

Application de la commande synergétique au contrôle de vitesse d'une machine asynchrone

M. Laribi^{1*}, M.S. Aït Cheikh¹, C. Larbès¹ et L. Barazane^{2†}

¹ Laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque, 'LDCCP'
Département d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique
B.P. 182, Avenue Hassen Badi, El Harrach, Alger, Algérie

² Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 'USTHB'
Faculté d'Electronique, B.P. 32, El Alia, Bab Ezzouar, Alger, Algérie

(reçu le 25 Juillet 2010 – accepté le 26 Septembre 2010)

Résumé - Dans cet article, nous nous sommes intéressés à l'application de la commande à structure variable à la machine asynchrone où le réglage de vitesse par mode glissant se distingue comme un outil puissant et efficace. Cependant ce type de contrôleur à structures variables souffre d'un inconvénient majeur qui est le phénomène de chattering. Afin de réduire ce phénomène, nous proposons un nouveau schéma de commande basé sur la commande synergétique nouvellement introduite dans la commande des moteurs électriques. En effet les résultats de simulation obtenus ont prouvés les avantages apportés par cette nouvelle technique. Surtout du point de vue réduction de chattering qui est l'objectif principal de cet article.

Abstract – In this article we are interested in the application of variable structure control for induction motor. Where the speed control sliding mode stands out as a powerful and effective tool. However this type of variable structure controller suffers a major drawback is the chattering phenomenon. To reduce this phenomenon, we propose a new control scheme based on synergetic control newly introduced in the control of electric motors. Indeed, the simulation results have shown the benefits of this new technique. Especially in terms of reduction of chattering which is the main objective of this article.

Mots clés: Moteur asynchrone - Commande à structure variable - Commande synergétique.

1. INTRODUCTION

Ces dernières années, l'évolution technologique a permis aux machines alternatives de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamiques naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu à excitation séparée, en particulier la machine asynchrone à cage.

En effet les recherches menées dans divers laboratoires ont permis de mettre au point de nouvelles méthodes de commande, ce qui a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande de la machine asynchrone à cage, entre autres: la commande linéarisante.

Les algorithmes de commande utilisés dans la commande linéarisante étaient au début, basés sur des régulateurs classiques comme le PI conventionnel. Malheureusement, une variation des paramètres de la machine entraîne des incertitudes sur les coefficients du régulateur qui lui font perdre les qualités de réglage exigées. Cela est dû au fait que la robustesse des régulateurs linéaires n'est valide qu'au voisinage du point de fonctionnement, autour duquel le système est linéarisé.

* laribimp@yahoo.fr , larbes_cher@yahoo.fr

† lbarazane@yahoo.fr

Aussi pour élargir ce domaine de variation paramétrique et assurer une robustesse quelque soit le point de fonctionnement, une technique de commandes non-linéaires [1] appelée commande à structures variables (CSV) [2], connue par sa simplicité, sa rapidité et sa robustesse fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Malheureusement, ce type de contrôleur souffre d'un inconvénient majeur qui est le phénomène de chattering.

Afin de réduire ce phénomène, une autre technique qui est la commande synergétique est appliquée pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone. En effet, plusieurs