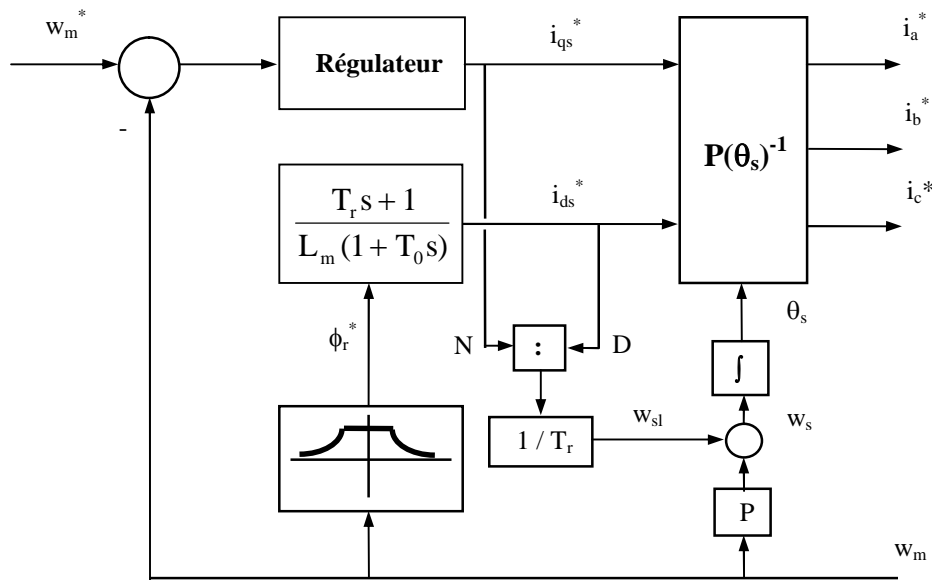


Figure I.4: Principe de la commande par flux orienté indirecte en courant.

Le pôle  $(-\frac{1}{T_0})$  est implanté dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux.

### 1.9.2. Régulateurs à placement de pôles

La version de base des régulateurs à placement de pôles résulte de la discrétisation des régulateurs PI continu.

Considérons la fonction de transfert du régulateur continu:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Avec

$K_p$  : Gain proportionnel;  
 $K_i$  : Action intégrale.

La discrétisation de  $G_{PI}(s)$  peut être obtenue en utilisant les approximations de premier ordre [LAN88]:

$$G_{PI}(z^{-1}) = K_p + \frac{K_i T_e}{1 - z^{-1}} \tag{I.26}$$

où  $T_e$  est la période d'échantillonnage.

L'expression en terme de rapport de deux polynômes  $R(z^{-1})$  et  $S(z^{-1})$  s'obtient en faisant la somme des deux termes:

$$G_{PI}(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}$$

avec

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= r_0 + r_1 z^{-1} \\ S(z^{-1}) &= 1 - z^{-1} \end{aligned} \tag{I.27}$$

La figure (I.5) représente schématiquement la structure du régulateur (STR), en prenant [LAN88]:  $T(z^{-1})=R(z^{-1})$ .



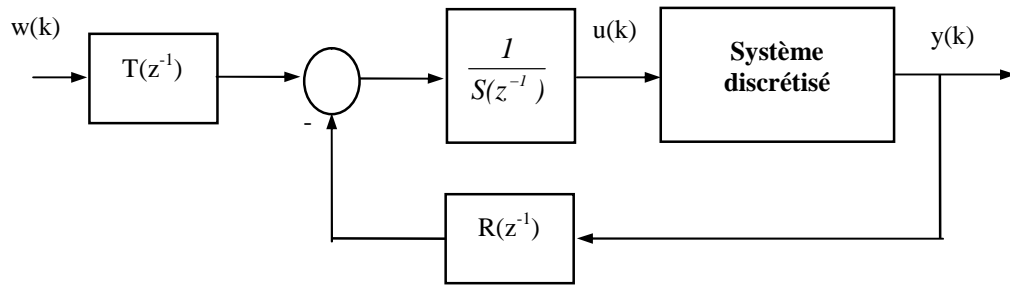


Figure I.5: Structure du régulateur (STR).

Le calcul des paramètres du régulateur comporte trois étapes:

1. Détermination du modèle échantillonné du système;
2. Spécification des performances;
3. Calcul des paramètres du régulateur.

### 1.9.3. Choix de la période d'échantillonnage

Nous avons choisi une période d'échantillonnage égale à :

$$T_e = 0.1 \text{ ms}$$

### 1.9.4 Réglage de vitesse de la machine asynchrone

#### 1.9.4.1. Détermination du modèle échantillonné du système

En appliquant la transformée de Laplace,

$$w_m(s) = G_1(s)i_{qs}(s) + G_2(s)C_r(s)$$

Avec

$$G_1(s) = \frac{K_t}{Js + B} ; G_2(s) = \frac{-1}{Js + B} ; K_t = p \frac{L_m \phi_r^*}{L_r}$$

Avec le choix de  $T_e$ , nous avons:

$$G_1(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{bz^{-1}}{1 + az^{-1}}$$

où  $z^{-1}$  représente l'opérateur retard d'une période d'échantillonnage, avec:

$$\begin{cases} b = K_m \left[ 1 - e^{-\frac{T_e}{\tau_m}} \right] \\ a = -e^{-\frac{T_e}{\tau_m}} \end{cases} ; \text{Ou } K_m = \frac{K_t}{B}$$

#### 1.9.4.2. Spécification des performances

En règle générale, on peut exprimer les performances désirées du système en boucle fermée en ajustant les paramètres à ceux d'une fonction de transfert échantillonnée spécifiée :

$$G_{BF}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})} = \frac{B_M(z^{-1})}{P(z^{-1})} \quad (I.28)$$

Le polynôme  $B_M(z^{-1})$  ne peut pas être spécifié a priori car le régulateur introduit des zéros par l'intermédiaire de  $R(z^{-1})$  qui va compenser les zéros de  $B(z^{-1})$ . Il reste donc à spécifier le polynôme des pôles en boucle fermée. Nous choisissons  $P(z^{-1})$  de la forme :

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}$$

Une méthode judicieuse pour définir  $p_1$  et  $p_2$  consiste à considérer d'abord un modèle continu normalisé du deuxième ordre :

$$H(s) = \frac{w_0^2}{s^2 + 2\xi w_0 s + w_0^2} \quad (I.29)$$

où  $w_0$  et  $\xi$  définissent les spécifications désirées en boucle fermée et vérifient les conditions suivantes :

$$\begin{cases} 0.25 \leq w_0 T_e \leq 1.5 \\ 0.7 \leq \xi \leq 1 \end{cases}$$

Les expressions de  $p_1$  et  $p_2$  sont alors :

$$\begin{cases} p_1 = -2e^{-\xi w_0 T_e} \cos(w_0 T_e \sqrt{1 - \xi^2}) \\ p_2 = e^{-2\xi w_0 T_e} \end{cases} \quad (I.30)$$

### 1.9.4.3. Calcul des paramètres du régulateur

Il s'agit de résoudre l'équation en  $S(z^{-1})$  et  $R(z^{-1})$ :

$$A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (I.31)$$

L'expression de la loi de commande est obtenu comme suit :

$$i_{qs}[k+1] = i_{qs}[k] + r_0(w_m^*[k+1] - w_m[k+1]) + r_1(w_m^*[k] - w_m[k]) \quad (I.32)$$

Avec

$$\begin{cases} r_0 = \frac{p_1 + 1 - a}{b} \\ r_1 = \frac{p_2 + a}{b} \end{cases} \quad (I.33)$$

## 1.9.5. Identification de $T_r$ en temps réel

### 1.9.5.1 Position du problème

La commande par flux orienté est simple de mise en œuvre, mais cette simplicité se paye par une très grande dépendance vis-à-vis des variations de  $T_r$  qui ne peuvent être négligées. Il est donc indispensable d'intégrer à cette commande l'adaptation en temps réel de  $T_r$ . Ces variations sont causées d'une part par un changement de l'état magnétique et d'autre part par un changement de la température des barres de la cage. C'est avant tout, ce deuxième effet que l'on se propose de prendre en compte en temps réel. De nombreux auteurs se sont déjà penchés sur ce problème, ils ont donné des solutions intéressantes [RIB97], [ROW91], [LOR90], [SEU89], [GAR80]. Nous étudions un estimateur adaptatif de  $T_r$ , à modèle de référence proposée par L.J. Garcès [GAR80].

### I.9.5.2. Identification de $T_r$ par un correcteur à modèle de référence selon [GAR80]

L'estimation de  $T_r$  réalisée à partir de la mise en œuvre d'un correcteur adaptatif à modèle de référence est basée sur la construction de deux grandeurs  $F^*$  et  $\hat{F}$  significatives d'un écart entre  $T_r$  et  $\hat{T}_r$ , ceci est fait suivant le schéma de la figure (I.6). Ces grandeurs sont construites d'une part, à partir du modèle de la machine utilisé pour réaliser la commande par flux orienté, nous noterons cette grandeur de référence  $F^*$ . Et d'autre part, à partir des mesures des courants et tensions de la machine, nous noterons cette grandeur estimée  $\hat{F}$ .

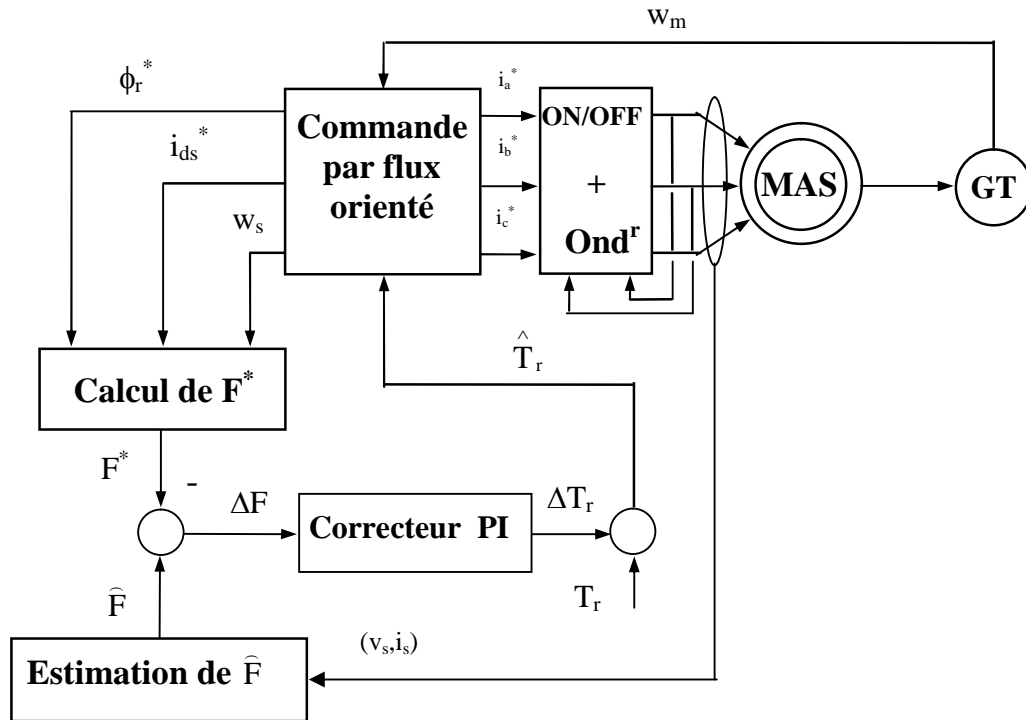


Figure I.6: Structure du correcteur adaptatif à modèle de référence pour l'identification de  $T_r$  en temps réel.

#### a) Choix des grandeurs pour l'estimation de $T_r$ :

Pour que l'estimation de la constante de temps rotorique soit possible à partir des grandeurs  $F^*$  et  $\hat{F}$ , il est nécessaire qu'elles possèdent certaines propriétés:

1. Les grandeurs  $F^*$  et  $\hat{F}$  seront évaluées en régime permanent ;
2. L'algorithme d'estimation utilisé n'est pas valide à l'arrêt de la machine et à vide, cependant, la procédure de correction sera exécutée en charge.

#### b) Estimation de $T_r$ par la puissance réactive:

En régime permanent, la puissance réactive absorbée par la machine est définie par [GAR80] :

$$Q_r = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \quad (\text{I.34})$$

Les expressions des tensions directes et en quadratures sont:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \sigma L_s w_s i_{qs} + \sigma L_r \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} w_s \phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s w_s i_{ds} + \sigma L_r \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} w_s \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Remplaçons les expressions des tensions dans l'expression de  $Q_r$ :

$$Q_r = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} i_{ds} - \sigma L_s w_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} w_s (\phi_{qr} i_{qs} + \phi_{dr} i_{ds}) \quad (\text{I.36})$$

En faisant l'égalité entre les relations précédente, on calcule la fonction  $\hat{F}$  en regroupant les termes dépendant uniquement des tensions et des courants [GAR80] :

$$\hat{F} = \left( v_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right) i_{qs} - \left( v_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right) i_{ds} + \sigma L_s w_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (\text{I.37})$$

L'expression de  $\hat{F}$  est exprimée en fonction des flux rotoriques par :

$$\hat{F} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} w_s (\phi_{qr} i_{qs} + \phi_{dr} i_{ds}) \quad (\text{I.38})$$

A partir de l'expression (I.37) nous exprimons  $\hat{F}$  en fonction des tensions et des courants dans le repère (a, b, c) [FAI95]:

$$\hat{F} = \sqrt{3} \left( v_{as} - \sigma L_s \frac{di_{as}}{dt} \right) i_{bs} - \sqrt{3} \left( v_{bs} - \sigma L_s \frac{di_{bs}}{dt} \right) i_{as} \quad (\text{I.39})$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique, l'expression (I.38) devient:

$$F^* = \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - w_s \phi_{dr} i_{ds} \right) \quad (\text{I.40})$$

Cette relation, en régime permanent se réduit à :

$$F^* = -\frac{L_m}{L_r} w_s \phi_{dr} i_{ds} \quad (\text{I.41})$$

L'expression (I.41) constitue le modèle de référence de la machine, c'est le modèle de connaissance à priori de la machine. Alors que  $\hat{F}$  est estimée à partir de la mesure des tensions et des courants de la machine.

Il est nécessaire d'exprimer l'écart entre  $F^*$  et  $\hat{F}$  en fonction de  $T_r$  et  $\hat{T}_r$  afin de voir si effectivement un écart entre  $T_r$  et  $\hat{T}_r$  provoque un écart entre  $F^*$  et  $\hat{F}$  [FAI95], [BAR97]:

$$\Delta F = \hat{F} - F^* = w_s w_{sl}^2 \frac{\phi_{dr}^2}{L_r} \Delta T_r \frac{T_r + \hat{T}_r}{1 + (w_{sl} \hat{T}_r)^2} \quad (\text{I.42})$$

On remarque que cet estimateur dépend de l'inductance rotorique. Puisque c'est l'influence des variations de  $T_r$ , que nous avons étudié, nous considérons que ce paramètre est parfaitement connu.

La figure (I.7) montre un test de simulation pour l'identification de  $T_r$ , effectué avec une charge égale 100% de la valeur nominale et une vitesse de rotation de la machine de 950 tr/mn. Lors de ce test, à l'instant  $t=1s$ , on impose une valeur de la résistance rotorique égale à 1.5 fois la valeur réelle.

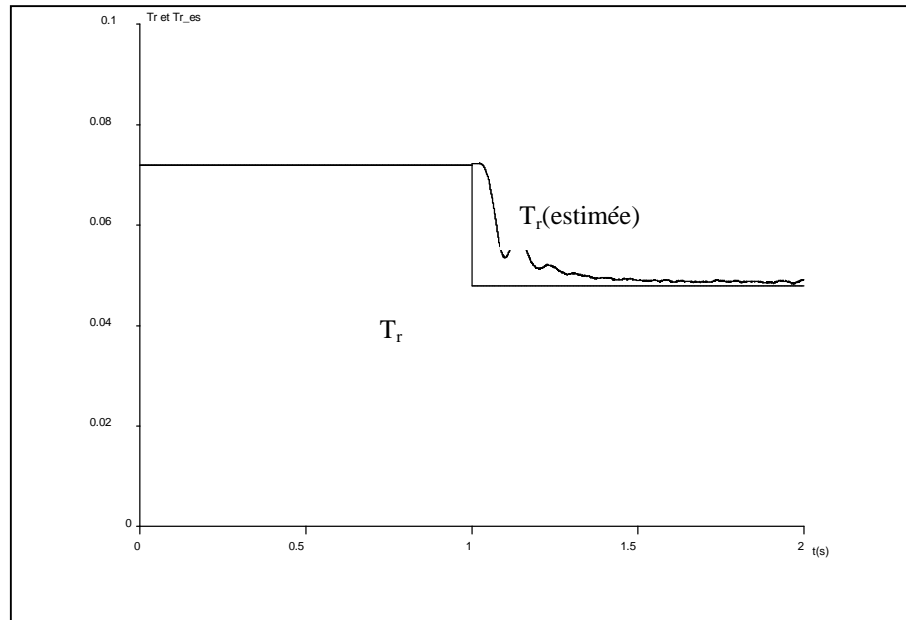


Figure I.7: Identification de  $T_r$ .

### I.10. COMMANDE LINEARISANTE DU MOTEUR ASYNCHRONE

La linéarisation exacte du système par bouclage statique et transformation de coordonnées est assurée par un choix adéquat des sorties en relation avec l'objectif de la commande.

#### I.10.1 PRESENTATION DU MODELE :

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

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{lsr}{Tr} ids + \Phi_{qr} \cdot \omega_{gl} - \frac{\Phi_{dr}}{Tr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{lsr}{Tr} iqs + \Phi_{dr} \cdot \omega_{gl} - \frac{\Phi_{qr}}{Tr} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{p}{j} (cem - c_r - k \cdot \frac{w_r}{p}) \\ cem = \frac{p \cdot lsr}{lr} \cdot (\Phi_{dr} \cdot iqs - \Phi_{qr} \cdot ids) \end{cases} \quad (I.43)$$

Pour simplifier la présentation on introduit les notations suivantes :

Vecteur d'état :  $[x1, x2, x3] = [\phi_{dr}, \phi_{qr}, w_r]$

Vecteur d'entrée de commande :  $[u1, u2, u3] = [ids, iqs, wsl]$

Vecteur de sortie :  $[y1, y2, y3] = [\phi_{dr}, \phi_{qr}, w_r]$

En posant :  $a=lm/tr$ ,  $b=1/tr$ ,  $c=p^2*lm/(j*lr)$ ,  $d=k/j$ ,  $e=p*cr/j$ ,  $dx/dt = \dot{x}$   
 Avec ces notations le système (I.43) devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a \cdot u_1 + x_2 \cdot u_3 - b \cdot x_1 - x_2 \cdot x_3 \\ \dot{x}_2 = a \cdot u_2 - b \cdot x_2 - x_1 \cdot u_3 + x_1 \cdot x_2 \\ \dot{x}_3 = c \cdot x_1 \cdot u_2 - c \cdot x_2 \cdot u_1 - d \cdot x_3 - e \end{cases} \quad (I.44)$$

Ce modèle est non linéaire et couplé, nous proposons l'utilisation d'un bouclage linéarisant.

### I.10.2 DEGRE RELATIF VECTORIEL :

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

**1<sup>ère</sup> sortie** : (flux rotorique selon l'axe d :  $\phi_{dr}$ )

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

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

Les entrées de commande apparaissent dès la première dérivée, donc le degré relatif correspond à cette sortie est égale à **1** ( $r_1 = 1$ )

**2<sup>ème</sup> sortie** : (flux rotorique selon l'axe q  $\phi_{qr}$ )

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

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

De même, le degré relatif de la deuxième sortie est égale à **1** ( $r_2 = 1$ )

**3<sup>ème</sup> sortie** : (la vitesse rotorique :  $w_r$ )

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

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

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

Formons la matrice  $A(x)$  :

$$\begin{aligned} A(x) &= \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial u_1} & \frac{\partial y_1}{\partial u_2} & \frac{\partial y_1}{\partial u_3} \\ \frac{\partial y_2}{\partial u_1} & \frac{\partial y_2}{\partial u_2} & \frac{\partial y_2}{\partial u_3} \\ \frac{\partial y_3}{\partial u_1} & \frac{\partial y_3}{\partial u_2} & \frac{\partial y_3}{\partial u_3} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a & 0 & x_2 \\ 0 & a & -x_1 \\ -cx_2 & cx_1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.45)$$

**Le déterminant de  $A(x)$  :**

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

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

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

$$r_1 + r_2 + r_3 = 3$$

le système (I.44) accepte une linéarisation exacte par retour d'état non linéaire.

**I.10.3 LA FORME NORMALE :**

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

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

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

$$z_1 = y_1 = x_1$$

$$z_2 = y_2 = x_2$$

$$z_3 = y_3 = x_3$$

**I.10-4-LINEAIRISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT :**

L'écriture matricielle du système (I.45) donne :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b.x_1 - x_2 \\ x_1.x_3 - b.x_2 \\ d.x_3 - e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a & 0 & x_2 \\ 0 & a & -x_1 \\ -c.x_2 & c.x_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

On doit obtenir les entrées  $u_i$  ,  $i = 1, 3$  de façon à avoir :

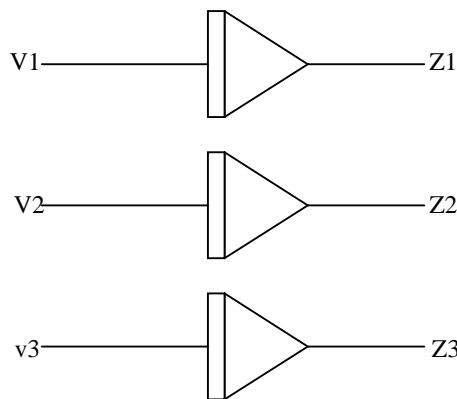
$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Le système ainsi obtenu est constitué de trois sous systèmes linéaires et découplés. La forme (I.46) est appelée la forme canonique de **BRUNOWSKY**, elle est donnée sous la forme condensée par :

$$\dot{z} = a \cdot z + b \cdot v$$

$$y = c \cdot z$$

Cette forme correspond au schéma bloc de la figure (I.8)

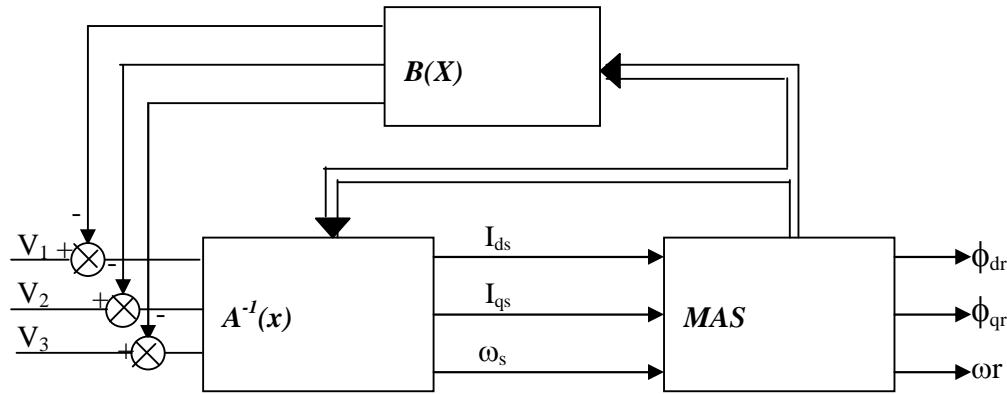


**Figure I-8 système linéarisés et découplés**

$v_1, v_2, v_3$  sont les nouvelles entrées du système linéarisé ; pour trouver  $u_1, u_2, u_3$  on remplace (I.46) dans (I.45).

$$\begin{bmatrix} u1 \\ u2 \\ u3 \end{bmatrix} = \frac{1}{c \cdot a \cdot (x1^2 + x2^2)} \cdot \begin{bmatrix} c \cdot x1^2 & c \cdot x1 \cdot x2 & -a \cdot x2 \\ c \cdot x1 \cdot x2 & c \cdot x2^2 & a \cdot x1 \\ a \cdot c \cdot x2 & -a \cdot c \cdot x1 & a^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v1 + x2 \cdot x3 + b \cdot x1 \\ v2 - x1 \cdot x3 + b \cdot x2 \\ v3 + d \cdot x3 + e \end{bmatrix} \quad (I.47)$$

Cette écriture correspond au schéma bloc de la figure (I.9)



**Figure (I.9): structure générale de la commande par bouclage statique**

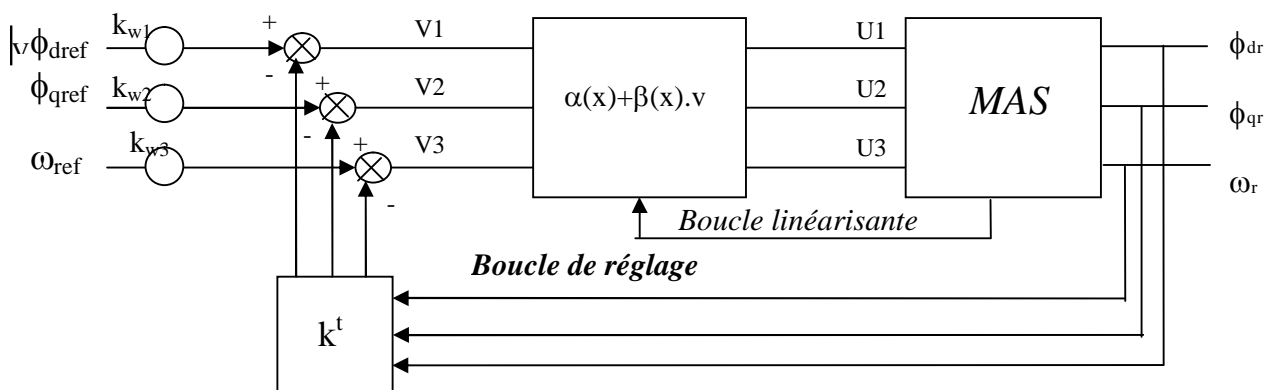
**I.10.5 COMMANDE PAR PLACEMENT DE POLE :**

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

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

Où w représente le vecteur de référence ainsi, le système en boucle fermée (schéma bloc de figure I.10) est donné par l'équation d'état suivante :

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



**Figure(I-10) structure de commande de la MAS linéarisée par retour d'état**

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



$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{kw1}{k1+s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{kw2}{k2+s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{kw3}{k3+s} \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

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

$$\begin{aligned} k1 = kw1 & \quad \frac{1}{kw1} = \tau_1 & \quad T_{e1} = \frac{\tau_1}{3} \\ k2 = kw2 & \quad \frac{1}{kw2} = \tau_2 & \quad T_{e2} = \frac{\tau_2}{3} \\ k3 = kw3 & \quad \frac{1}{kw3} = \tau_3 & \quad T_{e3} = \frac{\tau_3}{3} \end{aligned} \quad (I.49)$$

Avec  $T_{e1}, T_{e2}, T_{e3}$  temps de réponse.

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

### Remarque

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

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

### I.10-6 UTILISATION D'UN REGULATEUR PI :

Pour assurer l'annulation de l'écart de réglage de la vitesse rotorique en régime stationnaire, nous avons ajouté à la contre réaction un régulateur PI figure (I.13).

Pour la fonction de vitesse on associe un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle fermée calculée à partir de figure (I.12) est donnée par :

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

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

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

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

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

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

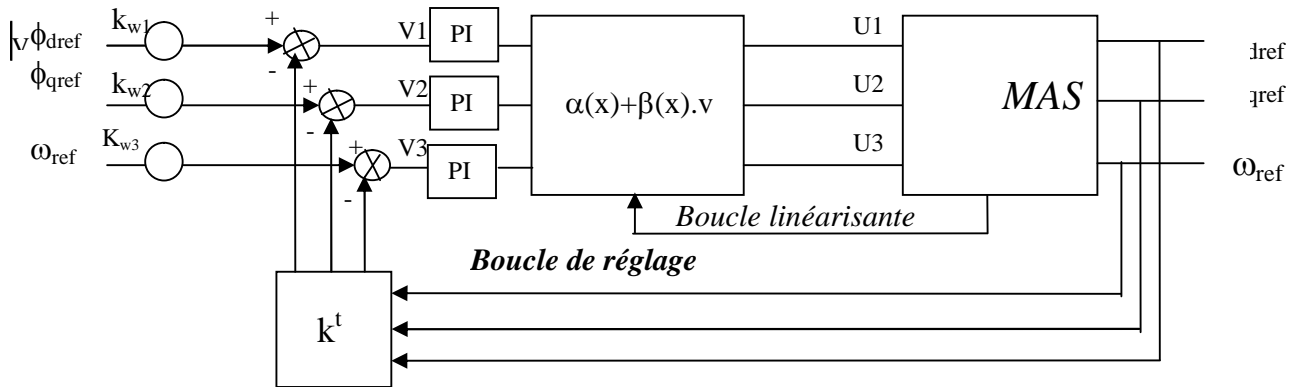
$$k_3 \cdot k_p = -(s_1 + s_2) = 2 \cdot \rho$$

On trouve :

$$k_p = \frac{2 \cdot \rho}{k_3}$$

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

Le même raisonnement est effectué pour les composantes de flux rotorique.



Figure(I-12) : commande de la MAS linéarisée par retour d'état avec un PI

### I.10.7 MISE EN OUVRE DE LA COMMANDE:

La mise en ouvre de la commande, la figure (I.13) donne une vue globale de l'algorithme de commande implémenté par microprocesseur. L'onduleur délivre la tension pour que les courant statoriques réelles de la machine asynchrone suivent les courants de références sortants de la boucle linéarisante

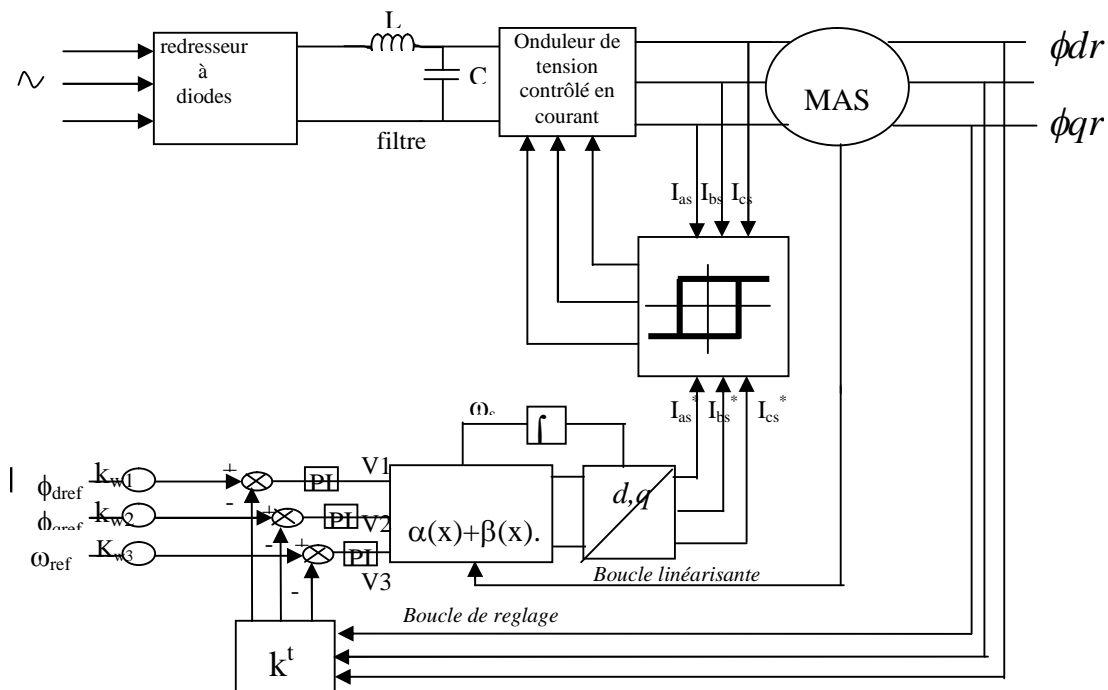


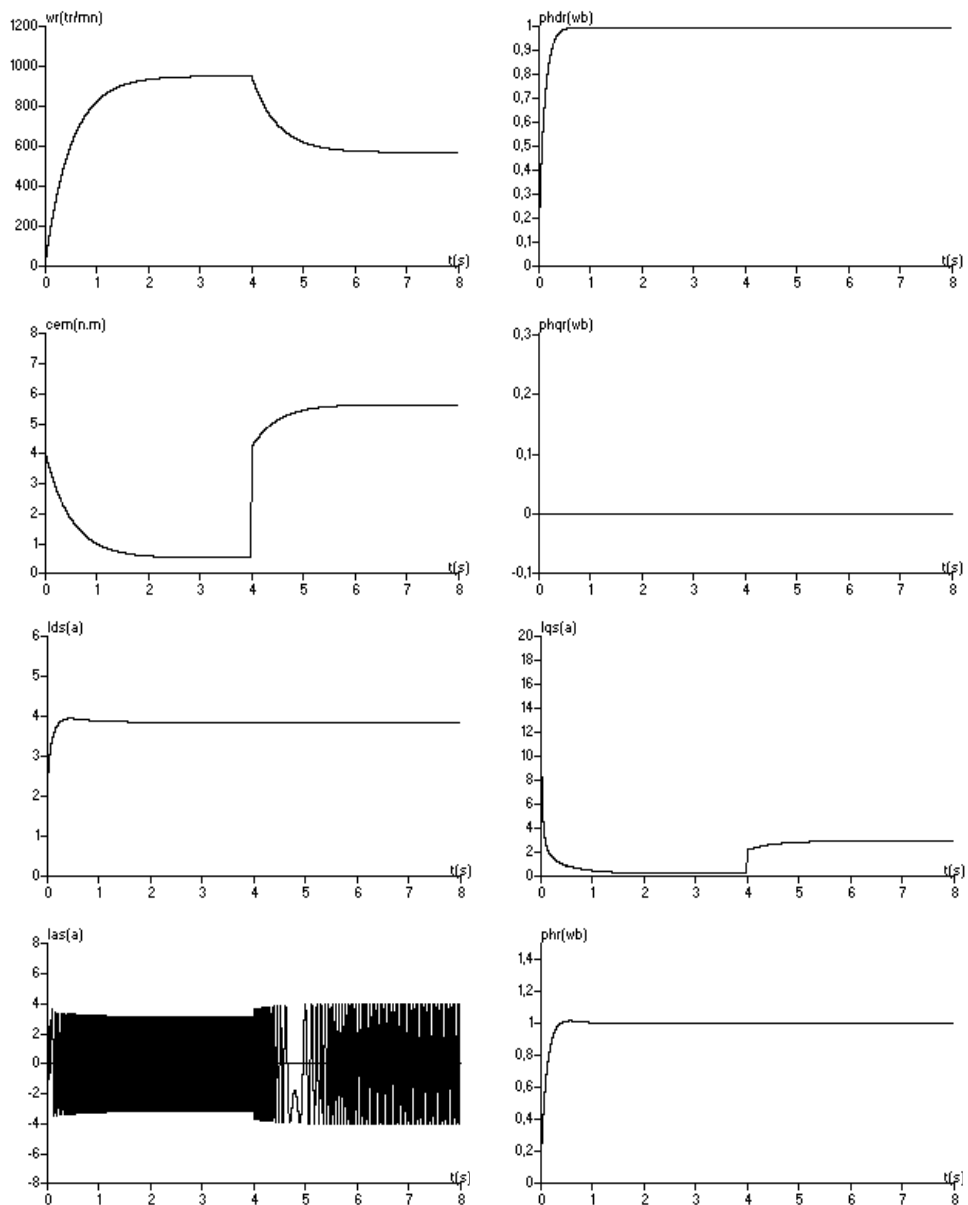
Figure (I.13): Mise en œuvre de l'algorithme demandé

Les résultats obtenus confirment clairement la nature linéaire et découplée du système en boucle fermée et

les réponses obtenues sont satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne (pas de dépassement, faible temps de réponse, l'orientation de flux est mise en évidence avec une précision de l'ordre  $10^{-1}$ )

Plusieurs tests ont été réalisés, on montre sur la figure (I.14) une perturbation de charge nominale est testée sur la réponse du système en régime établi, les composantes du flux rotorique restent insensibles à la perturbation.

Les figures (I.15), montrent les résultats de simulation avec un régulateur PI. On remarque que la perturbation est rejetée, la vitesse suit la référence. La réponse du flux et de vitesse est améliorée. Les limites de fonctionnement de la machine nous obligent à choisir les pôles qui limitent la rapidité de système, dans notre cas  $k_1=9$ ,  $k_2=4$ ,  $k_3=2$ ; Avec ces pôles, le système répond convenablement à un changement de vitesse au régime permanent et à un changement de flux  $\phi_{dr}$ .



**Figure (I.14) Evolution des grandeurs d'état et de commandes (variation de charge)**

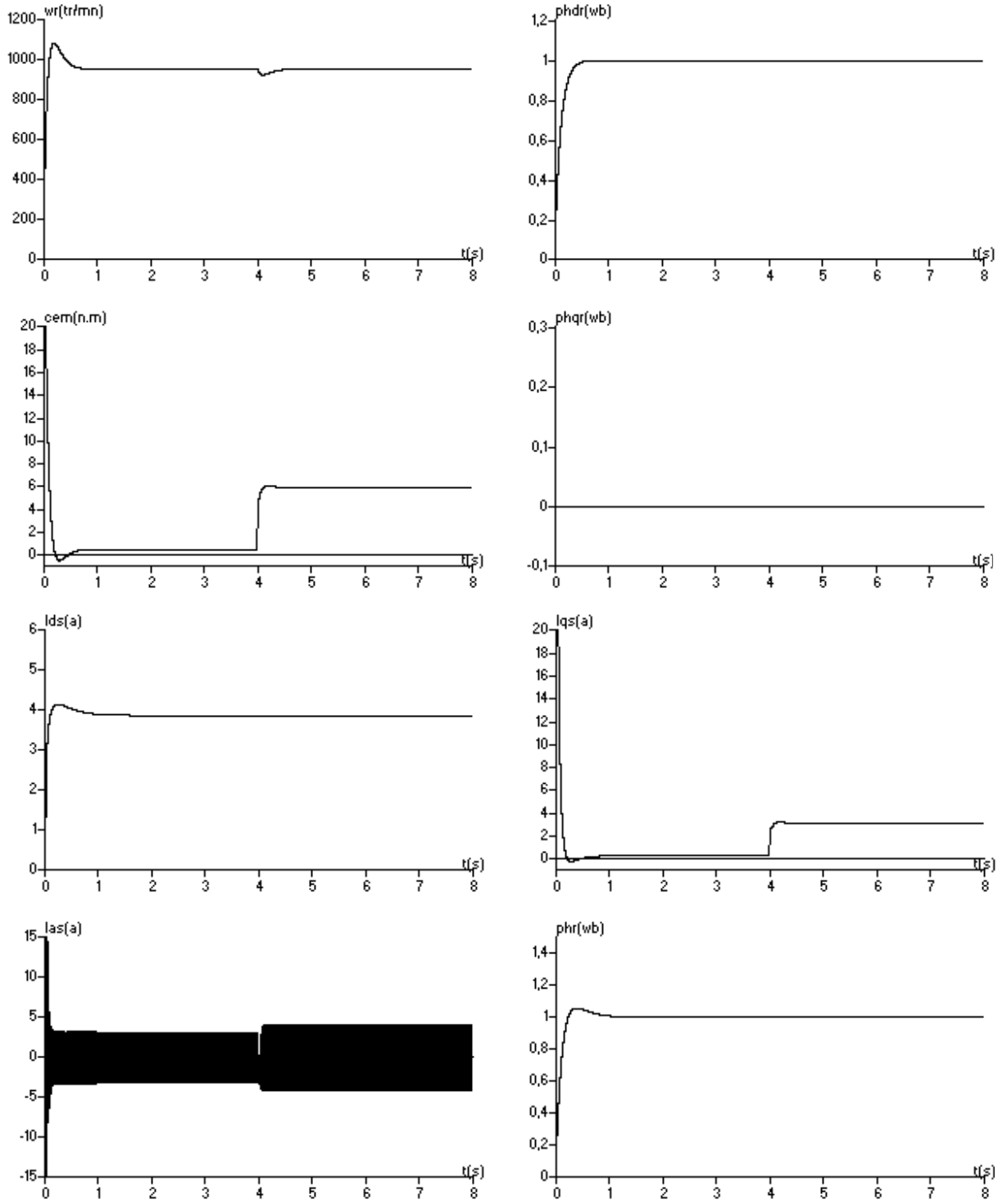


Figure (I.15) variation de charge avec un PI

## Chapitre II

# COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT A PLACEMENT DE POLES ROBUSTE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

### I. INTRODUCTION

Le monde industriel est à la recherche des variateurs économiques souples et performants. En revanche, le contrôle de ces machines est très complexes par rapport à celui des machines à courant continu. Cette complexité est d'autant plus élevée lorsque les performances exigées sont importantes.

Jusqu'aux années 80, l'application des commandes modernes sur la machine asynchrone n'était possible que par linéarisation du modèle de connaissance d'ordre cinq autour d'un point de fonctionnement. Cependant, par l'introduction de la technique de la commande vectorielle, la tâche est devenue plus facile, car la machine contrôlée par cette stratégie de commande est équivalente à un système linéaire sur une large plage de fonctionnement.

La linéarité apportée par la commande vectorielle et le progrès croissant de la microinformatique ont créés un champ d'investigation très intéressant pour les chercheurs concernés par l'application des techniques de l'automatique moderne dans la commande des entraînement réglés à courant alternatif, et en particulier le moteur asynchrone a cage.

La commande vectorielle simplifiée (Robyns 1990) est particulièrement intéressante dans le cas des systèmes d'actionnement de faible puissance. L'intérêt de cette commande est qu'elle réduit sensiblement la puissance de calcul nécessaire, sans dégrader de manière sensible les performances du système. En outre, elle nous permet d'élaborer un modèle linéaire mono-variable équivalent de la machine asynchrone. Ce qui va nous permettre de contrôler la machine en utilisant un retour d'état par placement de pôles robuste.

### II. MODELE DE LA MACHINE

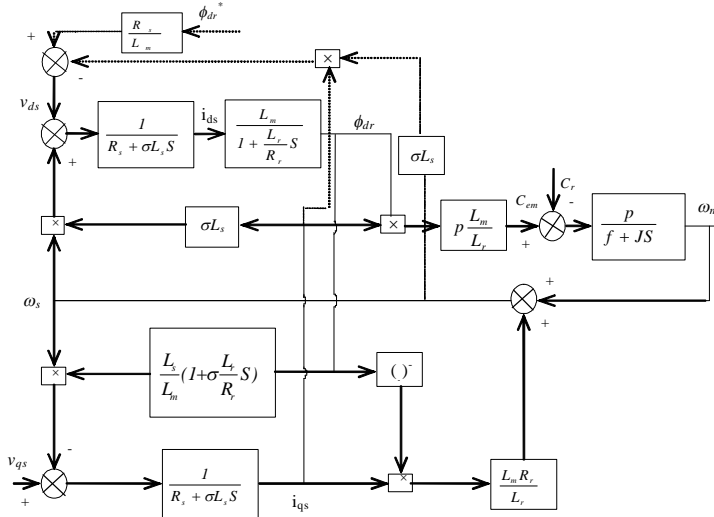
Lorsque le référentiel (d - q) est choisi de façon à ce que la composante du flux rotorique selon l'axe (q) soit nulle, le modèle de la machine :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\
 L_m i_{ds} &= \phi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\
 \omega_s &= \omega_m + \frac{L_m R_r i_{qs}}{L_r \phi_{dr}} \\
 C_{em} &= \frac{p L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} + \frac{f}{p} \omega_m + C_r
 \end{aligned} \tag{1}$$

### III. STRATEGIE DE LA COMMANDE

La stratégie de commande consiste à :

1- maintenir le flux rotor constant par rétroaction d'état présentée sur la figure (II.1) en trait discontinus.



Figure(II.1): Schéma bloc de la MAS avec action de découplage.

L'action de l'axe (d) étant neutralisée et nous pouvons donc imposer le flux en boucle ouverte par le biais de la tension  $v_{ds}$  calculée par:

$$v_{ds}^* = \frac{R_s}{L_m} \phi_{dr}^* - \sigma L_s \omega_s^* \hat{i}_{qs} \quad (2)$$

Le calcul du terme de compensation apparaissant dans l'expression (2) de la tension  $v_{ds}$  demande que l'on connaisse la valeur du courant  $i_{qs}$  et la pulsation  $\omega_s$ .

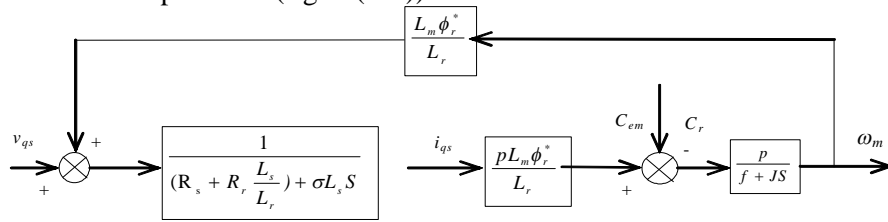
La valeur du courant en quadrature peut être estimée par l'équation suivante:

$$\frac{d\hat{i}_{qs}}{dt} = (v_{qs}^* - (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r) \hat{i}_{qs} - \frac{L_s}{L_m} \phi_r^* \omega_m) \frac{1}{\sigma L_s} \quad (3)$$

Alors que la vitesse  $\omega_s^*$  est donnée par:

$$\omega_s^* = \omega_m + \frac{L_m R_r}{L_r \phi_r^*} \hat{i}_{qs} \quad (4)$$

2- Commander la vitesse angulaire  $\omega_m$  par le biais de la tension  $v_{qs}$ . Lorsque le découplage est parfaitement réalisé, la figure(II.1) se réduit, en ce qui concerne l'axe (q), à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante (figure(II.2)).



Figure(II.2): Modèle simplifié équivalent du MAS.

#### IV. EQUATION D'ETAT DU MODELE REDUIT

D'après le schéma bloc de la figure(II.2), le modèle réduit de la machine asynchrone possède deux états  $i_{qs}$  et  $\omega_m$ , et une entrée de commande  $v_{qs}$  avec une perturbation de charge  $C_r$ . Le modèle étant linéaire mono-variable, il peut s'écrire sous la forme d'état suivante:

$$\dot{X}_s = A_s X_s + B_s v_{qs} + B_{sv} C_r \quad (5)$$

tel que:

$$x_s = \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{pmatrix}; A_s = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_s R_r}{L_r}) & -\frac{\phi_r^*}{\sigma L_m} \\ \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix}$$

$$B_s = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{pmatrix}; B_{sv} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix}$$

**V. DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR D'ETAT**

Le système continu à régler avec régulateur intégrateur est donné par:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + B_w w + B_v v \\ y_s &= C^t x \end{aligned} \tag{6}$$

La loi de commande est la suivante:

$$u = -k^t x + K_w w - K_v v \tag{7}$$

Avec  $k^t = (K_s^t \ -K_r)$ : la matrice de retour d'état, et  $X=(x_s \ x_r)^t$ : vecteur d'état augmenté.

L'équation caractéristique en boucle fermée est:

$$\begin{aligned} P(s) &= \det(sI - A + Bk^t) = (\alpha^t \ I) S_n = 0 \\ \text{avec: } S_n &= (I \ s \ \dots \ s^n)^t \end{aligned} \tag{8}$$

$k^t$  est calculé en utilisant la technique de commande par placement de pôles qui consiste à imposer la dynamique désirée du système au moyen d'un retour d'état linéaire, en assignant les pôles en boucle fermée dans la partie gauche du plan complexe afin d'assurer la stabilité du système ainsi qu'une réponse rapide et bien amortie.

Il est possible de déterminer  $k^t$  sans faire appel à la forme canonique de réglage en utilisant l'équation suivante :

$$k^t = (\alpha^t \ I)E \tag{9}$$

Avec:

$$E = \begin{pmatrix} e^t \\ e^t A \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e^t A^n \end{pmatrix} \text{ et } \begin{aligned} e^t &= (0 \ \dots \ 1) Q_c^{-1} \\ \text{avec: } Q_c &= (B \ AB \ \dots \ A^{n-1} B) \end{aligned}$$

La matrice E peut être subdivisée selon la forme suivante :

$$E = \begin{pmatrix} W^{-1} \\ e^t A^n \end{pmatrix} \text{ avec: } W^{-1} = \begin{pmatrix} e^t \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e^t A^{n-1} \end{pmatrix} \tag{10}$$

W : la matrice de transformation linéaire vers la forme canonique de commande.

La matrice des gains devient:

$$k^t = \alpha^t W^{-1} + e^t A^n \tag{11}$$

Avec  $k_0^t = e^t A^n = -a^t W^{-1}$  : la solution correspondant à un temps d'établissement fini, où  $a^t$  est le vecteur des coefficients de l'équation caractéristique en boucle ouverte  $\det(sI-A)=0$ .

Enfin nous avons :

$$k^t = (\alpha^t - a^t) W^{-1} \tag{12}$$

La matrice  $W$  et le vecteur  $a^t$  sont calculées à l'aide de l'algorithme récursive de Leverrier donné par [ACK80],[ACK85] :

$$\begin{aligned}
 R_{n-1} &= I_{n \times n} \\
 a_{n-1} &= -\text{trace}(AR_{n-1}), R_{n-2} = AR_{n-1} + a_{n-1}I_{n \times n} \\
 a_{n-2} &= -\frac{1}{2}\text{trace}(AR_{n-2}), R_{n-3} = AR_{n-2} + a_{n-2}I_{n \times n} \\
 &\dots \\
 &\dots \\
 &\dots \\
 a_1 &= -\frac{1}{n-1}\text{trace}(AR_1), R_0 = AR_1 + a_1I_{n \times n} \\
 a_0 &= -\frac{1}{n}\text{trace}(AR_0), AR_0 + a_0I_{n \times n} = 0
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

La matrice  $W$  sera donc:

$$W = (R_0B \quad R_1B \quad \dots \quad R_{n-1}B)
 \tag{14}$$

### V.1 Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation

La détermination du coefficient  $k_w$  de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise la méthode de compensation d'un pôle réel du système en boucle fermée [9], donc:

$$K_w = \frac{K_r}{I - s_i} \quad \text{ou } s_i \text{ est le pole à compenser}
 \tag{15}$$

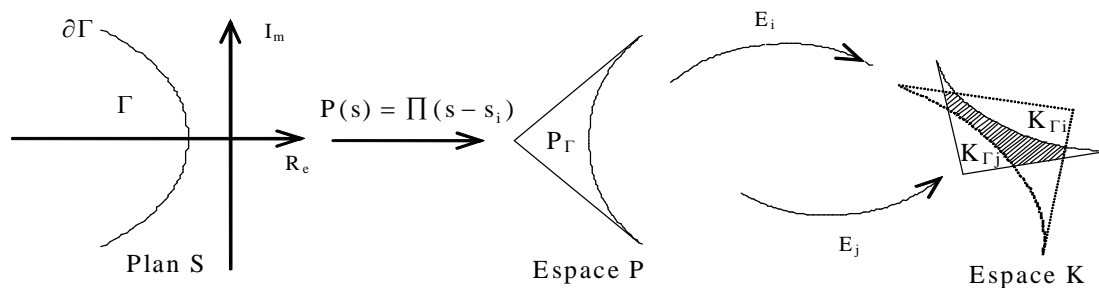
Par contre, pour le coefficient  $k_v$  de l'intervention directe du vecteur de perturbation, nous avons utilisé la méthode qui impose une grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi [9], ce qui abouti à:

$$K_v = \frac{C_s^t (I - A_s + A_s k_s^t)^{-1} B_{sv}}{C_s^t (I - A_s + A_s k_s^t)^{-1} B_s}
 \tag{16}$$

### V.2 Dimensionnement robuste

Le problème du dimensionnement robuste du réglage d'état consiste à faire appel au principe de l'assignation d'un domaine des pôles. Dans ce cas, on n'impose pas des pôles bien distincts, mais un domaine admissible dans le plan  $S$ . Qui lui correspond un domaine pour les coefficients en boucle fermée dans l'espace  $P$  et un domaine pour les coefficients de la contre-réaction d'état dans l'espace  $K$  (figure(III.3)). Dans ce domaine qui dépend des paramètres variables du système, on choisit les coefficients fixes de la contre-réaction d'état. Puisque le domaine des coefficients doit être déterminé pour plusieurs paramètres, on parle alors d'un système multi-modèles. Dans ce cas, il faut traiter plusieurs modèles du système à régler [BUH88],[ACK80].

Le problème consiste à trouver les coefficients du régulateur d'état tel que les racines de l'équation caractéristique en boucle fermée soient dans le demi-plan gauche du plan complexe quelles que soient les valeurs du paramètres physiques. Dans cette optique, nous développons les images de la région de stabilité (dans le plan  $S$ ), dans les espaces  $P$  et  $K$  respectivement. L'intersection des régions de stabilité dans l'espace  $K$  associées aux variations possibles d'un paramètre physique présente la solution de la robustesse vis-à-vis de ce paramètre. Le régulateur calculé, par cette méthode, devra avoir un comportement acceptable pour tous les points du domaine des coefficients (coefficients robustes).



Figure(II.3): Le passage entre les trois régions de stabilité ( $\Gamma \rightarrow P_\Gamma \rightarrow K_\Gamma$ ).



### V.1.1 Région de stabilité dans l'espace P

L'équation caractéristique en boucle fermée est:

$$P(s) = \sum_{i=0}^n \alpha_i s^i = \prod_{i=1}^n (s - s_i) = (\alpha^t \quad 1) s_n \quad (17)$$

avec:

$$\alpha^t = (\alpha_0 \quad . \quad . \quad . \quad \alpha_{n-1})$$

$$\text{et } s_n = (1 \quad s \quad . \quad . \quad s^n)^t$$

Les  $\alpha_i$  sont les coordonnées du vecteur  $\alpha^t$  qui représente un point dans l'espace  $P$  de dimension  $n$ .

Il résulte que :

$$\alpha \in P_\Gamma \Leftrightarrow z_i \in \Gamma \forall i = \overline{1, n} \quad (18)$$

Tel que  $P_\Gamma$  est la région de stabilité dans l'espace  $P$ .  $P_\Gamma$  est limitée par une surface réelle et une surface complexe.

La limite du pôle réel, définie par l'intersection du contour  $\partial\Gamma$  avec l'axe des réels, est donnée par l'équation de l'hyperplan suivante :

$$P(-\rho) = \sum (-1)^i \alpha_i \rho^i = (\alpha^t \quad 1) a_0 \quad (19)$$

$$\text{avec : } a_0 = (1 \quad -\rho \quad . \quad . \quad -(1)^n \rho^n)^t$$

Par contre la limite complexe décrit tous les polynômes qui possèdent au moins une paire de pôles complexes conjugués dans le contour  $\partial\Gamma$  [GHO86].

Pour une paire de pôles complexes conjugués :  $s_{1,2} = -\rho \pm j\omega$ , le polynôme caractéristique correspondant est :

$$Q(s) = (s - s_1)(s - s_2) = s^2 + 2\rho s + \rho^2 + \omega^2 = s^2 + \beta_1 s + \beta_0 \quad (20)$$

Avec:

$$\beta_1 = 2\rho \text{ et } \beta_0 = \rho^2 + \omega^2$$

Donc  $P(s)$  s'écrit:

$$P(s) = (\beta_0 + \beta_1 s + s^2) \left( \sum_{i=0}^{n-3} \delta_i s^i + s^{n-2} \right) \quad (21)$$

Sous une forme matricielle:

$$(\alpha^t \quad 1) s_n = (\beta_0 \quad \beta_1 \quad 1) s_2 (\delta^t \quad 1) s_{n-2} \quad (22)$$

ou  $\delta = (\delta_0 \quad . \quad . \quad . \quad \delta_{n-3})^t$

En éliminant le vecteur  $z_n$  des deux membres, nous avons :

$$(\alpha^t \quad 1) = (\delta^t \quad 1) \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 & 0 & . & . & . & 0 \\ 0 & \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 & . & . & . & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & 0 & . & . & . & \beta_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & . & . & . & \beta_0 & \beta_1 & 1 \end{pmatrix} \quad (23)$$

Dans le but d'éliminer l'inconnue  $\delta$ , l'équation (23) peut être mise sous la forme suivante:

$$(\alpha' \quad 1) = (0 \quad 0 \quad \delta' \quad 1) \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \beta_1 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \beta_0 & \beta_1 & 1 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \beta_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \beta_0 & \beta_1 & 1 \end{pmatrix} \quad (24)$$

Donc:

$$(0 \quad 0 \quad \delta' \quad 1) = (\alpha' \quad 1) \beta^{-1} \quad (25)$$

Avec:

$$\beta = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \beta_1 & 1 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \beta_0 & \beta_1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \beta_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \beta_0 & \beta_1 & 1 \end{pmatrix}$$

Et :

$$\beta^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ d_1 & 1 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ d_2 & d_1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & d_1 & 1 & 0 \\ d_n & \dots & \dots & \dots & d_2 & d_1 & 1 \end{pmatrix} \quad (26)$$

Les  $d_i$  sont donnés par la forme récursive suivante :

$$\begin{cases} d_0 = 1 \\ d_1 = -\beta_1 \\ d_{i+1} = -\beta_1 d_i - \beta_0 d_{i-1}, i = 1, n-1 \end{cases} \quad (27)$$

A partir de l'équation (24), on peut écrire:

$$(\alpha' \quad 1) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ d_1 & 1 \\ d_2 & d_1 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ d_n & d_{n-1} \end{pmatrix} = (0 \quad 0) \quad (28)$$

Avec:

$$c_1 = (d_0 \quad . \quad . \quad . \quad d_n)^t \text{ et } c_2 = (0 \quad d_0 \quad . \quad . \quad . \quad d_n)^t$$

La limite complexe sera donc : l'intersection de deux hyperplans de dimensions (n-1). Elle est donnée par:

$$\begin{pmatrix} \alpha^t & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (29)$$

### V.1.2 Région de stabilité dans l'espace K

Après avoir déterminé la région de stabilité dans l'espace  $P$ , il est indispensable de trouver son image dans l'espace des coefficients  $K$ . En effet:

A partir de l'équation (12), le vecteur  $\alpha^t$  est calculé par l'expression suivante:

$$\alpha^t = k^t W + a^t \quad (30)$$

En injectant cette équation dans les équations (19) et (29), il résulte que [10]:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} a^t + k^t W & I \end{pmatrix} a_0 &= 0 \\ \begin{pmatrix} a^t + k^t W & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (31)$$

Cette équation nous permet de présenter graphiquement la région de stabilité dans l'espace  $K$ .

### V.1.3 Problème multi modèles

Avec une variation paramétrique, l'équation du système augmenté par un régulateur intégrateur sera:

$$\dot{x} = A(\theta)x + B(\theta)u + B_w w \quad (32)$$

Les matrices du système:  $A(\theta)$  et  $B(\theta)$  sont en fonction de  $\theta$ : vecteur de paramètres variables.

Le vecteur des coefficients de l'équation caractéristique en boucle fermée et aussi fonction de  $\theta$ :

$$\alpha^t(k, \theta) = a^t(\theta) + k^t W(\theta) \quad (33)$$

Les limites de la région de stabilité seront donc:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \alpha^t(k, \theta) & I \end{pmatrix} a_0 &= 0 \\ \begin{pmatrix} \alpha^t(k, \theta) & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (34)$$

Pour rendre cette équation indépendante de la variation de  $\theta$ , il est indispensable de discrétiser le vecteur paramètres  $\theta$  à des valeurs bien distincts. Pour chaque valeur on peut définir un niveau modèle par la formule suivante [10]:

$$\begin{aligned} A_i &= B(\theta_i) \quad \theta_i \in \theta \quad \text{et} \quad i = \overline{1, m} \\ B_i &= B(\theta_i) \quad \theta_i^{\min} \leq \theta_i \leq \theta_i^{\max} \end{aligned} \quad (35)$$

Chaque valeur de  $\theta_i$  définit un nouveau modèle pour le système original, par conséquent un nouveau régulateur d'état. Dans ces conditions on parle de problème multi-modèles.

Le problème peut être formulé autrement : déterminer  $k^t$  de telle sorte que tous les zéros de la fonction de transfert en boucle fermée (équation (36)) de tous les modèles soient à l'intérieur de la région de stabilité  $\Gamma$ .

$$P_m(s) = \prod_{i=1}^m \det(sI - A(\theta_i) + B(\theta_i)k^t) \quad (36)$$

La solution est assurée par l'intersection commune de toutes les régions de stabilité dans l'espace  $K$ .

## VI COMMANDE DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La figure(II.4) représente un schéma bloc de la commande de vitesse, par un régulateur d'état à placement de pôle robuste, d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandée par la technique MLI (la stratégie Triangulo-sinusoidale).

Le bloc de limitation est assuré par :

$$\left| v_{qs}[k] - \omega_m[k] \frac{L_s \phi_r^*}{L_m} \right| \leq R_s i_{qs}^{max} \text{ avec } |i_{qs}^{max}| \leq \frac{L_r C_{em}^{max}}{p L_m \phi_r^*}$$

$$\text{et } |v_{qs}[k]| \leq v_{qs}^{max} \tag{37}$$

ou  $v_{qs}^{max} = \sqrt{2} \cdot 220$  et  $C_{em}^{max} = 3 \cdot C_{em}^{nominal} = 30Nm$

Le régulateur doit être associé à un système d'anti-windup afin d'éviter un dépassement du fait que l'intégrateur continuerait à sommer une erreur qui ne correspondait plus à la tension de commande.

La correction de la composante intégrale donne:

$$x_r[k+1] = x_r[k] + \frac{v_{qs}^{lim}[k] - v_{qs}[k]}{k_w} \tag{38}$$

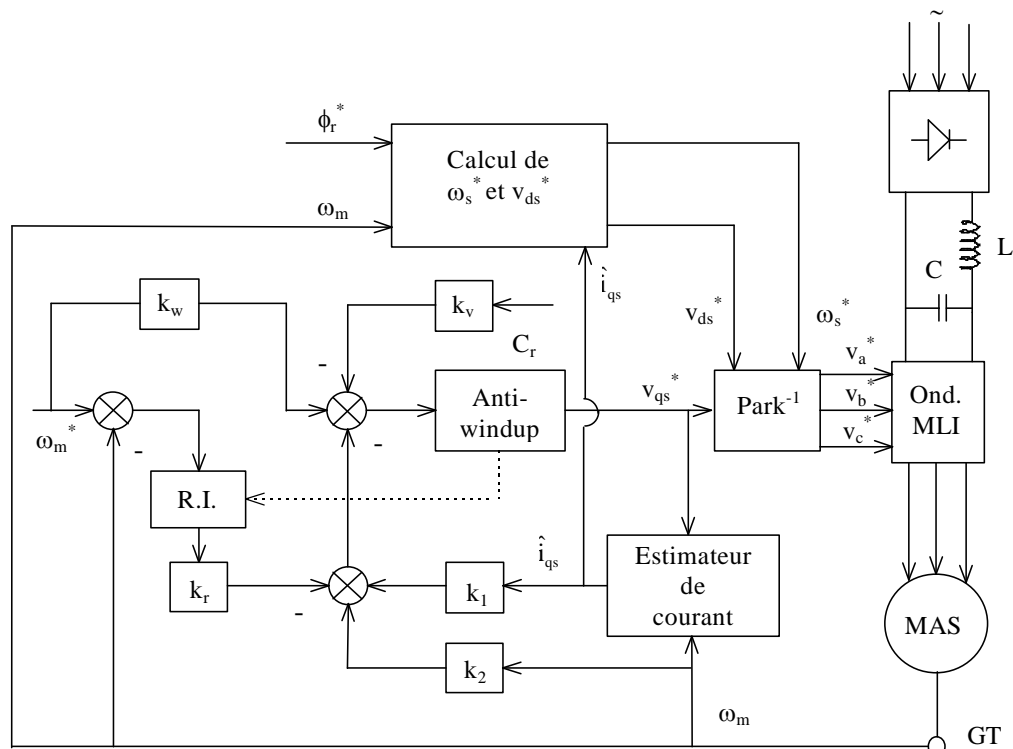
### VI.1 DIMENSIONNEMENT PSEUDO-CONTINU

Le système augmenté avec un régulateur intégrateur est donné par l'équation suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\phi_r^*}{\sigma L_m} & 0 \\ \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_{qs}^* + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} \omega_m^* + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{pmatrix} C_r \tag{39}$$

avec:

$$R_{eq} = R_s + \frac{L_s R_r}{L_R}$$



Figure(II.4): Schéma bloc de la commande en vitesse par retour d'état d'une MAS.

A l'aide de l'équation (13), on trouve :

$$\begin{aligned} a_2 &= \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \\ a_1 &= \frac{fR_{eq}}{\sigma L_s J} + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \\ a_3 &= 0 \end{aligned} \quad (40)$$

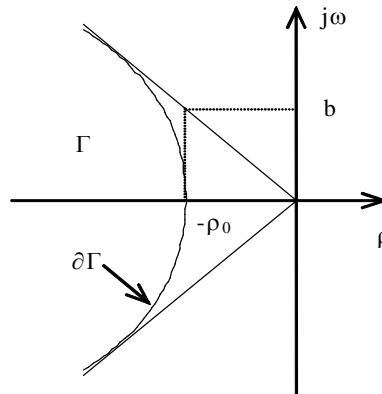
Ainsi que la matrice W est:

$$W = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} 0 & \frac{f}{J} & 1 \\ 0 & \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & 0 \\ -\frac{L_m \phi_r^* p^2}{T_i L_r J} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (41)$$

En appliquant l'algorithme de Leverrier donné par l'équation (13), le vecteur coefficients de l'équation caractéristique en boucle fermée est donné par:

$$\alpha' = \left( a_0 - \frac{K_3 L_m \phi_r^* p^2}{T_i \sigma L_s L_r J} \quad a_1 + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{K_2 L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} + \frac{f K_1}{J} \right) \quad a_2 + \frac{K_1}{\sigma L_s} \right) \quad (42)$$

La région de stabilité dans le plan S retenue est représentée par la figure(II.5):



Figure(II.5): Région de stabilité dans le plan S.

Cette région de stabilité est décrite par l'équation de l'hyperbole suivante:

$$\begin{aligned} \partial \Gamma : \left( \frac{\rho}{a} \right)^2 - \left( \frac{\omega}{b} \right)^2 &= 1; \quad \rho \leq -a \\ \text{avec : } a &= \rho_0 \text{ et } b^2 = \rho_0^2 \frac{1 - \xi^2}{\xi^2} \end{aligned} \quad (43)$$

$\xi$ : Coefficient d'amortissement relatif.

Afin d'avoir l'image de cette région dans l'espace K, il est nécessaire de calculer, d'une part, la limite complexe tracée par le mouvement d'une paire de pôles complexes conjugués le long du contour  $\partial \Gamma$ , et d'autre part la limite réel qui représente l'image d'un pôle fixe à  $-\rho_0$  dans l'espace K. En effet:

La limite complexe:

Les coefficients  $\beta_i$  sont donnés par:

$$\beta_1 = 2\rho \quad \text{et} \quad \beta_0 = \rho^2 + \omega^2 = \left( \left( \frac{b}{a} \right)^2 + 1 \right) \rho^2 - b^2 \quad (44)$$

La limite complexe est définie, dans l'espace  $P$ , par:

$$(\alpha^t \quad 1) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -\beta_0 & -\beta_1 \\ \beta_0\beta_1 & \beta_1^2 - \beta_0 \end{pmatrix} = (0 \quad 0) \quad (45)$$

Afin d'avoir une représentation bidimensionnelle dans l'espace  $K$ , on va éliminer la contribution du courant  $i_{qs}$  dans la loi de commande ( $K_1 = 0$ ). Le développement de l'équation (45) donne:

$$\begin{aligned} K_r &= -\frac{T_i \sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \beta_0 \left( \beta_1 - \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) \right) \\ K_2 &= \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\beta_1 \left( \beta_1 - \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) \right) + \beta_0 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} - \frac{f R_{eq}}{\sigma L_s J} \right) \end{aligned} \quad (46)$$

La limite réelle:

Cette limite est définie dans l'espace  $P$  par l'équation suivante:

$$(\alpha^t \quad 1) \begin{pmatrix} 1 \\ -\rho_0 \\ \rho_0^2 \\ -\rho_0^3 \end{pmatrix} = 0 \quad (47)$$

Si on considère que  $K_1 = 0$ , il arrive que:

$$K_2 = \frac{K_r}{T_i \rho_0} - \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( \frac{f R_{eq}}{\sigma L_s J} + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} + \rho_0^2 - \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) \rho_0 \right) \quad (48)$$

## VI.2 DIMENSIONNEMENT ROBUSTE VIS-A-VIS DE $R_R$

Il est connu que la variation de la résistance rotorique est fortement liée à la variation de la température, ainsi qu'aux erreurs d'identification. L'ampleur de cette variation est généralement limitée entre -50% à +50% de la valeur nominale. Donc, pour pouvoir appliquer la commande par placement de pôles robuste, il serait judicieux de modéliser la variation continue de  $R_r$  par une variation discrète. Dans notre cas, nous avons pris cinq valeurs distincts dans l'intervalle [-50% 50%] $R_r^n$  à savoir [-50% 25% 0% 25% 50%] $R_r^n$ . Les cinq régions de stabilité correspondantes dans le plan  $K$  sont données par:

Limite complexe:

$$\begin{aligned} K_2 &= \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\beta_1 \left( \beta_1 - \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) + \beta_0 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} - \frac{f}{\sigma L_s J} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) \right) \right) \\ K_r &= \frac{\beta_0 \sigma T_i L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\beta_1 + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) \end{aligned} \quad (49)$$

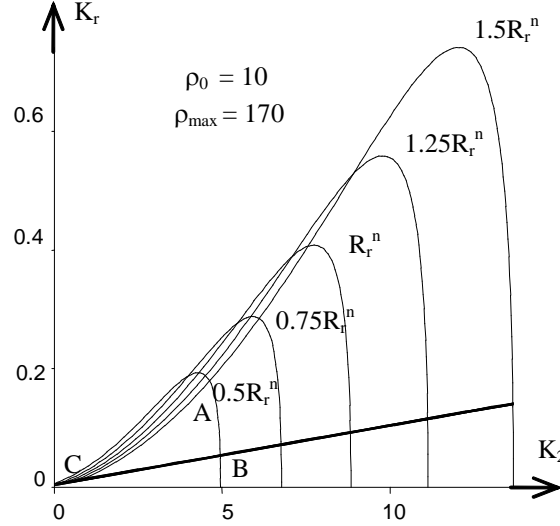
Limite réelle:

$$K_2 = \frac{K_r}{T_i \rho_0} - \left( \frac{f}{\sigma L_s J} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} - \rho_0 \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) + \rho_0^2 \right) \frac{L_r J \sigma L_s}{L_m \phi_r^* p^2} \quad (50)$$

avec:

$$\begin{cases} R_r^1 = 0.5 R_r^n \\ R_r^{i+1} = R_r^i + 0.25 R_r^n \quad i = \overline{1,4} \end{cases} \quad (51)$$

La figure (II.6) présente l'intersection des différentes régions ainsi définies:



Figure(II.6): Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan  $K$ .

Le domaine ABC présente le domaine des coefficients capables d'assurer la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de  $R_r$ . En outre, ils préservent les pôles en boucle fermée dans la région de stabilité dans l'espace  $S$ , quelque soit la variation de la résistance rotorique.

### VI.2.1 Détermination $K_w$

La méthode de détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne consiste à compenser un pôle du système global fermé. Dans le cas présent, un problème se pose quant au choix du pôle à compenser car il est variable selon la valeur de la résistance rotorique. Pour contourner cet inconvénient nous avons compensé un pôle correspondant à un point de fonctionnement intermédiaire, nous avons pris un pôle situé au centre de gravité des pôles variables. En effet:

Le centre de gravité est donné par l'expression:

$$S_{cg} = \frac{1}{R_r^{max} - R_r^{min}} \int_{R_r^{min}}^{R_r^{max}} \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 P_j(\theta_i) d\theta_i \quad (52)$$

avec:  $trace(A_G) = \sum_{j=1}^n P_j(\theta_j) = -\left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right)$

où  $A_G$  : la matrice du système global fermé.

on aura:

$$S_{cg} = -\frac{1}{3(R_r^{max} - R_r^{min})} \int_{R_r^{min}}^{R_r^{max}} \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right) dR_r \quad (53)$$

Avec:  $R_r^{min} = 0.5R_r^n$  et  $R_r^{max} = 1.5R_r^n$ , il arrive:

$$K_w = \frac{3K_r}{T_i \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right)} \quad (54)$$

### VI.3 DIMENSIONNEMENT ROBUSTE VIS-A-VIS $R_s$

Pour le dimensionnement d'un régulateur d'état à placement de pôles robuste vis-à-vis  $R_s$ , nous considérons uniquement une augmentation sur la résistance statorique dû aux échauffements internes de la machine. Nous avons pris en considération les cinq variations significatives suivante: (100%, 110%, 120%, 130%, 140%) $R_s^n$ .

Et toujours, dans le souci de réduire l'ordre du système et afin de travailler dans un plan (au lieu d'un espace), nous éliminons le courant  $i_{qs}$  du retour d'état. Les différentes variations de  $R_s$  engendrent, avec  $K_I = 0$ , les limites de stabilité suivantes:

Limite complexe:

$$K_2 = \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\beta_1 \left( \beta_1 - \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s^i + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right) + \beta_0 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} - \frac{f}{\sigma L_s J} \left( R_s^i + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) \right) \right) \quad (55)$$

$$K_r = \frac{\beta_0 \sigma T_i L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\beta_1 + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s^i + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right)$$

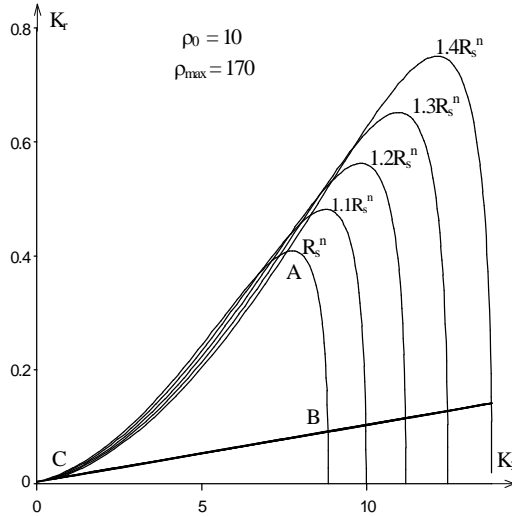
Limite réelle:

$$K_2 = \frac{K_r}{T_i \rho_0} - \left( \frac{f}{\sigma L_s J} \left( R_s^i + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} - \rho_0 \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s^i + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right) + \rho_0^2 \right) \frac{L_r J \sigma L_s}{L_m \phi_r^* p^2} \quad (56)$$

avec:

$$\begin{cases} R_s^i = R_s^n \\ R_s^{i+1} = R_s^i + 0.1 R_s^n \quad i = \overline{1,4} \end{cases} \quad (57)$$

La figure (II.7) présente l'intersection des différentes régions dans le plan  $(K_r, K_2)$ :



Figure(II.7): Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan  $K$ .

Le réglage sera considéré robuste par le choix de la paire de coefficients  $(K_2, K_r)$  à l'intérieur du domaine ABC présenté par la figure(II.7). Ce domaine fournit les coefficients valables pour tous les points de fonctionnement (selon la variation de  $R_s$ ), et assure que les pôles restent dans un domaine bien prescrit.

### VI.3.1 Calcul de $K_w$

Le pôle intermédiaire est donné par:

$$S_{cg} = -\frac{1}{3(R_s^{max} - R_s^{min})} \int_{R_s^{min}}^{R_s^{max}} \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right) dR_s \quad (58)$$

Avec:  $R_s^{min} = R_s^n$  et  $R_s^{max} = 1.4 R_s^n$ , il résulte que:

$$K_w = \frac{3K_r}{T_i \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( 1.2 R_s^n + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right)} \quad (59)$$

## VI.4 DIMENSIONNEMENT ROBUSTE VIS-A-VIS DE J



La méthodologie de calcul est identique à celle présentée précédemment. Nous avons considéré la variation du moment d'inertie par les valeurs discrètes suivantes (100%, 125%, 150%, 175%, 200%) $J^n$ . Les régions de stabilité correspondantes sont limitées par:

Limite complexe:

$$K_2 = \frac{\sigma L_s L_r J^i}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\beta_1 \left( \beta_1 - \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J^i} \right) \right) + \beta_0 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J^i} - \frac{f R_{eq}}{\sigma L_s J^i} \right) \quad (60)$$

$$K_r = \frac{\beta_0 \sigma T_i L_s L_r J^i}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\beta_1 + \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J^i} \right)$$

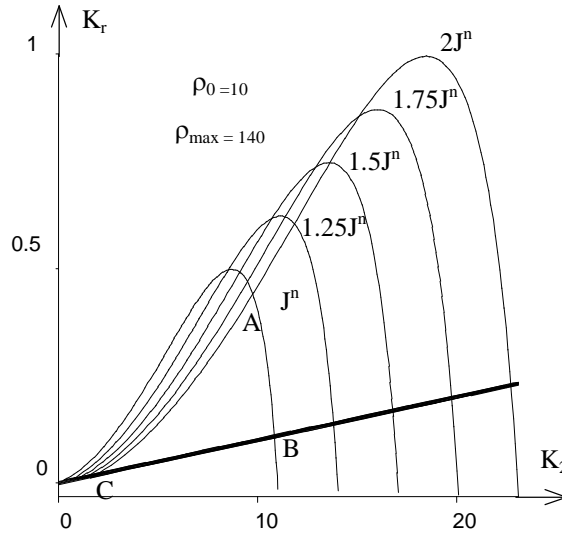
Limite réelle:

$$K_2 = \frac{K_r}{T_i \rho_0} - \left( \frac{f R_{eq}}{\sigma L_s J^i} + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J^i} - \rho_0 \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J^i} \right) + \rho_0^2 \right) \frac{L_r J^i \sigma L_s}{L_m \phi_r^* p^2} \quad (61)$$

avec:

$$\begin{cases} J^1 = J^n \\ J^{i+1} = J^i + 0.25 J^n \quad i = \overline{1,4} \end{cases} \quad (62)$$

L'intersection des différentes régions dans le plan  $K$  est donnée par le domaine ABC représenté par la figure (II.8).



Figure(II.8): Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan ( $K_r$ ,  $K_2$ ).

#### VI.4.1 Calcul de $K_w$

e pôle à compenser est donné par:

$$S_{cg} = -\frac{1}{3(J^{max} - J^{min})} \int_{J^{min}}^{J^{max}} \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) dJ \quad (63)$$

avec  $J^{max} = 2J^n$  et  $J^{min} = J^n$ , on aura:

$$K_w = \frac{3K_r}{T_i \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f \ln(2)}{J^n} \right)} \quad (64)$$

#### VI.5 CALCUL DE $K_v$

Pour le calcul du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de perturbation basé sur l'annulation de l'état du régulateur intégrateur en régime permanent, on adopte la valeur nominale calculée par l'équation:

$$K_v = -\frac{R_{eq} L_r}{L_m \phi_r^* p} \quad (65)$$

Pour avoir les gains du régulateur digital, il faut apporter la correction suivante sur les coefficients du régulateur continu [7]:

$$\begin{aligned} k_2 &= K_2 + \frac{K_r}{2}; & k_r &= K_r \\ k_w &= K_w + \frac{K_r}{2}; & k_v &= K_v \end{aligned} \quad (66)$$

Ou  $T_i = T_e$  (période d'échantillonnage = 1 ms)

## VII SIMULATIONS

Les paramètres de la machine asynchrone à cage d'écureuil utilisés dans les simulations sont regroupés dans le tableau (1).

Quantité	symbole	valeur
Tension nominale	$V_n$	220 v
Fréquence nominale	$f_s$	50 H
Résistance rotorique	$R_r$	3.805 $\Omega$
Résistance statorique	$R_s$	4.85 $\Omega$
Inductance statorique	$L_s$	0.274 H
Inductance rotorique	$L_r$	0.274 H
Inductance mutuelle	$L_m$	0.258 H
Moment d'inertie	J	0.031 kg.m <sup>2</sup>
Nombres de paires de pôles	p	2

Tableau (1): Paramètres de la machine.

Les coefficients du régulateur d'état continu sont donnés dans le tableau (2) suivant:

Test vis-à-vis:	$K_2$	$K_r$
$R_r$	3.96296	0.08782
$R_s$	5.50197	0.11474
J	4.87116	0.11954

Tableau (2): Coefficients du régulateur.

Les simulations reportées sur la figure(II.9) concernent un démarrage avec un échelon de vitesse de 0 à 1000 tr/min, puis une inversion du sens de rotation entre  $\pm 1000$  tr/min à l'instant  $t = 1$ s.

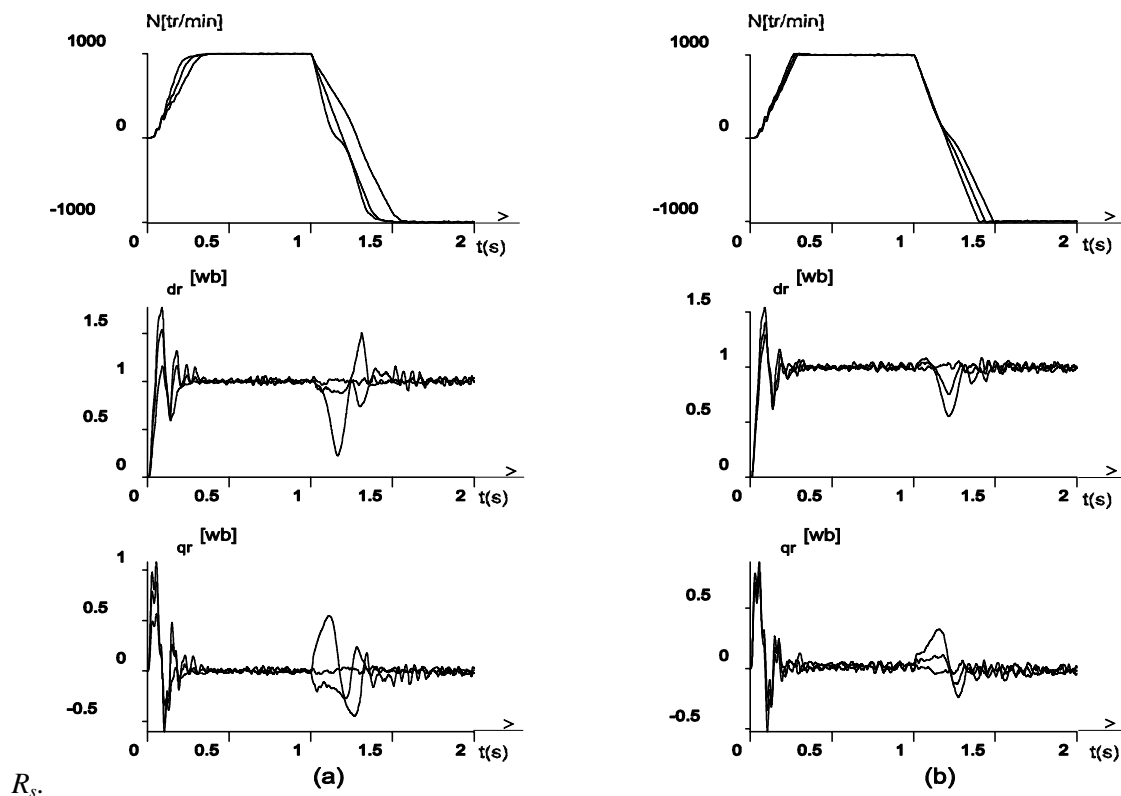
Afin d'illustrer les performances du réglage vis-à-vis les variations paramétriques, nous avons effectué les tests de robustesse suivants:

a - Test de robustesse vis-à-vis la variation de résistance rotorique: on a considéré une augmentation de 50% et une diminution de -50% par rapport à la valeur nominale;

b - Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique: deux augmentations de 20% et de 40% par rapport à la résistance statorique nominale sont effectuées;

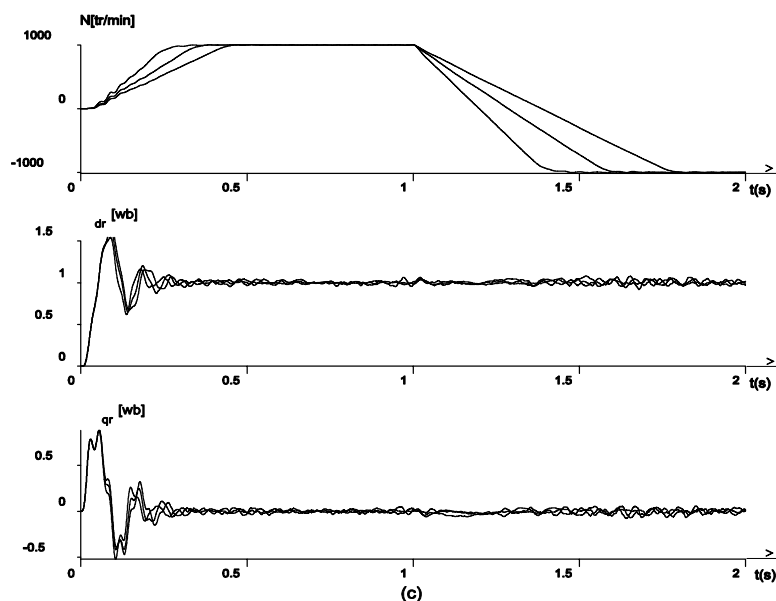
c - Test de robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie: on a introduit deux surévaluations du moment d'inertie de la masse tournante, l'une de 50% J<sup>n</sup> et l'autre de 100% J<sup>n</sup>.

Les résultats de simulation montrent le bon amortissement marqué sur les réponses de vitesse des différents tests réalisés. En outre, une qualité de robustesse très intéressante lors de la variation des paramètres électrique ( $R_r$ ,  $R_s$ ) et mécanique (J), est enregistrée. Le découplage est assuré à chaque fois.



$R_s$ .

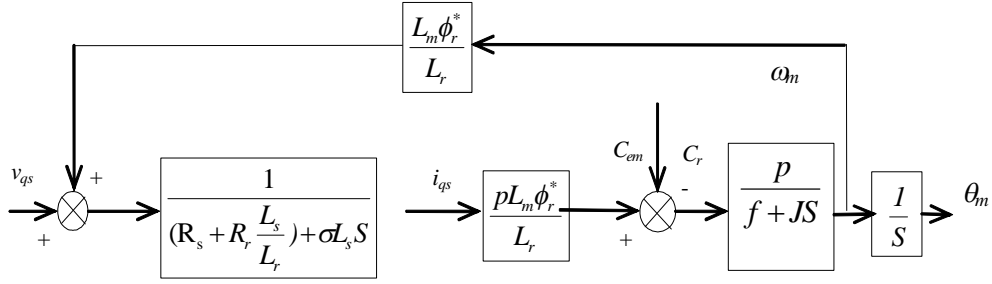
Figure(II.9-a): Tests de robustesse vis-à-vis de : a)  $R_r$ , b)



Figure(II.9-b): Tests de robustesse vis-à-vis de  $J$ .

### V COMMANDE DE POSITION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

La figure(II.10-b) présente le schéma bloc de la commande de position d'une machine asynchrone à cage d'écuriel alimentée par un onduleur de tension MLI commandé par la technique triangulo-sinusoidale. La tension de commande selon l'axe (q) est générée par un régulateur d'état à placement de pôles robuste avec observateur d'état et de perturbation à placement de pôles robuste



Figure(II.10-a): Modèle simplifié équivalent du MAS.

La figure(II.10-a) nous permet d'établir le modèle SISO simplifié donné sous la forme d'état suivante:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\phi_r^*}{\sigma L_m} & 0 \\ \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{pmatrix} v_{qs} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix} C_r \\ y_s &= [0 \quad 0 \quad 1] \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} = \theta_m \end{aligned} \right. \quad (67)$$

Le système augmenté par un régulateur intégrateur est :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta_m \\ x_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\phi_r^*}{\sigma L_m} & 0 & 0 \\ \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta_m \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_{qs} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} C_r + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} \theta_m^* \quad (68)$$

Avec une loi de commande de la forme :

$$v_{qs} = K_w \hat{\theta}_m^* + K_r x_r - K_v \hat{C}_r - K_i \hat{i}_{qs} - K_2 \hat{\omega}_m - K_3 \hat{\theta}_m \quad (69)$$

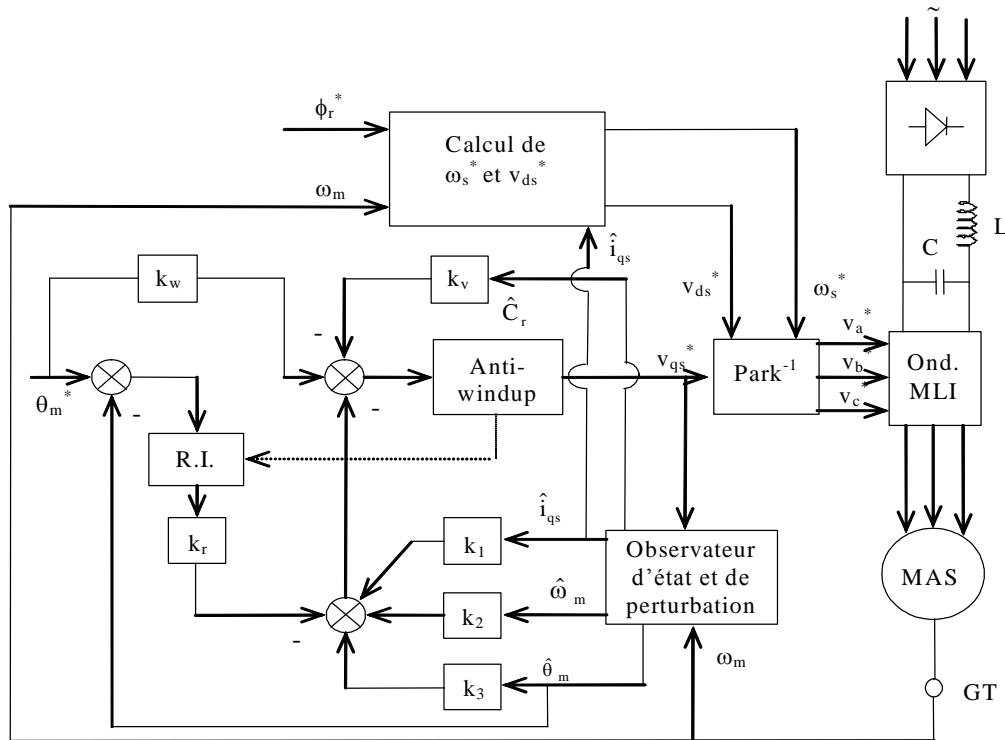
^ : indique que la grandeur est observée

Le but est de déterminer les coefficients  $K_i$  par la technique du placement de pôles robuste. En effet:

La limite complexe:

La matrice de commandabilité est donnée par :

$$Q_c = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & \frac{(R_{eq})^2 - (\phi_r^* p)^2}{\sigma L_s \sigma L_r J} & Q_4 \\ 0 & \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) & Q_{24} \\ 0 & 0 & \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J T_i} \end{pmatrix} \quad (70)$$



Figure(II.10-b): Schéma bloc de la commande en position par retour d'état avec observateur d'état et de perturbation.

avec:

$$Q_{14} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} \left( \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} \right)^2 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \right) - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right)$$

$$Q_{24} = \frac{R_{eq} L_m \phi_r^* p^2}{\sigma L_s L_r J} \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) + \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} \left( \left( \frac{f}{J} \right)^2 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \right)$$

Le vecteur  $e^t$  est :

$$e^t = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{T_i \sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \end{pmatrix} \quad (71)$$

Le calcul de  $E$  conduit à:

$$E = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -T_i \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma L_s L_r J \\ L_m \phi_r^* p^2 \\ -\frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) \\ \left( \frac{f}{J} \right)^2 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \end{pmatrix} \quad (72)$$

Pour un système d'ordre  $n = 4$ , il est préférable de décomposer le vecteur  $k^t$  et la matrice  $E$  par:

$$k_a^t = (K_3 \quad -K_r) \text{ et } K_b^t = (K_1 \quad K_2) \quad (73)$$

et:

$$E_a = \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \begin{pmatrix} 0 & -T_i \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (74)$$

$$E_b = \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} \\ -\frac{L_m \phi_r^* p^2}{L_r J} \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) & \left( \frac{f}{J} \right)^2 - \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \end{pmatrix} \quad (75)$$

Les coefficients libres sont en relation avec les coefficients imposés ( $K_1 = 0, K_2$ ) par :

$$\begin{aligned} K_3 &= \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( \beta_1^3 - \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) (\beta_0 - \beta_1^3) + \beta_1 \left( \frac{f R_{eq}}{\sigma L_s J} + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \right) - 2\beta_0 \beta_1 \right) + \beta_1 K_2 \\ K_r &= \frac{\sigma L_s L_r J T_i \beta_0}{L_m \phi_r^* p^2} \left( \beta_1^2 - \beta_0 - \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) \beta_1 + \frac{f R_{eq}}{\sigma L_s J} + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \right) + \beta_0 T_i K_2 \end{aligned} \quad (76)$$

La limite réelle :

Pour pouvoir calculer l'image d'un pôle réel constant égale à  $-\rho_0$ , il est nécessaire de calculer l'inverse de la matrice de transformation T.

$$W = T^{-1} = \frac{L_m \phi_r^* p}{\sigma L_s L_r J} \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{f L_r}{L_m \phi_r^* p} & \frac{L_r J}{L_m \phi_r^* p} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_i} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (77)$$

En utilisant l'équation (48), il arrive :

$$K_r = \rho_0 T_i K_3 - \frac{\sigma L_s L_r J T_i}{L_m \phi_r^* p^2} \left( \rho_0^2 \left( \frac{f R_{eq}}{\sigma L_s J} + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \right) - \rho_0^3 \left( \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) + \rho_0^4 \right) - \rho_0^2 T_i K_2 \quad (78)$$

## VI. DIMENSIONNEMENT ROBUSTE VIS-A-VIS LA VARIATION DE $R_r$

Nous avons considéré la variation de  $R_r$  par cinq valeurs discrètes (-50%, -75%, 0%, 125%, 150%) $R_r^n$ . Les régions de stabilité correspondantes sont limitées par :

La limite complexe :

$$\begin{aligned} K_3 &= \frac{\sigma L_s L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( \beta_1 \left( \frac{1}{\sigma L_s J} \left( \frac{f L_r}{L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + (\phi_r^* p)^2 \right) \right) - (\beta_1^2 - \beta_0) \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) + \beta_1^3 - 2\beta_0 \beta_1 \right) + \beta_1 K_2 \\ K_r &= \frac{T_i \sigma \beta_0 L_r L_s J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( \frac{1}{\sigma L_s J} \left( \frac{f L_r}{L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + (\phi_r^* p)^2 \right) + \beta_1^2 - \beta_0 - \beta_1 \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) \right) + T_i \beta_0 K_2 \quad i = \overline{1,5} \end{aligned} \quad (79)$$

La limite réelle :

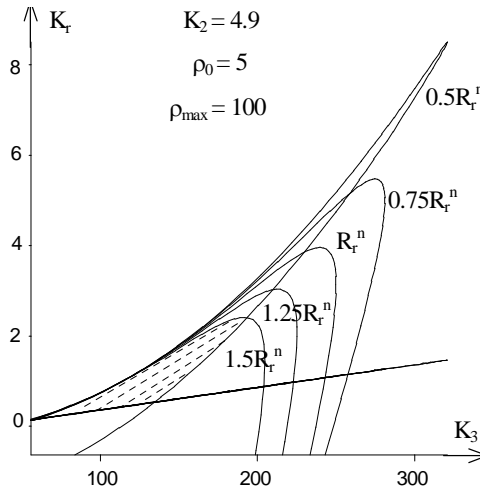
$$K_r = \rho_0 T_i K_3 - \frac{\sigma L_s L_r J T_i}{L_m \phi_r^* p^2} \left( \frac{1}{\sigma L_s J} \left( \frac{f L_r}{L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + (\phi_r^* p)^2 \right) - \rho_0 \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) + \rho_0^2 \right) \rho_0^2 - \rho_0^2 T_i K_2 \quad (80)$$

Les  $R_r^i$  sont donnés par l'équation (81).

$$\begin{cases} R_r^1 = 0.5 R_r^n \\ R_r^{i+1} = R_r^i + 0.25 R_r^n \quad i = \overline{1,4} \end{cases} \quad (81)$$

L'intersection de ces régions représente la solution simultanée des équations caractéristiques en boucle fermée des différents modèles associés à chaque valeur de  $R_r$ .

La figure(II.11) représente le domaine des gains robustes nécessaire pour la commande de position.



Figure(II.11): Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan  $K$ .

### VI.1 CALCUL DE $K_w$

$K_w$  est dimensionné de façon à compenser un pôle du système global fermé. Mais lorsque les paramètres physiques du système varient, le pôle à compenser varie lui aussi. Cette situation nous oblige à compenser un pôle  $S_{sg}$  situé au centre de gravité des pôles variables.

En effet, pour un système d'ordre  $n$  qui subit une variation du paramètre  $\theta_i \in [\theta_i^{min}, \theta_i^{max}]$ , on peut écrire :

$$S_{cg} = \frac{1}{\theta_i^{max} - \theta_i^{min}} \int_{\theta_i^{min}}^{\theta_i^{max}} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n P_j(\theta_i) d\theta_i \quad (82)$$

avec:  $trace(A_G) = \sum_{j=1}^n P_j(\theta_j)$

nous avons :

$$S_{cg} = \frac{1}{\theta_i^{max} - \theta_i^{min}} \int_{\theta_i^{min}}^{\theta_i^{max}} \frac{1}{n} trace(A_G) d\theta_i \quad (83)$$

Le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne est calculé par :

$$K_w = -\frac{K_r}{S_{cg} T_i} \quad (84)$$

Dans notre cas on a:

$$trace(A_G) = -\left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \frac{f}{J} \right) \quad (85)$$

$$\text{tel que : } R_r \in [R_r^{min}, R_r^{max}]$$

Avec:  $R_r^{min} = 0.5R_r^n$  et  $R_r^{max} = 1.5R_r^n$ , nous avons :

$$K_w = \frac{4K_r}{T_i \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^n \right) + \frac{f}{J} \right)} \quad (86)$$

### VI.2 Calcul de $K_v$

Pour le calcul du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de perturbation basé sur l'annulation de l'état du régulateur intégrateur en régime permanent [7], nous avons pris le cinquième de la valeur nominale calculée par l'équation:

$$K_v = -\frac{R_{eq}L_r}{5L_m\phi_r^*p} \quad (87)$$

Pour avoir les gains du régulateur digital, la correction suivante a été appliquée sur les coefficients du régulateur continu :

$$\begin{aligned} k_2 &= K_2 ; k_3 = K_3 + \frac{K_r}{2} ; k_r = K_r \\ k_w &= K_w + \frac{K_r}{2} ; k_v = K_v ; T_i = T_e \end{aligned} \quad (88)$$

## VII. OBSERVATEUR D'ETAT ET DE PERTURBATION

L'imposition des pôles de l'observateur nous permet de choisir la matrice  $G$  donnée par la formule d'Ackermann suivante :

$$G = E_o \begin{pmatrix} \alpha \\ 1 \end{pmatrix} \text{ avec : } E_o = \begin{pmatrix} e & F_s e & \dots & F_s^{n_s} e \end{pmatrix}$$

$$\text{et } e = \begin{pmatrix} C_s^t \\ C_s^t F_s \\ \cdot \\ \cdot \\ C_s^t F_s^{n_s-1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \end{pmatrix} \quad (88)$$

Le transposé de l'équation (88) est similaire à l'équation (7), en effet:

$$G^t = (\alpha^t \quad 1) E_o^t \quad (89)$$

Cette équation est utilisée pour réaliser la projection topographique de la région de stabilité de l'espace P vers l'espace G. En se basant sur le principe de dualité, le dimensionnement de l'observateur d'état et de perturbation est similaire à celui présenté pour le dimensionnement du régulateur d'état. Le calcul du vecteur gains de l'observateur est basé sur le concept du placement de pôles robuste développé précédemment.

Tout calcul fait, les régions de stabilité sont définies par:

La limite complexe:

$$g_4 = -g_v = -\frac{\sigma L_s J \beta_0}{p(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i)} ((\beta_1 - a_3^i)g_3 - g_2 + \beta_1 a_3^i - a_2^i - d_2)$$

$$g_1 = \frac{L_r J}{L_m \phi_r^* p^2} \left( -\frac{p}{J} g_4 - (d_2 - \beta_1 a_3^i + a_2^i)g_3 + (\beta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i))g_2 + \beta_1 a_2^i - d_2 a_3^i - d_3 \right) \quad i = \overline{1,5} \quad (90)$$

$$\text{avec: } d_2 = \beta_1^2 - \beta_0 \text{ et } d_3 = -\beta_1^3 + 2\beta_0 \beta_1$$

La limite réelle :

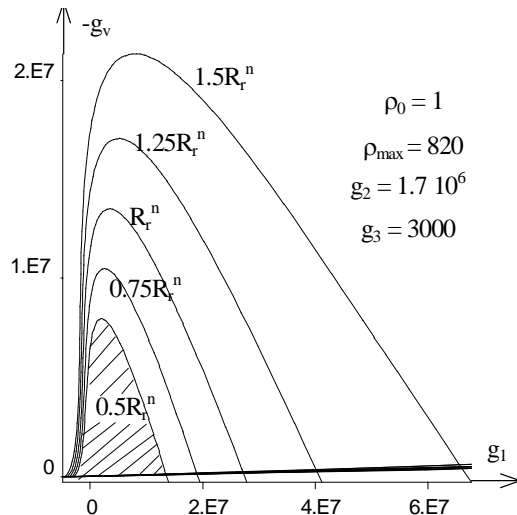
$$g_1 = \frac{L_r J}{L_m \phi_r^* p^2 \rho_0} \left( (\rho_0 - \frac{1}{\sigma L_s}) (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i) (\rho_0 g_2 - \frac{p}{J} g_4) + \rho_0 (\rho_0 (a_3^i - \rho_0) - a_2^i) g_3 + \rho_0^2 a_2^i - a_3^i \rho_0^3 + \rho_0^4 \right) \quad (91)$$

Avec :

$$a_3 = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i) + \frac{f}{J}$$

$$a_2 = \frac{f}{\sigma L_s J} (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i) + \frac{(\phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \quad (92)$$





Figure(II.12): Domaines des coefficients robustes de l’observateur d’état et de perturbation dans le plan G

La figure(II.12) montre le domaine des coefficients continus de l’observateur d’état et de perturbation. Le choix des gains à l’intérieur de ce domaine doit être suivi par une procédure de discrétisation afin d’avoir les gains discrets nécessaires pour l’algorithme d’observation susceptible d’être implanté sur un ordinateur.

**VIII SIMULATIONS**

Des simulations du système présenté par le schéma bloc de la figure(10) ont été réalisées afin de mettre en évidence les performances du réglage adopté. Il s’agit de la commande de position par retour d’état par placement de pôles robuste avec observateur d’état et de perturbation.

Les coefficients du régulateur d’état continu sont donnés dans le tableau (3) :

	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_r$
Continus	0	4.9	139.006	0.94665
Discrets	0	4.9	139.48	0.94665

Tableau(3): Coefficients du régulateur.

Les gains continus de l’observateur sont donnés par le tableau(4):

	$g_1 \cdot 10^5$	$g_2 \cdot 10^6$	$g_3$	$g_4 \cdot 10^6$
Continus	6.14857	1.7	3000	6.62046

Tableau(4).

Les gains discrets de l’observateur d’état et de perturbation sont donnés par le tableau(5) :

	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$-g_v$
Discrets	112.081	348.7884	1.0646	1648.3389

Tableau(5).

La simulation réalisée sur la figure(II.13) représente la réponse du système à un échelon de la position de consigne de 0 à 5tr, suivi d’une mise en charge instantanée d’un couple résistant valant le couple nominal exercé sur l’arbre de la machine entre  $t=1s$  et  $t=1.5s$ . Une inversion de la position de consigne de 5tr à -5tr est appliquée à l’instant  $t=2s$ .

Les résultats de simulation montrent, lorsque la résistance rotorique est nominale, que le réglage par retour d’état pseudo-continu à placement de pôles robuste, conduit à des performances très intéressants aussi bien pour la poursuite de la variation de consigne que pour le rejet des perturbations.

La figure(II.14) présente les résultats du test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique ( $-50\% R_r^n$ ,  $0\% R_r^n$ ,  $+50\% R_r^n$ ) lors d’une inversion de la consigne de + 5tr à -5 tr.

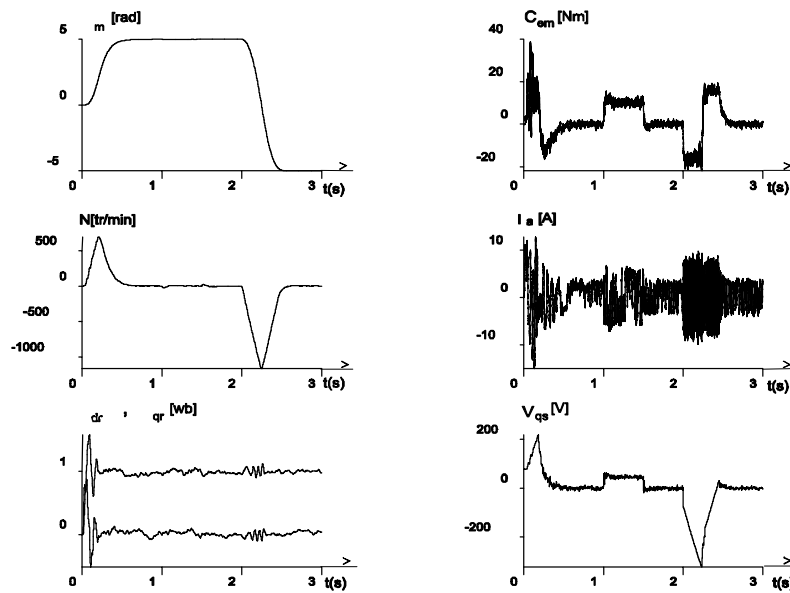
Lorsque la résistance rotorique augmente de 50% et puis diminue de 50%, l'allure de la réponse de position n'est pas très sensible à cette variation. Donc, vu du variateur de position, ce type de commande est robuste vis-à-vis de la résistance rotorique.

**IX. CONCLUSION**

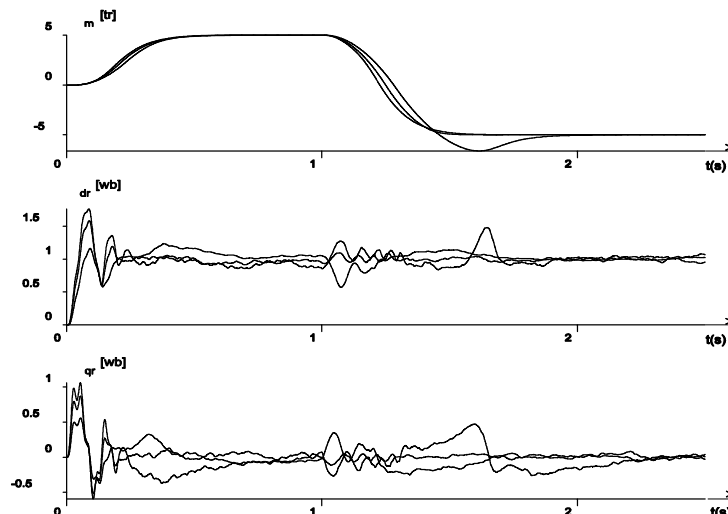
Dans ce chapitre, la technique de placement de pôles robuste est appliquée à la fois pour le dimensionnement d'un:

- Loi de commande par retour d'état linéaire;
- Observateur d'état et de perturbation.

Les résultats obtenus pour la commande de vitesse et de position montrent que le réglage adopté présente des performances très satisfaisants lors de la variation de la résistance rotorique, ce qui permet de confirmer la qualité de la robustesse.



Figure(II.13) : Simulation du réglage de position par un régulateur d'état robuste ( $R_r = R_r^n$ ).



Figure(II.14) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ( $-50\% R_r^n, 0\% R_r^n, +50\% R_r^n$ ).

## Chapitre III

---

---

COMMANDE ROBUSTE  $H_\infty$  DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR  
UN ONDULEUR A CINQ NIVEAUX  
COMMANDEE PAR LA STRATEGIE  
D'HYSTERESIS EN UTILISANT LA  
COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

---

## COMMANDE ROBUSTE $H_\infty$ DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A CINQ NIVEAUX COMMANDEE PAR LA STRATEGIE D'HYSTERESIS EN UTILISANT LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

B.Hemici \*, M.S.Boucherit \*, M.Boukhnifer\*,

\* Laboratoire d'électronique de puissance et commande -ENP-  
10 Avenue Hassen Badi, El-Harrach, Alger, Algérie –Fax(213) 02.29.53.73

### Résumé:

Cet article propose une étude sur la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis. L'algorithme de la commande utilise des régulateurs Robustes par la méthode  $H_\infty$  associée à la commande vectorielle indirecte. Les résultats de simulations montrent que les correcteurs stabilisent le système et rejettent les perturbations lorsque le système subit des incertitudes dont la norme est inférieure à la marge de stabilité maximale.

**Mots clés:** commande, vitesse, commande vectorielle, commande robuste, machine asynchrone, onduleur cinq niveaux, La marge de stabilité.

### I-Introduction:

La commande vectorielle des machines électriques à courant alternatif permet d'avoir une dynamique élevée grâce à la séparation des réglages du flux et du couple. Si l'on impose un repère d'axes d-q tournant avec le flux de manière à ce que le flux se trouve entièrement porté par l'axe d, on peut alors agir sur le couple en modifiant la valeur du courant statorique suivant l'axe q sans altérer le flux qui se trouve alors en quadrature de ce courant. Le réglage du flux s'il a lieu, en cas de survitesse par exemple, se fera uniquement en agissant sur la composante d du courant. Cette séparation est très importante car le flux varie très lentement par comparaison à la variation des courants que l'on impose à la machine.

Le calcul de cette commande passe par l'utilisation d'un modèle qui ne sera qu'une représentation imparfaite de la réalité car il y a toujours des incertitudes de représentation, dont la conséquence est qu'on ne peut pas décrire exactement par un modèle mathématique le vrai comportement d'un système physique ; en plus des incertitudes de modélisation il y a la variation des paramètres qui varient au cours du fonctionnement de la machine, ces variations sont dues à des phénomènes divers tels que la saturation magnétique, l'effet pelliculaire ou la variation de la température. Donc l'erreur entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande et les paramètres réels de la machine, se traduit par un mauvais découplage du système (mauvaise orientation du flux).

Il convient donc d'étudier la robustesse de la loi de commande, afin d'être capable de garantir la stabilité et un certain degré de performances en dépit de ces incertitudes

De nouveaux outils furent introduits, notamment la norme  $H_\infty$  des matrices de transferts, et la valeur singulière. L'évolution de celle-ci entraîne la recherche d'algorithmes performants, qui sont aujourd'hui disponibles dans des logiciels spécialisés.

Ainsi, dans cet article, nous avons étudié les performances de la commande Robuste par la méthode  $H_\infty$  de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux, Cet onduleur est commandé par la stratégie d'hystérésis [1]. Les résultats obtenus sont très prometteurs pour l'utilisation des onduleurs à cinq niveaux dans les domaines de fortes puissances et / ou haute tension tels que la commande de ces systèmes.

**II- Modélisation de la machine asynchrone :**

Dans un référentiel lié au stator, le système d'équations électriques du modèle biphasé se met sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \tag{1}$$

avec :

$$X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - K_f \Omega - C_r \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{cases} \tag{2}$$

**III- Commande Vectorielle Indirecte :**

Le principe de cette méthode de contrôle de la fréquence (slip frequency control) consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence [4]. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de la vitesse rotorique.

La figure 1 montre le schéma d'une commande indirecte appliquée sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis.

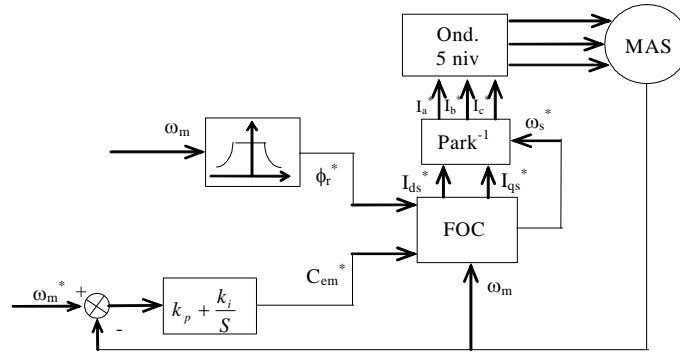


Figure.1 Schéma Bloc De La Commande Vectorielle Indirecte

**IV-Bloc De Contrôle Du Flux Oriente :**

Le FOC (field oriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées ( $\phi_r^*$  et  $C_{em}^*$ ) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur ( $v_{ds}^*$ ,  $v_{qs}^*$  et  $\omega_s^*$ ). Il permet d'orienter le flux rotorique selon l'axe d et de contrôler le couple électromagnétique du moteur. Si on ne tient pas compte des variations des courants direct et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites par[4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{p L_m \phi_r^*} \\ \omega_s^* = \omega_m + \frac{L_m R_r i_{qs}^*}{L_r \phi_r^*} \\ v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_s^* \sigma L_s i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_s^* L_s i_{ds}^* \end{array} \right. \quad (3)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe  $i_{ds}$  et en quadrature  $i_{qs}$  du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaité dans la machine.

les résultats de simulation avec alimentation par un onduleur cinq niveaux commandés par la stratégie d'hystérésis montrent bien que le découplage est maintenu et la vitesse suit parfaitement sa référence et n'est pas touchée par l'application du couple résistant :

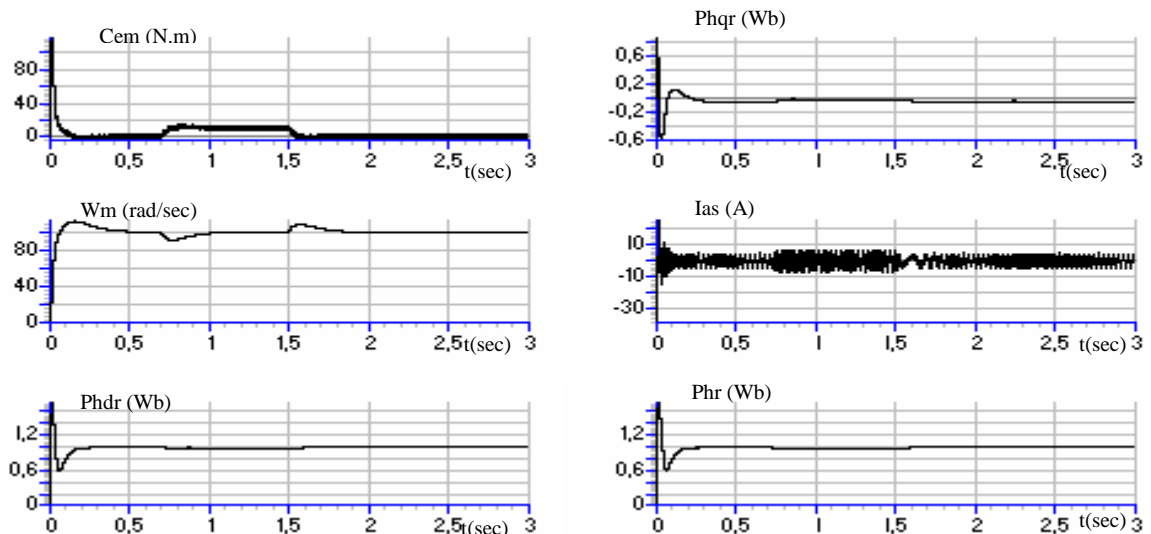
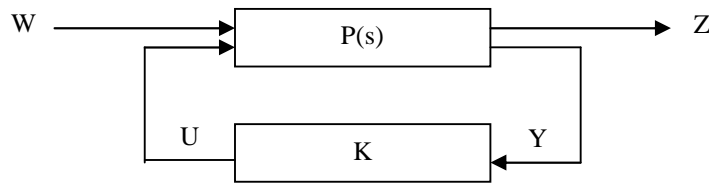


Figure.2 Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone Alimentée En Courant

L'ensemble des travaux relatifs à la commande robuste, est basé sur une modélisation unifiée du procédé généralisé  $p(s)$  bouclé par le correcteur  $K$  illustrés par la figure.3 :



**Figure.3 schéma bloc standard**

On distingue sur ce schéma deux blocs principaux :

Le bloc (P) qui représente le modèle général du processus et le bloc (K) qui représente le régulateur à synthétiser.

On distingue aussi les différents signaux (W, Z, U, Y) qui agissent sur le système où le caractérisent, c.-à-d. les entrées du système et ses sorties.

Les entrées se décomposent en deux catégories :

- les signaux de commande U.
- les signaux externes regroupés dans le vecteur W qui peuvent être ou des consignes ou des perturbations externes.
- Le plus souvent W inclut des sources de perturbation influant sur le système et dont on voudrait les atténuer sur les grandeurs à réguler.

Les sorties se décomposent en deux classes :

- la grandeur à contrôler Z, typiquement il s'agirait des écarts entre les consignes et les grandeurs à réguler.
- les mesures qui se définissent comme l'ensemble de toutes les entrées du régulateur K, exprimées par le vecteur Y et qui inclut les mesures directes des perturbations ou des composants d'état du système à commander.

Il apparaît clairement maintenant que le modèle général comprend le modèle du processus proprement dit et le modèle générateur de perturbations. Il peut inclure des perturbations à caractère fréquentiel. Il est appelé le modèle augmenté.

Le système d'état est le suivant :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU \end{aligned} \tag{4}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de l'espace d'état :

$$\begin{aligned} G(s) &= [A, B, C, D] \\ G(s) &= C(sI - A)^{-1} B + D \end{aligned} \tag{5}$$

Les nouvelles équations représentant le système d'état sont :

$$\begin{aligned} Z &= P_{11} X + P_{12} U \\ Y &= P_{21} W + P_{22} U \\ U &= KY \end{aligned} \tag{6}$$

La matrice de transfert en boucle fermée :

$$T_{ZW} = ZW^{-1} = [P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21}] \quad (8)$$

La représentation générale de notre système globale peut être donné par :

$$\begin{aligned} X &= AX + B_1W + B_2U \\ Z &= C_1X + D_{11}W + D_{12}U \\ Y &= C_2X + D_{21}W + D_{22}U \end{aligned} \quad (9)$$

Dont la matrice de transfert simplifiée :

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (10)$$

### V.2 Résolution de problème $H_\infty$ standard :

Le problème  $H_\infty$  consiste en fait à trouver un régulateur  $K$  admissible telle que la norme  $H_\infty$  de la fonction de transfert  $T_{ZW}$  Soit inférieure à  $\gamma$ ,  $\gamma$  étant un réel positif donné.

Le problème  $H_\infty$  optimal revient à trouver  $\gamma$  optimal au-dessous duquel il n'existe pas de solution au problème  $H_\infty$  Standard.

Le régulateur correspondant au problème  $H_\infty$  optimal est dit optimal, et celui correspondant au problème  $H_\infty$  Standard, sous optimal.

Plusieurs méthodes peuvent être envisagées pour résoudre le problème standard, parmi ces méthodes on trouve la méthode des factorisations premières.

### V.3 Synthèse $H_\infty$ Par factorisation première [2] :

Cette approche est basée sur la notion de factorisation première d'une matrice de transfert et présente des propriétés intéressantes et sa mise en œuvre fait appel à des notions classique de l'automatique.

#### **Factorisations premières :**

Soit  $G(s)$  la matrice de transfert d'un système donné, La factorisation première à droite normalisée de  $G(s)$  est constitué des deux matrices de transfert  $M(s)$  et  $N(s)$ , propre et sans pôles à partie réelle positive ou nulle telle que :

$$\begin{cases} G(s) = N(s)M^{-1}(s) \\ \forall s \in C : N(s)^T N(s) + M(-s)^T M(s) = I \end{cases}$$

De même la factorisation première à gauche est donnée par :

$$\begin{cases} G(s) = \tilde{M}^{-1}(s)\tilde{N}(s) \\ \forall s \in C : \tilde{N}(s)\tilde{N}(-s)^T + \tilde{M}(s)\tilde{M}(-s)^T = I \end{cases}$$

La matrice de transfert peut aussi être définie par :

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (11)$$

Tel que  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont des matrices d'équations d'états :

$M(s)$  Et  $N(s)$  sont données par :

$$\begin{pmatrix} M(s) \\ N(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C \\ -B^T X \end{pmatrix} (sI - A + BB^T X)^{-1} B^{-1} + \begin{pmatrix} 0 \\ I \end{pmatrix}$$



OU  $\tilde{M}, \tilde{N}$  sont données par :

$$\begin{pmatrix} \tilde{N} & \tilde{M} \end{pmatrix} = C(sI - A + YC^T C)(B - YC^T) + (0 \ I)$$

Ou X et Y sont les matrices définies positives et solution de l'équation de RICCATI :

$$\begin{aligned} A^T X + XA - XB^T BX + C^T C &= 0 \\ AY + YA^T - YC^T CY + BB^T &= 0 \end{aligned} \quad \dots (12)$$

**Problème de stabilité robuste :**

Exprimons le modèle nominal du système à réguler à partir de ses facteurs premiers à gauches par exemple :  $G = \tilde{M}^{-1} \cdot \tilde{N}$

Les incertitudes du modèle sont prises en compte de manière que :

$$\tilde{G} = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1} \cdot (\tilde{N} + \Delta_N) \quad \dots (13)$$

Ou le système  $\tilde{G}$  représente le système perturbé  $\Delta_M, \Delta_N$  Sont des fonctions de transfert inconnues mais sans pôles à parties réelles positive ou nulle. On peut alors définir une famille de modèle de la façon suivante :

$$\xi_\varepsilon = \left\{ \tilde{G} = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1} \cdot (\tilde{N} + \Delta_N) : \left\| \begin{pmatrix} \Delta_M & \Delta_N \end{pmatrix} \right\|_\infty < \varepsilon_{max} \right\} \quad (14)$$

$\varepsilon_{max}$  : Marges de stabilité maximale.

Donc le problème de stabilité robuste consiste à trouver la plus grande valeur de  $\varepsilon$  notée  $\varepsilon_{max}$ , tel que tous les modèles appartenant à  $\xi_\varepsilon$  puissent être stabilisé par le même correcteur K.

Le problème de la stabilité robuste  $H_\infty$  revient à trouver  $\gamma_{min}$  et k(s) stabilisant g(s) tel que :

$$\left\| \begin{pmatrix} I \\ K \end{pmatrix} \cdot (I - K \cdot G)^{-1} (I \ G) \right\| = \gamma_{min} = \frac{1}{\varepsilon_{max}} \quad (15)$$

McFarlane et Glover ont montré que la valeur minimale de  $\gamma$  est donnée par :

$$\gamma_{min} = \varepsilon_{max}^{-1} = \sqrt{I + \lambda_{sup}(XY)} \quad (16)$$

Ou  $\lambda_{sup}$  désigne la plus grande valeur propre de XY, de plus pour tout  $\varepsilon < \varepsilon_{max}$ , Un correcteur stabilisant tous les modèles appartenant à  $\xi$  est donnée par :

$$\begin{aligned} K(s) &= B^T X (sI - A + BB^T X - \gamma^2 ZYC^T C)^{-1} \gamma^2 ZYC^T \\ \text{avec } Z &= (I + YX - \gamma^2 I)^{-1} \end{aligned} \quad (17)$$

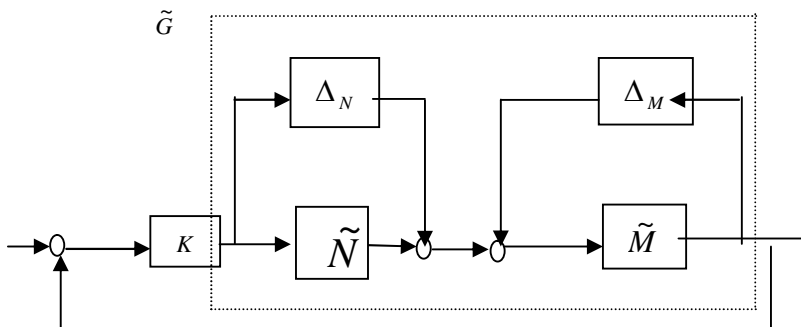


Figure.4 Représentation d'un système perturbé

### V- Application De La Commande Robuste A la Machine Asynchrone :

D'après les équations (3) nous avons :

$$\phi_r = \frac{l_m}{l_r + \frac{l_r}{s}} \cdot I_{ds}, C_{em} = \frac{p \cdot l_m}{l_r} \phi_r \cdot I_{qs}, \Omega = \frac{C_{em}}{J \cdot s + k_f} \quad (19)$$

les équations (19) montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire respectivement des composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  du courant statorique. le FOC(Field Oriented Control) est un élément de calcul qui possède deux entrées

$(\phi_r^*, C_{em}^*)$  et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur ( $i_{ds}, i_{qs}, \omega_s$ ). il est défini en considérant le régime statique pour le quel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux a leur valeurs de référence. les équations de FOC sont les suivantes :

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= \frac{\phi_r^*}{L_m} \\ i_{qs}^* &= \frac{L_r C_{em}^*}{p L_m \phi_r^*} \\ \omega_{sl} &= \frac{i_{qs}^*}{T_r i_{ds}^*} \end{aligned} \quad (20)$$

Ces grandeurs consistent à contrôler la composante directe  $i_{ds}$  et en quadrature  $i_{qs}$  du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine ; ce qui nous permet de représenter notre système en combinant les équations (19) et (20) en deux sous système avec les fonctions de transferts sont données comme suit :

$$G_{flux} = \frac{1/T_r}{s + 1/T_r} \quad (21)$$

$$G_{vitesse} = \frac{1/J}{s + k_f/J}$$

Afin d'assurer un grand gain en basses fréquences et un faible gain en hautes fréquences, on ajoute les fonctions de poids respectivement pour le flux et pour la vitesse :

$$W_\phi = \frac{2 \cdot (s + 5)}{s}$$

$$W_\Omega = \frac{2.5 \cdot (s + 2)}{s}$$

### VII - Calcul Des Correcteurs

Le calcul de correcteur de flux en utilisant la méthode de Doyle et Mcfarlane:[3,5]

$$\frac{0.8140 \cdot s + 6.7347}{s + 5.4817} \quad \varepsilon_{max} = 0.7756$$

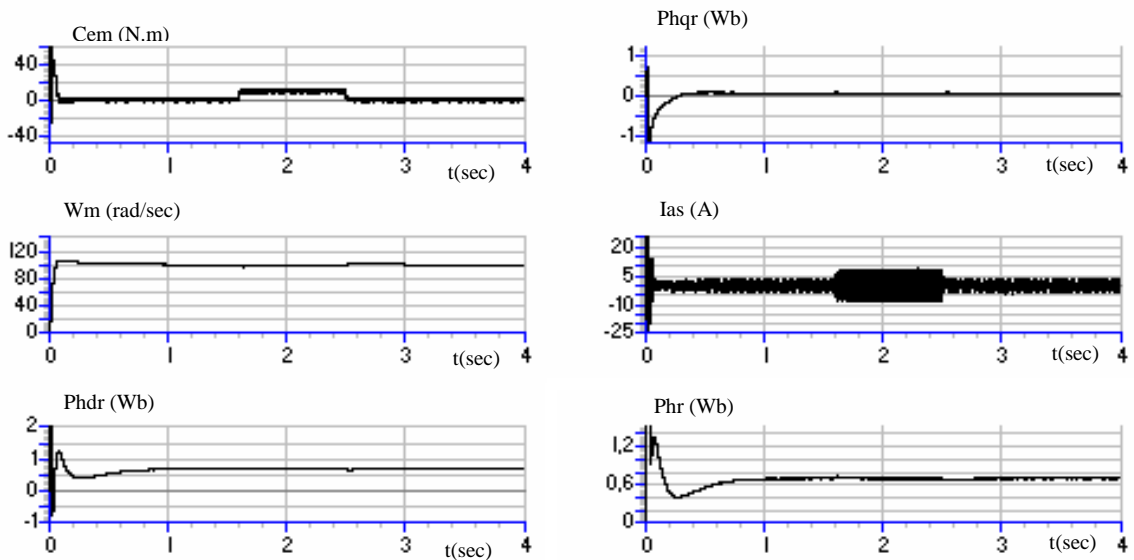
Le calcul de correcteur de vitesse :

$$\frac{1.0208 \cdot s + 1.9587}{s + 1.9994} \quad \varepsilon_{max} = 0.6998$$

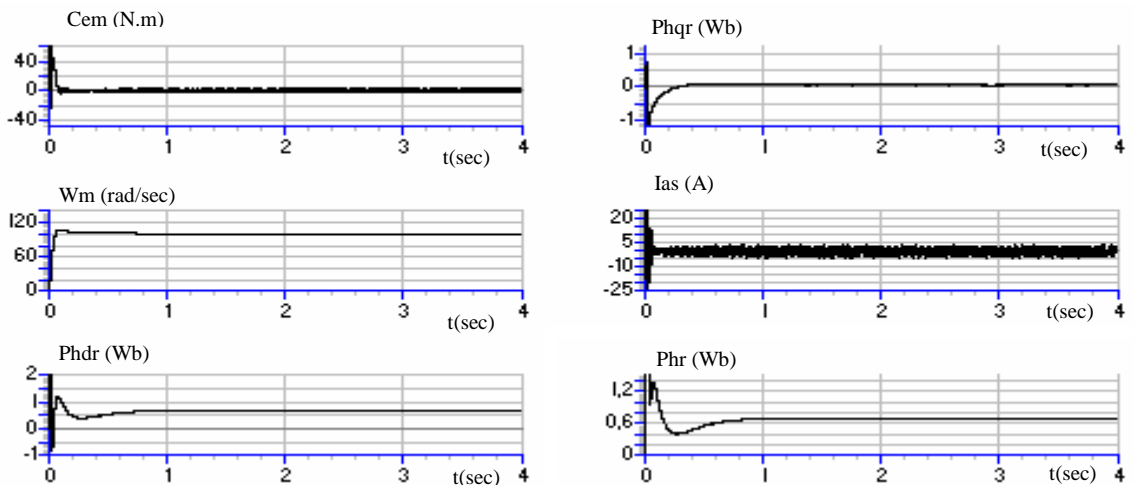
**VIII - Résultats de simulations :**

La figure (5) et la figure (6) présentent les résultats de simulations respectivement de machine asynchrone avec application de la charge et avec augmentation de la résistance rotorique, nous remarquons que :

- Le découplage est maintenu.
- La vitesse et le flux suivent leurs références et ne sont pas affecté ni par l'application de la charge ni par l'augmentation de la résistance rotorique.



**Figure.5 Commande Robuste Avec Application De La Charge**



**Figure .6 Commande Robuste Avec Augmentation De La Résistance Rotorique**

**CONCLUSION :**

Dans ce travail, nous avons montré que la commande robuste appliqué à la machine asynchrone alimenté par un onduleur à cinq niveau à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis, nous permet de conclure que la synthèse  $H_{\infty}$  par l'approche de factorisation première, qui utilise des notions classiques de l'automatique a donné des correcteurs robustes en stabilité et en performance, ces correcteurs stabilisent le système, et rejettent les perturbations lorsque le système est soumis à des incertitudes dont la norme est inférieure à la marge de stabilité maximale.

**Références :**

[1]**E.M.Berkouk**, « contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux »', these de doctorat, cnam 1995.

[2]**J.Bernussou** , « commande robuste », Hermès, Paris, 1996

[3]**J.C.Doyle, K.Glover**, « state – space solutions to standard  $H_2$  et  $H_\infty$  control problem »IEEE,Vol34, NO .8, August 1989

[4]**A.Faidalah**, « Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones », Thèse de doctorat de l'INPL, France, Fev 1995.

[5]**K.Glover,D.Mcfarlane**, « robuste stabilisation of normalised coprime factor plant description with  $H_\infty$  - Bonded Uncertainty », IEEE, Vol 34,No.8, August 1989

---

---

## Chapitre IV

---

---

# Réglage d'Etat Adaptatif Avec Observateur D'une Machine Asynchrone Alimentée en Courant Avec Pilotage Vectoriel

---

## Réglage d'Etat Adaptatif Avec Observateur D'une Machine Asynchrone Alimentée en Courant Avec Pilotage Vectoriel

B. HEMICI, M.O. MAHMOUDI et A. DJAHBAR

Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande  
D.E.R de Génie Electrique et Informatique  
Ecole Nationale Polytechnique  
10, Avenue Pasteur, 16200 EL-Harrach, Alger.  
Tel/Fax: (213) (02) 52 24 65.

**Abstract**—In this paper, the adaptive state control with a state and disturbances observers has been developed and applied to the robust induction machine with a voltage source inverter. The adaptive speed and flux controllers, with precedes the field-oriented control loop, are based on estimation of system parameters. Its parameters are adjusted adaptively in terms of estimated model parameters. For the flux observer, we show that corrective feedback can be used to speed up convergence of the flux estimates, and note that it can also reduce the sensitivity of the estimates to parameter variations. Estimating the load torque entails a first-order least-squares estimator, the purposes of which are to detect any slow or sudden changes of torque disturbance, respectively. Simulation results demonstrate the robustness of the proposed control method.

**Key Words:** Adaptive state control, Observers for flux and load torque, Parameter identification, Induction machine.

### I. INTRODUCTION

Dans la commande des systèmes dynamiques, il est établi depuis fort longtemps que la technique de contre réaction est un outil indispensable. Son utilisation entre dans le cadre de la stabilisation des processus en boucle ouverte et aussi dans la mise au point de dispositifs capables d'améliorer les performances des systèmes considérés. En effet, cette technique va introduire un changement dans l'emplacement des pôles du système et entraîne ainsi une modification dans la dynamique globale du système à régler [1].

Lorsque les paramètres du système à régler varient dans un large domaine, le dimensionnement du régulateur à paramètres fixes par la méthode du placement de pôles ne donne pas des résultats satisfaisants. Il faut alors faire appel à un réglage adaptatif. Nous développerons une méthode d'adaptation pour la réalisation des réglages adaptatifs proposées par Buhler [2], à savoir:

- *Adaptation par identification du système à régler.*

Le réglage d'état adaptatif exige que les grandeurs d'état du système soient mesurables afin de pouvoir mettre en contre-réaction ces grandeurs et imposer au système global fermé un certain comportement dynamique. Cependant, dans la plupart des cas, il n'est pas possible de mesurer directement ces grandeurs d'état. Nous devons alors employer un observateur d'état pour reconstruire les grandeurs d'état [3]. L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables définissant l'état du système compte tenu des mesures effectuées périodiquement sur les entrées et les sorties du système. Contrairement à l'estimateur, l'observateur est constitué non seulement du modèle de système mais aussi d'une boucle de retour correctrice dont le rôle est de réduire la sensibilité aux variations paramétriques [4].

Le réglage d'état appliqué à la machine asynchrone exige la mesure du couple résistant que subit l'axe de rotation de la machine. Néanmoins, la mesure directe de cette perturbation n'est pas possible. De ce fait, nous avons développé une méthode permettant d'estimer et de compenser cette grandeur de perturbation à chaque instant.

### II. MODELISATION DU SYSTEME

En adoptant les hypothèses classiques de la commande vectorielle et en se plaçant dans un repère lié au champ tournant, le modèle continu de la machine est donné par :



$$\hat{F} = \sqrt{3} \left( v_{as} - \sigma L_s \frac{di_{as}}{dt} \right) i_{bs} - \sqrt{3} \left( v_{bs} - \sigma L_s \frac{di_{bs}}{dt} \right) i_{as} \quad (4)$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique, l'expression (4) devient:

$$F^* = \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - w_s \phi_{dr} i_{ds} \right) \quad (5)$$

Le réglage du correcteur PI délivrant l'estimée de  $T_r$  doit être tel que l'adaptation soit rapide.

#### IV. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF PAR IDENTIFICATION DU SYSTEME

##### A. Principe

Le principe de l'adaptation par identification du système à régler est représenté schématiquement à la figure (2) [2].

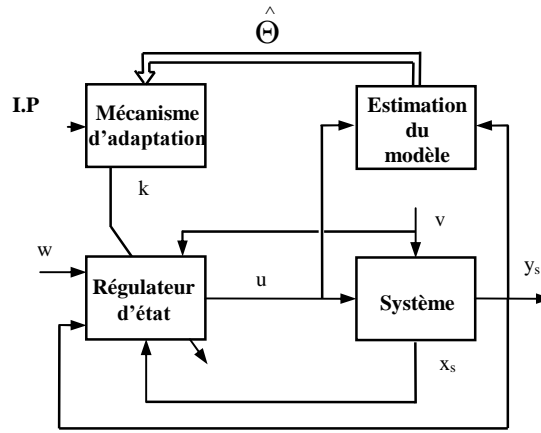


Fig 2. Adaptation par identification du système.

##### B. Identification du Système

La grandeur de commande  $u$  qui intervient sur le système et la grandeur de sortie  $y_s$  de ce dernier sont amenées à un estimateur du modèle paramétrique. Celui-ci fournit des valeurs estimées pour les paramètres du système. Ces paramètres sont réunis dans le vecteur  $\hat{\Theta}$ . Le modèle du système est écrit sous forme:

$$y_s[k] = \Theta^t[k] \Phi[k] \quad (6)$$

Avec

$$\begin{cases} \Theta[k] = [a \quad b]^t \\ \Phi[k] = [-y_s[k-1] \quad u[k-1]]^t \end{cases}$$

##### C. Dimensionnement du régulateur

Une fois le vecteur paramètre est estimé, on peut alors calculer les coefficients du régulateur dans le mécanisme d'adaptation. Dans le vecteur  $K$  sont réunis non seulement les coefficients de la contre-réaction d'état mais aussi les coefficients  $k_w$  et  $k_v$  de l'intervention directe des grandeurs de consignes et de perturbation. Cette adaptation se fait en utilisant le principe de l'imposition des pôles [3]., on aboutit aux coefficients d'adaptation suivants :



$$\left\{ \begin{array}{l} k_s = \frac{p_1 - a + 1}{b} \\ k_r = \frac{p_2 + a + bk_s}{b} \\ k_w = \frac{k_r}{1 - z_i} \\ z_i: \text{pôle à compenser} \\ k_v = -\frac{1}{k_t} \end{array} \right. \quad (7)$$

Où  $p_1$  et  $p_2$  sont les coefficients des polynômes désirés en boucle fermée:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_1 = -2 e^{-\xi w_0 T_e} \cos(\sqrt{1 - \xi^2} w_0 T_e) \\ p_2 = e^{-2\xi w_0 T_e} \\ \xi \leq 1 \end{array} \right. \quad (8)$$

## V. OBSERVATEUR DE FLUX D'ORDRE GLOBAL

### A. Estimation du flux rotorique en boucle ouverte

A partir des équations rotoriques de la machine le flux rotorique peut être reconstitué par le système suivant:

$$\frac{d \hat{x}_s}{dt} = \left[ -\frac{1}{\hat{T}_r} I + w_r J \right] \hat{x}_s + \frac{L_m}{\hat{T}_r} I u \quad (9)$$

Avec

$$\hat{x}_s = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} \end{bmatrix}^t ; \quad u = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^t$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

### B. Estimation du flux rotorique en boucle fermée

Pour corriger l'estimateur (9), on ajoute un signal dérivé de l'erreur de prédiction de sortie [7]. Nous choisissons la sortie mesurée du système, les tensions statoriques  $(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$ [7]. La sortie prédite (observée) est donnée par:

$$\hat{y}_s = \frac{L_m}{L_r} \frac{d \hat{x}_s}{dt} + \sigma L_s \frac{du}{dt} + R_s u \quad (10)$$

Avec

$$\hat{y}_s = \begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha} & \hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix}^t$$

L'observateur prend la forme:

$$\frac{d \hat{x}_s}{dt} = \left[ -\frac{I}{\hat{T}_r} I + w_r J \right] \hat{x}_s + \frac{L_m}{\hat{T}_r} I u + G (y_s - \hat{y}_s) \quad (11)$$

Où G est le gain de l'observateur.

La dynamique de l'erreur d'observation du flux est donnée par :

$$\frac{de}{dt} = \left[ I - \frac{L_m}{L_r} G \right]^{-1} \left[ -\frac{I}{\hat{T}_r} I + w_r J \right] e \quad (12)$$

C. Etude de la stabilité de l'observateur

Le gain matriciel peut être choisi comme suit [7]:

$$G = g I \quad (13)$$

Où g est un scalaire.

Pour étudier la stabilité de l'erreur (12), multiplions l'expression (12) par e<sup>t</sup> (transposée), il résulte:

$$\frac{d}{dt} (e^t e) = -2 \left( I - g \frac{L_m}{L_r} \right)^{-1} \frac{(e^t e)}{\hat{T}_r} \quad (14)$$

Soit V=e'e une fonction de Lyapunov, alors dv/dt<0, ce qui confirme la convergence de l'erreur (12). De plus, la dynamique de l'erreur dépend de la constante de temps (1-gL<sub>m</sub>/L<sub>r</sub>)T<sub>r</sub>. Pour avoir une constante de temps de T<sub>r</sub>/2, g doit être choisi comme suit :

$$g = \frac{L_r}{2 L_m} \quad (15)$$

VI. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF AVEC OBSERVATEUR

A. Structure générale

La structure générale du réglage d'état adaptatif avec observateur est représentée schématiquement à la figure (3).

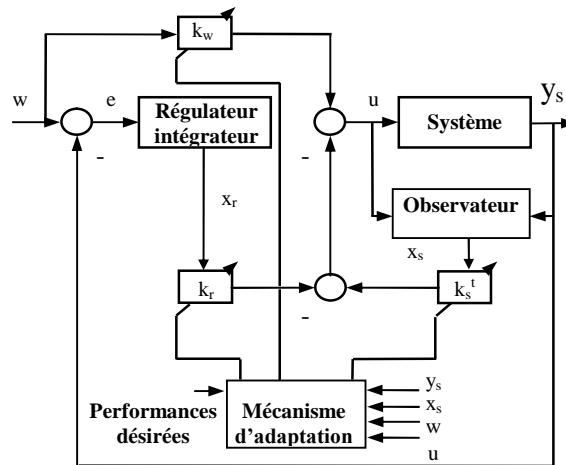


Fig3.Représentation schématique de la structure générale du réglage d'état adaptatif avec observateur.

B. Système d'équation

Pour le système à régler, nous avons :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_r \\ w_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_r \\ w_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k_t}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Le régulateur intégrateur est décrit par l'équation :

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i} (w - \hat{x}_s) \quad (17)$$

Avec  $T_i$  la constante d'intégration.

De la figure (3), nous obtenons pour la loi de commande :

$$u = k_w w + k_r x_r - k_s \hat{x}_s \quad (18)$$

Pour l'observateur, nous avons:

$$\frac{d\hat{\phi}_r}{dt} = \left[ -\frac{1}{\hat{T}_r} I + w_r J \right] \hat{\phi}_r + \frac{L_m}{\hat{T}_r} I i_s + \frac{L_m}{L_r} G \frac{de}{dt} \quad (19)$$

L'erreur d'observation est définie par:

$$e = \phi_r - \hat{\phi}_r \quad (20)$$

Et

$$\frac{de}{dt} = \left[ I - \frac{L_m}{L_r} G \right]^{-1} \left[ -\frac{1}{\hat{T}_r} I + w_r J \right] e \quad (21)$$

### C. Estimation et compensation du couple résistant

Jusqu'à présent, nous avons négligé implicitement la perturbation du couple résistant influençant l'actionneur asynchrone. En présence de cette perturbation, l'observateur ne permet plus d'observer correctement le vecteur d'état du système. Dans ce but, il est possible de compenser cette perturbation.

La méthode d'estimation du couple résistant est identique à celle présentée pour l'estimation des paramètres du modèle.

En tenant compte de l'action du couple résistant, nous avons la régression suivante:

$$w_m[k] + a w_m[k-1] = b i_{qs}[k-1] - \frac{b}{k_t} C_r[k-1] \quad (22)$$

Avec

$$\begin{cases} a = e^{-\frac{B T_e}{J}} \\ b = (1+a) \frac{k_t}{B} \end{cases}$$

Pour estimer le couple résistant  $C_r$ , nous réécrivons l'équation (22) sous la forme:

$$\hat{w}_m[k] = \hat{\Theta}^t [k] \Phi [k] \quad (23)$$

Avec

$$\hat{\Theta}^t [k] = \begin{bmatrix} \hat{a} & \hat{b} & \hat{c} \end{bmatrix}$$

$$\Phi [k] = \begin{bmatrix} -w_m[k-1] & i_{qs}[k-1] & -1 \end{bmatrix}^t$$

Alors, le couple résistant peut être estimé par[8]:

$$\hat{C}_r[k] = \frac{\hat{c}}{\hat{b}} k_t \quad (24)$$

La loi de commande donnée par (18) devient:

$$u = k_w w + k_r x_r - k_s \hat{x}_s - k_v \hat{C}_r \quad (25)$$

**V. RESULTATS DE SIMULATION**

La figure (4) illustre le principe d'incorporation d'un observateur dans une chaîne de commande de la machine asynchrone.

Nous présentons quelques résultats de simulation avec une variation paramétrique de 50% sur la résistance statorique et la résistance rotorique et de 100% sur le moment d'inertie.

Pour pouvoir évaluer les performances de la commande adaptative par retour d'état associée à l'utilisation d'un observateur d'état et de perturbation, deux cas sont comparés:

1. Réglage d'état à coefficients constants (figure5.a).
2. Réglage d'état adaptatif par identification du système (figure5.b).

Des résultats de simulation (cas 1) montrent la dégradation de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation. Si les coefficients de la loi de commande sont adaptés à chaque période d'échantillonnage, la commande correspondante montre les bonnes performances du variateur (cas 2). La présence de l'observateur, à condition d'être bien adapté ne dégrade pas pratiquement les performances de la loi de commande adaptative.

**VI. CONCLUSION**

Dans cet article, nous avons présenté une commande adaptative par retour d'état avec observateur de flux et de couple résistant. Des études de simulation ont permis de montrer un comportement très satisfaisant lorsqu'un observateur de flux est utilisé lors d'une variation paramétrique. En outre, les résultats obtenus montrent aussi que pour éviter la dégradation des performances de la commande adaptative par retour d'état de la machine, il est indispensable d'avoir accès à la valeur du couple de charge. Ceci nécessite l'utilisation d'un estimateur adaptatif de couple résistant pour permettre au réglage d'état une meilleure compensation de cette perturbation de charge.

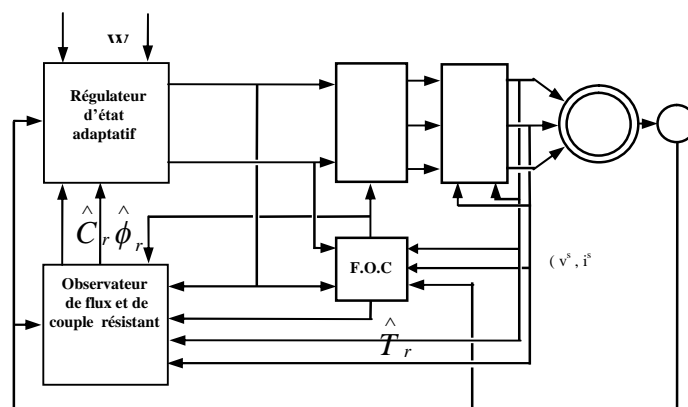
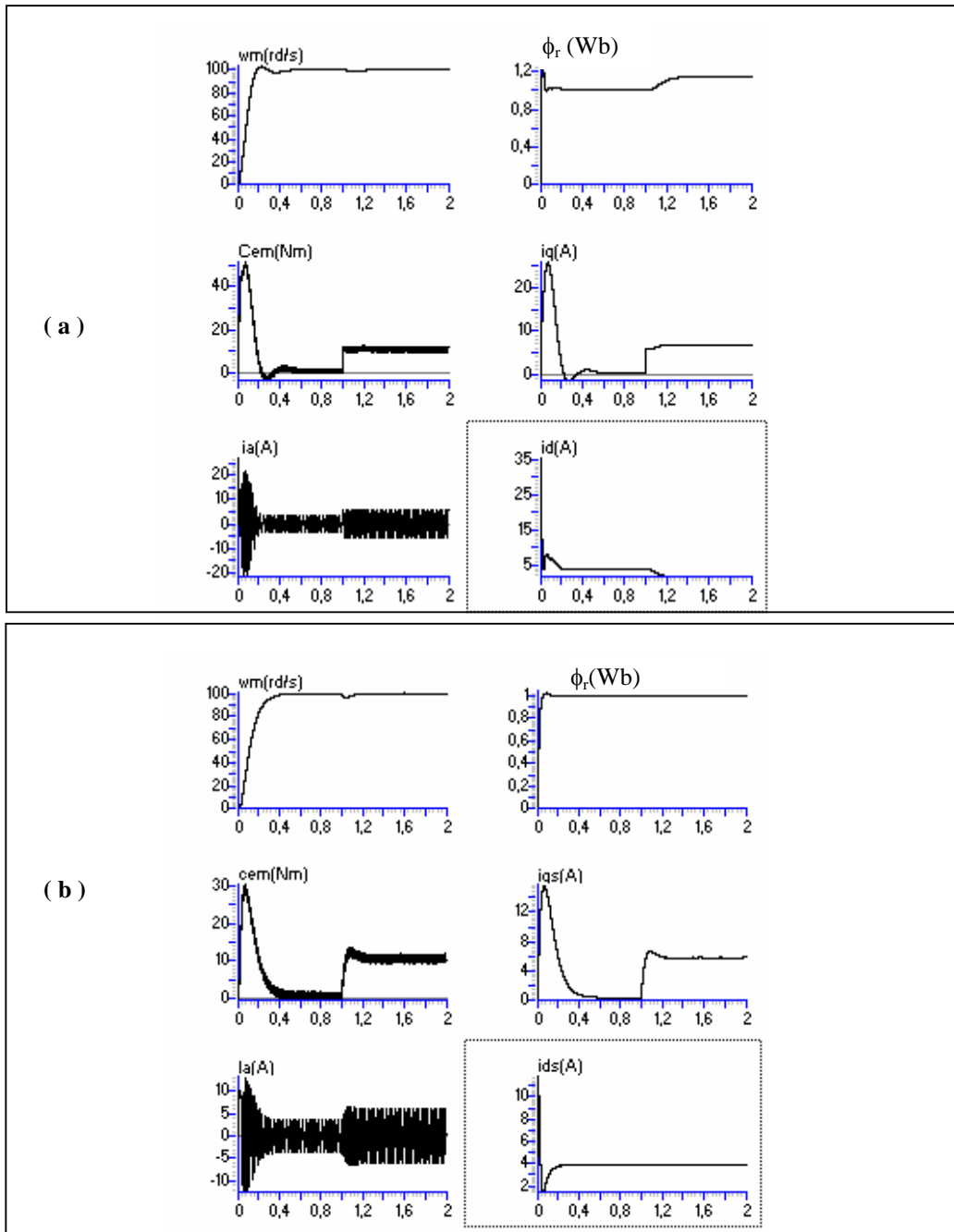


Fig.4. Schéma bloc de la commande adaptative par retour d'état avec observateur de la MAS.



**Fig 5:**Résultats de simulation de la commande par retour d'état adaptative avec observateur d'une MAS alimentée en courant .

- (a): Simulation avec régulateur d'état à coefficients fixes.
- (b): Simulation avec régulateur d'état adaptatif par identification du système.

$$R_s=50\% R_{s0} \quad , \quad R_r=50\% R_{r0} \quad , \quad J=100\% J_0.$$

**VII. BIBLIOGRAPHIE**

[1] S.Barkati, “Commande robust par retour d'état d'une machine asynchrone”,Thèse de Magister, ENP,1997.  
 [2] H.Buhler, *Conception des systèmes automatiques*, Presses Polytechniques Romandes, 1988.  
 [3] H.Buhler, *Réglage echantillonné: Traitement dans l'espace d'état*, Presses Polytechniques Romandes, 1986.  
 [4] J.O'reilly, *Observer for lineair systems*, London acadimic Press, 1983

- 
- [5] P.Vas, *Vector control of AC machines*, Oxford Science Publication, 1990.
- [6] L.Garces, "Parameter adaptation for the speed controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. on Ind. Applic.*, Vol.IA-16, N.2, Mar/Apr 1980.
- [7] VERGEHESE and SANDERS, "Observers for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, Vol.35, N.1, Feb 1988.
- [8] M.F. Tsai and Y.Y. Tzou, "Atransputer-based adaptive speed controller for AC induction motor drives with load torque estimation," *IEEE Trans. on Ind. Applic.*, Vol.33, N.2, Mar/Apr 1997.

---

## Chapitre V

---

---

# COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE

---

### VI.1 Introduction :

Dans le langage courant, « adapter » veut dire changer un comportement pour se conformer à de nouvelles circonstances. Intuitivement, un régulateur adaptatif est un régulateur qui peut modifier son fonctionnement, en réponse à des changements dans la dynamique d'un processus et à des perturbations.

La recherche sur la commande adaptative a commencé dans les années 50 où elle a été principalement appliquée dans le pilotage automatique des avions. Durant les années 60 d'importantes contributions ont été apportées sur la théorie de la commande pour le développement de la commande adaptative. L'espace d'état et la théorie de la stabilité ont été introduits. Il y a eu aussi un développement majeur en identification des systèmes et estimation des paramètres. Aujourd'hui, le développement de la micro-électronique a permis de mettre en œuvre des régulateurs adaptatifs simples et de faible coût.

La raison pour laquelle on se tourne vers les systèmes adaptatifs est qu'ils présentent des capacités très utiles et des propriétés intéressantes qui peuvent être profitablement incorporés dans la conception de nouveaux systèmes de commande, [Ast89].

Lorsque les paramètres du système commandé varient ou les conditions de fonctionnement changent, le régulateur classique P.I.D à coefficients constants habituellement utilisé dans le cas des systèmes linéaires devient insuffisant et une commande adaptative devient nécessaire pour compenser ces changements en ajustant automatiquement les paramètres du régulateur.

**VI.2 Commande adaptative par modèle de référence :**

Le système adaptatif par modèle de référence (MRAS) a été proposé pour résoudre un problème dans lequel les spécifications sont données en terme de modèle de référence, qui dit comment la sortie du système doit idéalement répondre au signal de commande. Le schéma bloc de la commande est représenté sur la figure V.1.

Le régulateur est constitué de deux boucles, une boucle interne qui est la boucle de rétroaction (feed-back), composée du processus et du régulateur, les paramètres du régulateur sont ajustés par la boucle externe tel que l'erreur "e" entre la sortie y du système et la sortie  $y_m$  du modèle soit minimisée, cette boucle est aussi une boucle de régulation. Le problème est de déterminer le mécanisme d'ajustement tel qu'un système stable qui ramène l'erreur à zéros est obtenu, [Ast89].

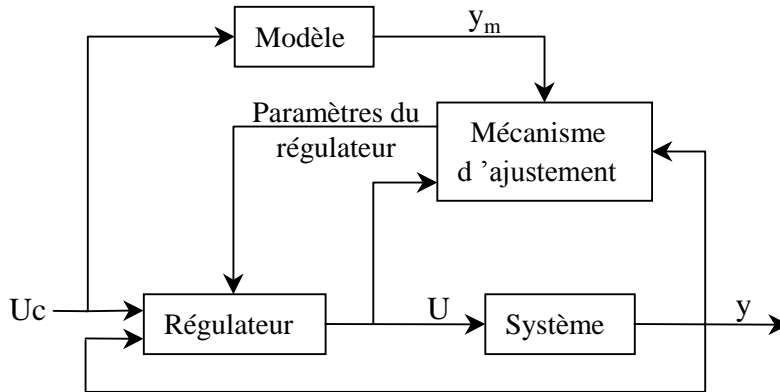


Figure V.1 : Schéma bloc de la commande par modèle de référence.

**VI.3 Structures de système adaptatif par modèle de référence :**

Il existe plusieurs structures d'adaptation selon la disposition du système ajustable et du modèle de référence.

- Structure parallèle, figure V.2.
- Structure série, figure V.3.
- Structure série-parallèle, figure V.4.

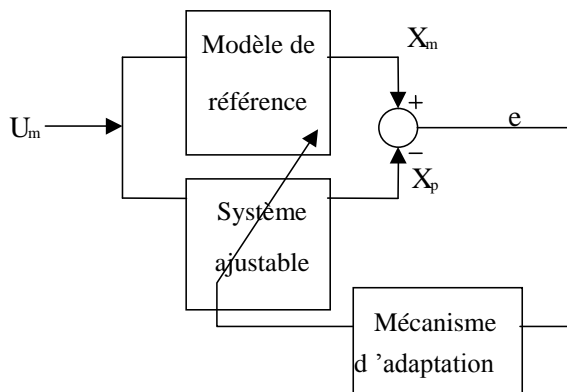


Figure V.2 : Structure parallèle.

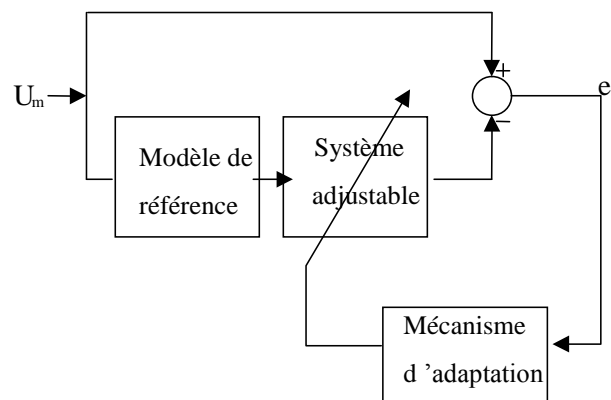


Figure V.3 : Structure série.



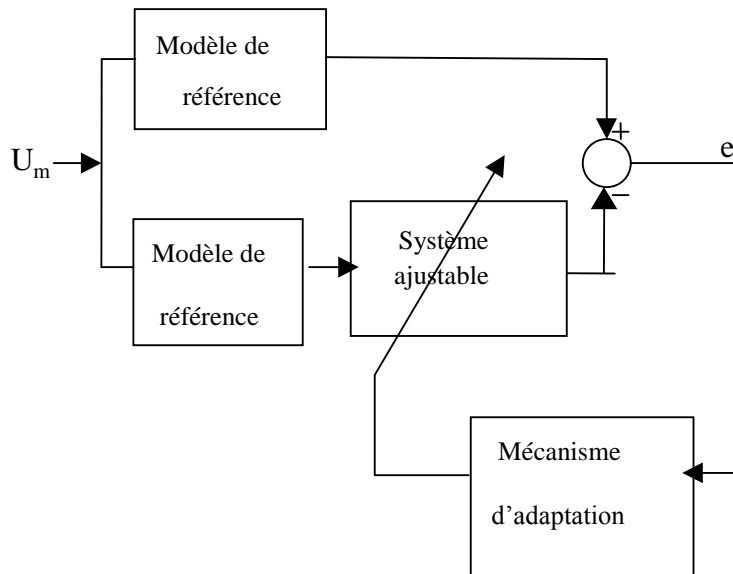


Figure V.4 : Structure série-parallèle.

**VI.4 Commande linéaire par poursuite d'un modèle :**

La structure parallèle est la plus utilisée pour la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.

Si nous considérons le système représenté par la figure VI.5, le modèle de référence est régi par l'équation:

$$\dot{X}_m = A_m X_m + B_m U_m \tag{V.1}$$

$A_m$  : Matrice de Hurwitz de dimension  $n \times n$ .

Le processus est défini par :

$$\dot{X}_p = A_p X_p + B_p U_p \tag{V.2}$$

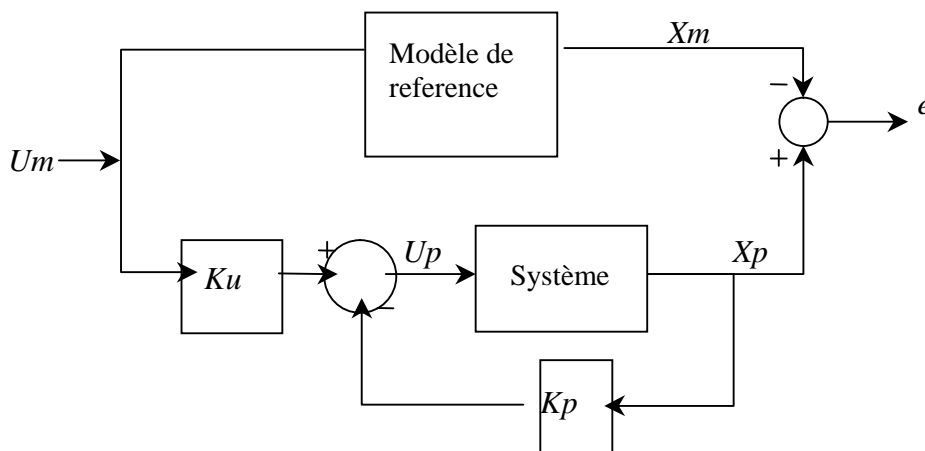


Figure V.5 : Commande linéaire par poursuite d'un modèle.

La commande  $U_p$  est décrite par :

$$U_p = -K_p X_p + K_u U_m \quad (\text{V.3})$$

$A_m, B_m, A_p, B_p, K_p$  et  $K_u$  sont des matrices constantes de dimensions appropriées.

L'erreur d'état est donnée par :

$$e = X_m - X_p \quad (\text{V.4})$$

A partir des équations (VI.1, 2, 3, 4) la dynamique de l'erreur est régit par :

$$\dot{e} = A_m e + (A_m - A_p + B_p K_p) X_p + (B_m - B_p K_u) U_m \quad (\text{V.5})$$

Pour avoir une poursuite parfaite, il suffit d'imposer la condition suivante :

$$(A_m - A_p + B_p K_p) X_p + (B_m - B_p K_u) U_m = 0 \quad (\text{V.6})$$

pour que l'équation (VI.6) soit vérifiée pour tout  $X_p$  et  $U_m$  indépendamment, nous avons :

$$\begin{cases} A_m - A_p = -B_p K_p \\ B_m = B_p K_u \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

dans ce cas, nous avons :

$$\dot{e} = A_m e \quad (\text{V.8})$$

Pour avoir une stabilité asymptotique, la matrice  $A_m$  doit être une matrice d'Hurwitz.

On peut calculer la solution en utilisant la matrice pseudo-inverse  $B_p^+$  :

$$B_p^+ = (B_p^T B_p)^{-1} B_p^T$$

cette solution est donnée par :

$$\begin{cases} K_p = -B_p^+ (A_m - A_p) \\ K_u = B_p^+ B_m \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

En introduisant ces expressions dans (V.7), on aboutit à :

$$\begin{cases} (I - B_p B_p^+) (A_m - A_p) = 0 \\ (I - B_p B_p^+) B_m = 0 \end{cases} \quad (\text{V.10})$$

Ces conditions sont connues sous le nom de conditions d'Erzberger. Si ces conditions sont vérifiées, la poursuite entre le système et le modèle de référence est assurée.

**VI.5 Commande adaptative basée sur la théorie de stabilité :**

**VI.5.1 La stabilité au sens de Lyapunov :**

Considérons le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X, t) \\ \dot{X} = \frac{dX}{dt}, \quad X = X_{e_0} \text{ à } t = t_0 \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

Les valeurs  $X$  et  $F(X, t)$  sont de dimension  $n$ .  
Soit  $X=X_e(t)$  une solution de l'équation (V.11) pour  $t>0$ .

**Définition 1 :**

La solution  $X=X_e(t)$  est dite stable au sens de Lyapunov si pour tout  $\varepsilon$  réel positif, il existe un nombre réel  $\delta(\varepsilon, t_0)>0$  tel que :

$$\|X_0 - X_e\| < \delta(\varepsilon, t_0) \Rightarrow \|X(t, X_0, t_0) - X_e(t)\| < \varepsilon \quad \text{pour } t > t_0 \quad (\text{V.12})$$

**Définition 2 :**

La solution  $X=X_e(t)$  de l'équation (V.12) est asymptotiquement stable si :

1.  $X_e$  est stable au sens de Lyapunov.
2. Pour tout  $r(t_0)>0$  et  $\mu>0$ , il existe  $T(\mu, X_0, t_0)$  tel que :

$$\|X_0 - X_{e_0}\| \leq r(t_0) \Rightarrow \|X(t, X_0) - X_e(t)\| < \mu \quad \text{pour } t \geq t_0 + T$$

**Fonction de Lyapunov :**

Soit  $V(t, X)$  une fonction scalaire dérivable.  
Cette fonction est dite de Lyapunov si elle est positive au sens précis suivant :

- $V(t, 0)=0$
- $\alpha(\|X\|) < V(t, X) < \beta(\|X\|)$  pour tout  $X \neq 0$

où  $\alpha$  et  $\beta$  sont des fonctions de classe  $k$ .

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$W(t, X) = \frac{d}{dt} V(t, X) \quad (\text{VI.13})$$

**Théorème 1 :**

Considérons le système décrit par l'équation :

$$\dot{X} = f(X, t) \quad (\text{VI.14})$$

avec :

$$f(0, t)=0 \text{ pour } t < 0.$$

S'il existe une fonction de Lyapunov  $V$  dont la dérivée  $W$  est non positive pour tout  $(t, X)$ , alors la solution d'équilibre nulle est stable.

**Théorème 2 :**

Considérons le système linéaire invariable dans le temps :

$$\dot{X} = A.X \tag{V.15}$$

L'état d'équilibre  $X_0=0$  du système précédent est asymptotiquement stable, si et seulement si pour n'importe quelle matrice  $Q$  définie positive il existe une matrice unique symétrique  $P$  définie positive telle que :  $A^T P + PA = -Q$  et  $V(X) = X^T P X$ , les conditions du théorème précédent se trouvent vérifiées.

**VI.5.2 Algorithme d'adaptation basé sur la théorie de Lyapunov :**

Nous supposons que le modèle de référence et le processus sont régis respectivement par les fonctions de transferts  $\theta_0 G(p)$  et  $\theta G(p)$ . Le problème est de trouver une loi de commande capable d'adapter le gain  $\theta$  afin que l'erreur entre le processus et le modèle soit minimale.

Cette erreur est donnée par :

$$e = G(p)(\theta - \theta_0)Uc \tag{V.16}$$

En introduisant la représentation d'état de la fonction de transfert  $G(p)$ , la relation entre le paramètre  $\theta$  et l'erreur  $e$  peut être écrite par :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + B(\theta - \theta_0)Uc \\ e = Cx \end{cases} \tag{V.17}$$

Notons que si le système homogène  $\dot{x} = Ax$  est asymptotiquement stable, ils existent deux matrices définies positives  $P$  et  $Q$  telles que :

$$A^T P + PA = -Q \tag{V.18}$$

Soit la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}(\gamma x^T P x + (\theta - \theta_0)^2) \tag{V.19}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\gamma}{2} \left( \frac{dx^T}{dt} P x + x^T P \frac{dx}{dt} \right) + (\theta - \theta_0) \frac{d\theta}{dt} \tag{V.20}$$

Par application de la première équation du système (V.17), on aura :

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{\gamma}{2} \left( (Ax + BU_c(\theta - \theta_0))^T P x + x^T P (Ax + BU_c(\theta - \theta_0)) \right) + (\theta - \theta_0) \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{dV}{dt} &= -\frac{\gamma}{2} x^T Q x + (\theta - \theta_0) \left( \frac{d\theta}{dt} + \gamma U_c B^T P x \right) \end{aligned}$$

Si la loi d'adaptation du paramètre est choisit telle que :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma U_c B^T P x$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov sera négative quelque soit  $x \neq 0$ . Avec cette loi d'adaptation le vecteur d'état  $x$ , et l'erreur  $e=Cx$  tendent vers zéro.

La matrice  $P$  est donnée par l'équation (V.18). Si la fonction e Lyapunov est choisit telle que :

$$B^T P = C$$

où  $C$  est la matrice de sortie du système d'équations (VI.17), on aura :

$$B^T P x = C x = e$$

et la loi d'adaptation s'écrit sous la forme :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma U_c e \tag{V.21}$$

Une adaptation plus rapide peut être obtenu lorsque on utilise une loi d'ajustement proportionnelle et intégrale, [Ast89]. Ce qui veut dire que la loi de commande (VI.21) est remplacée par :

$$\theta(t) = -\gamma_1 U_c(t) e(t) - \gamma_2 \int U_c(\tau) e(\tau) d\tau \tag{V.22}$$

### VI.6 Application a la machine asynchrone :

On considère le modèle de référence décrit par l'équation suivante :

$$\frac{d\Omega_{rm}}{dt} = -\frac{K}{J} \Omega_{rm} + \frac{K}{J} \Omega_{r\_réf}$$

Pour avoir un temps de réponse acceptable et assurer la poursuite entre le modèle et la machine nous avons pris :

$$K = 0.4$$

$$\gamma_1 = 5.10^{-4} \text{ et } \gamma_2 = 0.01$$

### VI.7 Simulations et interprétations :

La commande proposée a été appliquée au modèle de la machine asynchrone alimentée par onduleur.

- Les figures (V.7, 8) représentent les réponses de la machine à différentes consignes, à vide et en charge. Notons que la vitesse de la machine suit parfaitement celle du modèle. Et le découplage entre le flux et le couple est assuré ( $\Phi_{dr}=I W b$ ,  $\Phi_{qr}=0$ ).
- Les figures (V.9, 10) représentent les réponses de la machine lors d'une variation de la résistance rotorique (à  $t=1s$ ), de 10% et 50% respectivement. On remarque dans les deux cas que la vitesse reste la même et n'est pas influencé par ces variations. Il y a par contre une variation des flux qui provoque un léger couplage. Ces variations sont négligeables lorsque  $R_r$  varie de 10%, ils restent acceptables à 50%.

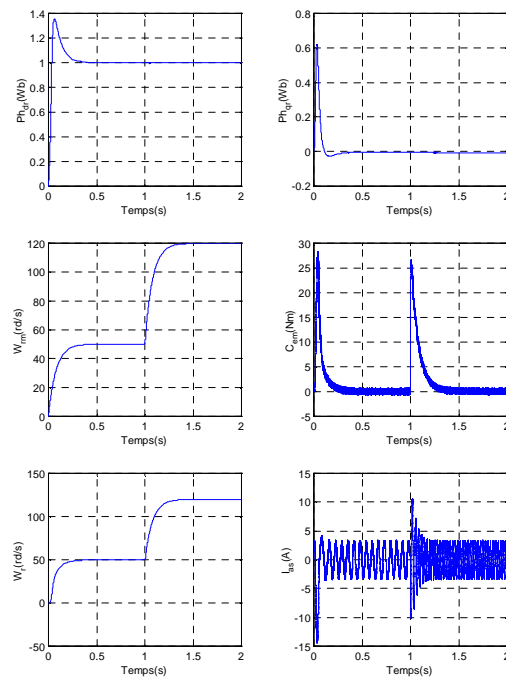


Figure V.7 : Simulation de la MRAS appliquée a la machine asynchrone a vide.

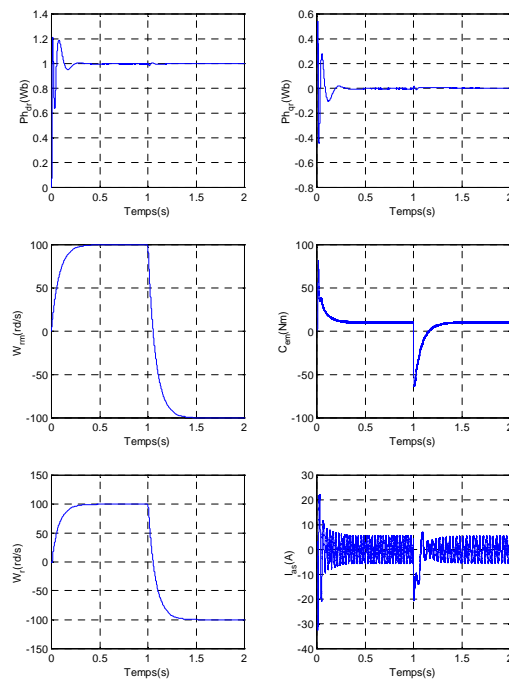


Figure V.8 : Simulation de la MRAS appliquée a la machine asynchrone en charge nominale.

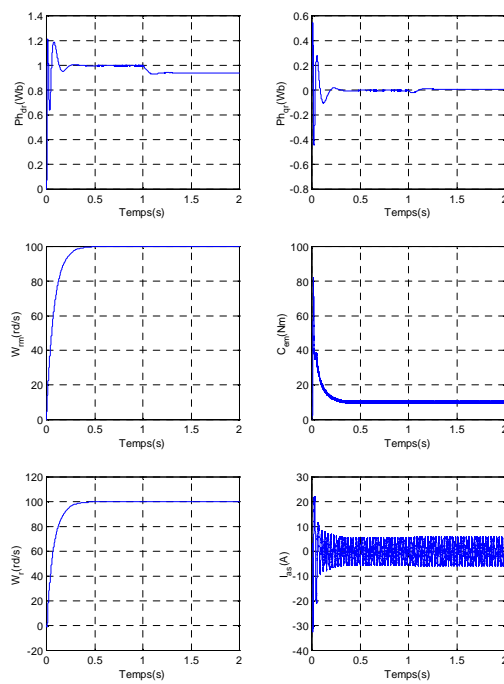


Figure V.9 : Simulation de la MRAS appliquée a la machine asynchrone avec une variation de 10% de  $R_r$ .

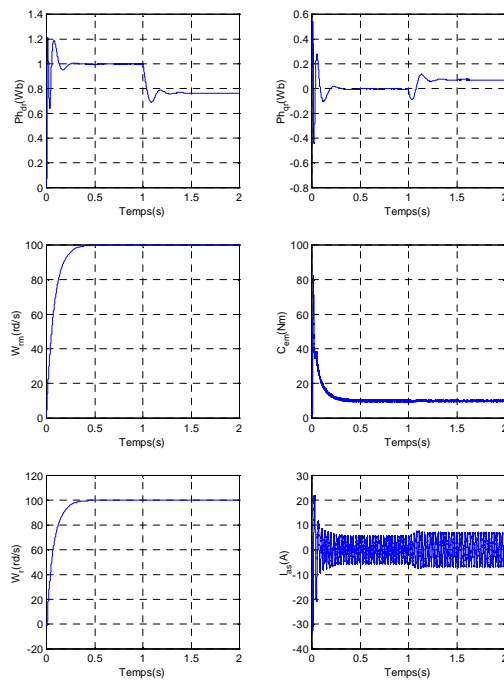


Figure V.10 : Simulation de la MRAS appliquée a la machine asynchrone avec une variation de 50% de  $R_r$ .

## Chapitre VI

# COMMANDE SUPERVISEE PAR RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

### VI.1 Introduction :

Les réseaux de neurones offrent d'intéressants avantages lorsqu'on les utilise pour l'approximation de fonction sur la base d'exemples, il est donc naturel de penser à appliquer ces techniques en identification de processus. C'est l'objet de ce chapitre qui traitera la commande supervisée de la machine asynchrone. On se propose dans un premier temps d'identifier la partie commande (PI+FOC) par un réseau de neurones artificiels et dans un deuxième temps d'identifier le régulateur de la commande par modèle de référence.

### VI.2 Mise en œuvre d'un régulateur neuronal :

La conception du régulateur neuronal se fait en considérant le régulateur comme étant une boîte noire, où l'on disposera que des entrées et des sorties, et d'une relation entre eux obtenue à partir d'expériences simulées.

La réalisation de ce régulateur se fera suivant plusieurs étapes :

#### VI.2.1 Choix du réseau :

Chaque réseaux de neurones remplis une fonction bien définit, cela dépend de l'architecture choisit (nombre de couche cachées, nombre de neurones dans les couches cachées et la nature des entrées et sorties), figure VI.1. Le problème est de trouver celle qui donne de meilleurs résultats ; pour cela plusieurs essais doivent être effectués afin de déterminer l'architecture optimale du réseau.

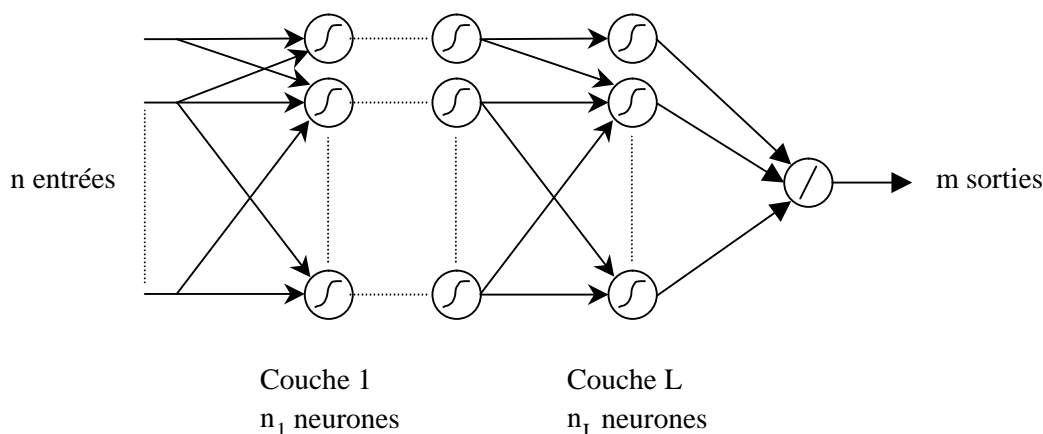


Figure VI.1 : Architecture d'un réseau de neurone.

#### VI.2.2 Création des exemples :

Les exemples entrées-sorties, sont obtenus lors du fonctionnement du régulateur dans la chaîne de commande. Cette phase est très importante parce qu'elle prévoit le comportement futur du réseau.



### VI.2.3 La phase d'apprentissage :

La phase d'apprentissage consiste à entraîner le réseau pour qu'il puisse reproduire la sortie désirée en ajustant ses poids et ses biais à travers des algorithmes itératifs.

### VI.3 Application à la machine asynchrone :

Cette partie consiste à identifier le comportement du système (régulateur de vitesse P.I et bloc d'orientation du flux rotorique F.O.C) par un seul réseau de neurone artificiel.

#### VI.3.1 Architecture du réseau neuronal :

Le réseau est un réseau dynamique à une couche cachée ayant l'architecture suivant :

- Quatre entrées : L'erreur  $e(t)$ , l'erreur précédente  $e(t-\Delta t)$  et les valeurs précédentes des sorties .
- Une couche cachée contenant 5 neurones.
- Deux sorties : Le courant statorique quadratique de référence  $I_{qs-réf}$  et la vitesse de glissement  $\omega_{sl}$ . Le courant statorique direct de référence  $I_{ds-réf}$  est proportionnel au flux de référence.

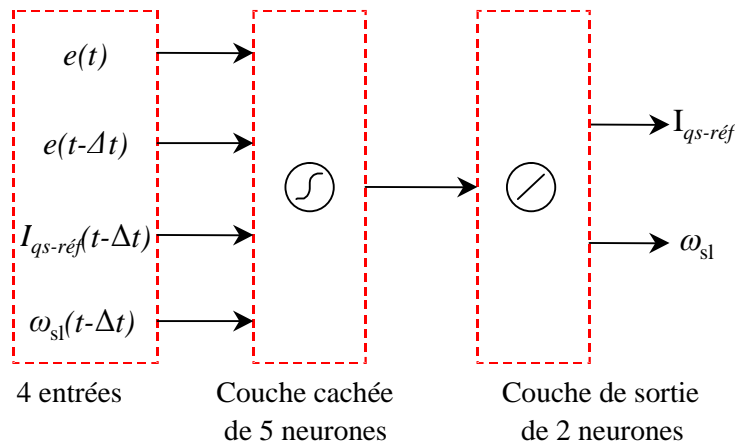


Figure VI.2 : Architecture du régulateur neuronal.

#### VI.3.2 Phase d'apprentissage :

Pour éviter le problème des minimums locaux de l'algorithme de Backpropagation, et la divergence de celui de Backpropagation avec momentum, nous avons utilisé l'algorithme de LEVENBERG MARQUARD qui permet une convergence rapide vers la solution.

Nous présentons 2800 exemples au réseau ayant des informations sur la variation de la vitesse de consigne (consigne de 100rd/s et son inversion), à vide et en charge. La figure VI.3 compare les sorties du réseau  $I_{qs-réf}$  et  $\omega_{sl-réf}$  à celles du régulateur  $I_{qs-réf}$  et  $\omega_{sl-réf}$ . Nous remarquons que le réseau reproduit parfaitement la sortie désirée, mais ceci ne veut pas dire que le système a été parfaitement identifié. Pour valider le réseau d'autres tests ont été effectués.

#### VI.3.3 Test de performance :

Afin de tester les performances du réseau, nous l'avons utilisé pour commander la machine asynchrone (sans, puis avec onduleur de tension) en imposant plusieurs types de fonctionnements.

D'après les figures VI.4,5,6 on remarque que le découplage entre le flux et le couple est parfaitement assuré d'une part et que la vitesse de rotation de la machine atteint et se stabilise à la consigne de commande d'autre part.

Les figures VI.7,8 montrent que même en présence de perturbations dues à l'onduleur, le régulateur neuronal arrive à commander la machine comme un régulateur classique ce qui nous conduit à dire que l'identification est réussie.

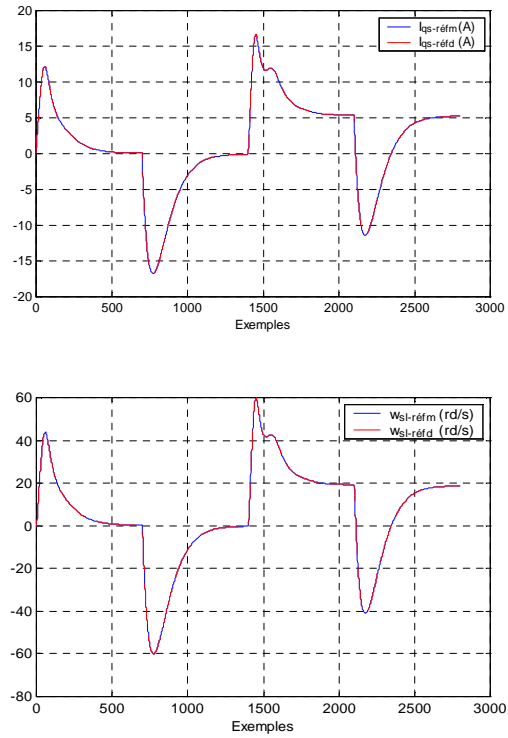


Figure VI.3 : Sorties réelles du régulateur et sorties prédites par le R.N.A.

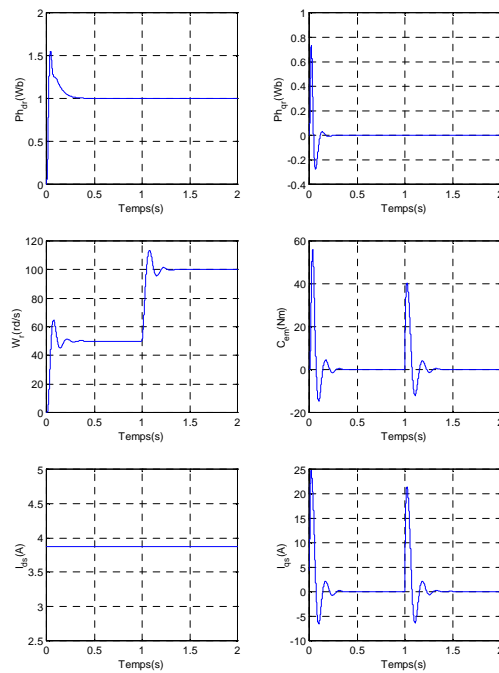


Figure VI.4 : Commande supervisée de la machine asynchrone par réseau de neurones, pour une vitesse de référence allant de 50rd/s à 100rd/s, à vide.

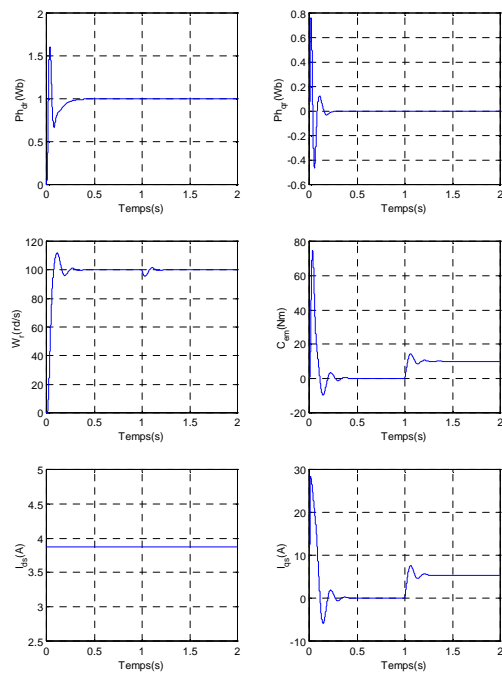


Figure VI.5 : Commande supervisé de la machine asynchrone par réseau de neurones, pour une vitesse de référence égale à 100rd/s et une application d’une charge nominale.

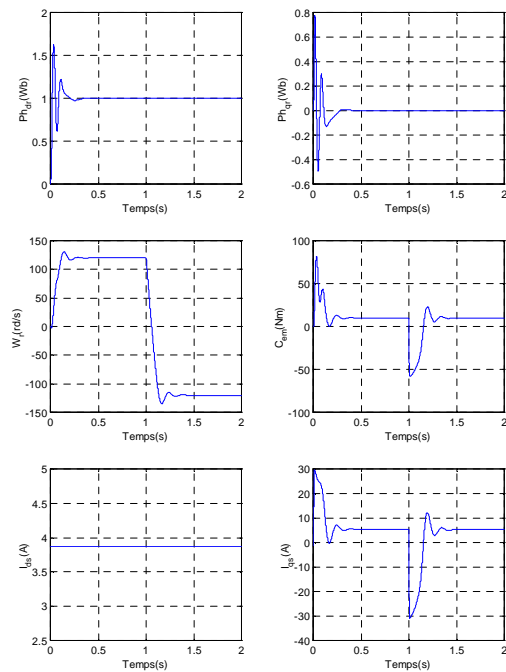


Figure VI.6 : Commande supervisé de la machine asynchrone par réseau de neurones, pour une inversion de la vitesse (120rd/s et -120rd/s) en charge nominale.

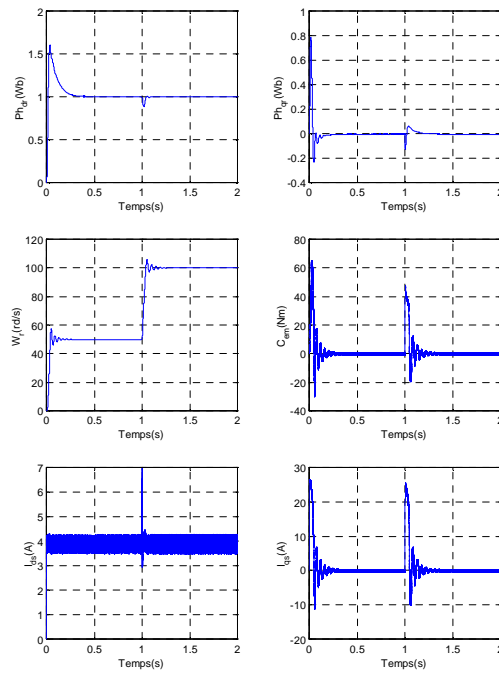


Figure VI.7 : Commande supervisé de la machine asynchrone alimentée par onduleur, pour une vitesse de référence allant de 50rd/s à 100rd/s, à vide.

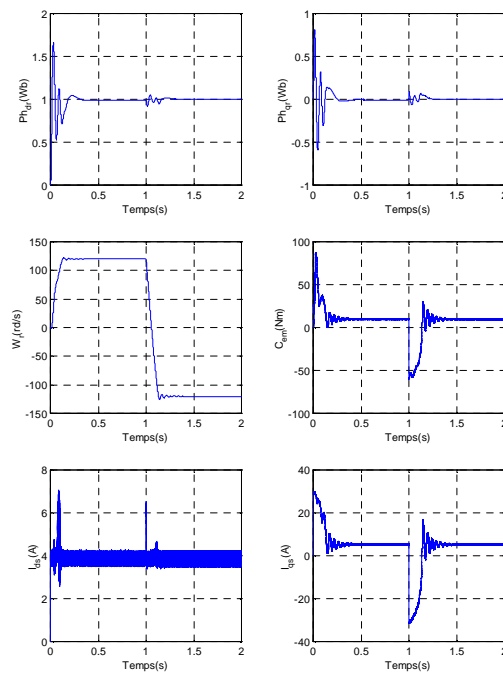


Figure VI.8 : Commande supervisé de la machine asynchrone alimentée par onduleur, pour une inversion de la vitesse (120rd/s et -120rd/s) en charge nominale.

**COMMANDE ADAPTATIVE PAR RESEAUX DE NEURONES**

**VI.4 Principe de la commande :**

Dans la structure représentée sur la figure VI.9 ; les paramètres du contrôleur doivent être adaptés pour réduire l'erreur en sortie du système.

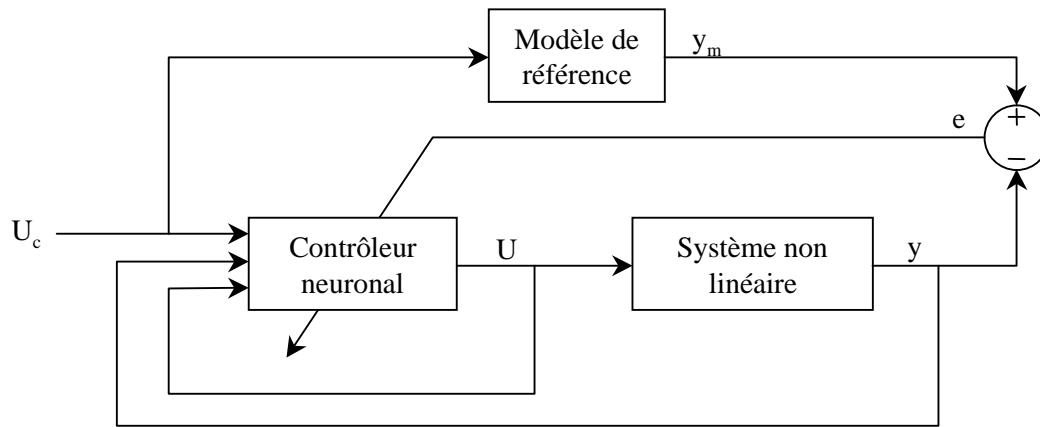


Figure VI.9 : Commande Neuro-Adaptative

La mise en œuvre du contrôleur neurone s'est faite par une identification du mécanisme d'adaptation obtenu dans les paragraphes précédents.

**VI.5 L'architecture :**

Le réseau de neurones doit apprendre à imiter le fonctionnement du mécanisme. Pour assurer la poursuite entre la machine asynchrone et le modèle, l'information sur la vitesse de rotation de la MAS est remplacée par l'erreur  $e$ , figure VI.10.

Ainsi, l'architecture du réseau est la suivante :

- Une couche d'entrée de 3 neurones : L'erreur  $e(t)$ , l'erreur  $e(t-\Delta t)$  et le courant  $I_{qs}(t-\Delta t)$ .
- Une couche cachée de 5 neurones.
- Une couche de sortie de 1 neurone : Le courant  $I_{qs}(t)$ .

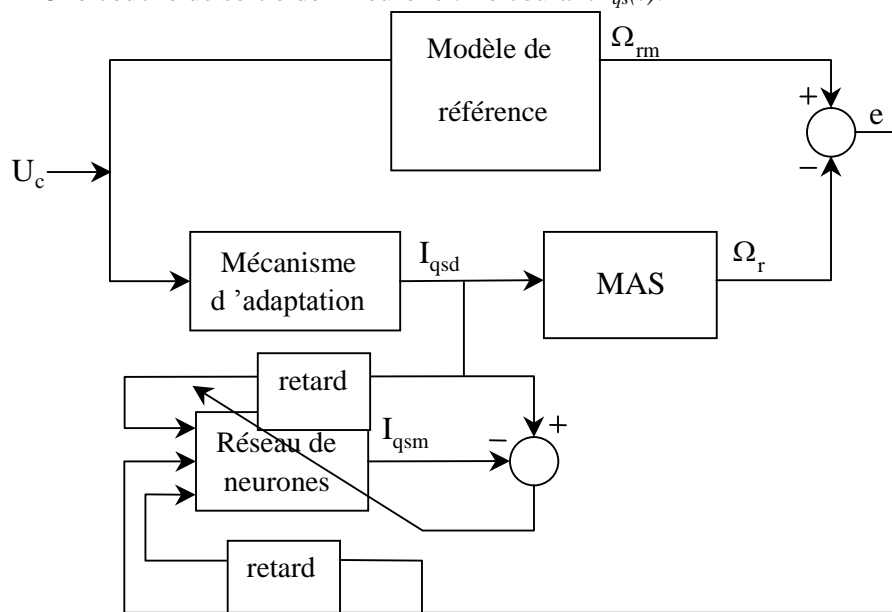


Figure VI.10 : Identification du mécanisme d'adaptation.

**VI.6 L'apprentissage :**

Il se fait en présentant 2000 exemples au réseau de neurones (une vitesse de consigne de 100rd/s et son inversion). L'algorithme utilisé est toujours celui de *Levenberg-Marquard*. D'après la courbe d'apprentissage de la figure VI.11, on remarque que le réseau atteint une performance de  $10^{-8}$ .

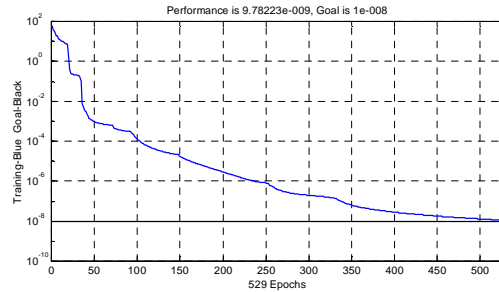


Figure VI.11 : La courbe d'apprentissage du R.N.A.

La figure VI.12 montre que la sortie  $I_{qsm}$  calculée par le R.N.A est identique à la sortie désirée  $I_{qsd}$ .

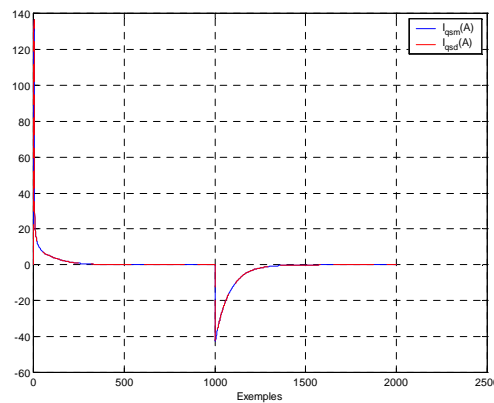


Figure VI.12 : La sortie désirée et la sortie prédite par le R.N.A.

**VI.7 Application à la machine asynchrone :**

Le réseau ainsi obtenu est placé dans la chaîne de commande afin de tester ses performances, figure VI.13.

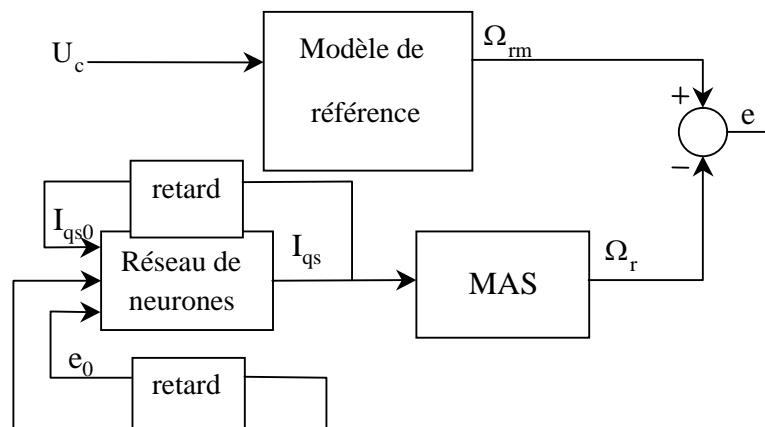


Figure VI.13 : Schéma de la commande adaptative par R.N.A appliquée à la MAS.

**VI.8 Simulations et interprétations :**

Trois types d'essais ont donné les résultats représentés sur les figure (VI.14,15, 16), où plusieurs consignes sont appliquées à vide et en charge.

Ces figures montrent que la commande neuro-adaptative assure un parfait découplage entre le flux et le couple. La machine suit instantanément le modèle de référence. L'erreur statique est négligeable en régime permanent.

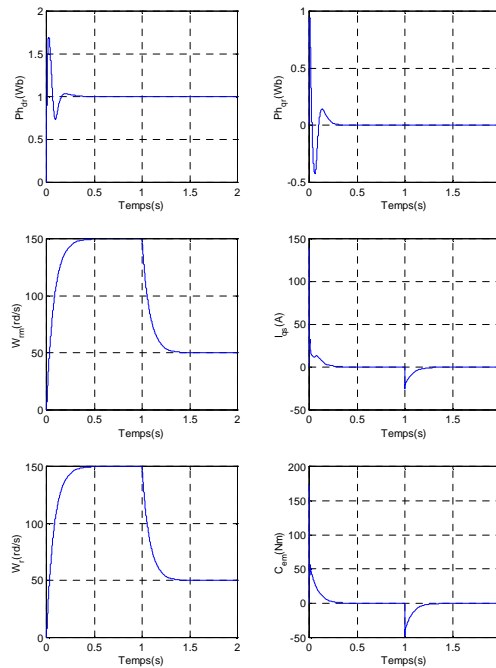


Figure VI.14 : Simulation de la commande neuro-adaptative sur la Machine asynchrone : variation de la vitesse à vide.

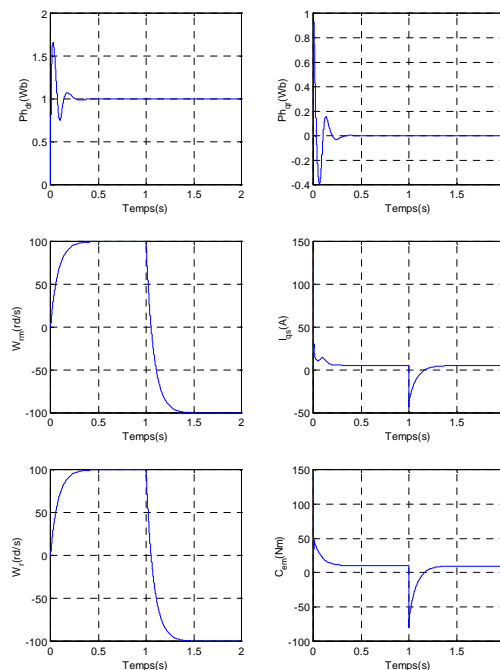


Figure VI.15 : Simulation de la commande neuro-adaptative sur la machine asynchrone : variation de la vitesse en charge.

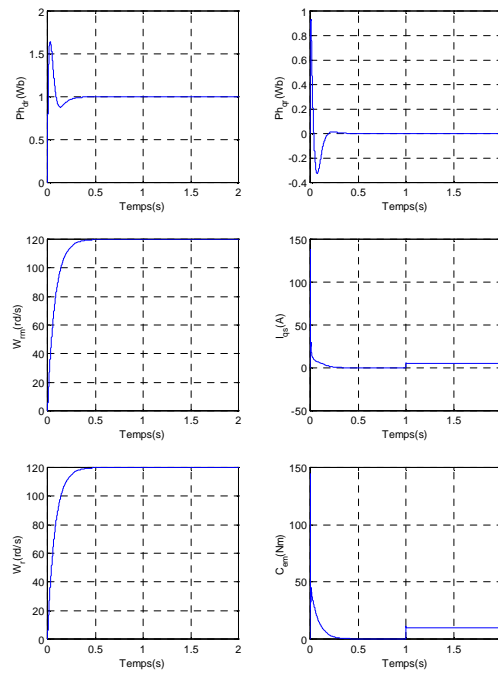


Figure VI.16 : Simulation de la commande neuro-adaptative sur la machine asynchrone : application d'un couple de charge nominale.

### VI.9 Conclusion :

Nous avons proposé dans ce chapitre une commande neuro-adaptative appliquée à la machine asynchrone. Le principe était d'identifier le mécanisme d'adaptation par un régulateur neuronal.

Par rapport à la commande adaptative conventionnelle, la commande neuro-adaptative n'utilise pas de constantes spécifiques, les paramètres du réseau (les poids) sont adaptés par des algorithmes d'apprentissage. La seule difficulté réside dans le choix de l'architecture.

La commande proposée a donné de très bons résultats du point de vue poursuite et stabilité, ce qui montre son efficacité par rapport à la commande conventionnelle.



## Chapitre VII

# COMMANDE NON LINEAIRE DU MOTEUR SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

### VII-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons appliquer les commandes non linéaires à placement de pôles robuste pour le réglage en vitesse de la machine synchrone à aimant permanent. Nous proposons pour cela deux méthodes pour lesquelles nous appliquerons les différentes approches.

Vu que les paramètres électriques (la résistance statorique) et mécaniques (le moment d'inertie) des machines ont tendance à varier, il est intéressant de penser à régler la vitesse à l'aide de commandes robustes, réputées pour l'invariance des performances des systèmes de commande résultant vis-à-vis des variations paramétriques. A titre de rappel, la résistance statorique augmente par échauffement mais peut aussi avoir des valeurs inférieures aux valeurs nominales à cause d'une mauvaise identification de celle-ci.

Tous les détails concernant les commandes, le dimensionnement robuste vis-à-vis des variations paramétriques seront donnés au cours de ce chapitre. Il est important de noter que le dimensionnement des régulateurs robustes a été effectué en pseudo continu.

### VII.2 Commande non linéaire par retour d'état de la machine synchrone à aimant permanent.

$$\text{Dans ce qui suit nous considérons :} \quad \left\{ \begin{array}{l} L_d = L_q = L \\ \text{et} \\ R_s = R \end{array} \right.$$

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent est :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + p \cdot x_2 \cdot x_3 + \frac{v_d}{L} \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - p \cdot x_1 \cdot x_3 - \frac{\Phi_f}{L}p \cdot x_3 + \frac{v_q}{L} \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j}p \cdot x_2 - \frac{C_r}{j} - \frac{f}{j}x_3 \end{cases}$$

$$\text{Où } X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Omega]^T,$$

$$\text{et la commande } U \text{ est donnée par : } U = [v_d \quad v_q]^T$$

- **Commande Non linéaire :**

Le calcul des dérivées de LIE nous permet de déterminer le degré relatif du système.

Le système précédent peut se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X) + g(X)U \\ y = h(X) \end{cases}$$

Un choix judicieux de la fonction vectorielle  $h(X)$  permet de linéariser le système.

Nous avons :

$$f(X) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + px_2x_3 \\ -\frac{R}{L}x_2 - p\frac{\Phi_f}{L}x_3 - p.x_1x_3 \\ \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{f}{j}.x_3 - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix}; \quad g(X) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad h(X) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

Alors :

$$L_{g_1}h_1(X) = \frac{\partial h_1(X)}{\partial X} g_1(X) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{L}$$

$$L_{g_2}h_1(X) = \frac{\partial h_1(X)}{\partial X} g_2(X) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = 0$$

$$L_{g_1}h_2(X) = \frac{\partial h_2(X)}{\partial X} g_1(X) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = 0$$

$$L_{g_2}h_2(X) = \frac{\partial h_2(X)}{\partial X} g_2(X) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{L}$$

$$L_f h_1(X) = \frac{\partial h_1(X)}{\partial X} f(X) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + px_2x_3 \\ -\frac{R}{L}x_2 - p\frac{\Phi_f}{L}x_3 - p.x_1x_3 \\ \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{C_r}{j} - \frac{f}{j}.x_3 \end{bmatrix} = -\frac{R}{L}x_1 + px_2x_3$$

$$L_f h_2(X) = \frac{\partial h_2(X)}{\partial X} f(X) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + px_2x_3 \\ -\frac{R}{L}x_2 - p\frac{\Phi_f}{L}x_3 - p.x_1x_3 \\ \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{C_r}{j} - \frac{f}{j}.x_3 \end{bmatrix}$$

$$L_f h_2(X) = -\frac{R}{L}x_2 - p\frac{\Phi_f}{L}x_3 + px_2x_3$$

On écrit les dérivées de  $y$  par :

$$\begin{aligned}\dot{y}_1 &= -\frac{R}{L}x_1 + p.x_2x_3 + \frac{v_d}{L} = L_f h_1(X) + L_{g_1} h_1(X) v_d \\ \dot{y}_2 &= -\frac{R}{L}x_2 - p\frac{\Phi_f}{L}x_3 + p.x_2x_3 + \frac{v_q}{L} = L_f h_2(X) + L_{g_2} h_2(X) v_q\end{aligned}$$

On constate que la commande apparaît, après une première dérivation des sorties.

Alors, le degré relatif vectoriel du système est :  $r = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$

Soit le difféomorphisme  $\Phi(X) = \begin{bmatrix} h_1(X) \\ h_2(X) \\ \lambda(X) \end{bmatrix}$  où  $\lambda(X)$  est une fonction vectorielle, choisie de

manière à ce que  $\Phi(X)$  soit un difféomorphisme. On choisit par exemple  $\lambda(X) = x_3$

On obtient alors :  $\Phi(X) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$  d'où  $\frac{\partial \Phi(X)}{\partial X} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ , le déterminant du Jacobien de

$\Phi(X)$  est non nul, donc  $\Phi^{-1}(X)$  existe. Par conséquent,  $\Phi(X)$  est bien un difféomorphisme.

Nous avons donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} + A(X) \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

où  $A(X)$  est une matrice de découplage. Elle est donnée par :

$$A(X) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

La commande linéarisante est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = A(X)^{-1} \begin{bmatrix} -L_f h_1(X) + u_1 \\ -L_f h_2(X) + u_2 \end{bmatrix}$$

En appliquant cette commande et en posant :  $z = \Phi(X)$  on obtient :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= u_1 \\ \dot{z}_2 &= u_2 \\ \dot{z}_3 &= \frac{\Phi_f}{j} p z_2 - \frac{f}{j} z_3 - \frac{C_r}{j}\end{aligned}$$

Étant donné que  $Z=X$  alors,

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= u_1 \\ \dot{x}_2 &= u_2 \\ \dot{x}_3 &= \frac{\Phi_f}{j} p x_2 - \frac{f}{j} x_3 - \frac{C_r}{j}\end{aligned}$$

Ainsi, nous aurons complètement linéarisé et découplé notre système à l'aide d'un retour d'état non linéaire donné par :

$$v_d = L.(u_1 + \frac{R}{L}x_1 - p.x_2.x_3)$$

et

$$v_q = L.(u_2 + \frac{R}{L}x_2 + p\frac{\Phi_f}{L}x_3 + p.x_1.x_3)$$

Cependant, par la suite nous désirons appliquer un placement de pôles robustes, et ceci par rapport aux variations de la résistance statorique et de l'inertie. Ainsi, nous allons modifier la commande linéarisante de façon à faire apparaître la résistance statorique et l'inertie J dans nos équations, tout en gardant la structure linéaire du système résultant. Pour cela il suffit de prendre la commande linéarisante égale à :

$$v_d = L.(u_1 - p.x_2.x_3)$$

et

$$v_q = L.(u_2 + p.x_1.x_3)$$

En appliquant ces deux commandes le nouveau système s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + u_1 \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - \frac{\Phi_f}{L}p.x_3 + u_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{f}{j}x_3 - \frac{C_r}{j} \end{cases}$$

Ainsi, le système résultant est linéaire et découplé. Il est donc possible de l'écrire sous la forme :

$$\dot{X} = A.X + B.U + H.C_r$$

$$y = CX$$

Où nous choisissons comme sortie du système la vitesse de rotation du rotor que nous voulons réguler. Donc nous avons :

$$X = [I_d \quad I_q \quad \Omega]^T; \quad U = [u_1 \quad u_2]^T; \quad y = \Omega$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Phi_f}{L}p \\ 0 & \frac{\Phi_f}{j}p & -\frac{f}{j} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad H = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{j} \end{bmatrix}$$

## Chapitre VIII

---



---

# COMMANDE ROBUSTE PAR REGLAGE D'ETAT PAR PLACEMENT DE POLES

---

### IX-1 PLACEMENT DE POLES ROBUSTE:

La commande par placement de pôles permet d'imposer les pôles en boucle fermée dans un endroit désiré dans le plan des pôles.

Ce placement de pôles permet de fixer la dynamique désirée en boucle fermée, mais n'assure pas la poursuite de référence, c'est-à-dire qu'en régime établi, l'écart de réglage n'est pas nul.

Cependant, pour annuler cet écart, il existe différentes méthodes, nous allons dans ce qui suit en étudier deux. Ceci nous permettra d'effectuer des comparaisons entre les performances des deux méthodes en ce qui concerne : la robustesse des systèmes de commande résultant par rapport aux variations paramétriques.

La première méthode consiste à introduire un régulateur intégrateur décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x}_r = \frac{1}{T_i}(r - y)$$

La seconde méthode consiste à ajouter au système un pré compensateur statique  $K_r$ , entre la référence et le système de commande et un gain  $K_v$  entre le couple résistant et le système, calculé de manière à assurer la poursuite de référence et le rejet de perturbations.

Sur le modèle précédent résultant de l'application de la commande linéarisante, nous allons effectuer un placement de pôles robuste en se référant à la méthode d'ACKERMANN, dans le but de réguler la vitesse de rotation du rotor de la MSAP.

### IX.2 PREMIERE METHODE

Soit le modèle de la machine synchrone à aimant permanent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + p.x_2.x_3 + \frac{v_d}{L} \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - p.x_1.x_3 - \frac{\Phi_f}{L}p.x_3 + \frac{v_q}{L} \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{C_r}{j} - \frac{f}{j}x_3 \end{cases}$$

où  $X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Omega]^T$   
et  $y = \Omega = CX$ ;  $C = [0 \quad 0 \quad 1]$

La commande est donnée par le vecteur :

$$U = [v_d \quad v_q]^T$$

Nous appliquons donc un retour d'état linéarisant sous de la forme suivante :

$$v_d = L.(u_1 - p.x_2.x_3)$$

et

$$v_q = L.(u_2 + p.x_1.x_3)$$

En appliquant ces deux commandes le nouveau système s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + u_1 \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - \frac{\Phi_f}{L}p.x_3 + u_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{f}{j}x_3 - \frac{C_r}{j} \end{cases}$$

On constate que le système est découplé c'est-à-dire que la commande  $u_1$  agit sur  $x_1$  et que la commande  $u_2$  agit sur les états  $x_2$  et  $x_3$ . Il est donc possible de décomposer le système en deux sous systèmes comme suit :

$$\text{sous système I : } \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + u_1$$

$$\text{sous système II : } \begin{cases} \dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - \frac{\Phi_f}{L}p.x_3 + u_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{f}{j}x_3 - \frac{C_r}{j} \end{cases}$$

Nous allons nous intéresser dans un premier lieu au réglage du deuxième sous système. On constate d'abord que le *sous système II* se met sous la forme :

$$\dot{X} = A.X + B.U + H.C_r$$

$$y = CX$$

Où

$$X = [I_q \quad \Omega]^T; \quad U = [u_2]^T; \quad y = \Omega$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\Phi_f}{L}p \\ \frac{\Phi_f}{j}p & -\frac{f}{j} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = [0 \quad 1] \quad H = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{j} \end{bmatrix}$$

Cette méthode est basée sur l'introduction d'un régulateur intégrateur décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x}_r = \frac{1}{T_i}(\Omega_{ref} - y) \quad \text{Où } r \text{ est la référence, } y \text{ la sortie du système (la vitesse de rotation du rotor), et}$$

$T_i$  est la constante de temps d'intégration.

$$\dot{x}_r = \frac{1}{T_i}(\Omega_{ref} - Cx) = \frac{1}{T_i}(\Omega_{ref} - x_3)$$

Nous allons effectuer un placement de pôles par retour d'état. La commande  $U$  est donc donnée par :

$$U = -k_1x_2 - k_2x_3 + k_r x_r + k_w \Omega_{ref} - k_v C_r$$

Le système en boucle fermée est alors décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\left(\frac{R}{L} + k_1\right)x_2 - \left(\frac{\Phi_f}{L}p + k_2\right)x_3 + k_r x_r + k_w \Omega_{ref} - k_v C_r \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j} p x_2 - \frac{f}{j} x_3 - \frac{C_r}{j} \\ \dot{x}_r = \frac{1}{T_i} (-x_3 + \Omega_{ref}) \end{cases}$$

Le système s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A_F \cdot X + B_F \cdot \Omega_{ref} + H_F \cdot C_r \\ y &= C_F X \end{aligned}$$

Où

$$X = [I_q \quad \Omega \quad x_r]^T; \quad y = \Omega$$

$$A_F = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R}{L} + k_1\right) & -\left(\frac{\Phi_f}{L}p + k_2\right) & k_r \\ \frac{\Phi_f}{j}p & -\frac{f}{j} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix}; \quad B_F = \begin{bmatrix} k_w \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}; \quad C_F = [0 \quad 1 \quad 0]; \quad H_F = \begin{bmatrix} -k_v \\ -\frac{1}{j} \\ 0 \end{bmatrix}$$

- **Calcul des coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation**

La détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne utilise la méthode de compensation d'un pôle réel du système en boucle fermée, ce qui revient à écrire :

$$k_w = \frac{k_r}{T_i P_i} \quad \text{Où } P_i \text{ est le pôle à compenser.}$$

Par contre, pour le coefficient de l'intervention directe de la perturbation, il est possible d'utiliser la méthode imposant l'état du régulateur intégrateur nulle en régime établi, ce qui abouti à :

$$k_v = \frac{C(-A + B[k_1 \quad k_2])^{-1}H}{C(-A + B[k_1 \quad k_2])^{-1}B}$$

- **Calcul des coefficients de la contre réaction d'état**

Le calcul des coefficients de la contre réaction d'état s'effectue par la méthode d'ACKERMANN qui est une méthode de placement de pôles robuste.

## 1. PREMIERE APPROCHE

En utilisant l'algorithme de LEVERRIER, nous avons :

$$R_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad a_2 = -\text{trace}(A.R_2)$$

$$R1 = A.R_2 + a_2 R_2; \quad a_1 = -\frac{1}{2} \text{trace}(A.R_1)$$

$$R0 = A.R_1 + a_1 R_2; \quad a_0 = -\frac{1}{3} \text{trace}(A.R_0)$$

On calcule alors la matrice W donnée par

$$W = [R_0.b \quad R_1.b \quad R_2.b]$$

le vecteur coefficient est alors donné par :

$$\alpha^t = [a_0 \quad a_1 \quad a_2] + [K_1 \quad K_2 \quad -K_r].W$$

On obtient alors :

$$\alpha_0 = a_0 + K_1 W_{11} + K_2 W_{21} - K_r W_{31}$$

$$\alpha_1 = a_1 + K_1 W_{12} + K_2 W_{22} - K_r W_{32}$$

$$\alpha_2 = a_2 + K_1 W_{13} + K_2 W_{23} - K_r W_{33}$$

Afin de calculer les limites des pôles complexes, il faut définir un domaine dans lequel les trois pôles du système pourront varier. Bien entendu, nous allons choisir un domaine qui permet d'obtenir de bonnes performances. On choisit par exemple une région de stabilité dans le plan S sous la forme d'une hyperbole donnée par l'équation suivante :

$$\left(\frac{\rho}{ad}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{bd}\right)^2 = 1$$

avec

$$ad = \rho_0; \quad bd^2 = \rho_0^2 \frac{1-\xi^2}{\xi^2}$$

Où  $\xi$  représente l'amortissement relatif, il est évident qu'un choix optimal de  $\xi$  mène à prendre

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

• **Limites des pôles complexes :**

Nous avons :

$$\beta_1 = 2.\rho$$

et

$$\beta_0 = \rho^2 + \omega^2 = \left(\left(\frac{bd}{ad}\right)^2 + 1\right).\rho^2 - bd^2$$

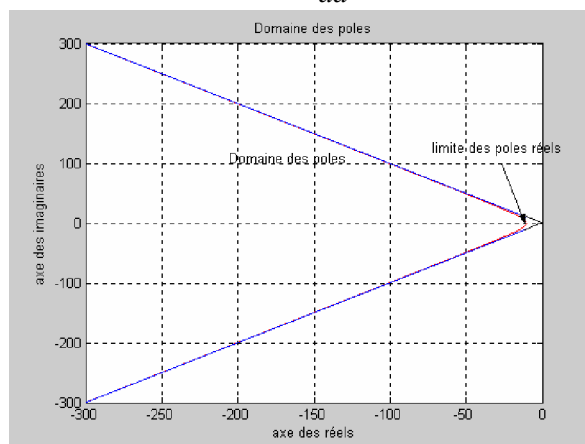


Figure VII.1: Domaine des pôles désiré

• **Limite des pôles complexes**

La limite des pôles complexes est définie par :



$$[\alpha^t \quad I] \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \\ -\beta_0 & -\beta_1 \\ \beta_0\beta_1 & \beta_1^2 - \beta_0 \end{bmatrix} = [0 \quad 0]$$

On trouve alors

$$K_2(W_{21} - \beta_0 W_{23}) - K_r(W_{31} - \beta_0 W_{33}) = a_2\beta_0 - \beta_0\beta_1 - a_0 - K_1(W_{11} - \beta_0 W_{13})$$

$$K_2(W_{22} - \beta_1 W_{23}) - K_r(W_{32} - \beta_1 W_{33}) = a_2\beta_1 - \beta_1^2 + \beta_0 - a_1 - K_1(W_{12} - \beta_1 W_{13})$$

• **Limites des pôles réels :**

La limite des pôles réels est donnée par :

$$[\alpha^t \quad I] \begin{bmatrix} I \\ -\rho_0 \\ \rho_0^2 \\ -\rho_0^3 \end{bmatrix} = [0]$$

On trouve alors

$$K_2 = \frac{I}{(W_{21} - W_{22}\rho_0 + W_{23}\rho_0^2)} [K_r(W_{31} - W_{32}\rho_0 + W_{33}\rho_0^2) - KI(W_{11} - W_{12}\rho_0 + W_{13}\rho_0^2) - (a_0 - a_1\rho_0 + a_2\rho_0^2 - \rho_0^3)]$$

Ainsi on détermine une région (une surface) dans le plan  $(K_2, K_r)$  sachant que l'on doit fixer a priori le coefficient  $K_1$ .

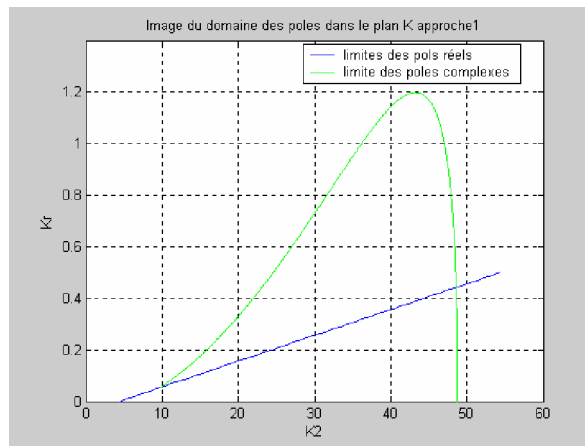


Figure VIII.2: Image du domaine des pôles choisi dans le plan K(approche1)

**2. DEUXIEME APPROCHE :**

Nous suivons les étapes explicitées au niveau de la méthode :

- Nous avons la matrice de commandabilité donnée par :

$$Q_c = [B \quad A.B \quad A^2B]$$

- le vecteur ligne  $e^t$  est donné par :

$$e^t = [0 \quad 0 \quad I]Q_c^{-1}$$

- la matrice de placement de pôles est donc égale à :  $E = \begin{bmatrix} e^t \\ e^t A \\ e^t A^2 \\ e^t A^3 \end{bmatrix}$

• **Limites des pôles complexes :**

La matrice S se réduit à un vecteur ligne, elle est donnée par :

$$S = [\beta_0 \quad \beta_1 \quad 1 \quad 0]$$

Quant au vecteur ligne  $t^t$ , il est donné par :

$$t^t = [0 \quad \beta_0 \quad \beta_1 \quad 1]$$

Nous décomposons le vecteur ligne K et la matrice E de telle façon à avoir deux vecteurs,  $K_a^t$  et  $K_b^t$ . Les coefficients libres sont réunis dans le vecteur  $K_a^t$ , par contre les coefficients imposés sont regroupés dans le vecteur ligne  $K_b^t$ .

Nous obtenons donc :

$$K_a^t = (K_2 \quad -K_r)$$

et

$$K_b^t = (K_1)$$

On décompose E comme suit :

$$E = [E_b \quad E_a]$$

$K_a^t$  Peut être calculé facilement par la relation :  $K_a^t = ((K_b^t - t^t E_b)(SE_b)^{-1}S + t^t)E_a$

Cette équation permet donc de tracer le contour de stabilité dans le plan K qui est l'image du domaine des pôles complexes conjuguée imposés.

• **Limites des pôles réels :**

La matrice W est calculée analytiquement en inversant la matrice de transformation linéaire T

donnée par :  $T = \begin{bmatrix} e^t \\ e^t A \\ e^t A^2 \end{bmatrix}$  Donc  $W = T^{-1}$

Soit  $A_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ \rho_0 \\ \rho_0^2 \end{bmatrix}$

La relation qui suit, nous permet alors de calculer l'expression donnant les coefficients  $K_i$

$$K^t W A_1 - e^t A^3 W A_1 + \rho_0^3 = 0$$

En fixant  $K_1$  il est possible de retrouver la relation liant  $K_2$  et  $K_r$ , correspondant à la limites des pôles réels, cette dernière n'est rien d'autre qu'une droite.

Ainsi nous aurons défini les limites de la contre réaction d'état. Il est donc possible d'associer au domaine de variation des pôles représenté précédemment un domaine de variation des coefficients  $K_2$  et  $K_r$ .

La commande est donnée par

$$U = -K_1 x_2 - K_2 x_3 + K_r x_r + K_{ref} \Omega_{ref} - K_v C_r$$

Où  $\Omega_{ref}$  représente la vitesse de rotation de référence.

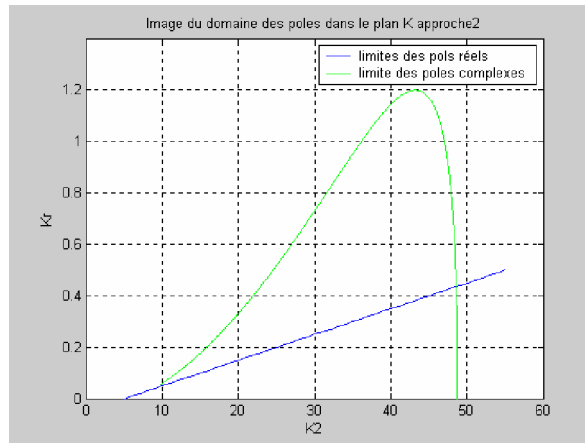


Figure VIII.3: Image du domaine des pôles (approche2)

- Pour le sous système I, il s'agit d'une boucle de régulation du courant  $I_d$ , le sous système est défini par l'équation :

$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + u_1$ , on constate que la dynamique en régime libre est imposée par la valeur de  $\frac{R}{L}$  qui est dans notre cas égal à 161.9. On peut effectuer un retour d'état  $u_1 = -Kx_1$  afin d'imposer une dynamique désirée. On obtient alors en boucle fermée :

$$\dot{x}_1 = -\left(\frac{R}{L} + K\right)x_1.$$

Si l'on désire réguler le courant  $I_d$  à une valeur donnée, par exemple  $I_{dref} = 2A$ , alors ;

La dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e} = \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + u_1 = -\frac{R}{L}x_1 + u_1 + \frac{R}{L}I_{dref} - \frac{R}{L}I_{dref} = -\frac{R}{L}e + u_1 - \frac{R}{L}I_{dref}$$

Pour que l'erreur tende vers 0, il suffit de prendre  $u_1 = -Kx_1 + \frac{R}{L}I_{dref}$

- **DIMENSIONNEMENT ROBUSTE VIS À VIS DE R ET DE J**

#### a. Dimensionnement robuste vis-à-vis de R

Pour la détermination du régulateur robuste vis-à-vis des variations de la résistance statorique, nous avons considéré des variations de +50% et - 20% de la valeur de nominale. Nous avons discrétisé cet intervalle de variation en 5 valeurs significatives de R,  $0.8R_n$ ,  $0.9R_n$ ,  $R_n$ ,  $1.25R_n$ ,  $1.5R_n$  où  $R_n$  désigne la valeur nominale de la résistance statorique.

Les limites des pôles complexes et réels trouvées précédemment correspondant aux limites dans le plan K sont fonction de la résistance R. on calcul ces limites pour chaque valeur de l'intervalle de variation de R. on trouve alors 5 surfaces (domaines dans le plan K, l'intersection de ces régions présente la solution simultanée des équations caractéristiques en boucle fermée des différents modèles associés à chaque valeur de R.

Le choix de la paire  $(K_2, K_r)$  est arbitraire. En effet, la zone d'intersection des régions assure que les pôles restent dans un domaine prescrit. Mais le comportement du système peut varier selon les valeurs de ces gains.

- **Calcul des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation :**

Il a été montré précédemment que  $K_w$  est dimensionné de façon à compenser un pôle du système en boucle fermée. Mais lorsque les paramètres du système varient, le pôle à compenser varie aussi. Dans ce cas, il est judicieux de compenser un pôle réel  $S_{cg}$  situé au centre de gravité des pôles variables.

Pour un système d'ordre  $n$  qui subit une variation paramétrique de paramètre  $s\theta_i \in [\theta_i^{min}, \theta_i^{max}]$ , on peut écrire que

$$S_{cg} = \frac{1}{\theta_i^{max} - \theta_i^{min}} \int_{\theta_i^{min}}^{\theta_i^{max}} \frac{1}{n} \text{trace}(A_G) d\theta_i \quad \text{où} \quad \text{trace}(A_G) = \sum_{j=1}^n p_j(\theta_j)$$

Le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne est alors donné par :

$$K_w = -\frac{K_r}{S_{cg} T_i}$$

Dans le cas des variations de la résistance statorique, on a :

$$S_{cg} = \frac{1}{1.5R_n - 0.8R_n} \int_{0.8R_n}^{1.5R_n} \frac{1}{3} \left( \frac{R}{L} + \frac{f}{j} \right) dR$$

$$S_{cg} = -\frac{1}{3} \frac{1}{1.5R_n - 0.8R_n} \left( \frac{R^2}{2L} + \frac{f}{j} R \right) \Big|_{0.8R_n}^{1.5R_n} = -\frac{1}{3} \left( \frac{1.5R_n + 0.8R_n}{2L} + \frac{f}{j} \right) = -\frac{1}{3} \left( \frac{2.3R_n}{2L} + \frac{f}{j} \right)$$

La valeur de  $K_w$  sera alors donnée par :

$$K_w = -\frac{K_r}{S_{cg} T_i}$$

#### - Calcul de $K_v$

Pour le calcul du coefficient d'intervention directe de la grandeur de perturbation basé sur l'annulation de l'état du régulateur intégrateur en régime permanent, on prend la valeur nominale, comme illustré précédemment.

#### Remarque :

Pour avoir les gains du régulateur digital, il faut faire les corrections suivantes sur les coefficients du régulateur continu.

$$k_2 = K_2 + \frac{K_r}{2}, k_r = K_r$$

$$k_w = K_w + \frac{K_r}{2}, k_v = K_v$$

#### • Dimensionnement robuste vis-à-vis des variations de la valeur du moment d'inertie (j)

De la même manière que pour les variations de la résistance statorique, nous allons dimensionner le régulateur robuste vis-à-vis des variations de l'inertie (j).

On suppose que l'inertie varie de  $\pm 50\% J_n$ . On discrétise l'intervalle en cinq valeurs,  $[0.5J_n, 0.75J_n, J_n, 1.25J_n, 1.5J_n]$ , on détermine alors les limites des pôles complexes et réels pour chaque valeur.

Les coefficients de la contre réaction sont alors choisis dans la région correspondant à l'intersection des différentes régions dans le plan K.

Le calcul de  $K_w$  et  $K_v$  sont déterminés de la même manière que précédemment

Nous avons :

$$S_{cg} = \frac{1}{1.5J_n - 0.5J_n} \int_{0.5J_n}^{1.5J_n} \left( \frac{R}{L} + \frac{f}{j} \right) dj$$

$$S_{cg} = -\frac{1}{3} \frac{1}{1.5J_n - 0.5J_n} \left( \frac{R}{L} j + f \ln(j) \right) \Big|_{0.5J_n}^{1.5J_n} = -\frac{1}{3} \left( \frac{R}{L} + f \frac{\ln(1.5J_n) - \ln(0.5J_n)}{1.5J_n - 0.5J_n} \right)$$

$$S_{cg} = -\frac{1}{3} \left( \frac{R}{L} + f \frac{\ln(3)}{J_n} \right)$$

la valeur de  $K_w$  sera alors donnée par :

$$K_w = -\frac{K_r}{S_{cg} T_i}$$

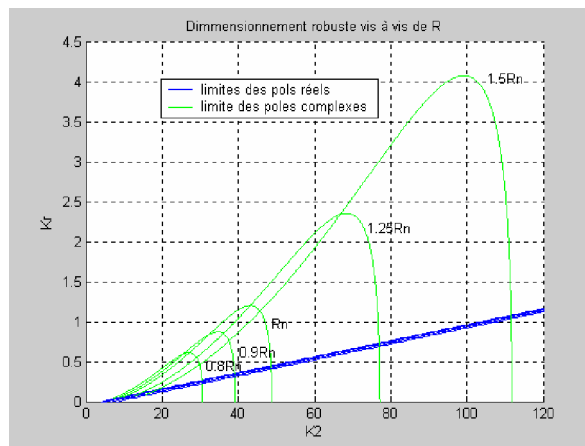


Figure VIII.4: Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan K

Dimensionnement robuste vis-à-vis de R

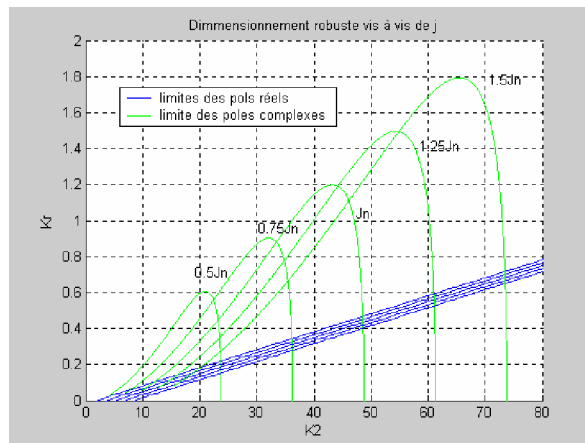


Figure VIII.5: Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan K

### XI 2 DEUXIEME METHODE

Soit le modèle de la machine synchrone à aimant permanent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L} x_1 + p \cdot x_2 \cdot x_3 + \frac{v_d}{L} \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{L} x_2 - p \cdot x_1 \cdot x_3 - \frac{\Phi_f}{L} p \cdot x_3 + \frac{v_q}{L} \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j} p \cdot x_2 - \frac{C_r}{j} - \frac{f}{j} x_3 \end{cases}$$

$$\text{où } X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Omega]^T$$

$$\text{et } y = \Omega = CX; \quad C = [0 \quad 0 \quad 1]$$

la commande est donnée par le vecteur :

$$U = [v_d \quad v_q]^T$$

Après application d'un retour d'état linéarisant donné par :

$$v_d = L.(u_1 - p.x_2.x_3)$$

et

$$v_q = L.(u_2 + p.x_1.x_3)$$

Le système devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + u_1 \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - \frac{\Phi_f}{L}p.x_3 + u_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{\Phi_f}{j}p.x_2 - \frac{f}{j}x_3 - \frac{C_r}{j} \end{cases}$$

Nous avons  $U = [u_1 \quad u_2]^T$

Soit le retour d'état défini par :

$$U = -K_x X + K_{ref} \Omega_{ref} + K_v C_r$$

Où  $K$ ,  $K_{ref}$ ,  $K_v$  sont, respectivement, la matrice de retour d'état (de dimension  $2 \times 3$ ), les matrices d'intervention directe de la consigne et de la perturbation, de dimensions  $(2 \times 1)$ .

Soit la matrice globale  $K = [K_x \quad K_{ref} \quad K_v]$

Supposons que  $K = vK'$  où  $v$  est un vecteur colonne donné par

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad K' = [K'_1 \quad K'_2 \quad K'_3 \quad -K'_r \quad -K'_v]^T$$

En posant :  $K = vK'$  Le système en boucle fermée s'écrit alors sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{\bar{X}} = A.X + B.(-vK'.[X \quad r \quad C_r]^T) + H.C_r \\ y = CX \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\bar{X}} = (A - B.vK'_x).X + B.v.K'_r.r + (H + B.v.K'_v).C_r \\ y = CX \end{cases}$$

Posons:

$$b = B.v$$

Alors  $b = [v_1 \quad v_2 \quad 0]^T$  le système devient :

$$\begin{cases} \dot{\bar{X}} = (A - bK'_x).X + b.K'_r.r + (H + b.K'_v).C_r \\ y = CX \end{cases}$$

Pour synthétiser donc le retour d'état précédent, il faut trouver les valeur de  $v$  et  $K'$ , la procédure est la suivante :

Tout d'abord, on choisit  $b$  de façon à avoir la paire  $(A, b)$  complètement commandable pour que le retour d'état soit possible. On détermine alors  $v$ . Il ne restera plus qu'à déterminer les coefficients du retour d'état  $K'$ . Pour cela, on applique la méthode d'ACKERMANN comme pour le cas de la première méthode. Cette procédure a permis de rendre le problème de placement de pôles multi variables, en un cas mono variables.

- Avant d'entamer le calcul de  $K'$ , nous allons fixer le vecteur  $b$  :

Pour que la paire  $(A, b)$  soit complètement commandable il faut que la matrice de commandabilité « *com.* » soit de rang égal à 3. Sachant que *com.* est donnée par :

$$com = \begin{bmatrix} b & Ab & A^2b \end{bmatrix}, \text{ alors en développant on trouve qu'il est possible de prendre le vecteur } b \text{ égal à } b = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ par conséquent : } v = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

C'est comme si on travaillait maintenant sur le système mono variable suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = (A - bK'_x).X + b.K'_r.r + (H + b.K'_v).C_r \\ y = CX \end{cases}$$

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser au calcul des coefficients de  $K'$  Pour cela, nous allons appliquer les deux approches de la méthode d'ACKERMANN.

### PREMIERE APPROCHE :

En utilisant l'algorithme de LEVERRIER, nous avons :

$$R_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad a_2 = -\text{trace}(A.R_2)$$

$$R1 = A.R_2 + a_2R_2; \quad a_1 = -\frac{1}{2}\text{trace}(A.R_1)$$

$$R0 = A.R_1 + a_1R_2; \quad a_0 = -\frac{1}{3}\text{trace}(A.R_0)$$

On calcule alors la matrice  $W$  donnée par

$$W = \begin{bmatrix} R_0b & R_1.b & R2.b \end{bmatrix}$$

Le vecteur coefficient est alors donné par :

$$\alpha' = \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 \end{bmatrix} W$$

On obtient alors :

$$\alpha_0 = a_0 + K_1W_{11} + K_2W_{21} + K_3W_{31}$$

$$\alpha_1 = a_1 + K_1W_{12} + K_2W_{22} + K_3W_{32}$$

$$\alpha_2 = a_2 + K_1W_{13} + K_2W_{23} + K_3W_{33}$$

Afin de calculer les limites des pôles complexes, il faut définir un domaine dans lequel les trois pôles du système pourront varier. Bien entendu, nous allons choisir un domaine qui permet d'obtenir de bonnes performances. On choisit par exemple une région de stabilité dans le plan  $S$  sous la forme d'une hyperbole donnée par l'équation suivante :

$$\left(\frac{\rho}{ad}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{bd}\right)^2 = 1$$

avec

$$ad = \rho_0; \quad bd^2 = \rho_0^2 \frac{1-\xi^2}{\xi^2}$$

où  $\xi$  représente l'amortissement relatif, il est évident qu'un choix optimal de  $\xi$  mène à prendre

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

• **Limites des pôles complexes :**

Nous avons :

$$\beta_1 = 2.\rho$$

et

$$\beta_0 = \rho^2 + \omega^2 = \left(\left(\frac{bd}{ad}\right)^2 + 1\right).\rho^2 - bd^2$$

Le limite des pôles complexes est définie par :

$$[\alpha^t \quad I] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -\beta_0 & -\beta_1 \\ \beta_0\beta_1 & \beta_1^2 - \beta_0 \end{bmatrix} = [0 \quad 0]$$

On trouve alors

$$K_2(W_{21} - \beta_0 W_{23}) + K_3(W_{31} - \beta_0 W_{33}) = a_2\beta_0 - \beta_0\beta_1 - a_0 - K_1(W_{11} - \beta_0 W_{13})$$

$$K_2(W_{22} - \beta_1 W_{23}) + K_3(W_{32} - \beta_1 W_{33}) = a_2\beta_1 - \beta_1^2 + \beta_0 - a_1 - K_1(W_{12} - \beta_1 W_{13})$$

• **Limites des pôles réels :**

La limite des pôles réels est donnée par :

$$[\alpha^t \quad I] \begin{bmatrix} 1 \\ -\rho_0 \\ \rho_0^2 \\ -\rho_0^3 \end{bmatrix} = [0]$$

On trouve alors

$$K_2 = \frac{I}{(W_{21} - W_{22}\rho_0 + W_{23}\rho_0^2)} [-K_3(W_{31} - W_{32}\rho_0 + W_{33}\rho_0^2) - KI(W_{11} - W_{12}\rho_0 + W_{13}\rho_0^2) - (a_0 - a_1\rho_0 + a_2\rho_0^2 - \rho_0^3)]$$

Ainsi on détermine une région (une surface) dans le plan  $(K_2, K_3)$  sachant que l'on doit fixer a priori le coefficient  $K_1$

**DEUXIEME APPROCHE :**

Nous avons la matrice de commandabilité donnée par :

$$Q_c = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{R}{L} & \left(\frac{R}{L}\right)^2 \\ 1 & -\frac{R}{L} & \left(\frac{R}{L}\right)^2 - \left(\frac{p\Phi_f}{jL}\right)^2 \\ 0 & \frac{\Phi_f}{j} p & -\left(\frac{p\Phi_f R}{jL} + \frac{f.p.\Phi_f}{j^2}\right) \end{bmatrix}$$

Le vecteur ligne  $e^t$  est donné par :



$$e^t = [0 \quad 0 \quad 1] Q_c^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{jL}{p^2 \Phi_f^2} & -\frac{jL}{p^2 \Phi_f^2} & 0 \end{bmatrix}$$

Et la matrice de placement de pôles est définie par :

$$E = \begin{bmatrix} e^t \\ e^t A \\ e^t A^2 \\ e^t A^3 \end{bmatrix}$$

- **Limites des pôles complexes :**

La matrice S qui se réduit dans notre cas à un vecteur ligne et le vecteur  $t^t$  sont donnés par :

$$S = [\beta_0 \quad \beta_1 \quad 1 \quad 0]$$

$$t^t = [0 \quad \beta_0 \quad \beta_1 \quad 1]$$

Nous décomposons le vecteur ligne  $K$  et la matrice  $E$  de telle façon à avoir deux vecteurs,  $K_a^t$  et  $K_b^t$ . Les coefficients libres sont réunis dans le vecteur  $K_a^t$ , par contre les coefficients imposés sont regroupés dans le vecteur ligne  $K_b^t$ .

$$K_a^t = (K_2 \quad K_3)$$

Nous obtenons :

*et*

$$K_b^t = (K_1)$$

et on décompose E comme suit :

$$E = [E_b \quad E_a]$$

$K_a^t$  Peut être calculée facilement par la relation :  $K_a^t = ((K_b^t - t^t E_b)(SE_b)^{-1} S + t^t) E_a$

Cette équation permet donc de tracer le contour de stabilité dans le plan  $K$  qui est l'image du domaine des pôles complexes conjugués imposés.

- **Limites des pôles réels :**

La matrice W est calculée analytiquement en inversant la matrice de transformation linéaire T donnée par :

$$T = \begin{bmatrix} e^t \\ e^t A \\ e^t A^2 \end{bmatrix} \text{ et } W = T^{-1}$$

Soit

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ \rho_0 \\ \rho_0^2 \end{bmatrix}$$

La relation qui suit, nous permet alors de calculer l'expression donnant les coefficients  $K_i$

$$K^t W A_1 - e^t A^3 W A_1 + \rho_0^3 = 0$$

Ainsi nous aurons défini les limites de la contre réaction d'état. Il est donc possible d'associer au domaine de variation des pôles représenté précédemment un domaine de variation des coefficients  $K_2$  et  $K_3$ .

**Calcul de  $K_{ref}$  et  $K_v$**

Nous avons le modèle de la machine donné par :

$$\dot{X} = A.X + B.U + H.C_r$$

$$y = CX$$

Où

$$X = [I_d \quad I_q \quad \Omega]^T; \quad U = [u_1 \quad u_2]^T; \quad y = \Omega$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Phi_f}{L} p \\ 0 & \frac{\Phi_f}{j} p & -\frac{f}{j} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad H = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{j} \end{bmatrix}$$

Si nous appliquons la commande  $U = -K_x \cdot X + K_{ref} \cdot \Omega_{ref} + K_v C_r$

Le système en boucle fermée est donnée par

$K = vK'$  et  $b = B \cdot v$  alors :

$$\begin{cases} \dot{X} = (A - bK'_x) \cdot X + b \cdot K'_{ref} \cdot \Omega_{ref} + (H + b \cdot K'_v) \cdot C_r \\ y = CX \end{cases}$$

Les coefficients de  $K_x$  étant déterminés par la méthode précédente, Il reste donc à calculer les coefficients  $K_{ref}$  et  $K_v$ .

Posons :

$$\begin{cases} A - bK'_x = A_F \\ b \cdot K'_{ref} = B_F \\ et \\ H + b \cdot K'_v = H_F \end{cases}$$

On trouve alors :

$$A_F = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} - K_1 & -K_2 & -K_3 \\ -K_1 & -\frac{R}{L} - K_2 & -\frac{\Phi_f}{L} p - K_3 \\ 0 & \frac{\Phi_f}{j} p & -\frac{f}{j} \end{bmatrix}$$

$$B_F = \begin{bmatrix} K'_{ref} \\ K'_{ref} \\ 0 \end{bmatrix} \quad et \quad H_F = \begin{bmatrix} K'_v \\ K'_v \\ -\frac{1}{j} \end{bmatrix} \quad et \quad C = [0 \quad 0 \quad 1]$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par

$$G(s) = C(SI - A_F)^{-1} B_F \cdot \Omega_{ref}(s) + C(SI - A_F)^{-1} H_F C_r$$

Où  $\Omega_{ref}$  représente le signal de référence qui est dans notre cas la vitesse de rotation du rotor.

Le cas idéal est l'obtention d'une poursuite parfaite, en régime permanent, indépendamment de la charge. Pour cela il faut donc avoir en régime établi :

$$\text{Pour } S=0 : \begin{cases} C(SI - A_F)^{-1} B_F = 1 \\ et \\ C(SI - A_F)^{-1} H_F = 0 \end{cases} \quad \text{c'est-à-dire} \quad \begin{cases} C(-A_F)^{-1} B_F = 1 \\ et \\ C(-A_F)^{-1} H_F = 0 \end{cases}$$

**Dimensionnement robuste vis-à-vis de R (résistance statorique) et de J (moment d'inertie) :**

On procède de la même manière que précédemment, on détermine l'intersection des régions dans le plan K, et on calcule les coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation.

Les résultats de simulation sont les suivants :

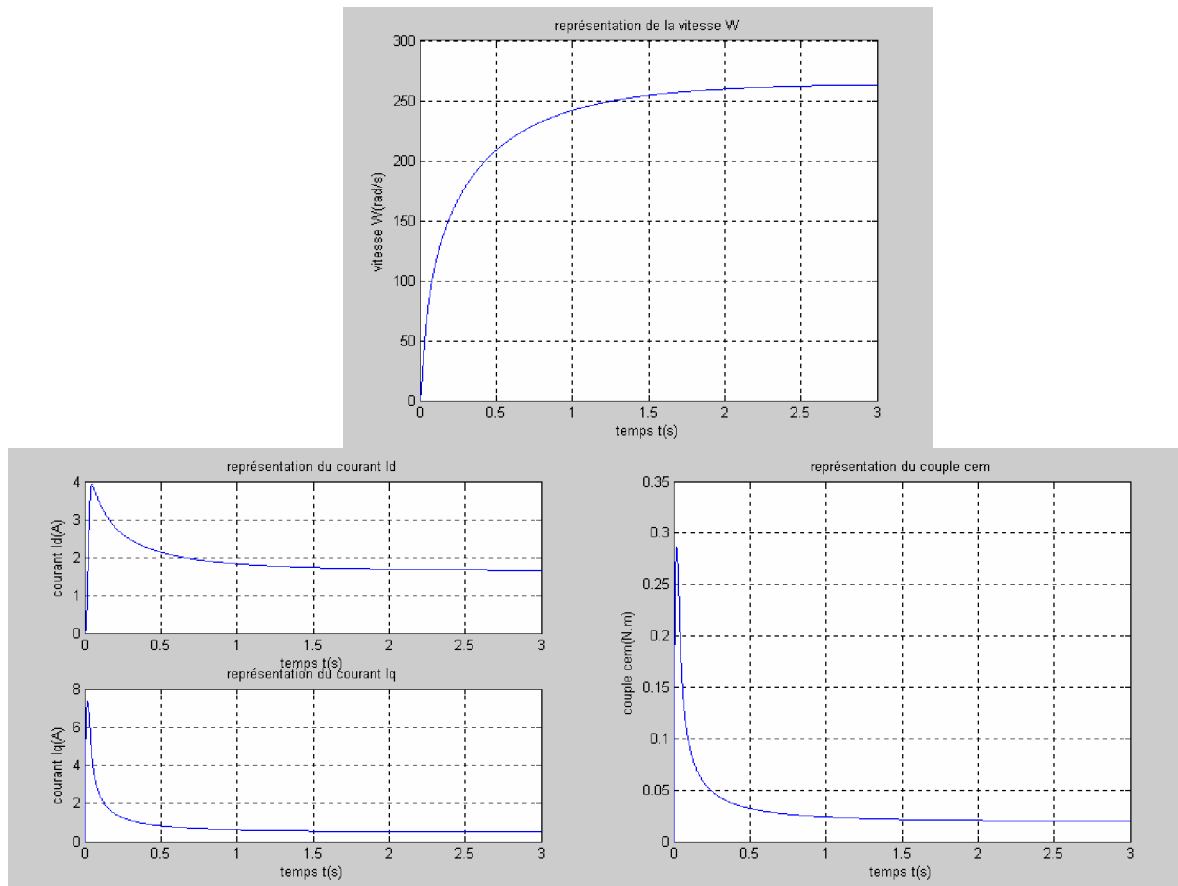


Figure VIII.6: Caractéristiques de la MSA (à vide)

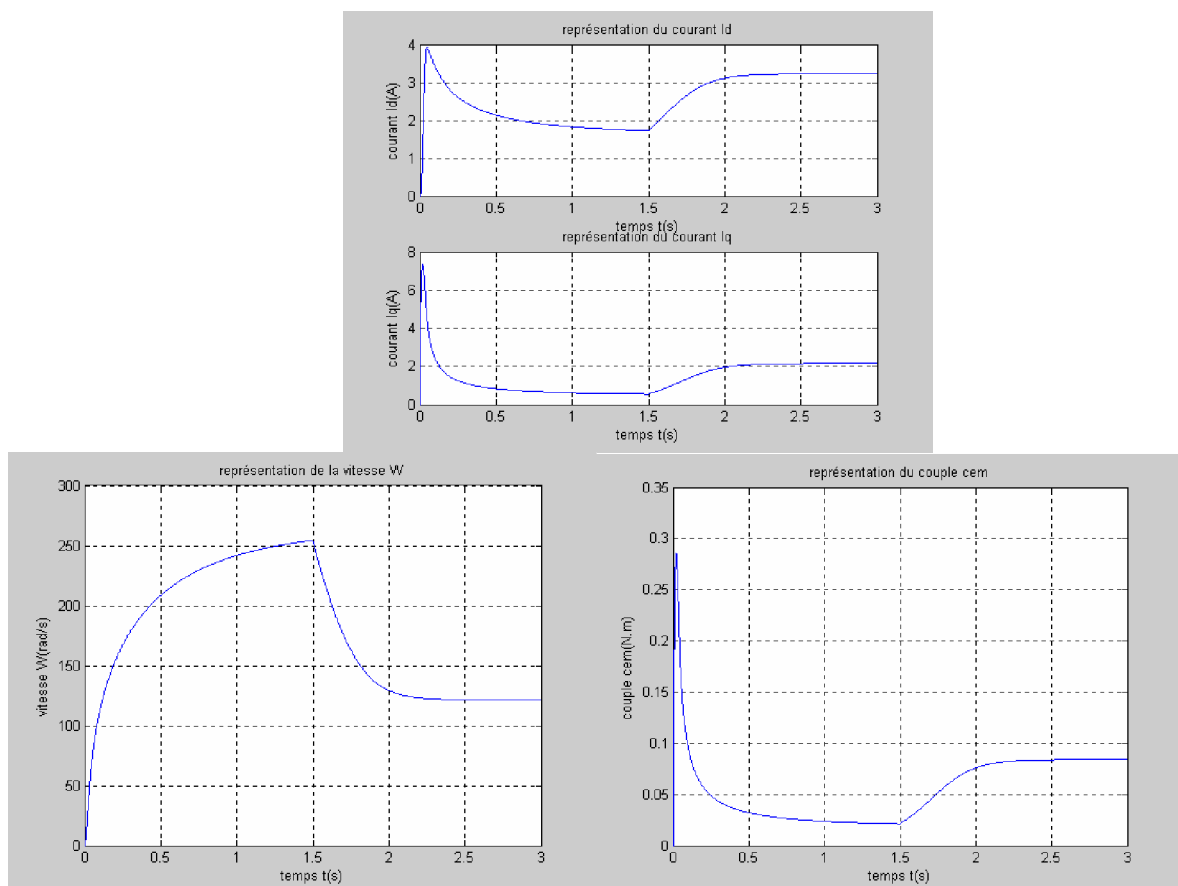
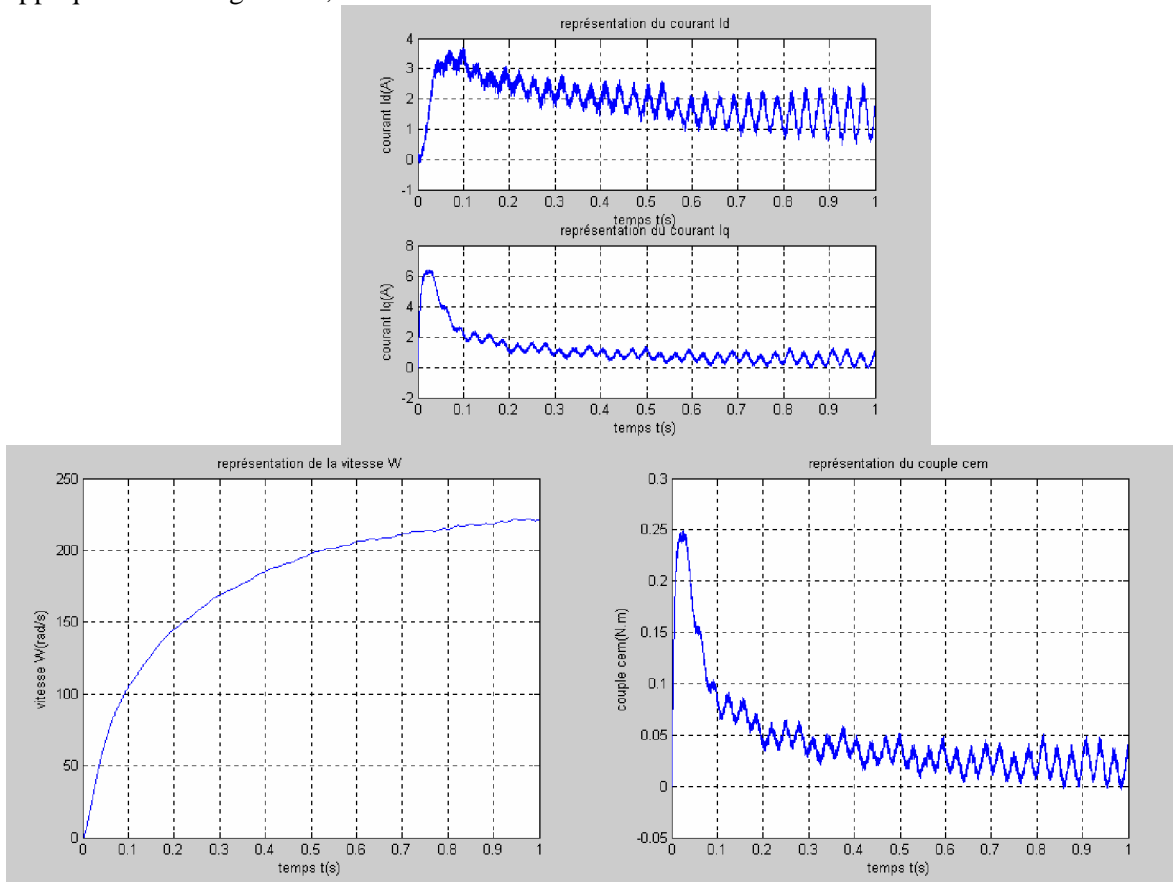


Figure VIII.7: Caractéristiques de la MSAP (Application d'une charge au régime établi)

**Commentaires :** à travers les résultats précédents, il est possible de déduire les caractéristiques de notre MSAP, à vide et en appliquant une charge au régime établi.

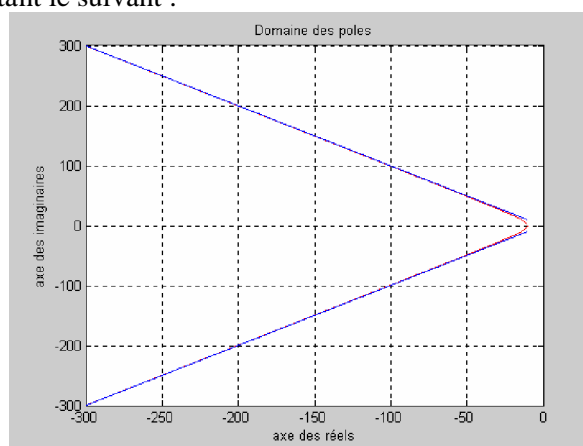
Des simulations ont été effectuées à en associant la MSAP à un onduleur de tension, et en appliquant la stratégie MLI, les résultats sont très cohérents.



**Figure VIII.8: association Onduleur/MSAP**

### I. COMMANDE NON LINEAIRE, PLACEMENT DE POLES ROBUSTE DE LA MSAP

Le domaine des pôles étant le suivant :



**Figure VIII.9: Domaine des pôles imposé**

Les résultats sont les suivants :

« **methode1approche1** »

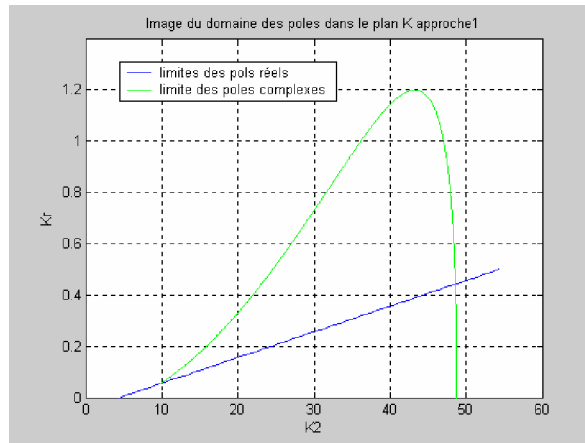


Figure VIII.10: Image du domaine des pôles dans le plan K (approche1)

« methode1approche2 »

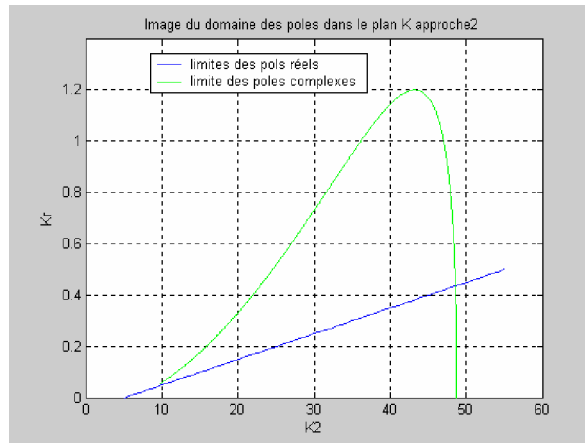


Figure VIII.11: Image du domaine des pôles dans le plan K (approche 2)

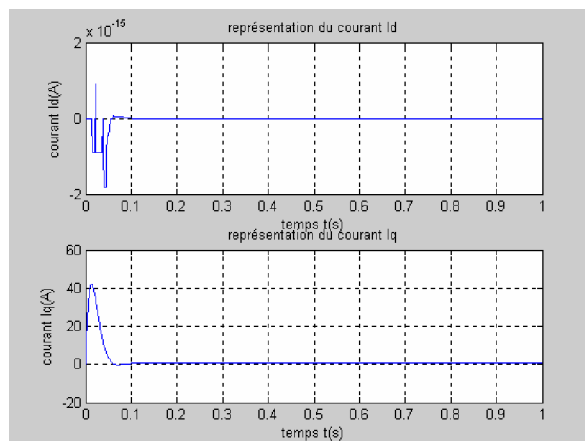
On constate que les deux approches permettent d’aboutir aux mêmes résultats. Ainsi donc, nous avons déterminé le domaine de variation des gains du retour d’état, pour avoir, les pôles désirés en boucle fermée.

Il suffit donc de choisir des valeurs de  $K_2$  et  $K_r$ , à l’intérieur du domaine retrouvé pour avoir le comportement désiré de la boucle de régulation.

$K_1=0$  ;  $K_2=40$  ; et  $K_3=0.8$

Les pôles en boucle fermée sont:

$v = -65.7862 + 49.1767i$	$-65.7862 - 49.1767i$	$-30.8323$
---------------------------	-----------------------	------------



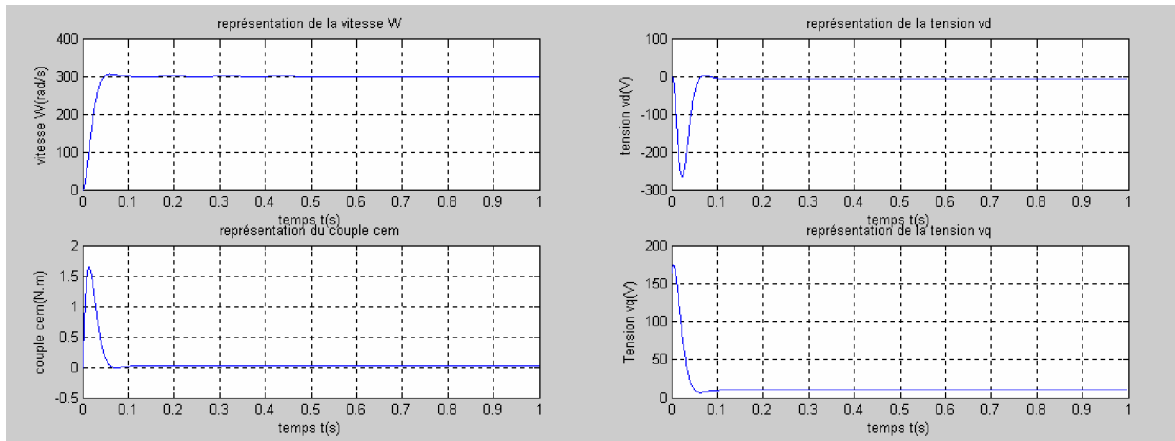


Figure VIII.12: Réglage de vitesse de la MSAP (Fonctionnement à vide)

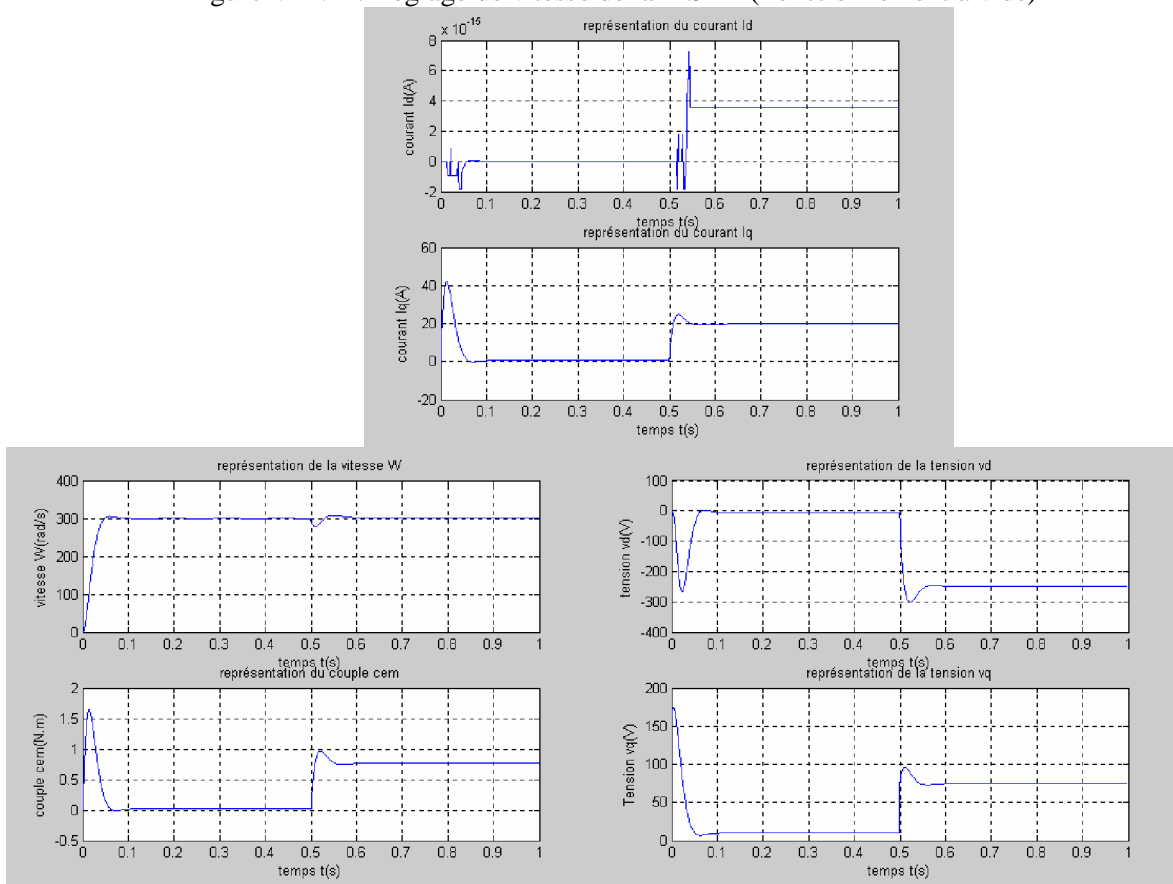


Figure VIII.13: Réglage de vitesse de la MSAP (Application d'une charge).

**Commentaires :** on constate que les objectifs de commande sont réalisés puisqu'on a une bonne poursuite de référence malgré l'application d'une charge, les pôles du système en boucle fermée sont bien dans le domaine désiré, par conséquent, le choix effectué des coefficients de K, à l'intérieur de l'image du domaine des pôles dans le plan K permet de retrouver des résultats désirés.

Si l'on choisit des coefficients n'appartenant pas au domaine, par exemple :

$$K_1=0 ; K_2=10 ; \text{ et } K_3=0.6$$

Les pôles en boucle fermée sont:

$v = 1.0e+002 *$	-1.4929	-0.0656 + 0.3165i	-0.0656 - 0.3165i
------------------	---------	-------------------	-------------------

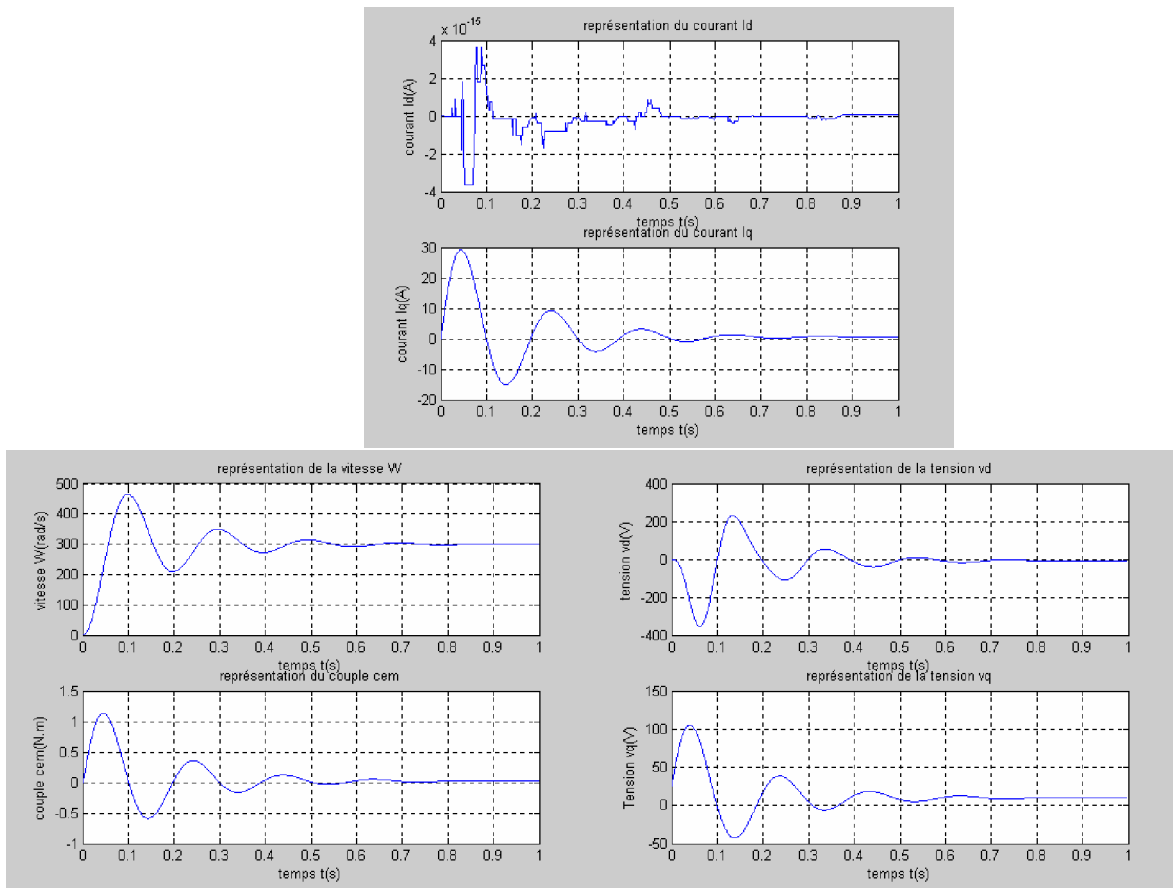


Figure VIII.14: Réglage de vitesse de la MSAP, choix des coefficients  $K$  à l'extérieur du domaine (Fonctionnement à vide).

**Commentaires :** on constate à travers ces courbes que malgré que la poursuite de référence soit assurée, la dynamique du système en boucle fermée ne correspond pas à la dynamique désirée, en effet les pôles de boucle fermée ne sont pas à l'intérieur du domaine prescrit.

**1. Dimensionnement robuste vis-à-vis des variations de la résistance statorique  $R$ , et du moment d'inertie  $J$**

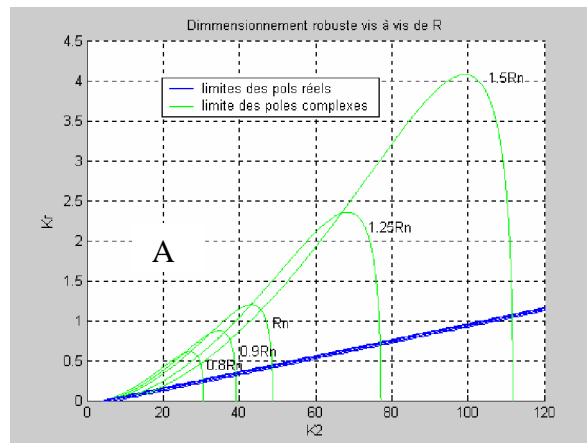


Figure VIII.15: Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan  $K$   
Dimensionnement robuste vis-à-vis de  $R$

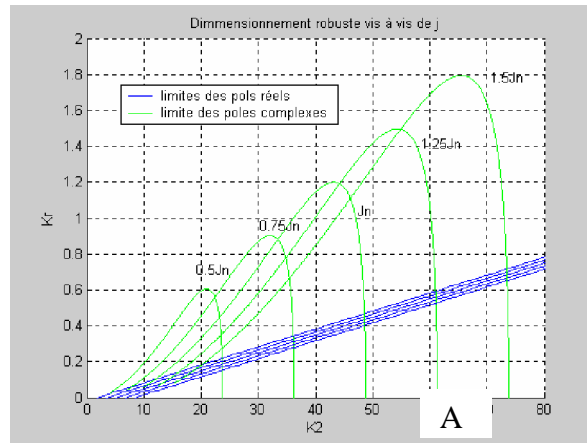


Figure VIII.16: Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan K (Dimensionnement robuste vis à vis de J).

Les figures suivantes permettent de mettre en évidence les performances que l'on peut espérer obtenir de la MSAP contrôlée au moyen d'un régulateur d'état robuste développé précédemment. Nous avons effectué les simulations pour plusieurs valeurs des coefficients, à l'intérieur de la surface d'intersection de tous les domaines et à l'extérieur de celle-ci. Sans et avec variation paramétrique.

	R		J	
	$K_2$	$K_r$	$K_2$	$K_r$
A l'intérieur	28	0.3	23	0.22
Au point A	60	1	60	1

- Dimensionnement robuste vis-à-vis de R (à l'intérieur de l'intersection) :  
Les pôles en boucle fermée sont:

$v =$	$-74.2656 + 10.3354i$	$-74.2656 - 10.3354i$	$-13.8736$
-------	-----------------------	-----------------------	------------

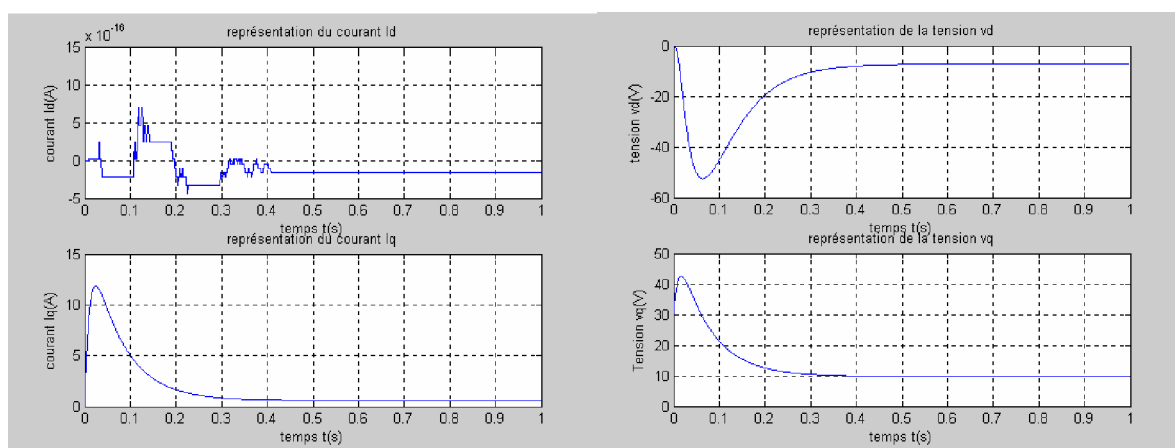


Figure VIII.17: Réglage de vitesse de la MSAP (dimensionnement robuste vis-à-vis de R)

- Au point A :  
Les pôles en boucle fermée sont:

$v =$	$-71.3465 + 89.9989i$	$-71.3465 - 89.9989i$	$-19.7117$
-------	-----------------------	-----------------------	------------



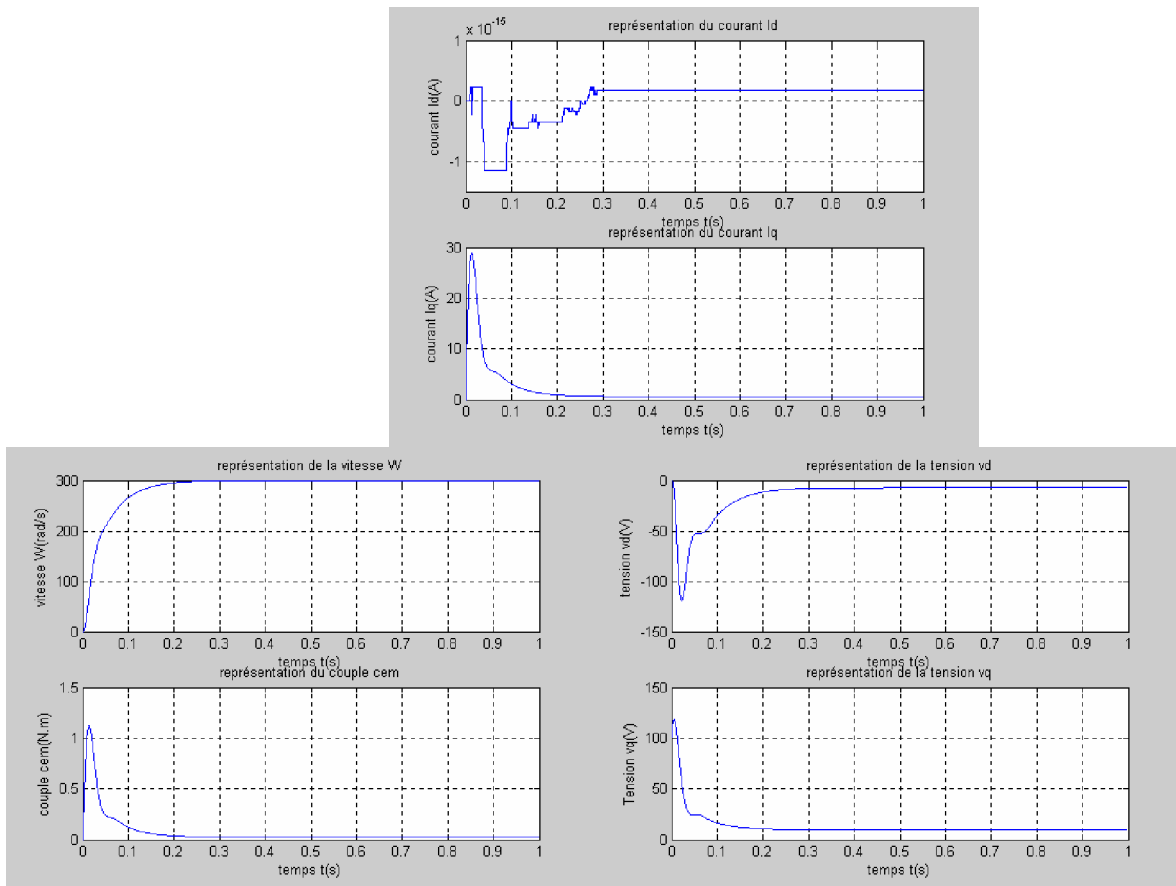
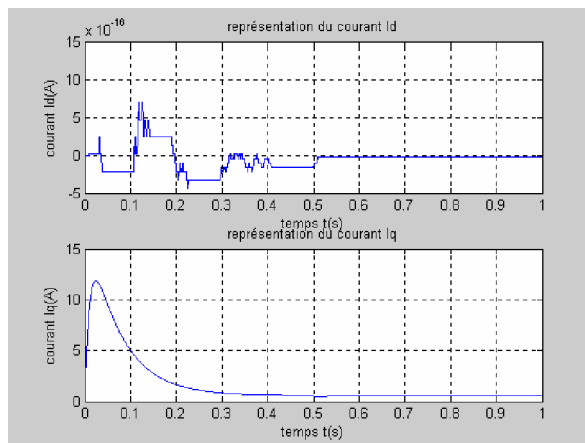


Figure VIII.18: Réglage de vitesse de la MSAP par (dimensionnement robuste vis à vis de R)

- dimensionnement robuste vis-à-vis de R avec variation paramétrique (les coefficients sont à l'intérieur de l'intersection)

Les pôles en boucle fermée sont:

$v =$	$-74.2656 + 10.3354i$	$-74.2656 - 10.3354i$	$-13.8736$
-------	-----------------------	-----------------------	------------



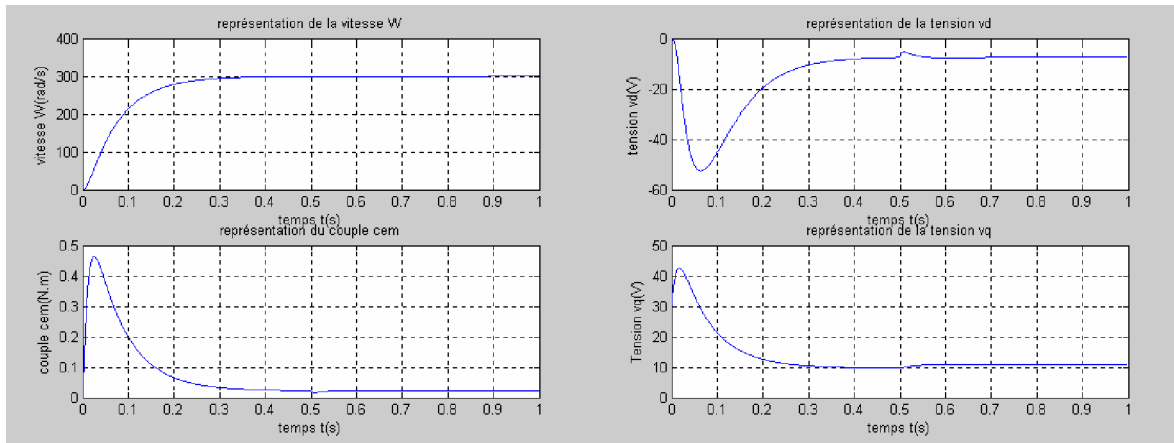


Figure VIII.19: dimensionnement robuste vis à vis de R avec variation paramétrique de 50% de  $R_n$  à 0.5s.

- Dimensionnement robuste vis-à-vis de  $j$  (coefficients à l'intérieur de l'intersection sans variation de  $j$ )
- dimensionnement robuste vis-à-vis de  $J$ , coefficients à l'intérieur de l'intersection, variation de  $J$  de 50% de  $J_n$  à 0.5s
- Dimensionnement robuste vis avis de  $j$  (coefficients au point A)

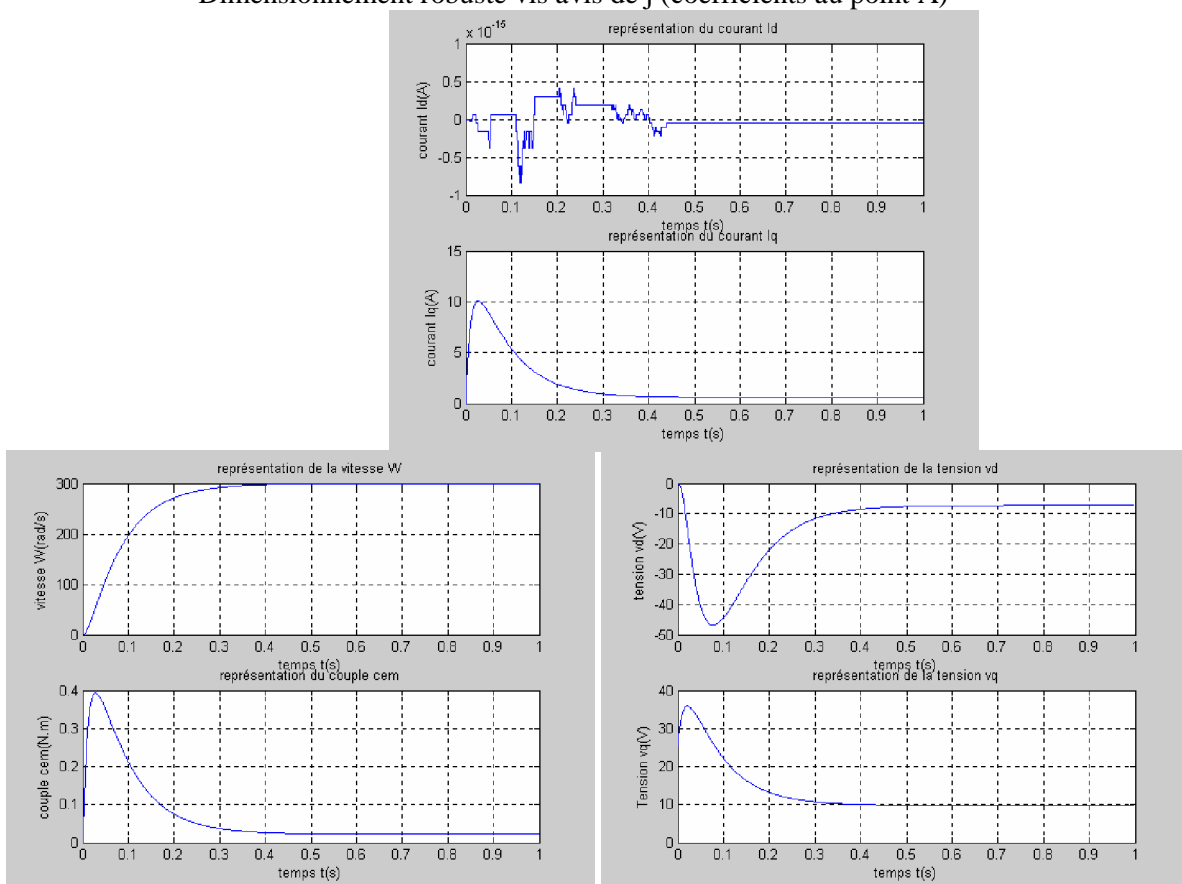


Figure VIII.20: Dimensionnement robuste vis à vis de  $J$  (coefficients à l'intérieur de l'intersection)

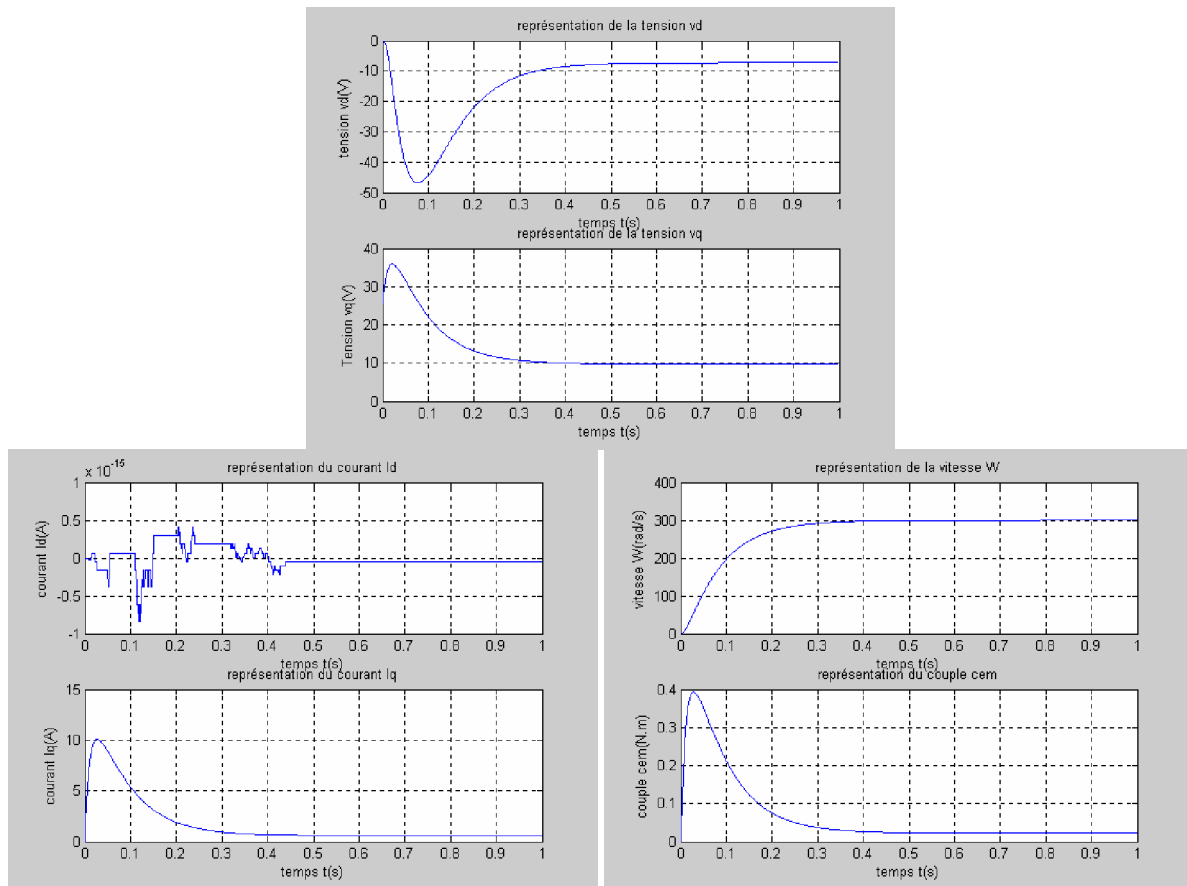


Figure VIII.21: dimensionnement robuste vis a vis de J, variation de j de 50%Jn (coefficients a l'intérieur de l'intersection)

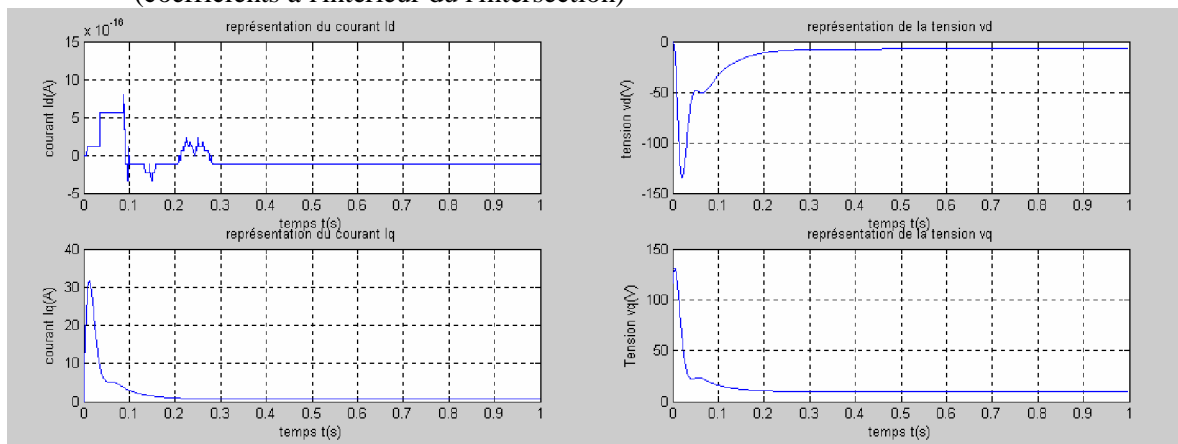


Figure VIII.22: dimensionnement robuste vis à vis de J (coefficients au point A)

**Commentaires**

Les résultats montrent le comportement espéré, en ce qui concerne la qualité des réponses obtenues et démontrent l'utilité et la validité de l'approche introduite dans cette étude.

Les figures 13 et 16 nous montrent les résultats d'une simulation concernant le réglage de la vitesse avec un régulateur d'état robuste vis-à-vis de R et de J, respectivement, ceci, pour un point à l'intérieur du domaine des gains. Sans variation paramétrique, on remarque que la commande présente de bonnes performances de poursuite de référence et de rejet de perturbation. Les pôles en boucle fermée sont bien à l'intérieur du domaine prescrit, la dynamique correspond donc à celle souhaitée.

Dans les figures 14 et 18, nous avons représenté le comportement de la machine pour des coefficients K au point A, ce point se trouvant à l'extérieur de l'intersection des différentes courbes. On constate que les réponses ne diffèrent pas beaucoup des précédentes, seule la dynamique qui se traduit par les pôles en boucle fermée, et donc par le temps de convergence des différentes caractéristiques, qui

diffère. Les performances de rejet de perturbation et de poursuite de référence étant toujours assurées, les pôles en boucle fermée ne correspondent plus à ceux désirés (à l'extérieur du domaine prescrit).

En ce qui concerne les courbes des figures 15 et 17, elles représentent des tests de robustesses. En effet, les caractéristiques de la machine ont été représentées pour des variations de 50% de  $R_n$  et 50% de  $J_n$ . On constate une bonne robustesse du système de commande vis-à-vis de ces variations. Ce qui confirme nos conclusions sur les performances des régulateurs synthétisés dans cette étude.

## 2. Méthode 2 :

Le même travail que pour la méthode 1 a été effectué donnant des résultats similaires, Les résultats de la simulation sont :

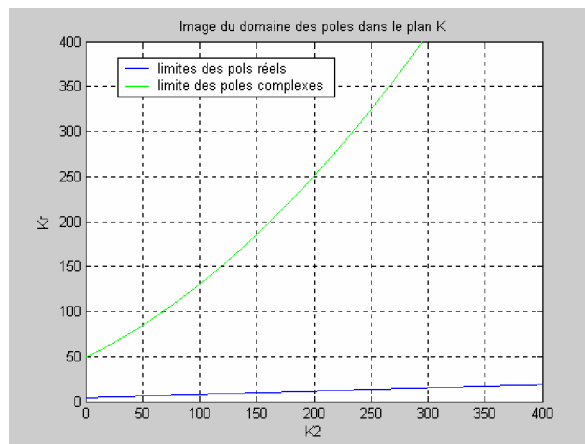


Figure VIII.23: image du domaine des pôles dans le plan K

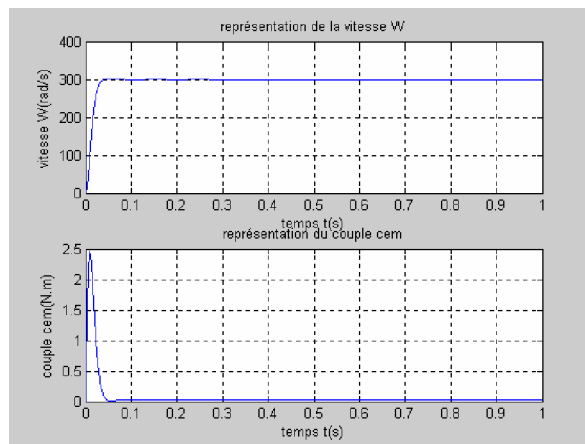


Figure VIII.24: réglage de la vitesse par la deuxième méthode (Fonctionnement à vide)

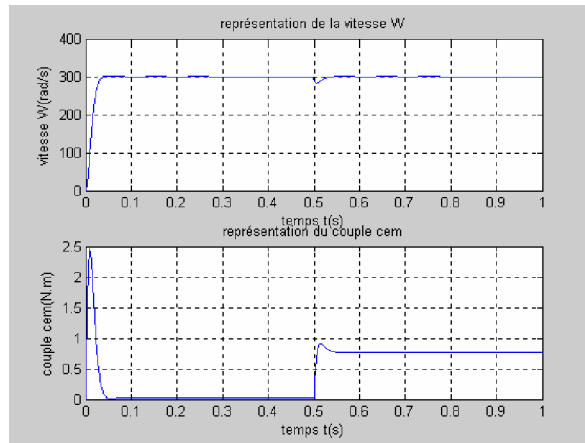


Figure VIII.25: réglage de la vitesse, méthode 2 (application d'une, charge en régime établi).

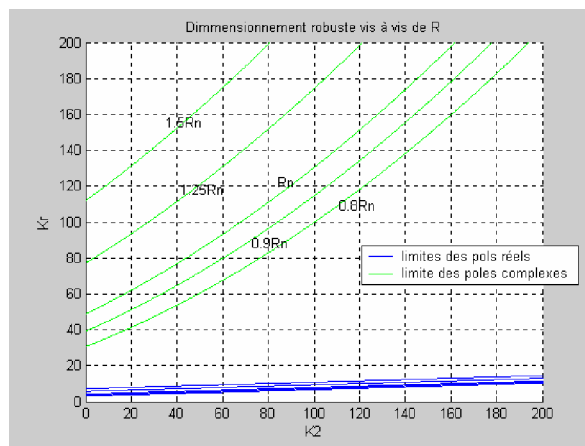


Figure VIII.26: Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan K, dimensionnement robuste vis à vis de R

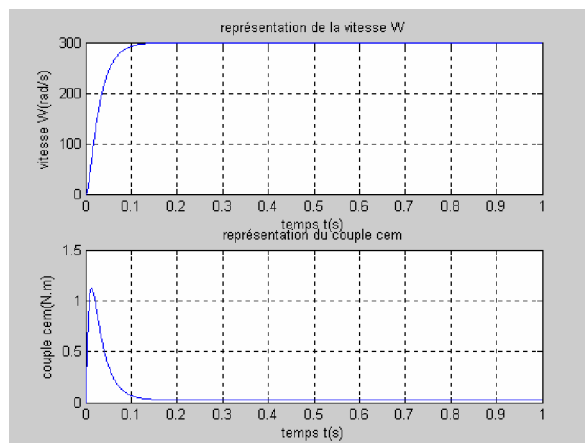


Figure VIII.27: dimensionnement robuste vis à vis de R

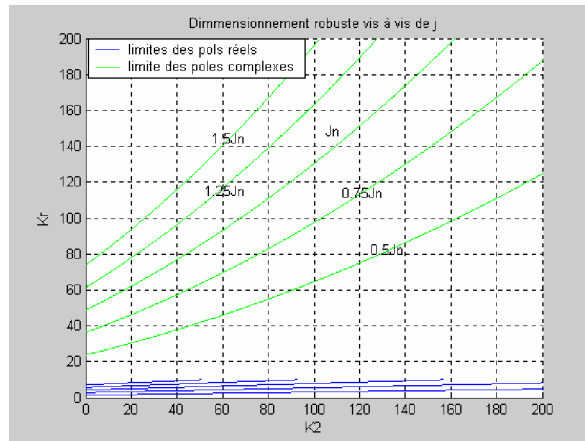


Figure VIII.28: Domaine des coefficients du réglage d'état dans le plan  $K$  (dimensionnement robuste vis à vis de  $j$ )

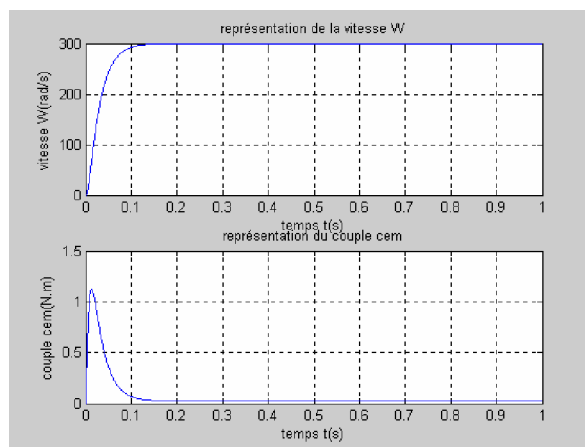


Figure VIII.29: réglage de la vitesse, dimensionnement robuste vis à vis de  $j$ .

### Conclusion

A travers les diverses simulations effectuées, on constate que les systèmes de commande synthétisés présentent une bonne robustesse vis-à-vis des variations de la résistance statorique et du moment d'inertie. Le placement de pôles robuste constitue alors une bonne méthode de commande pour les systèmes présentant des variations paramétriques.

## **Chapitre IX**

---

---

# **NON LINEAR PID AND BACKSTEPPING ROBUST CONTROL DESIGN FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE WITH UNKNOWN LOAD**

---

---

## **Non Linear PID and Backstepping Robust Control Design for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Unknown Load**

B. HEMICI, L. NEZLI, M. TADJINE and M.S. BOUCHERIT

Process Control Laboratory

Electrical Engineering Departement

Ecole Nationale Polytechnique

10, ave Hassen Badi, BP. 182, El-Harrach Algiers Algeria

Phone : (00213) 21 52 53 01 (270)

### **Abstract**

This paper presents a new control design procedure for permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed drive in the case of unknown load torque. The control law is based on the combination of non linear proportional integral derivative (PID) regulators and the backstepping methodology. More precisely, we determine the controllers imposing the current-speed tracking in two recursive steps and by using appropriate PID gains that are non linear functions of the system state. Moreover, a frequency domain analysis is done to derive under what conditions PID controllers fulfill the robust mixed sensitivity performance condition when applied to PMSM. A comparative study between the proposed PID/Backstepping approach and the feedback linearizing control is made by realistic simulation including load torque change, parametric variations and measurement noise. The results of current-speed tracking show the effectiveness of the proposed method in presence of strong disturbances. Finally, a virtual experimental setup is simulated to show the feasibility of our control algorithm in practice.

### **Key Words**

Non linear PID control, Backstepping, PMS Motor, Robustness, Current-Speed tracking, loop shaping, robust performance, Feedback linearizing control, virtual experimental setup.

## **1. INTRODUCTION**

The development of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) drive has considerably accelerated in order to satisfy the increasing need of various industrial applications in low and medium power range. This is so, since PMSM has simple structure, high efficiency and elevated torque/inertia ratio [3] [31]. However, the dynamical model of PMSM is nonlinear coupled and is subject to parameter uncertainties since the physical parameters are time variant. Indeed, the



---

inductances change in presence of the saturation phenomena of the magnetic core and resistances increase due to rising temperature effect in the motor. As consequence, the design of robust controller becomes a relevant challenge.

The control of PMSM has become an active domain of research over the last years. Different control methods such as field oriented control (FOC), feedback linearization control, sliding mode control passivity approach, and adaptive control have been reported in the literature. The FOC ensures partial decoupling of the plant model using a suitable transformation and then PI controllers are used for tracking errors regulation. The high performance of such strategy may be deteriorated in practice due to plant uncertainties [22][29]. Exact input-output feedback linearization of PMSM model can be obtained using tools from differential geometry. This method cancels the nonlinear terms in the plant model which fails when the physical parameters varies [10][27][19]. By contrast, passivity based control does not cancel all the nonlinearities but enforce them to be passive, i.e. dissipating energy and hence ensuring tracking regime [2]. Sliding mode control (SMC) is widely applied in PMSM drive because of its easiness and attractive robustness properties [16][25]. On the other hand, SMC exhibits high gain when the controlled system is subject to large parametric variations. This latter property limits the application of such control scheme. To overcome this problem, many authors propose to use combined structure of sliding mode and adaptive control, leading to reduced gain sliding mode control and robustness against matched and unmatched uncertainties [11][17][23]. Hence, the authors of [11] use adaptive backstepping procedure for speed control to compensate the uncertainties that remains after the use of input-output linearization. Fuzzy logic and neural network are also largely applied for PMSM drive and several control schemes have been developed. The main feature of such methods is their intrinsic robustness properties as they does not requires precise knowledge of plant model [14][28][30][21]. These approaches may introduce some time constraints in real time applications.

Otherwise, the conventional proportional integral derivative (PID) controllers are the most common algorithms used in industry today. Their popularity is due to the simplicity of their structures and the familiarity of industrial operators with them. Several PID algorithms have been developed in the literature for linear and nonlinear processes (see [4] [8] and references there in). Nevertheless, a fundamental deficiency of PID controllers is the lack of asymptotic stability and robustness proofs for a given nonlinear system.

In this article, we develop a robust non linear PID controller for PMSM drive with unknown load torque. Our controller is derived by combining the backstepping procedure and the PID structure. More precisely, we determine the controllers imposing the current-speed tracking recursively in two

steps and by using appropriate gains that are non linear functions of the system state. Also, a frequency domain analysis is developed to found conditions that must satisfy the PID controllers in order to get robust mixed sensitivity performances. A comparative study between the proposed approach and the feedback linearizing control is made by realistic simulation. The obtained results of current-speed tracking demonstrate the effectiveness of the proposed method in presence of hard uncertainties. Finally, a virtual experimental setup is simulated to show the applicability of our control algorithm.

The paper is organized as follows. The formulated problem is given in section 2. Section 3 is devoted to the development of the nonlinear PID regulators that involve the current-speed tracking objectives and some remarks are pointed out in the end of this section. Section 4, is devoted to the frequency domain approach. The comparative study and the virtual experimental setup appear in section 5.

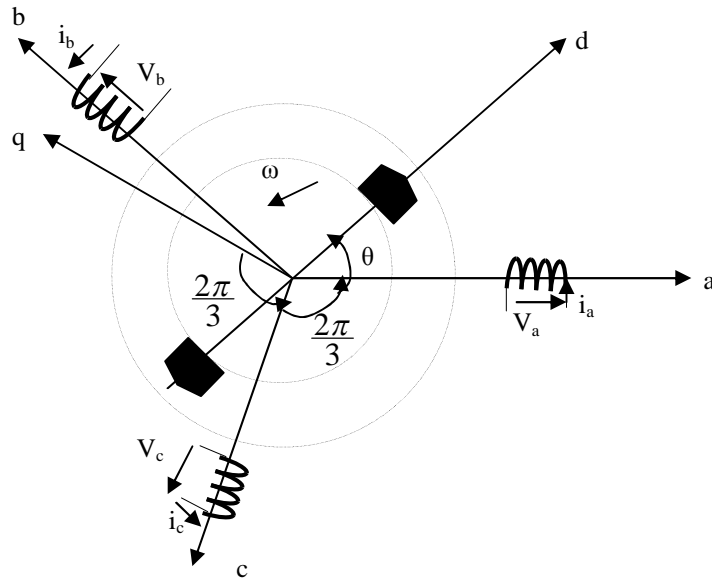
## 2. PROBLEM FORMULATION

### 2.1 PMSM Plant Model.

A permanent magnet synchronous motor (PMSM) can be constructed with three phase stator  $120^\circ$  apart in time along with a permanent magnet rotor. By choosing the stator voltages to be sinusoidal waves  $120^\circ$  apart in time, a rotating magnetic field is set-up in the air gap of the machine. As a result, a torque is produced on the permanent magnet rotor due to magnetic attraction. The PMSM is generally described in terms of rotor fixed axis components, where the (direct)-axis components refer to an equivalent circuit whose magnetic axis is usually aligned with the rotor magnetization axis, and the quadrature -axis components refer to an equivalent circuit whose magnetic axis is orthogonal and advances the direct axis in the sense of rotation (figure 1). According to the Park theory, the (dq) variables and the actual ones in the natural three-phase system (abc) are related by the so-called abc/dq transformation or Park transformation given by [31]

$$X_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} X_{abc} \quad (1)$$

where  $\theta$  denotes the rotor position. The inverse transformation relating the (dq) axis to the (abc) one



**Figure 1. Stator and Park Frames**

is given by

$$X_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} X_{dq} \quad (2)$$

Let us denote the (d-q) current components by  $(i_d, i_q)$ , the rotor rotating pulsation by  $\omega_r$ , and the linkage fluxes by  $(\Phi_d, \Phi_q)$  whereas the rotor voltage components by  $(v_d, v_q)$ . The analytical model for the PMSM in the (dq) frame is given by [3][31]

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - p \omega_r \Phi_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + p \omega_r \Phi_d \end{aligned} \quad (3)$$

The corresponding fluxes are given by:

$$\begin{aligned} \Phi_d &= L i_d + \phi_f \\ \Phi_q &= L i_q \end{aligned} \quad (4)$$

$R_s$  is the phase resistor,  $p$  is the number of magnetic pole pairs in the motor,  $L$  is cyclic inductance and  $\phi_f$  is the fixed flux produced by rotor magnets. The torque produced by the motor and the mechanical equation are given by

$$\begin{aligned} C_{em} &= 3/2 p (\phi_f i_q) \\ J \frac{d\omega_r}{dt} &= C_{em} - \Gamma_r - k_f \omega_r \end{aligned} \quad (5)$$

Where,  $\Gamma_r$  is the load torque,  $k_f$  is the friction coefficient, and  $J$  is the moment of inertia.

Let the state vector and the control vector be respectively represented by:

$$X = (x_1 \ x_2 \ x_3)^T = (i_d \ i_q \ \omega_r)^T ; u = (u_1 \ u_2)^T = (v_d \ v_q)^T ;$$

Using these notations, the dynamic (3-5) of the PMSM takes the form:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(X) + b u_1; & f_1(X) = -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(X) + b u_2; & f_2(X) = -a_1 x_2 - a_2 x_1 x_3 - a_3 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(X) - d(t); & f_3(X) = a_5 x_2 - a_4 x_3 \text{ and } d(t) = a_6 \Gamma_r \\ y_1 = x_1 \text{ and } y_2 = x_3 \end{cases} \quad (6)$$

The coefficients ( $a_1, \dots, a_6$ ) are related to the PMSM parameters by :

$$a_1 = \frac{R_s}{L} ; a_2 = p ; a_3 = \frac{p\phi_f}{L} ; a_4 = \frac{k_f}{J} ; a_5 = \frac{3.(p).\phi_f}{2.J} ; a_6 = \frac{1}{J} ; b = \frac{1}{L} .$$

The state space model (6) is generally used to derive control laws for controlling PMSM. The dynamic (6) is a square non-linear system where the input  $u(t)$  and the output  $y(t)$  are such that  $u(t) \in R^2$  and  $y(t) \in R^2$ . Functions  $f_i(.)$  are continuous and due to physical considerations, the coefficients ( $a_1 \dots a_6$ ) are positive bounded.

## 2.2 Control objectives

The PMSM produce optimal electromagnetic torque when the stator current component  $i_d$  takes a determined value  $i_{dref}$ . This must be zero ( $i_{dref} = 0$ ) when the magnets are mounted on the rotor surface. So, the control objective is to constrain the state  $x_1$  to take the value  $x_{dref} = 0$  and to track a desired reference for the speed  $\omega_r$ . To this end, the control law is constructed using the backstepping methodology developed in [1] together with a PID structure. Indeed, let  $e_1 = x_1 - x_1^d$  and  $e_3 = x_3 - x_3^d$  where  $(x_1^d, x_3^d)$  denote the (d) current and speed desired references. From the dynamics given in (6), we see that the speed can be controlled using the state  $x_2$ . We denote by  $x_2^d$  the value of  $x_2$  ensuring convergence of the speed tracking error  $e_3$ . This desired value has a PID structure as shown below:

$$x_2^d(t) = k_0^p(t)e_3(t) + k_0^d(t)\dot{e}_3(t) + k_0^i(t)\int_0^t e_3(\tau)d\tau \quad (7)$$

The objective now, is to impose for  $x_2$  to track  $x_2^d$ . From (6) we see that the (d-q) current  $[x_1, x_2]$  can be controlled using the control inputs  $u_1$  and  $u_2$ . Hence, let  $e_2 = x_2 - x_2^d$  and define

$$u_1(t) = k_1^p(t)e_1(t) + k_1^d(t)\dot{e}_1(t) + k_1^i(t)\int_0^t e_1(\tau)d\tau \quad (8)$$

$$u_2(t) = k_2^p(t)e_2(t) + k_2^d(t)\dot{e}_2(t) + k_2^i(t)\int_0^t e_2(\tau)d\tau \quad (9)$$

We will proceed as follows to design the control gains ensuring outputs tracking:

i) Step1: based on Lyapunov function candidate, we search the desired values of the PID gains  $k_0^p(t)$ ,  $k_0^d(t)$  and  $k_0^i(t)$  that ensure the asymptotic convergence of the speed tracking error  $e_3(t)$  to zero.

ii) Step 2: On the basis an augmented Lyapunov function, we determine the PID gains  $k_1^p(t)$ ,  $k_1^d(t)$ ,  $k_1^i(t)$ ,  $k_2^p(t)$ ,  $k_2^d(t)$  and  $k_2^i(t)$  that forces the errors ( $e_1 = x_1 - x_1^d$  ;  $e_2 = x_2 - x_2^d$  ) to converge to zero leading to asymptotic converge of the speed tracking error  $e_3(t)$ .

### 3. PID/BACKSTEPPING CONTROL DESIGN

Consider a real nonlinear function  $S(x)$  satisfying  $xS(x) > 0 \forall x \neq 0$ . Examples of such functions is

$$S(x) = x^{2k+1}; \text{ k positive integer, or } S(x) = \sinh(x), \text{ or } S(x) = \tanh(x), \text{ or } S(x) = \text{sign}(x).$$

For the sake of clarity, in the development that will be given later, the variables arguments are some times omitted. We choose the PID gains as follows:

$$k_0^p(t) = -\frac{1-a_5k_0^d}{a_5}k_{00}^p(t); \quad k_1^p = -\frac{1-bk_1^d}{b}k_{11}^p; \quad \text{and } k_2^p = -\frac{1-bk_2^d}{b}k_{22}^p; \quad k_{ii}^p > 0 \quad (10)$$

$$0 < k_0^d(t) < \frac{1}{a_5}; \quad 0 < k_1^d(t) < \frac{1}{b}; \quad \text{and } 0 < k_2^d(t) < \frac{1}{b} \quad (11)$$

$$k_0^i(t) = -\frac{1-a_5k_0^d}{a_5}k_{00}^i S(z_3);$$

$$k_1^i(t) = -\frac{(1-bk_1^d)}{b}[1+k_{11}^i S(z_1)];$$

$$k_2^i(t) = -\frac{(1-bk_2^d)}{b}[1+k_{22}^i S(z_2)] \quad (12)$$

$$\text{with } z_i = e_i \int_0^t e_i(\tau)d\tau \text{ for } i=1,2,3. \quad (13)$$

This choice will be justified in the proof. The following result can be established.

**Proposition 1.** Consider the PMSM system (6) in closed loop with the PID control laws  $u_1$  and  $u_2$  defined in (8-9). Assume that the positive gains  $k_{00}^i$ ,  $k_{11}^i$ , and  $k_{22}^i$  are such that

$$\left| k_{00}^i S(z_3) \int_0^t e_3 \right| > \bar{F}_3 \text{ with } \bar{F}_3 \geq \frac{I}{1-a_5 k_0^d} \left[ |a_4 x_3| + |d| + |\dot{x}_3^d| \right] \quad (14)$$

$$\left| k_{11}^i S(z_1) \int_0^t e_1 \right| > \bar{F}_1 \text{ with } \bar{F}_1 \geq \frac{I}{1-bk_1^d} \left[ |f_1| + |\dot{x}_1^d| \right] \quad (15)$$

$$\left| k_{22}^i S(z_2) \int_0^t e_2 \right| > \bar{F}_2 \text{ with } \bar{F}_2 \geq \frac{I}{1-bk_2^d} \left[ |f_2| + |\dot{x}_2^d| \right] + |a_5 e_3| \quad (16)$$

Then

i)  $e_1(t), e_2(t), e_3(t), \int_0^t e_1$  and  $\int_0^t e_2$  are bounded all time

ii)  $e_i(t) \rightarrow 0$  when  $t \rightarrow \infty$  for  $i = 1, 2, 3$

**Proof.** The proof is based on the two steps discussed in section 2.

• **Step1.**

Consider the following Lyapunov function related to the speed dynamic defined in (6):

$$V_1 = \frac{I}{2} e_3^2(t) \quad (17)$$

Its time derivative is expressed by:

$$\dot{V}_1 = e_3(t) \dot{e}_3(t) \quad (18)$$

The time derivative of  $e_3(t)$  is given by

$$\dot{e}_3 = -a_4 x_3 - d(t) - \dot{x}_3^d + a_5 x_2 \quad (19)$$

If the virtual control law  $x_2$  is forced to take the desired value  $x_2^d$  given by (7), the dynamic (19) is then reduced to the form

$$\dot{e}_3 = \frac{I}{1-a_5 k_0^d} \left[ -a_4 x_3 - d - \dot{x}_3^d + a_5 k_0^p e_3 + a_5 k_0^i \int_0^t e_3 \right] \quad (20)$$

By introducing the dynamic (20) in the time derivative of the Lyapunov function (18), this one takes the final form:

$$\dot{V}_1 = \frac{e_3}{1-a_5 k_0^d} \left[ -a_4 x_3 - d - \dot{x}_3^d + a_5 k_0^p e_3 + a_5 k_0^i \int_0^t e_3 \right] \quad (21)$$

Replacing the PID gains by their respective values given in (10-12), one has

$$\dot{V}_1 = -k_{00}^p e_3^2 + \frac{e_3}{1 - a_5 k_0^d} [-a_4 x_3 - d - \dot{x}_3^d] - k_{00}^i z_3 S(z_3) \quad (22)$$

Since the term  $k_{00}^i z_3 S(z_3)$  is positive all time, one has

$$\dot{V}_1 < -k_{00}^p e_3^2(t) < 0 \quad (23)$$

provided that

$$\left| k_{00}^i z_3 S(z_3) \right| > \left| \frac{e_3}{1 - a_5 k_0^d} [-a_4 x_3 - d - \dot{x}_3^d] \right| \quad (24)$$

The latter inequality is satisfied if

$$\left| k_{00}^i S(z_3) \int_0^t e_3 \right| > \bar{F}_3 \text{ with } \bar{F}_3 \geq \frac{1}{1 - a_5 k_0^d} \left[ |a_4 x_3| + |d| + |\dot{x}_3^d| \right] \quad (25)$$

Hence, if  $x_2 \rightarrow x_2^d$  then  $e_3(t)$  converge asymptotically to zero.

• **Step 2**

Now, the real control input  $u(t)$  is established to force the asymptotic convergence of the errors  $e_1 = x_1 - x_1^d$  and  $e_2 = x_2 - x_2^d$ . For this purpose let us introduce the control inputs (8-9) into the errors dynamics, one has

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{1}{1 - bk_1^d} \left[ f_1 - \dot{x}_1^d + bk_1^p e_1 + bk_1^i \int e_1 \right] \\ \dot{e}_2 = \frac{1}{1 - bk_2^d} \left[ f_2 - \dot{x}_2^d + bk_2^p e_2 + bk_2^i \int e_2 \right] \end{cases} \quad (26)$$

Now, consider the augmented Lyapunov function :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_1^2(t) + \frac{1}{2} e_2^2(t) + \frac{1}{2} \left[ \int_0^t e_1 d\tau \right]^2 + \frac{1}{2} \left[ \int_0^t e_2 d\tau \right]^2 \quad (27)$$

Its time derivative is given by:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + z_1 + z_2 \quad (28)$$

Recalling that

$$\dot{V}_1 = e_3 [-a_4 x_3 - d(t) - \dot{x}_3^d + a_5 x_2^d + a_5 e_2] \quad (29)$$

Replacing  $x_2^d$  by its value from proposition 1, one gets in this case

$$\dot{V}_1 < -k_{00}^p e_3^2(t) + a_5 e_2 e_3 \quad (30)$$

This gives

$$\dot{V}_2 < -k_{00}^p e_3^2(t) + a_5 e_2 e_3 + e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + z_1 + z_2 \quad (31)$$

Replacing the dynamics of the tracking errors (26), we obtain

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 < -k_{00}^p e_3^2(t) + a_5 e_2 e_3 + \frac{e_1}{1-bk_1^d} \left[ f_1 - \dot{x}_1^d + bk_1^p e_1 + bk_1^i \int e_1 \right] \\ + \frac{e_2}{1-bk_2^d} \left[ f_2 - \dot{x}_2^d + bk_2^p e_2 + bk_2^i \int e_2 \right] + z_1 + z_2 \end{aligned} \quad (32)$$

Taking into account (1), we have:

$$\dot{V}_2 < -k_{00}^p e_3^2(t) - k_{11}^p e_1^2(t) - k_{22}^p e_2^2(t) + v(t) \quad (33)$$

where

$$v(t) = \frac{I}{1-bk_1^d} e_1 [f_1 - \dot{x}_1^d + bk_1^i \int e_1] + \frac{I}{1-bk_2^d} e_2 [f_2 - \dot{x}_2^d + bk_2^i \int e_2] + z_1 + z_2 + a_5 e_2 e_3 \quad (34)$$

If  $v(t) < 0$  then

$$\dot{V}_2 < -k_{00}^p e_3^2(t) - k_{11}^p e_1^2(t) - k_{22}^p e_2^2(t) < 0 \quad \forall e_i \neq 0 \text{ for } i = 1, 2, 3 \quad (35)$$

In this case, one conclude that properties i) and ii) holds.

The term  $v(t)$  defined by (34) and replacing the integral gains by (12), one has

$$v(t) = \frac{I}{1-bk_1^d} e_1 [f_1 - \dot{x}_1^d] - k_{11}^i z_1 S(z_1) + \frac{I}{1-bk_2^d} e_2 [f_2 - \dot{x}_2^d + (1-bk_2^d) a_5 e_3] - k_{22}^i z_2 S(z_2) \quad (36)$$

Since the terms  $z_i S(z_i); i = 1, 2$  are always positive,  $v(t)$  is negative provided that

$$\left| k_{11}^i S(z_1) \int_0^t e_1 \right| > \bar{F}_1 \text{ with } \bar{F}_1 \geq \frac{I}{1-bk_1^d} [|f_1| + |\dot{x}_1^d|] \quad (37)$$

and

$$\left| k_{22}^i S(z_2) \int_0^t e_2 \right| > \bar{F}_2 \text{ with } \bar{F}_2 \geq \frac{I}{1-bk_2^d} [|f_2| + |\dot{x}_2^d|] + |a_5 e_3| \quad (38)$$

@ @ @

**Remark 1.** In order to compute the boundaries  $\bar{F}_i$  we did not need the exact knowledge of the load torque and the functions  $f_i$ , we can use bounds on these variables. That is, the proposed control law is still valid in presence of parametric uncertainties that corrupt the system dynamics.

**Remark 2.** The PID gains developed in proposition 1 are nonlinear and possibly time variant. Further, the integral gains must be sufficiently large to fulfil constraints (14-16) and the derivative gains are



small enough to overcome instability. The proportional gains define the slope of the closed loop system dynamics and they may be time variant.

#### 4. FRAQUENCY DOMAIN ANALYSIS

The aim of this section is to show that the PID controllers can meet the robust performance loop shaping conditions in the case of linear systems. First, we recall some fundamental results from robust performance control theory [6]. Consider a system composed by a known nominal transfer function matrix  $G(s)$  and a model uncertainty  $\Delta G$  which is assumed unknown but bounded. This system is in closed loop with a controller whose transfer function matrix is  $R(s)$ . The controller  $R(s)$  is designed based on the nominal transfer function matrix  $G(s)$  to guaranty closed loop stability and output tracking. We achieve robust performance for the system, i.e. we maintain stability and output tracking in the presence of external perturbations and model uncertainties in the closed loop system if the following mixed sensitivity condition is fulfilled [6]:

$$\bar{\sigma}[W_1(s)S_o(s)] + \bar{\sigma}[W_2(s)T_o(s)] < 1 \forall s \quad (39)$$

where  $W_1(s)$  is a typically low pass weighting function that models the external disturbances and  $W_2(s)$  is a high pass weighting function modeling a bound on the uncertainty  $\Delta G$ .  $\bar{\sigma}[\bullet]$  and  $\underline{\sigma}[\bullet]$  denote the maximum and minimum singular values which are the upper and lower gains that can produce a given transfer function matrix. The function  $S_o(s)$  is the output sensitivity function and  $T_o(s)$  is the output complementary sensitivity function defined by :

$$S_o(s) = [I + G(s)R(s)]^{-1} \text{ and } T_o(s) = G(s)R(s)[I + G(s)R(s)]^{-1} \quad (40)$$

Now, consider the PMSM state space model (6), we can rewrite it as follows:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU + \Delta A(X) + T v(t) \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (41)$$

Where  $X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$ ;  $U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$ ;  $Y = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix}$ ;  $v(t) = \Gamma_r$ ;  $\Delta A(X) = \begin{bmatrix} a_2 x_2 x_3 \\ -a_2 x_1 x_3 \\ 0 \end{bmatrix}$

The involved matrices are defined by

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_3 \\ 0 & a_5 & -a_4 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad T = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -a_6 \end{bmatrix}; \quad \text{and } C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (42)$$

The above PMSM model can be seen as the nominal linear plant model  $(A,B,C)$  subject to nonlinear state space uncertainties  $\Delta A(X)$  and an external disturbance  $v(t)$ . The transfer function matrix of the nominal plant model is

$$G(s) = C[sI - A]^{-1}B = \begin{bmatrix} \frac{b}{s + a_1} & 0 \\ 0 & \frac{ba_5}{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_2} \end{bmatrix}; \text{with } \lambda_1 = a_1 + a_4; \lambda_2 = a_1 a_4 + a_5 a_3 \quad (43)$$

Let us design the control signal based on a PID structure as in section 3, i.e. we have

$$U(s) = \begin{bmatrix} k_1^p + k_1^d s + \frac{k_1^i}{s} & 0 \\ 0 & k_2^p + k_2^d s + \frac{k_2^i}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(s) \\ e_3(s) \end{bmatrix} = R(s) \begin{bmatrix} e_1(s) \\ e_3(s) \end{bmatrix} \quad (44)$$

In this case, the open loop transfer matrix is given by

$$G_{op}(s) = \begin{bmatrix} \frac{b}{s + a_1} \left[ k_1^p + k_1^d s + \frac{k_1^i}{s} \right] & 0 \\ 0 & \frac{ba_5}{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_2} \left[ k_2^p + k_2^d s + \frac{k_2^i}{s} \right] \end{bmatrix} \quad (45)$$

The following result can be established.

**Proposition 2.** Consider the PMSM model (41) in closed loop with PID controllers (44). Then the robust performance loop shaping condition (39) is fulfilled provided that the following two conditions hold

$$\text{i) } |k_1^d| \ll 1 \text{ and } |k_2^d| \ll 1 \quad (46)$$

$$\text{ii) } |k_1^i| \gg 1 \text{ and } |k_2^i| \gg 1 \quad (47)$$

**Proof.**

The robust performance condition (39) can be reformulated as conditions on the gain of the open loop transfer matrix at the plant output defined by  $G_{op}(s) = G(s)R(s)$ . In fact, one can easily show that (39) is satisfied if

$$\underline{\sigma}[G_{op}(s)] > \bar{\sigma}[W_1(s)] \gg 1 \text{ for } s \rightarrow 0 \quad (48)$$

$$\bar{\sigma}[G_{op}(s)] < \underline{\sigma}[W_2^{-1}(s)] \ll 1 \text{ for } s \rightarrow \infty \quad (49)$$

Inequalities (48-49) define the shaping that must take the open loop gain in order to satisfy the robust performance condition. Hence to achieve robust performance oriented control design, the open loop gain of the nominal plant must be 'high' at low frequencies and it must be 'low' at high frequencies.

From (45) it can deduced that at low frequencies ( $s \rightarrow 0$ ), one has

$$G_{op}(s) \approx \begin{bmatrix} \frac{bk_1^i}{a_1s} & 0 \\ 0 & \frac{ba_5k_2^i}{\lambda_2s} \end{bmatrix} \quad (50)$$

and then  $\underline{\sigma}[G_{op}(s)] = \min \left\{ \left| \frac{bk_1^i}{a_1s} \right|, \left| \frac{ba_5k_2^i}{\lambda_2s} \right| \right\}$ . That is

$$\text{if } |k_1^i| \gg 1 \text{ and } |k_2^i| \gg 1 \text{ then } \underline{\sigma}[G_{op}(s)] \gg 1 \quad (51)$$

Likewise, at high frequencies ( $s \rightarrow \infty$ ), one has

$$G_{op}(s) \approx \begin{bmatrix} bk_1^d & 0 \\ 0 & \frac{ba_5k_2^d}{s} \end{bmatrix} \quad (52)$$

and hence  $\bar{\sigma}[G_{op}(s)] = \max \left\{ |bk_1^d|, \left| \frac{ba_5k_2^d}{s} \right| \right\}$ , i.e.

$$\text{if } |k_1^d| \ll 1 \text{ and } |k_2^d| \ll 1 \text{ then } \bar{\sigma}[G_{op}(s)] \ll 1 \quad (53)$$

@@@

**Remark 3.** The above results involves only the gains  $k^i$ ,  $k^d$  and is independent of the proportional gains  $k^p$ . However, the later gains allow defining the bandwidth of the closed loop system, i.e. they define the rapidity by which the closed loop system will change. In section 3, the gains  $k^p$  define the slope of the derivative of the used Lyapunov functions (see equation 35).

**Remark 4.** This result, developed for linear PID controllers, is the same as that one developed in section 3 for nonlinear PID controllers. In fact, this result implies that, the integral gains must be sufficiently large and the derivative gains must be little. This is the same as indicated in remark 2.

## 5. COMPARATIVE STUDY AND IMPLEMENTATION ISSUES

### 5.1 Comparative study with feedback linearizing control

In this section, we aim to compare our proposed approach (PID/Backstepping) to the well known feedback linearising control (FLC) which is generally used for decoupling and linearising non linear systems. In fact, differential geometric based feedback linearizing control methods are widely used for motors drive. It leads to exact input-output decoupling and linearising dynamics. The concept of FLC is by now well known and several accessible references are available which describe the constructions (see references [26] [27] [10]). In brief, the PMSM model is written in the form

$$\begin{aligned}\dot{X} &= f(X) + g_1(X)u_1 + g_2(X)u_2 \\ y_1 &= h_1(X) \\ y_2 &= h_2(X)\end{aligned}\tag{54}$$

Then, the output variables are differentiated with respect to time until at least one of the inputs appears. This can be easily done by using the Lie derivative of a state function  $h(X)$  along a vector

field  $f(X)$  defined by :  $L_f h(X) = \sum \frac{\partial h(X)}{\partial x_i} f_i(X)$  .

Considering the PMSM plant model (6) and using the approach developed in [10][27], the resulting control signal ensuring feedback linearization and decoupling is given by :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & a_3 b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -f_1 + v_1 \\ a_4 f_3 - a_5 f_2 + v_2 \end{bmatrix}\tag{55}$$

Where  $v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 e_1 \\ -k_2 e_3 - k_3 \dot{e}_3 \end{bmatrix}$  is an auxiliary control signal used to stabilize the resulting linear

decoupled system. The gains  $k_i$  are positive parameters designed by pole placement of the linear system. Notice that this method cancels the non linear terms in the plant model.

We have performed simulations of the proposed approach and the feedback linearizing control for a three phase PMSM characterized by :  $R= 3.4 \ \Omega$ ;  $L=0.0121 \ \text{H}$ ;  $k_f=0.00005\text{Nm} / \text{rdS}^{-1}$ ;  $J=0.0001\text{Nm}/\text{rdS}^{-2}$ ;  $\Phi_f=0.013\text{Wb}$ ;  $p=2$ ;  $P_n=22\text{W}$ ;  $\Gamma_{\text{nom}}=0.05\text{Nm}$  (nominal load torque).

For the simulation of our control approach, the PID gains are chosen as indicated in proposition 1, where the gains are adjusted till satisfactory results are obtained. Functions  $S(z)$  are taken as follows :

$$S(z) = \begin{cases} \text{sign}(z) & \text{if } |z| > \varepsilon \\ \frac{z}{\varepsilon} & \text{if } |z| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (56)$$

with  $\varepsilon=0.01$ . The following PID gains have been used for all simulated situations.

$$k_{00}^p = 505; k_{00}^d = 0.001; k_{00}^i = 16000; k_{11}^p = 500; k_{11}^d = k_{00}^d; k_{11}^i = 40000; k_{22}^p = k_{11}^p; k_{22}^d = k_{00}^d; k_{22}^i = 800$$

For the simulation of the feedback linearizing control, the control gains are chosen as follows :

$$k_1 = 500; \quad k_2 = 200; \quad k_3 = 40000. \text{ Four situations have been simulated:}$$

#### Situation 1: Ideal case .

Speed and current tracking in the ideal case where there is no load torque and no parametric variations. Figure 3 gives the obtained results for the PID/Backstepping control and figure 4 gives the results for the feedback linearizing control. We see that, both control approaches ensure good current and speed tracking. However, the feedback linearizing control has a better advantage since it allows the decoupling between current and speed dynamics, which is not the case for our approach.

#### Situation 2: Unknown load torque.

Speed and current tracking in the case of unknown load torque  $\Gamma_r=3*\Gamma_{nom}$  applied between instants 0.2s and 0.4s. The obtained results are given in figures 5 and 6. One can see that, feedback linearising control fails to guarantee speed tracking; however, our approach still guarantees speed tracking. This result is very interesting for the PID/Backstepping control since in practice the load torque is unknown and time variant.

#### Situation 3 :Parametric variations.

For the PID/Backstepping control approach, we have simulated variation on all the  $a_i$  parameters defined in (6) equal 50% starting from  $t=0.2s$  till  $t=0.4s$ . The obtained results (see figure 7) are very satisfactory and show strong robustness against parametric variations. For the feedback FLC control, we got unstable feedback loop when all the  $a_i$  parameters varies by 50%. So, we have allowed, only the parameters  $b$  and  $a_5$  to vary and all the other parameters are maintained constant. We got the results given in figure (8). Notice that, even in this case, decoupling between speed and currents dynamics is lost and furthers the speed tracking regime is very poor.

#### Situation 4 : Measurement noise.

In practice all the measured variables are subject to measurement noise. This noise can render the control loop system very sensitive. We have inserted noise in the output variables  $x1$  and  $x3$ . The chosen noise has normal distribution with zero mean and variance one. The obtained results are depicted in figures 9 and 10. One can see that our approach exhibits more robustness against measurement noise than the feedback linearizing control.

	Ideal case	Load torque	Parametric variations	Measurement noise
PID/Backstepping	-Good tracking -No decoupling	-Good tracking -Good Robust	-Good tracking -Good robustness	-Good tracking -Good robustness
FLC control	-Good tracking -Exact decoupling	-Poor tracking -Poor robustness	-Unstable -Poor robustness	-medium tracking -Poor robustness

Table 1. Comparative study between PID/Backstepping and FLC control

Table 1 summarizes the results of the comparative study. From the above table we can conclude that for PMSM speed drive, the proposed PID/Backstepping approach is more advantageous than the well known FLC control.

**5.2 Virtual Experimental Setup.**

In order to have variable speed drive we need in practice a sinusoidal voltage source that is variable in amplitude and in frequency. Since the electrical network deliver a sinusoidal voltage of fixed amplitude and frequency (220V and 50Hz), all the electrical drives applications use an inverter that is charged to deliver the needed sinusoidal voltage of appropriate amplitude and frequency. This inverter is alimeted by a continuous voltage source E that is obtained from rectifying and filtering the electrical network voltage.

Hence, in order to show the applicability of the PID/Backstepping control approach, we have simulated a virtual experimental setup shown in figure 2. It consists of 3 phase PMSM of input voltages ( $Va, Vb, Vc$ ) and the currents ( $ia, ib, ic$ ) of each phase are measured by current sensors. The PMSM output is the rotor rotating speed  $wr$  which is integrated to get the rotor position  $\theta$ . Using the Park transformation (or abc/dq transformation) we determine the actual (dq) currents ( $id, iq$ ). Using this current and  $wr$  the control law is designed as shown in section 3, we got the control signal ( $vd, vq$ ). The regulators PID0, PID1 and PID2 refer to the one defined in (7-9). There after, the DC voltage ( $vd, vq$ ) is transformed into sinusoidal one by the inverse park transformation (or dq/abc

transformation). We got the sinusoidal voltages  $(V_a^*, V_b^*, V_c^*)$  of variable amplitude and frequency. The latter constitute the reference voltage for the inverter, i.e. the inverter must deliver a voltages  $(V_a, V_b, V_c)$  that are as close as possible to  $(V_a^*, V_b^*, V_c^*)$ . We have simulated a three level inverter with pulse width modulation (PWM) controlled by the triangulo-sinusoidal strategy [3][31]. Finally, the voltages  $(V_a, V_b, V_c)$  acts on the PMSM.

The results are depicted in figure 11. One can see that, we have good performances and that there are some waveforms in the signals due to the use of the inverter. Figure 12 gives the voltages  $V_a^*$  and  $V_a$  and the current  $i_a$ . One can see that the inverter has a unit transfer function.

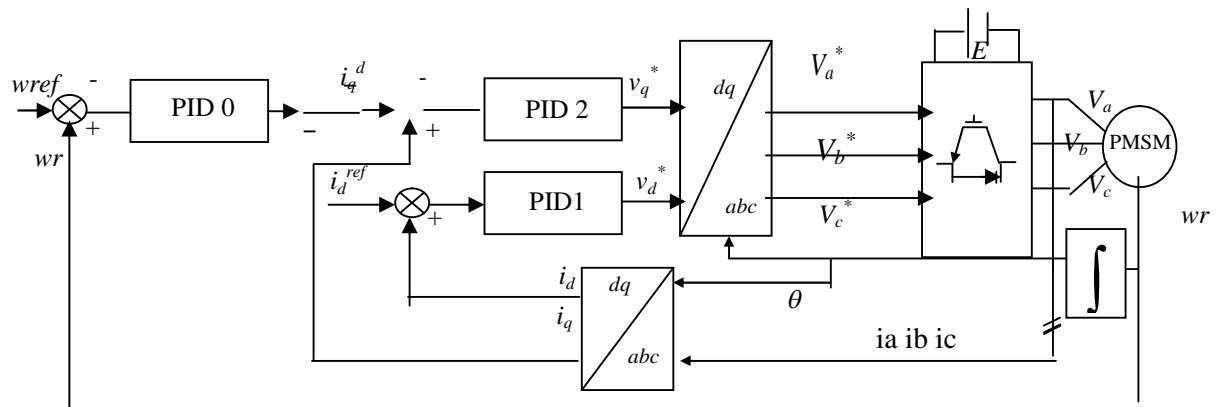


Figure 2 : Virtual experimental setup

## 6. CONCLUSION

In this article, we have developed a nonlinear PID/Backstepping control law for permanent magnet synchronous motor speed drive with unknown load torque. First, we determine the PID controllers imposing the current-speed tracking in two recursive steps and by using appropriate PID gains that are non linear functions of the system state. Secondly, a frequency domain analysis is presented to show that the PID controllers fulfill the robust mixed sensitivity performance condition when applied to PMSM. Thirdly, comparative study of current-speed tracking demonstrates the effectiveness of the proposed method in presence of strong disturbances against feedback linearizing control. Finally, a virtual experimental setup is simulated to show the applicability of the proposed approach.

## 7. REFERENCES

- [1] M. Krstic, I Kanellakopoulos, & P.V. Kokotovic, *Nonlinear and adaptive control*, (New York : Wiley : 1995).
- [2] P.J. Nicklasson, R.Ortega, & G. Espinoza-Perez, Passivity based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines, *IEEE Trans. Automatic Control*, 42(1), 1997, 648-658.

- 
- [3] P.Pillay & R. Krishnan, Modeling simulation and analysis of permanent magnet motor drive, Part I : the permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 28(19), 1989, 265-273.
- [4] M.T. Hou & C.Y. Lin, PID controller design for robust performance, *IEEE Trans. Automatic Control*, 48(8), 2003, 1404-1409.
- [5] A. Datta, M.T. Hou & S.P. Bhattacharyya, *Structure and synthesis of PID controllers*, (London, U.K. : Springer-Verlag:2000)
- [6] K. Zhou, J.C. Doyle & K. Glover, *Robust and optimal control*, (Upper Saddle River : NJ: Prentice-Hall :1996)
- [7] V. Santibanez & R. Kelly, A class of nonlinear PID global regulators for robot manipulator, *Proc. IEEE Conf. on Robotics & Automation*, Leuven, Belgium, 1998, 3601-3606.
- [8] B. Amstron, D. Neevel, & T. Kusik, New results in NPID control tracking, integral control, friction compensation and experimental results, *IEEE Trans. On Control systems Technology*, 9(2), 2001, 399-406.
- [9] A. R. Benaskeur, & A. Desbiens, Backstepping based adaptive PID control, *IEE Proc. Control Theory Application*, 149(1), 2002, 54-59.
- [10] M. Bodson & J. Chiasson, Differential geometric methods for control of electric motors, *Int. J. Robust Nonlinear Control*, 8, 1998, 923-954.
- [11] J. Zhou & Y. Wang, Adaptive backstepping speed controller design for permanent magnet synchronous motor, *IEE Proc. Electric Power Application*, 149(2), 2002, 165-170.
- [12] S.D. Gennaro, A note on the nonlinear H<sub>∞</sub> control for synchronous motors, *Proc. IEEE Conf. Decision & Control*, Sydney, Australia, 2000, 907-911
- [13] S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, & R. Boisliveau, Robust second order sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor, *Proc. IEEE A C C.*, 2003, 4071-4076
- [14] M.A. Abido, M. Nasir Uddin, & M.A. Rahman, A new fuzzy logic controller based IPM synchronous motor drive, *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf.*, 2003, 1795-1801
- [15] T.L. Hsein, M.C. Tsai, & Y.Y.Sun, Robust speed control of permanent magnet synchronous motors :design and experiments, *Proc. IEEE 22nd IECON Conf.* , 1996, 1177-1182
- [16] J.X. Xu, Q.W. Jia, & T.H. Lee, Analysis of adaptive robust backstepping control schemes for PM synchronous motors, *Proc. IEEE Conf. On Decision and Control*, 1996, 3516-3521
- [17] F.J. Lin, S. L. Chiu, & K.K. Shyu, Adaptive control of PM synchronous motor drive using VSS approach, *Proc. IEEE 22nd IECON Conf.* , 1996, 1740-1745
- [18] Z. Kovacic, S. Bodan & M. Punccec, Adaptive fuzzy logic control based on integral criterion, *Proc. IEEE International Symp. On Intelligent Control*, 2000, 55-60.
- [19] M. Vilathgamuwa, M.A. Rahmab & K.J. Tseng, Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor, *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, 2000, 1115-1120.



- 
- [20] K.H. Kim & M.J. Youn, A simple and robust digital current control scheme of a PMSM using time delay control approach, *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, 2000, 1698-11696
- [21] I. Zulkifili & E. Levi, A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 38(5), 2002, 1210-1218.
- [22] M. Tursini, F. Parasiliti, & D. Zhang, Real time gain tuning of PI controllers for high performance PMSM drives, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 38(4), 2002, 1018-1026.
- [23] M.E. Elbuluk, L. Tong, & I. Hussian, Neural network based model reference adaptive systems for high performance motor drives and motions control, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 38(3), 2002, 879-886.
- [24] K.K. Shiu, & C.K. Lai, Incremental motion control of synchronous reluctance motor via multisegment sliding mode control method, *IEEE Trans. On Control systems Technology*, 10(2), 2002, 169-176.
- [25] F.J. Lin & S. L. Chiu, Adaptive fuzzy sliding mode control for PM synchronous servo motor drives, *IEE Proc. Control theory and Application*, 145(1), 1998, 63-72
- [26] J. J. E. Slotine & W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [27] K.H. Kim & M.J. Youn, A nonlinear speed control of PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, 49(3), 2002, 524-535.
- [28] N. Nasir Uddin, M.A. Abido & M. Azizur Rahman, Developpement and implementation of a hybrid intelligent controller for IPM synchronous motor drive, *IEEE Trans. On Industry Applications*, 40(1), 2004, 68-76
- [29] K.I. Saleh, O.A. Mohammed & M.A. Badr, Field oriented vector control of synchronous motors with additional field winding, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 19(1), 2004, 95-101.
- [30] F.J. Lin & C. H. Lin, A permanent magnet synchronous motor servo drive using self constructing fuzzy NN controller *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 19(1), 2004, 66-72
- [31] P.C. Krause, *Analysis of electric machinery*, McGraw-Hill, New York, 1986

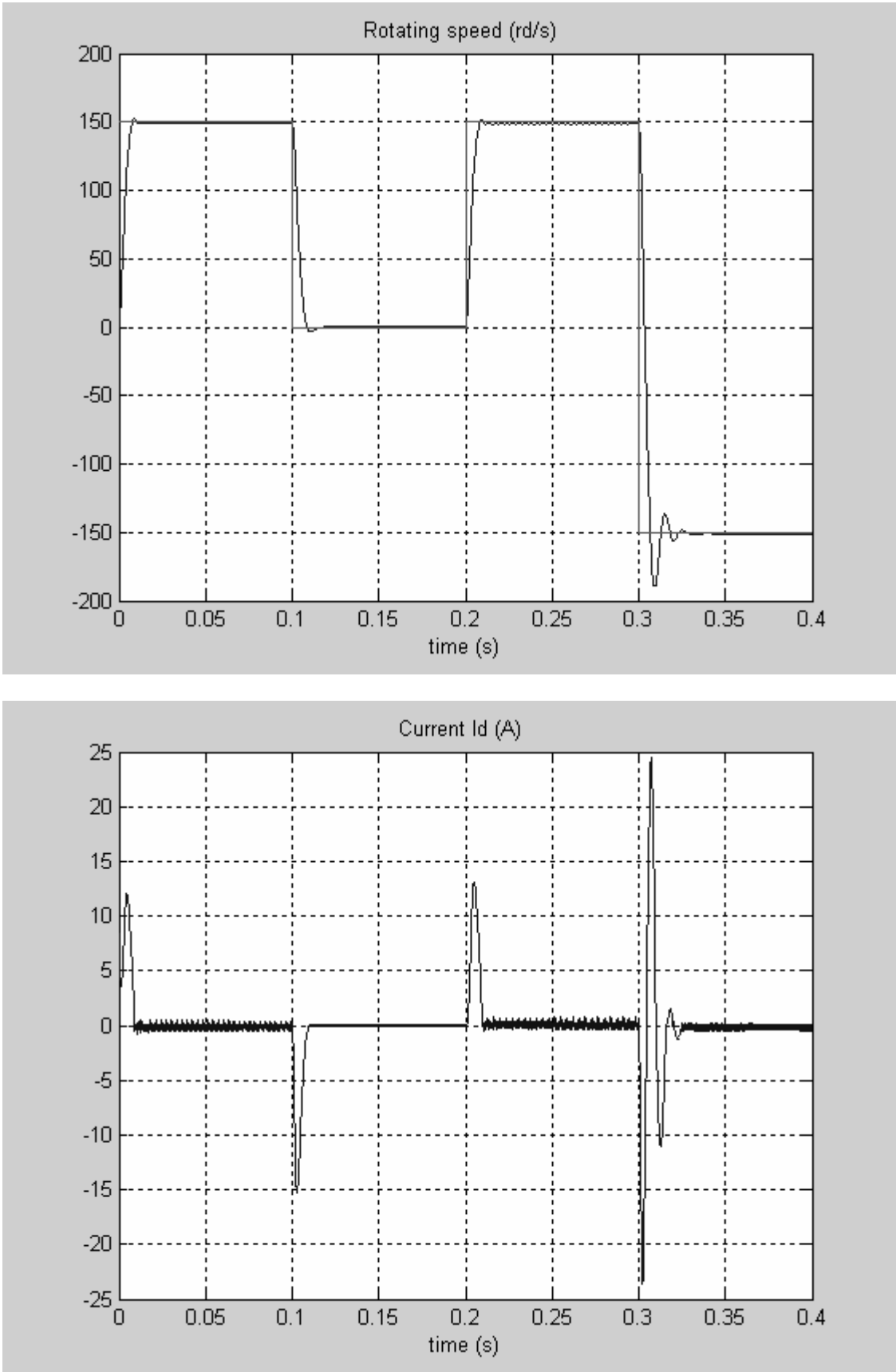


Figure 3. PID/Backstepping Output tracking for situation 1.

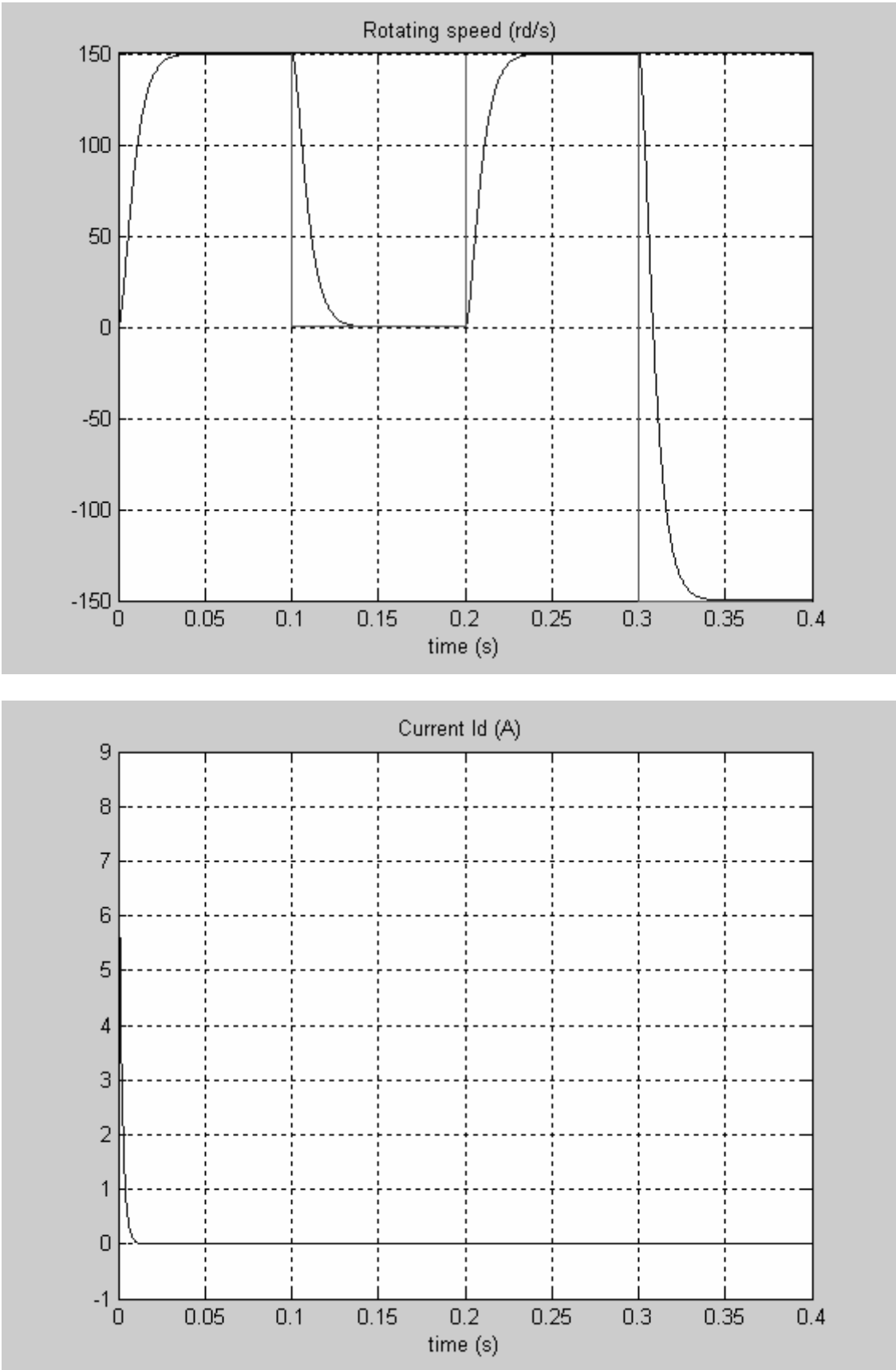


Figure 4. FLC Output tracking for situation 1

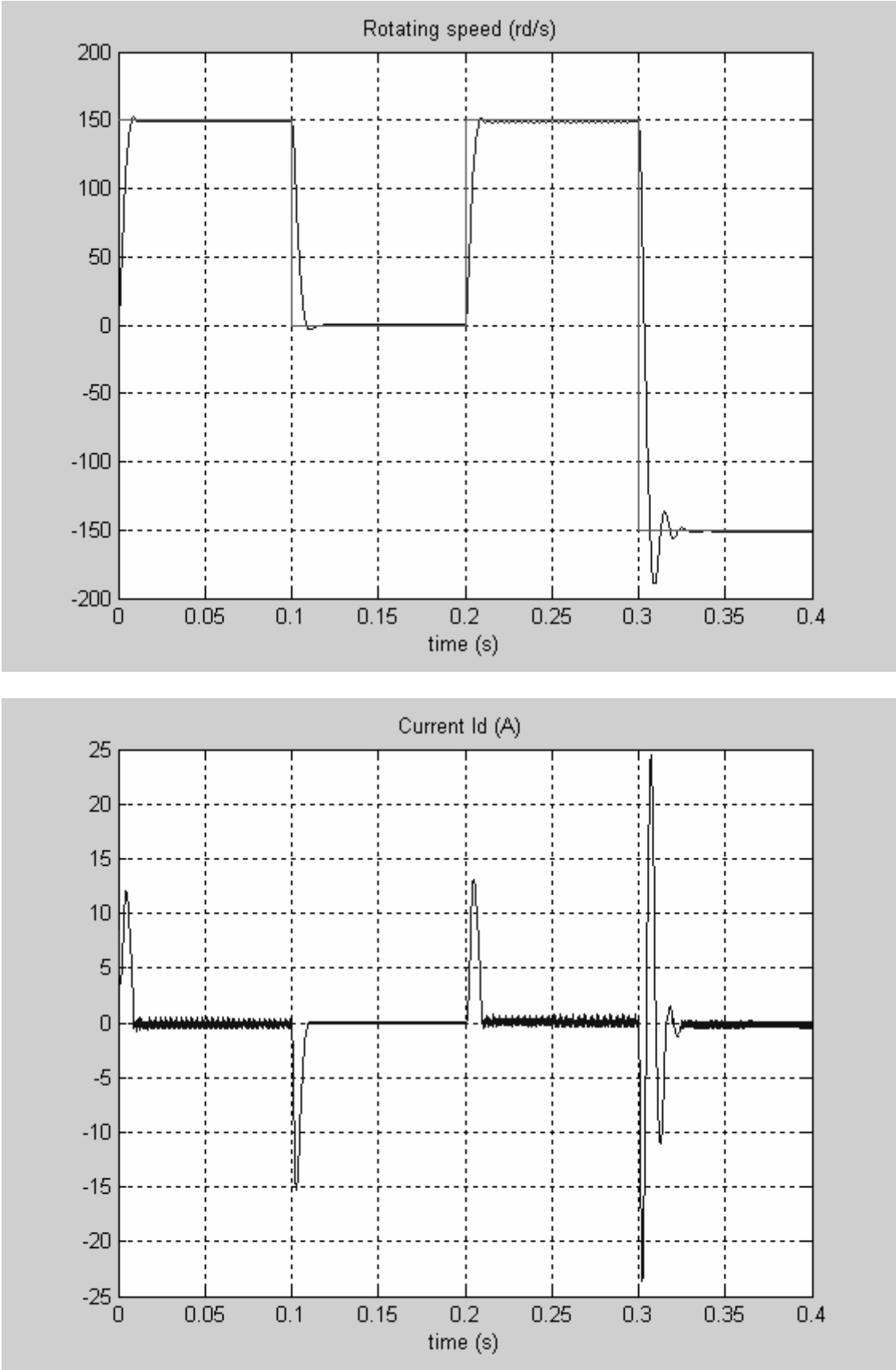


Figure 5. PID/Backstepping Tracking performances : situation 2.

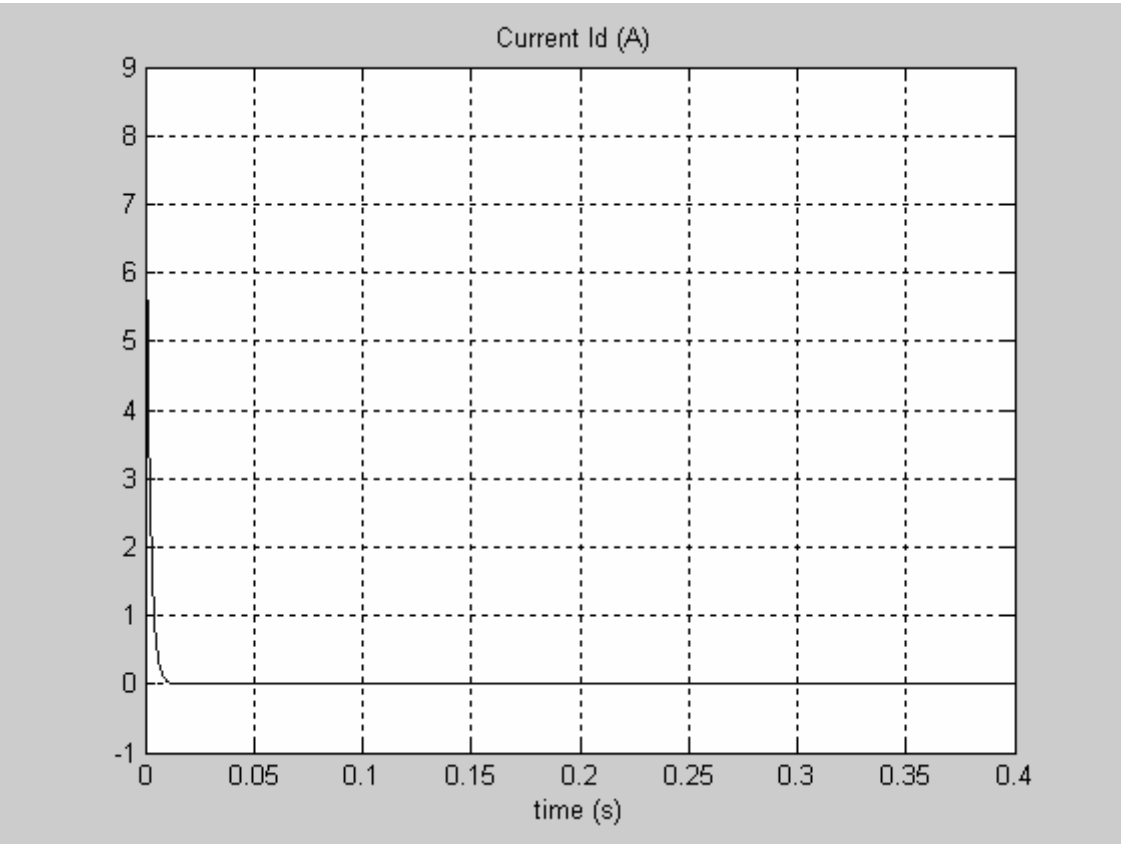
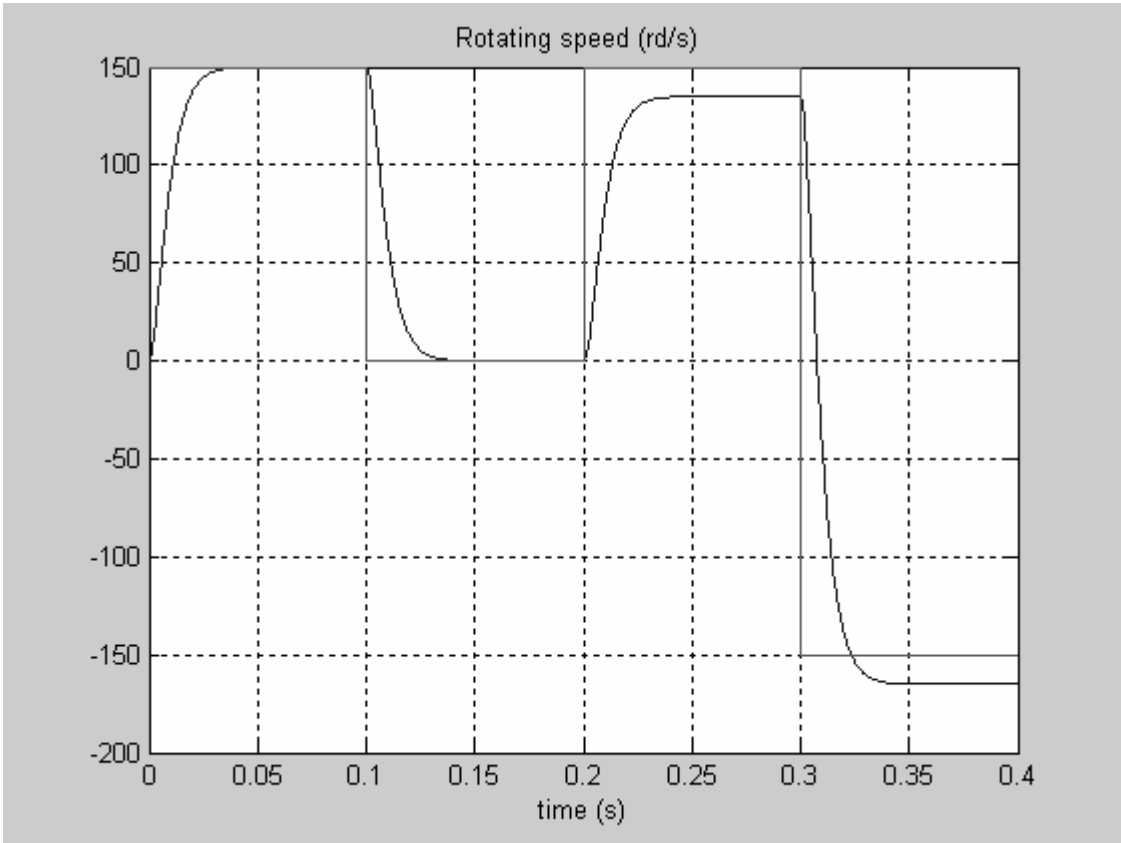


Figure 6. FLC Tracking performances : situation 2.

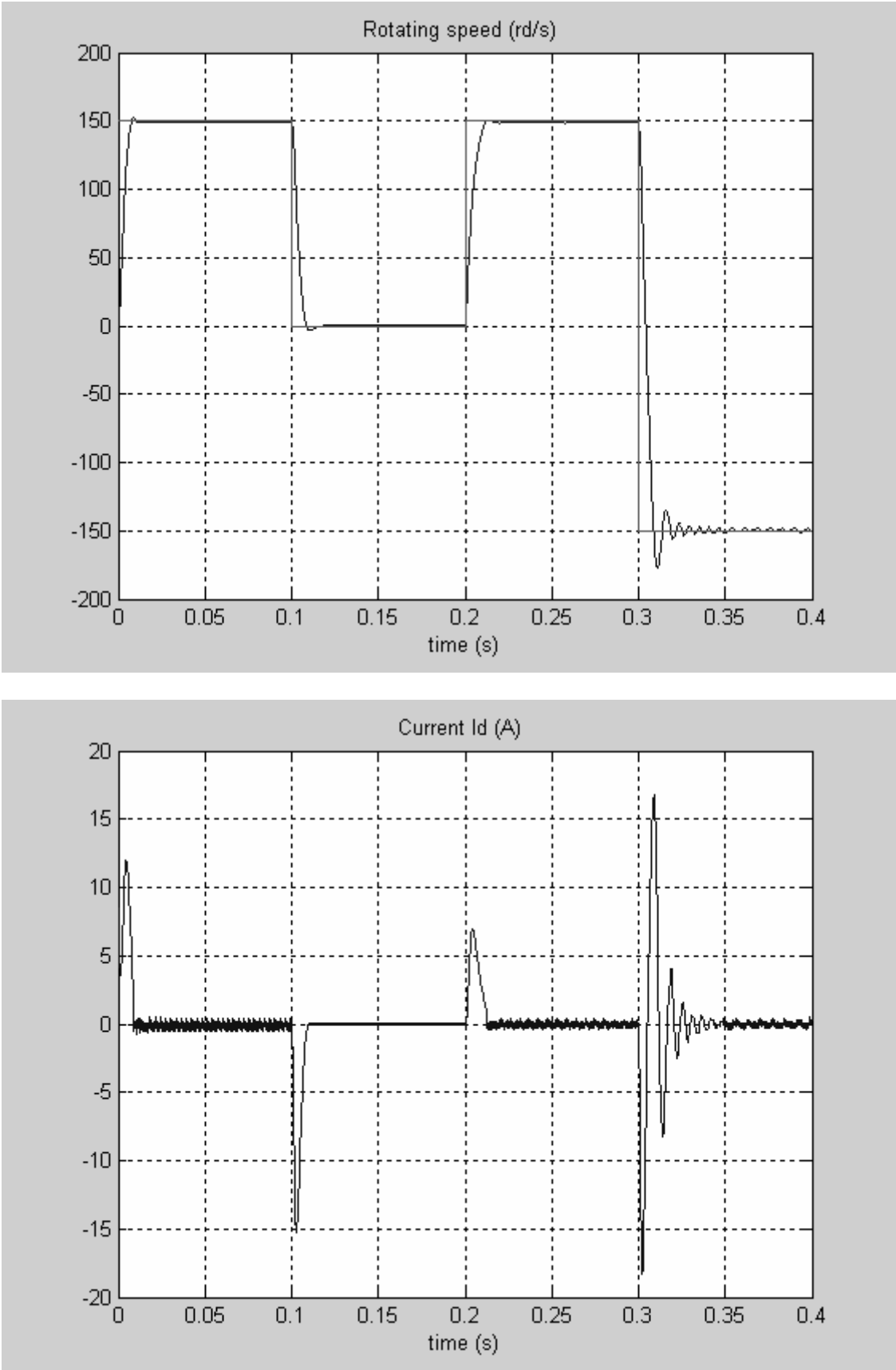


Figure 7. PID/Backstepping Output tracking : situation 3.

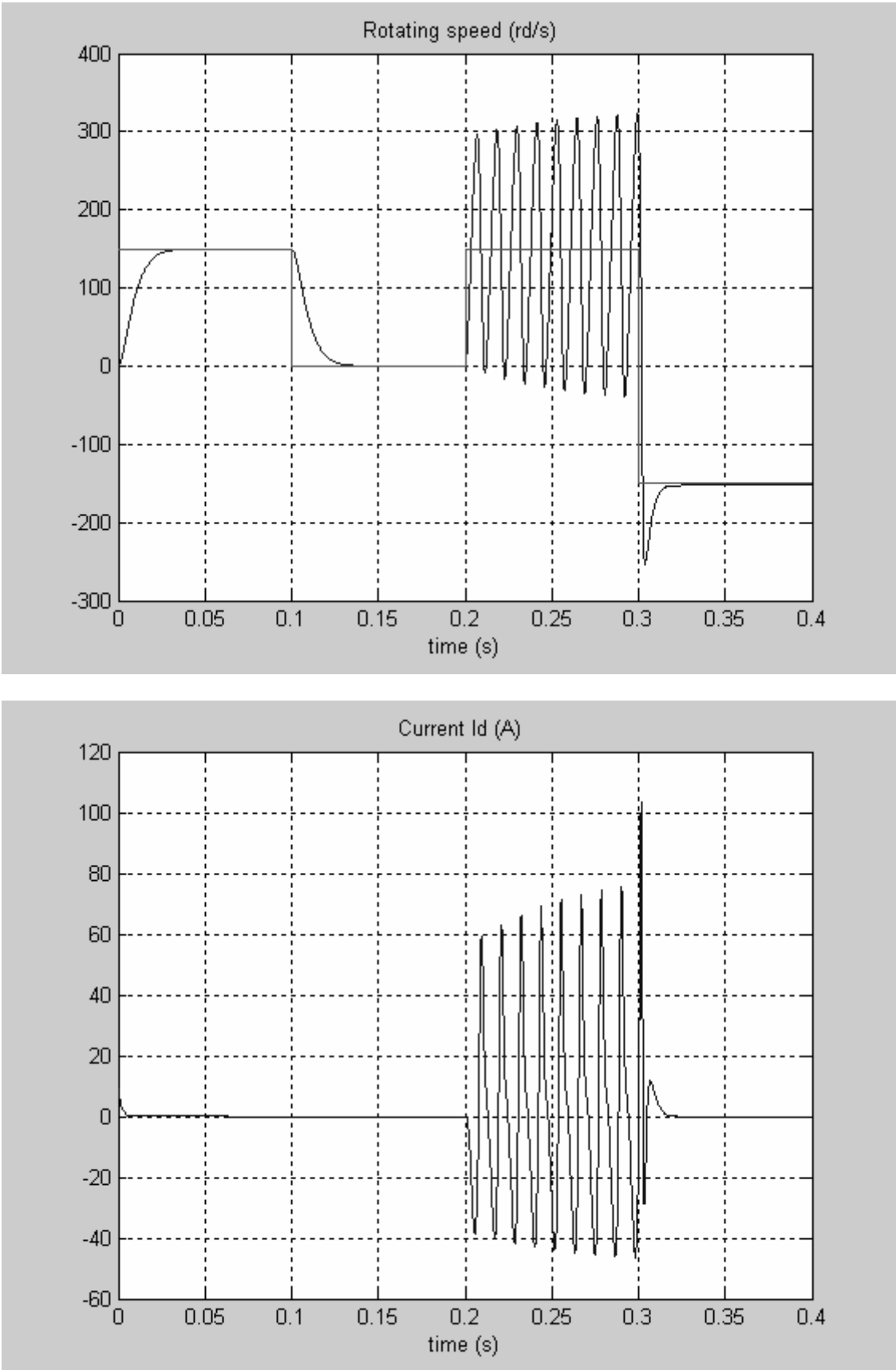


Figure 8. FLC Output tracking : situation 3.

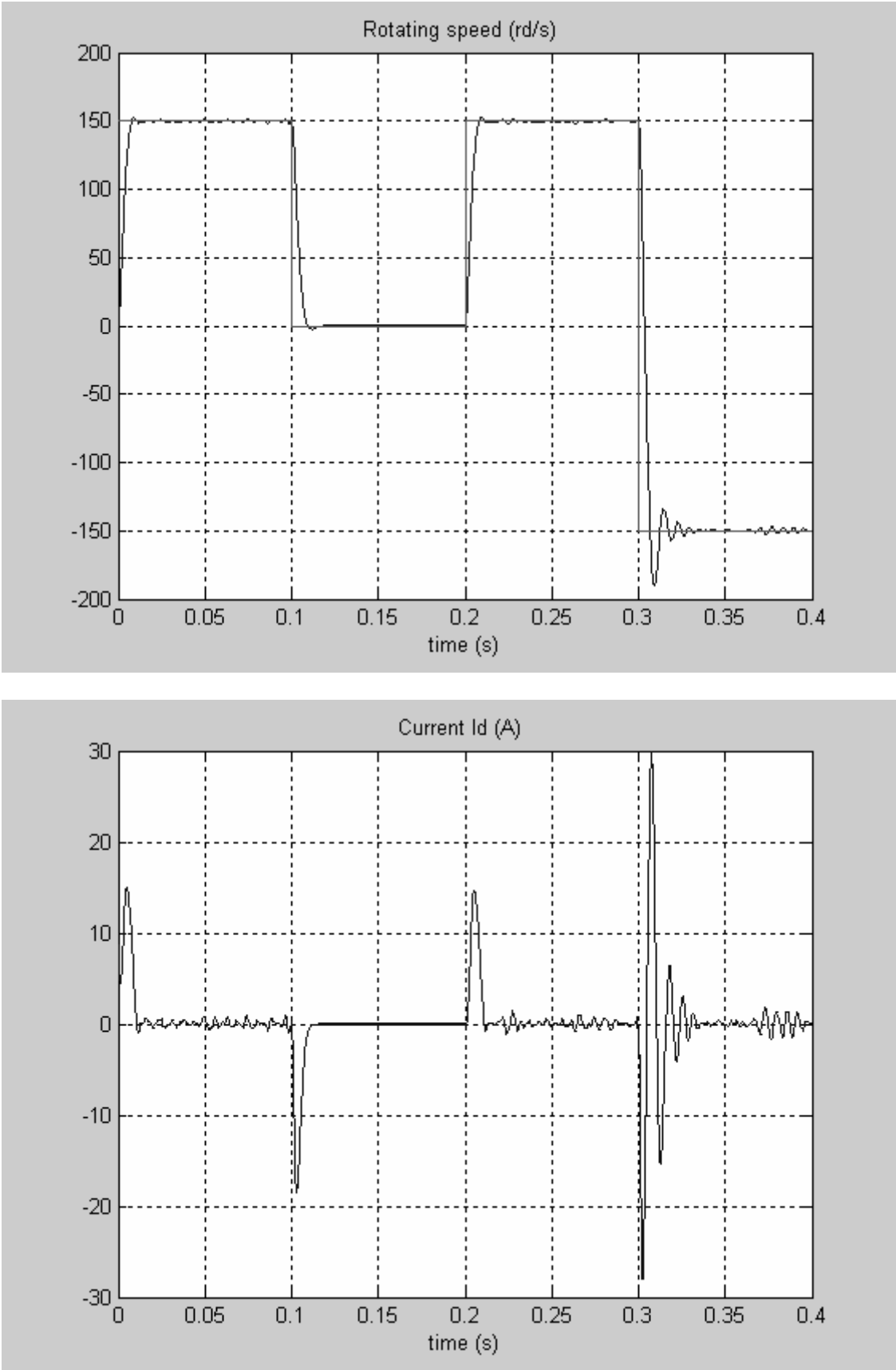


Figure 9. PID/Backstepping Output tracking : situation 4.



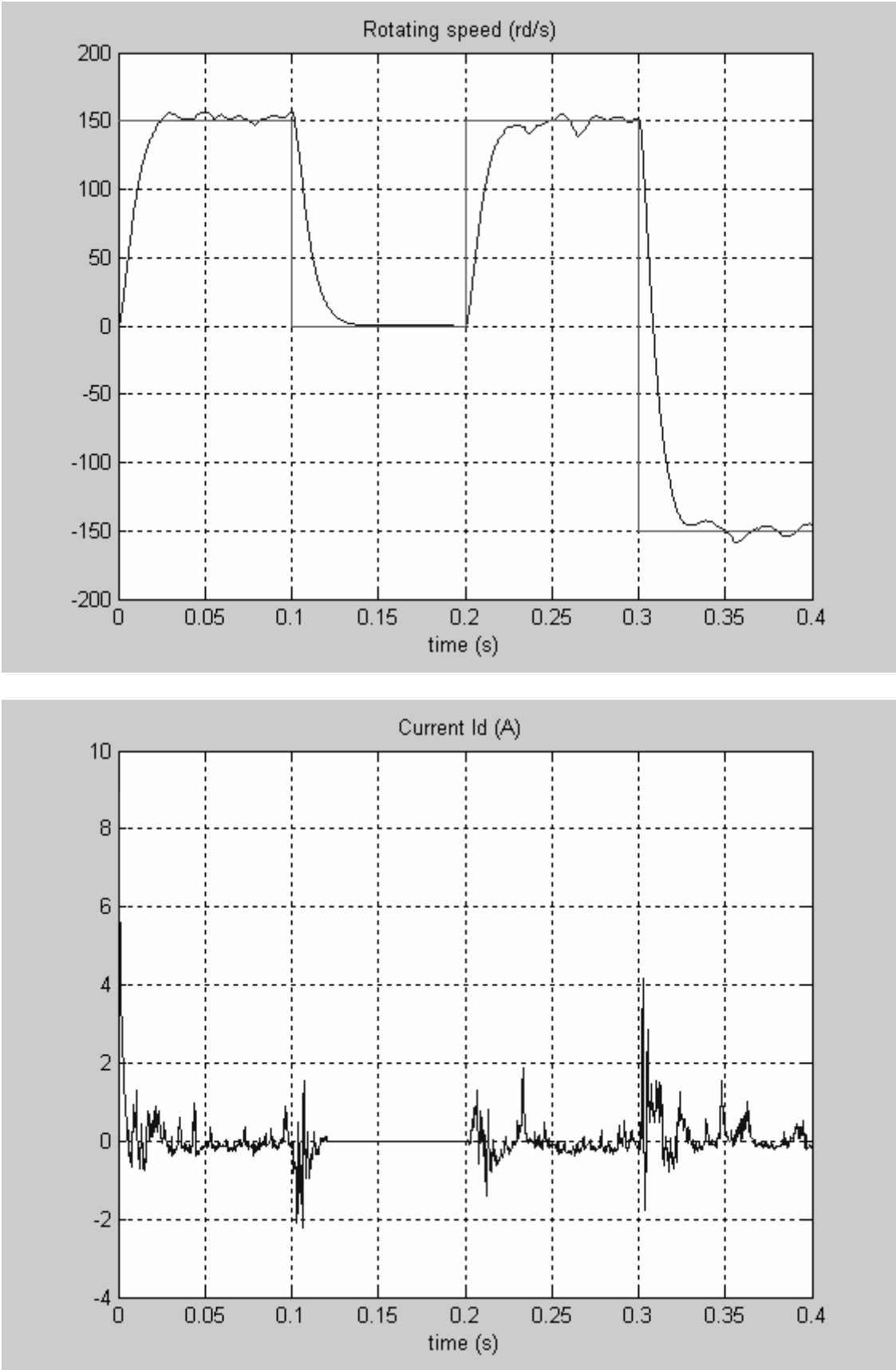


Figure 10. FLC Output tracking : situation 4.

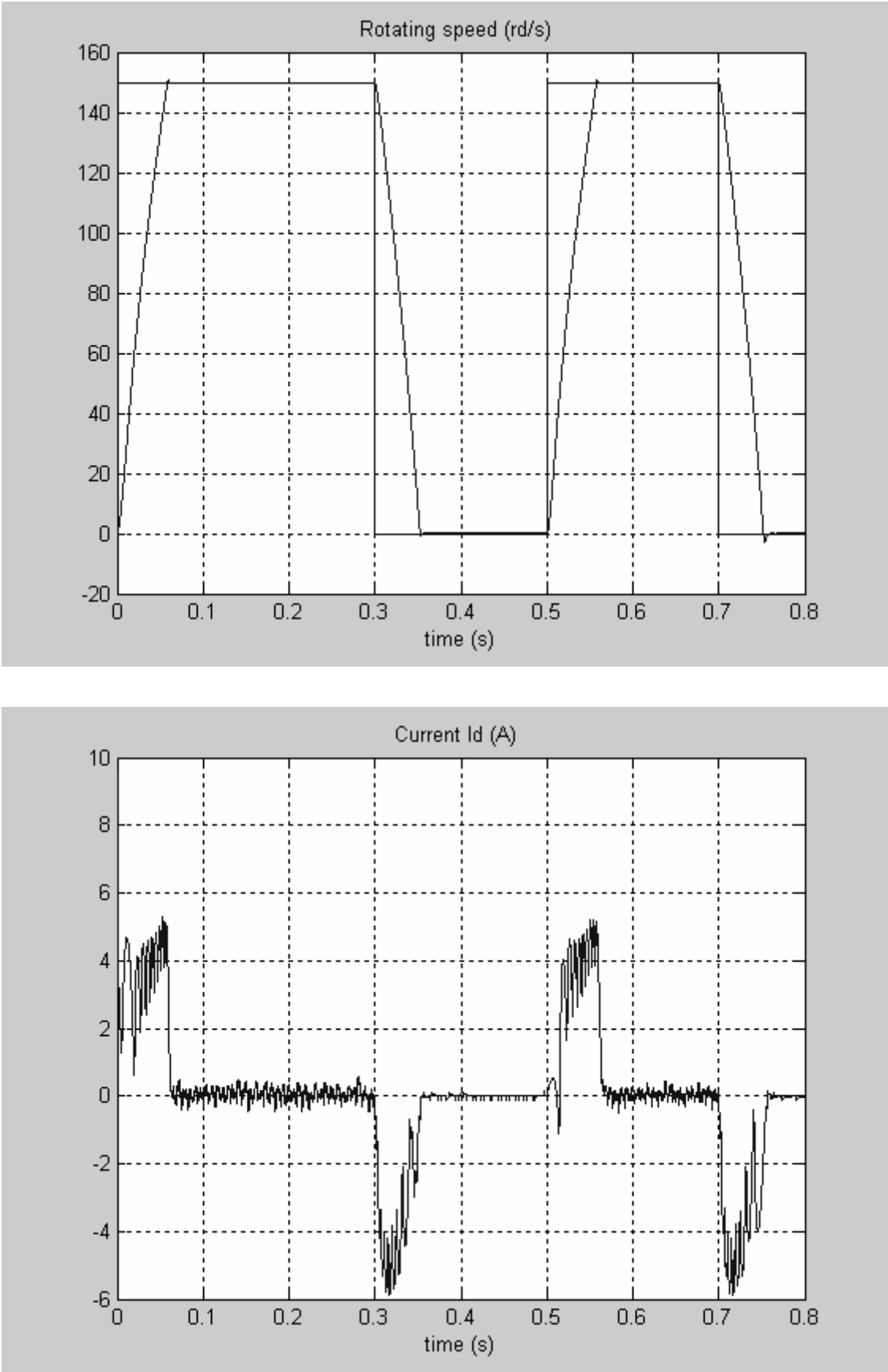


Figure 11. PID/Backstepping output tracking : virtual experiment

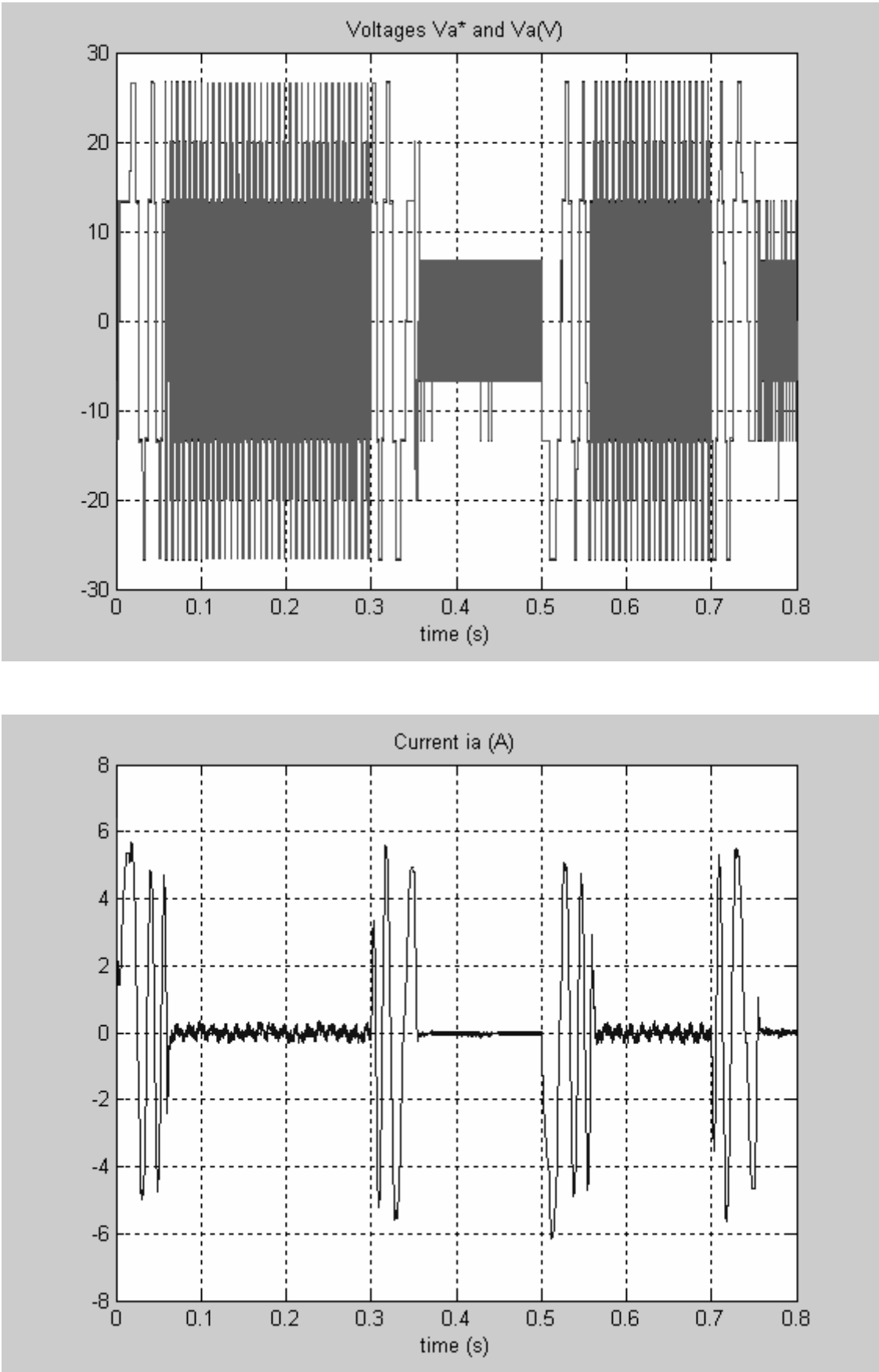


Figure 12. PID/Backstepping output tracking : virtual experiment

---

---

## CONCLUSION GENERALE

---

**D**ans cette thèse, nous avons abordé plusieurs aspects du contrôle des machines électriques à savoir les commandes non linéaires et les commandes vectorielles des machines asynchrone et synchrone à aimant permanent alimentée par des convertisseurs statiques.

Les stratégies de commande sont toujours élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. La variation des paramètres sur les réponses dynamiques des systèmes d'entraînement est la préoccupation de tous les ingénieurs dans le domaine industriel. Dans notre cas, et par souci de contribuer dans l'amélioration de la qualité des commandes des machines électriques nous avons proposé plusieurs techniques de contrôle qui tiennent compte de ces variations paramétriques

Dans la première partie, nous avons étudié le contrôle robuste de vitesse et de position des moteurs asynchrones par la technique du contrôle vectoriel et par la technique de la commande non linéaire. Les variations paramétriques montrent la faiblesse de ces commandes (perte de découplage) lorsque ces variations ne sont pas prises en compte. Nous avons proposé des algorithmes pouvant corriger cette faiblesse en calculant la constante de temps  $T_r$  en temps réel en régime permanent.

Les régulateurs d'état se prête bien pour la commande des machines électriques dotées d'une commande vectorielle ou découplée par bouclage linéarisant. On peut affirmer que le réglage d'état permet en général d'obtenir de très bons résultats simultanément par rapport aux grandeurs de consigne et de perturbation. De plus, il permet d'influencer dans un domaine très large le comportement dynamique du système selon le choix des pôles. En effet, en fonction des pôles imposés, on peut prescrire plusieurs comportements dynamiques du système.

Afin de répondre aux exigences de l'industrie, et pour tenir compte des variations paramétriques ou des incertitudes de mesure ou d'identification nous avons proposé des commandes par retour d'état robustes vis-à-vis des résistances rotoriques et statoriques et du moment d'inertie par placement des pôles. Les pôles imposés sont situés dans un domaine qui est l'intersection de tous les espaces ou le choix des pôles est optimal.

Les résultats montrent une bonne stabilité et de très bonnes performances qui ne sont pas modifiés lorsque les paramètres changent.

La commande robuste par la technique de la norme  $H_\infty$  est une deuxième approche entièrement différente de la première. Elle est proposée afin de donner une alternative dans le choix de la technique de contrôle.

Les résultats de la simulation montrent que la synthèse  $H_\infty$  par l'approche par factorisations premières, qui utilise des notions classiques de l'automatique, a donné des correcteurs robustes en stabilité et en performance. L'inconvénient de cette méthode est le calcul des fonctions poids qui se fait par approches successives. Ces correcteurs stabilisent le système, et rejettent les perturbations lorsque le système est soumis à des incertitudes dont la norme est inférieure à  $\varepsilon_{\max}$  qui désigne la marge de stabilité maximale

La commande d'état adaptative de la machine asynchrone est une troisième approche qui suppose le flux rotorique et le couple résistant mesurables. Or d'une manière générale, pour les applications industrielles, on ne dispose pas d'informations exactes sur la valeur de ces grandeurs. Un observateur de flux et un estimateur du couple résistant sont utilisés pour calculer les états au régulateur adaptatif qui permet d'apporter une solution robuste au réglage de la vitesse du moteur asynchrone lorsque les paramètres varient. La simulation montre un comportement satisfaisant lorsqu'un observateur est utilisé aussi bien lors d'une variation des paramètres de la machine ou une variation de la charge.

Bien que les algorithmes de la commande adaptative soient relativement compliqués pour la mise en œuvre comparée aux régulateurs classiques, leurs introductions au niveau de la commande améliorent considérablement les réponses du système. Nous avons développé une commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence pour éviter l'utilisation des observateurs. La simulation montre que cette commande donne de bons résultats malgré les variations considérables des paramètres de la machine.

Les réseaux de neurones offrent d'intéressants avantages lorsqu'on les utilise pour l'approximation de fonction sur la base d'exemples, il est donc naturel de penser à appliquer ces techniques en identification de processus. Nous avons proposé une commande supervisée de la machine asynchrone. Au début nous avons identifié la partie commande (PI+FOC) par un réseau de neurones artificiels. Les réseaux de neurones nous ont apporté la simplification du système de commande, en éliminant les deux blocs non linéaires PI et FOC en les remplaçant par un seul réseau neuronal. Les résultats sont très intéressants et le régulateur possède un meilleur comportement que le régulateur classique. Vu la capacité d'adaptation des réseaux neuronaux nous avons proposé une commande neuro-adaptative pour identifier le mécanisme d'adaptation par un régulateur neuronal.

Par rapport à la commande adaptative conventionnelle, la commande neuro-adaptative n'utilise pas de constantes spécifiques, les paramètres du réseau (les poids) sont adaptés par des algorithmes d'apprentissage. La seule difficulté réside dans le choix de l'architecture.

La commande proposée a donné de très bons résultats du point de vue poursuite et stabilité.

Pour la machine synchrone a aimant permanent, nous avons proposé une commande non linéaire par retour d'état par placement de pole robuste en se referant à la méthode d'ACKERMANN.

A travers les diverses simulations, nous remarquons que les systèmes de commande synthétisés présentent une bonne robustesse vis-à-vis des variations de la résistance statorique et du moment d'inertie.

Dans le dernier chapitre nous avons développé un régulateur de vitesse PID/Backstepping non linéaire pour la machine synchrone a aimants permanents. Les résultats montrent l'efficacité de ce type de régulateur non linéaire en présence de fortes perturbations.

Comme perspectives, nous proposons l'application de ces algorithmes sur les machines double alimentations. L'implémentation de ces commandes sur des cartes miniatures permet de rentabiliser ces machines et de réduire considérablement le coût et le volume. Les onduleurs multi niveaux utilisés sur les machines double alimentations ou multiphasées permettent d'envisager l'augmentation considérable la puissance.

Une deuxième perspective est l'implémentation de ce type de commande pour le contrôle de la vitesse des moteurs employés dans le véhicule électrique en utilisant des machines multiphasées (pentaphasée ou hexaphasée).

---

---

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [ACK80] J. Ackermann, 'Parameter Space Design Of Robust Control Systems', Ieee Transactions Automatic Control, Vol. Ac-25, No 6, December 1980.
- [ACK85] J. ACKERMANN, 'Sampled-data control systems : analysis and synthesis, robust system design', Springer Eds., Berlin, 1985
- [ABI92] H. Abid, "Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone," *Mémoire De Dea*, Enset, Tunis, 1992.
- [AST73] K.J. Aström, B.Wittenmark, "On Self-Tuning Regulators," *Automatica*, Vol.9, Pp.185-199, 1973.
- [AST89] K.J. Aström, B.Wittenmark, *Adaptive Control*, Addison Wesley, 1989.
- [AST90] K.J. Aström, B.Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory And Design*, Prentice Hall, International Edition, 1990.
- [AZZ95] A. Azzi, "Etude Par Simulation De Commande Par Retour D'état Echantillonnée D'un Actionneur Asynchrone Avec Pilotage Vectoriel," *Thèse De Magister*, Enp, 1995.
- [BAL86] R. Balasubramanian, K. H. Wong, "A Micro Computer-Based Self-Tuning Ip Controller For Dc Machines," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.Ia-22, No.6, Pp.989-999, 1986.
- [BAR00] L. Barazane, B. Hemici, M.O. Mahmoudi, Y. Amara, R. Benamar, "Etude De L'influence De La Constante De Temps Rotorique Et De La Saturation Magnétique Sur La Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone Alimentée En Courant ", Acte Of 3<sup>rd</sup> *International Conference On Applied Mathematics And Engineering Sciences Cimasi'2000*, Casablanca (Maroc), Octobre 2000.
- [BAR03] L. Barazane, "Application Des Systèmes Émergents À La Commande D'un Moteur Asynchrone ", *Thèse De Doctorat D'état*, Enp, Alger, Novembre 2003.
- [BAR06] Barazane, L. ; Boucherit, M.S.; Sicard, P., " An Approach To Cascade Sliding-Mode Control Of An Induction Motor Based On Robust Neural Network Controllers ", *Electromotion*, Vol. 13, N° 2, 2006.
- [BAR82] P.Barret, *Régimes Transitoires Des Machines Tournantes Electriques*, Edition Eyrolles, 1982.
- [BAR93] L. Barazane, "Commande Vectorielle D'un Moteur Asynchrone Alimenté En Courant," *Thèse De Magister*, Enp, 1993.
- [BAR97] S. Barkati, "Commande Robuste Par Retour D'état D'une Machine Asynchrone," *Thèse De Magister*, Enp, 1997.
- [BAS01] P. Bastiani, "Strategies De Commande Minimisant Les Pertes D'un Ensemble Convertisseur Machine Alternative: Application A La Traction Electrique", *These De Doctorat*, Universite De Lyon, France, 2001.
- [BEN02] A. R. Benaskeur, A. Desbiens, "Backstepping Based Adaptive Pid Control", *Iee Proc. Control Theory Application*, 149(1), 2002.

- [BEN04] Benmansour, K. ; Boucherit, M.S.; Djemai, M.; Rezine, H. " State Space Torque Observer Based Control Of Permanent Magnet Synchronous Machines ", *2004 Ieee International Conference On Industrial Technology (Ieee Cat. No. 04th8771)*, 2004, Pt. 1, P 393-9 Vol. 1
- [BEN05] K. Benmansour, O. Bouchhida, M.S. Boucherit, M. Djemai And H. Rezine, 'New Approach Of A Fuzzy Logic Controller With Direct Torque Control Strategy For A Permanent Magnet Synchronous Machine Drive', *Ieee, Third International Conference On Systems & Devices, Ssd05, Tunisia, 2005.*
- [BEN05] K. Benmansour, M.S. Boucherit, M. Tadjine And H. Rezine, « On Robust State Feedback Control Of A Permanent Magnet Synchronous Machine Drive: An Experimental Evaluation », *Archives Of Control Science, Volume 15(Li), 2005, No. 1, Pages 5–18.*
- [BEN06] K. Benmansour, M. Djemai, H.Rezine, M.S. Boucherit, 'Analyse Géométrique De La Commande Robuste En Position De La Machine Synchrone A Aimants Permanents', *Conférence Internationale Francophone D'automatique, Cifa, France, 2006.*
- [BLA72] F.Blaschke, "The Principle Of Field Oriented As Application To The New Transvector Closed-Loop Control System For Rotating Field Machines," *Siemens Review*, Vol.34, Pp.217-220, May 1972.
- [BOR90] J. Bordeneuve, "Commande Prédictive Adaptative : Application A Des Procédés Thermiques," *Thèse De Doctorat De L'université De Paul Sabatier, Toulouse, 1990.*
- [BOS02] B.K. Bose, «Power Electronics And Motor Drives – Recent Technology Advances », 0-7803-7369-3/02/\$17.00 © 2002 Ieee, 2002.
- [BOS86] B.K. Bose, *Power Electrics And Ac Drives*. Prentice-Hall, 1986.
- [BOU05] M. Boukhniifer, B. Hemici, M. S. Boucherit, « Robust Induction Motor With Sliding Mode Observer », *The Mediterranean Journal Of Measurement And Control, Mjmc, Volume 1, No. 2, April 2005*
- [BOU94] A.Boumediene, L.Nezli, M. S. Boucherit, "Etude Par Simulation Du Réglage Par Retour D'état D'une Machine Synchrone Auto-Pilotée Alimentée En Tension," *Jtea '94, Tunisie, 1994.*
- [BOU95] M.S. Boucherit, « Sur L'application De L'automatique Moderne Dans La Commande Des Machines Electriques», *Thèse De Doctorat, Enp, 1995.*
- [BRI85] A. Brickwed, "Microprocessor-Based Adaptive Speed For Electrical Drives," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.Ia-21, No.5, 1985.
- [BUH79] H. Buhler, *Electronique De Réglage Et De Commande*. Edition Georgie, 1979.
- [BUH86] H. Buhler, *Réglages Echantillonnés: Traitement Par La Transformée En Z*, Vol.1 Et 2, Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [BUH88] H. Buhler, *Conception Des Systèmes Automatiques*, Presses Polytechniques Romandes, 1988.
- [CAP92] C. A. Capolino, H. Henao, "Méthode De Conception D'une Commande Pour Machine A Induction," *See Journée D'études, Lille, Dec.1992.*
- [CHA83] J. Châtelain, *Machines Electriques, Traité D'électricité*, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [CHA87] V. Chalam, *Adaptive Control Systems: Technics And Applications*, Marcel Dekker Inc, New York. Basel, 1987.
- [CHA90] C. C. Chan Et Al, "Adaptive Decoupling Control Of Induction Motor Drives," *Ieee Tran. Ind. Electr.*, Vol. 37, No.1, Feb.1990.
- [CHI05] J.Chiasson, «Modelling And High Performance Control Of Electric Machines», *Ieee Press, Series On Power Engineering, 2005.*
- [CHI93] S. Chiping, X. Luo, "Indirect Field Control Of Induction Machine Utilizing A Reactive Power Perturbation Scheme," *Imacs-Tc1 '93, Montreal, July 1993.*



- [CHI98] J. Chiasson, "A New Approach To Dynamic Feedback Linearization Control Of An Induction Motor", *Ieee Transactions On Automatic Control*, Pp. 391-397, March 1998.
- [CLA79] D. W. Clarke, P.J. Gawthrop, "Self -Tuning Control," *Iee Proc*, Vol.126, Pp.633-640, 1979.
- [DRI05] S. Drid, "Contribution A La Modélisation Et A La Commande Robuste D'une Machine A Induction Double Alimentée A Flux Orienté Avec Optimisation De La Structure D'alimentation: Théorie Et Expérimentation", Thèse De Doctorat, Université De Batna, 2005.
- [FAI95] A. Faidalah, "Contribution A L'identification Et A La Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones," *Thèse De Doctorat De L'npl*, France, Fev.1995.
- [FRI72] Friedland, *Control System Design An Introduction To State-Space Methods*. Mc Grow-Hill Book Company, 1972.
- [FU91] Y. Fu, "Commande Découplée Et Adaptatives Des Machines Asynchrones Triphasées," *Thèse De Doctorat De L'université De Montpellier*, Montpellier, 1991.
- [GAR80] L. Garces, "Parameter Adaptation For The Speed-Controlled Static Ac Drive With A Squirrel-Cage Induction Motor," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.1a-16, No.2, Mar/Apr. 1980.
- [GHA90] M.C. Ghanem, « Etude Et Conception Des Algorithmes De Commande Numérique De La Vitesse Pour Une Nouvelle Loi D'asservissement De La Msa », Doctorat De L'université Du Quebec, 1990.
- [GHO86] B. K. GHOSH, 'Simultaneous partial pole placement: new approach to multimode system design', *IEEE Trans. Automat. Contr.*, Vol. AC-31, 1986, pp. 440-443
- [GOO84] G. C. Goodwin, K. S. Sin, *Adaptive Prediction Filtrng And Control*. Prentice Hall, 1984.
- [GUE95] L. Guenfaf, "Etudes De D'éférentes Stratégies De Commande Adaptative: Application A Un Robot Manipulateur," *Thèse De Magister*, Enp, 1995.
- [HEM06] B. Hemici, L. Nezli, M. Tadjine, M. S. Boucherit, « Robust Pid/Backstepping Control Design For Permanent Magnet Synchronous Motor Drive» *Control And Intelligent Systems*, Vol. 34, N° 3, 2006.
- [HEM94] B. Hemici, « Commande En Position Par La Technique Du Flux Orienté D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur De Courant », *Proc. Of Cea, Algiers, Special Issue Of Ajour*, Vol. 1, Nov. 1994.
- [HEM95] B. Hemici, K.Seba, M.O. Mahmoudi, "Influence Des Paramètres Sur Le Découplage Et Les Performances De La Commande Par Flux Orienté D'un Moteur Asynchrone Alimenté En Courant", *Journées D'étude Jst'95*, Mai 1995, Inh-Boumerdès.
- [HEM96] B. Hemici, M.O. Mahmoudi, S. Rehahla, "Commande Adaptative D'une Machine Asynchrone Alimentée En Courant", *Algerian Journal Of Technology*, Actes De La Conférence Maghrébine Comaei'96, Vol. 3, Déc.1996.
- [HEM96] B. Hemici, K.Seba, M.O. Mahmoudi, "Adaptation En Temps Réel De La Constante De Temps Rotorique Dans La Commande Par Flux Orienté Des Moteurs Asynchrones", *Algerian Journal Of Technology*, Actes De La Conférence Maghrébine Comaei'96, Vol. 3, Déc.1996.
- [HEM98] B. Hemici, M. O. Mahmoudi, A. Djahbar, "Commande Adaptative Auto-Ajustable D'une Machine Asynchrone Alimentée En Courant Avec Pilotage Vectoriel," *Comai'98*, Bejaia, A Paraître.
- [HEM98] B. Hemici, M.O. Mahmoudi, A. Djahbar, "Commande Adaptative Auto-Adjustable Indirecte D'une Machine Asynchrone Alimentée En Courant Avec Pilotage Vectoriel.", *Algerian Journal Of Technology*, Actes De La Conférence Maghrébine Comaei'98, Vol. 1, Déc.1998.

- [HEM99] B. Hemici, M.O. Mahmoudi, D. Lalili, "Commande Non Linéaire Avec Adaptation De La Constante De Temps Rotorique D'une Machine Asynchrone Alimentée En Courant ", Acte Of *International Conference Ssa2'99*, Blida, Mai 1999, Pp. 534-538.
- [KAD04] M. Kadjoudj, "Contribution A La Commande D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents", Thèse De Doctorat, Université De Batna, 2004.
- [KIM02] K.H. Kim, M.J. Youn, "A Nonlinear Speed Control Of Pm Synchronous Motor Using A Simple Disturbance Estimation Technique", *Ieee Trans. On Industrial Electronics*, 49(3), 2002.
- [KRI95] M. Krstic, I. Kanellakopoulous, P.V. Kokotovic, "*Nonlinear And Adaptive Control*", New York, J. Wiley, 1995.
- [LAG03] S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, R. Boisliveau, "Robust Second Order Sliding Mode Control For A Permanent Magnet Synchronous Motor", Proc. Of Ieee, Automatic Control Conference, 2003.
- [LAJ92] M. Lajoie, "Les Techniques De Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones," *Edf*, Jan. 1992.
- [LAN79] I. D. Landau, *Adaptive Control : The Model Reference Approach*. New York : Marcel Dekker Inc, 1979.
- [LAN88] I. D. Landau, *Identification Et Commande Des Systèmes*, Hermes Edition, 1988.
- [LAR06] A. Larabi, M.O. Mahmoudi, M.S. Boucherit, « Robust Position Control Of Machine Tools With A Strategy Of Linearization By State Return Using Fuzzy Regulators », *International Symposium On Power Electronics, Electrical Drives, Automation And Motion, Ieee/Speedam, 2006*.
- [LEO85] W. Leonhard, *Control Of Electrical Drives.*, Editeur Springer-Verlong, 1985.
- [LIA88] C. M. Liaw Et Al, "Design And Implementation Of An Adaptive Controller For Current-Fed Induction Motor," *Ieee Trans. Ind. Electr.*, Vol.35, No.3, Aug.1988.
- [LIN05] A. Linder, R. Kennel, "Model Predictive Control For Electrical Drives", Ieee 36th Conference On Power Electronics Specialists, June 2005.
- [LJU87] L. Ljung, *System Identification : Theory For User*. Englewood Cliffs, Nj : Printice Hall, 1987.
- [LOR00] D. Lorenz, « The Future Of Electric Drives: Where Are We Headed? », Power Electronics And Variable Speed Drives Conference, Sept. 2000.
- [LOR87] R. D. Lorenz Et D. B. Lawson, "Performance Of Field Forward Current Regulator For Field Oriented Induction Machine Controllers," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.1a-23, No.4, July/Aug.1987.
- [LOR90] R. D. Lorenz Et D. B. Lawson, "Flux And Torque Decoupling Control For Field-Weakned Of Field-Oriented Induction Machines," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.26, No.2, Mar./Apr.1990.
- [MAH00] ] M.O. Mahmoudi, B. Hemici, F. Boudjema And L. Zebrowski, "Application Of The Equivalent Control By Sliding Mode To A Field Oriented Induction Motor Drive ", *Amse Press Periodicals*, Modelling Measurement & Control, Series A, Issn 0761-2508, Vol. 73, N°3, Sept. 2000, Pp. 15-28.
- [MAH00] M.O. Mahmoudi, B. Hemici, "Adaptation De La Constante De Temps Rotorique Dans La Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone Alimentée En Tension", Acte Of 2<sup>nd</sup> *International Conference On Electrotechnics Icel'2000*, Oran, Novembre 2000, Pp. 150-154.
- [MAH06] Mo. Mahmoudi, B. Hemici, D. Lalili , « Commande Adaptative Par Retour D'état Linéarisant De La Machine Asynchrone Alimentée En Courant », *Algerian Journal Of Technology*, Série B, 2006. Edition Opu.

- [MAH96] M.O. Mahmoudi, O. Stihi, B. Hemici, R. Guedouani, "Etude De L'association Convertisseur Ac/Dc Avec Onduleur Mli Alimentant Une Machine Asynchrone", *Algerian Journal Of Technology*, Série B, 1996, Pp. 47-51. Edition Opu, Issn 1111-357 X
- [MAH96] M.O. Mahmoudi, B. Hemici, M.E. Bouhassoun, "Commande Vectorielle De La Machine Synchrone A Aimants Permanents Alimentée En Tension", *Algerian Journal Of Technology*, Issn 1111-357 X, Actes De La Conférence Maghrébine Comaei'96, Vol. 3, Déc.1996, Pp. 166-170.
- [MAH98] M.O. Mahmoudi, B. Hemici, F. Boudjema And L. Zebrowski, "Application Of The Equivalent Control By Sliding Mode To A Field Orientation Control Induction Motor Drive", *Algerian Journal Of Technology*, Issn 1111-357 X, Actes De La Conférence Maghrébine Comaei'98, Déc.1998, Pp. 76-79.
- [MEN93] E. Mendes, "Contribution A L'étude De Servomoteur A Induction. Etude Et Mise En Œuvre De Commandes Numériques A Flux Orienté Et Adaptatives," *Thèse De Doctorat De L'université Paris 6*, Paris, 1993.
- [NAI04] A. Nait Seghir, M.S. Boucherit, "Adaptive Speed Control Of Pmsm", Ieee International Conference On Electrical, Electronic And Computer Engineering, Ieee - Iceec '04, 2004.
- [NAI05] A. Nait Seghir, M.S. Boucherit, "Self Tuning Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor", International Conference On Modelling And Simulation, Ms'05 Rouen, France.
- [NAI97] A. Nait Seghir, "Identification Et Commande Adaptative D'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée Par Onduleur De Tension," *Thèse De Magister*, Enp, 1997.
- [NEZ05] L. Nezli, M.O. Mahmoudi, M.S. Boucherit, M. Djemai, "On Vector Control Of Double Star Synchronous Machine With Current Fed Inverters ", *The Mediterranean Journal Of Measurement And Control*, Vol. 1, N°3, July 2005.
- [NEZ06] L. Nezli, B. Hemici, M.S. Boucherit, P. Sicard, « On Sliding Mode Based Non Linear Pd And Backstepping Design For Position Control Of Permanent Magnet Synchronous Machine With Unknown Load Torque », *Electromotion International Journal*, (Soumis).
- [NEZ06] L. Nezli, M. Tadjine, M.S. Boucherit, « On Sliding Mode Based Non Linear Pid Design For Position Control Of Permanent Magnet Synchronous Machine With Unknown Load Torque », *Archives Of Control Sciences*, 2006.
- [O'RE83] J. O'reilly, *Observer For Lineair Systems*, London Acadimic Press, 1983.
- [OJO90] J. O. Ojo, A. Consoli Et T. A. Lipo, "An Improved Model ,Of Saturated Induction Machines," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.26, No.2, Pp.212-220, Mar/Apr.1990.
- [PIE92] M. Pieterza Et B. De Fornel, "Commande Vectorielle Du Moteur Asynchrone," *See.*, Journée D'études, Lille, 1992.
- [PIL89] P. Pilly, R. Krishnan, "Modelling, Simulation And Analysis Of Permanent Magnet Motors Drives", *Ieee Trans. Appl.*, Vol. 25, No. 2, Pp.265-273, March/April, 1989.
- [PUT87] S. C. Puthenpura, "Poles-Zero Placement Controllers And Self-Tuning Regulators With Better Set-Piont Tracking," *Iee Proc.*, Vol.134, No.1, Jan.1987.
- [RAU94] T. V. Raumer, "Commande Adaptative Non Linéaire De Machine Asynchrone," *Thèse De Doctorat De L'ingp*, Grenoble, 1994.
- [REH96] S. Rehahla, "Etude De La Commande D'une Machine Asynchrone Triphasée Par La Technique Du Flux Orienté," *Thèse De Magister*, Enp, 1996.

- [REK91] T. Rekioua, "Contribution A La Modélisation Et A La Commande Vectorielle Des Machines Synchrones A Aimants Permanents", Thèse De Doctorat, Inpl Nancy, France, 1991.
- [RIB97] L. A. S. Ribeiro Et Al, "Parameter Sensitivity Of Mrac Models Employed In Ifo-Controlled Ac Motor Drive," *Ieee Trans. Ind. Elect.*, Vol.44, No.4, Aug.1997.
- [ROB93] B. Robyns, « Commandes Numeriques Evoluees Des Actionneurs A Courant Alternatif », These De Doctorat, Universite Catholique De Louvain, Belgique, Decembre 1993.
- [ROW91] T. M. Rowan, R. J. Kerkman Et D. Leggate, "A Simple On-Line Adaptation For Indirect Field Orientation Of Induction Machine," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.27, No.4, Pp.720-727, Jul/Aug.1991.
- [SEB97] K. Seba, M.O. Mahmoudi, B. Hemici, "Commande Vectorielle Adaptative Aux Variations De La Résistance Rotorique Des Moteurs Asynchrones", *Journées D'étude Jst'97*, Mai 1997, Pp. 413-416, Inh-Boumerdès.
- [SEU89] K. S. Seung, "A New Technique Of Rotor Resistance Estimation Considering Variation Of Mutual Inductance," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.25, No.4, Pp.578-587, Jul/Aug.1989.
- [TLE02] A. Tlemcani, M.S. Boucherit, K. Benmansour, M. Chekireb, O. Bouchhida, S. Barkati, 'Commande Floue Adaptative Directe Linéarisante : Application A La Machine Synchrone A Aimants Permanents', International Conférence Of Epe, Bulletin De L'institut Polytechnique De Iasi, Romania, 2002.
- [TSA97] M. F. Tsai And Y. Y. Tzou, "A Transputer-Based Adaptive Speed Controller For Ac Induction Motor Drives With Load Torque Estimation," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.33, No.2, Mar./Apr. 1997.
- [TUR02] M. Tursini, F. Parasiliti, D. Zhang, "Real Time Gain Tuning Of Pi Controllers For High Performance Pmsm Drives", *Ieee Trans. On Industry Applications*, 38(4), 2002.
- [VAS90] P. Vas, *Vector Control Of Ac Machines*, Oxford Science Publication, 1990.
- [VER88] C. Verghese Et George, "Observers For Flux Estimation In Induction Machines," *Ieee Trans. Ind. Elect.*, Vol.35, No.1, Feb.1988.
- [WAD97] S. Wade Et Al, "A New Method Of Rotor Resistance Estimation For Vector-Controlled Induction Machines," *Ieee Trans. Ind. Elect.*, Vol.44, No.2, Apr.1997.
- [YAN93] G. Yan Et T.H. Hin, "Adaptive-Speed Identification Sheme For A Vector Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive.," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol.29, No.4, Jul/Aug.1993..
- [ZHOU02] J. Zhou, Y. Wang, Adaptive Backstepping Speed Controller Design For Permanent Magnet Synchronous Motor, *Iee Proc. Electric Power Application*, 149(2), 2002.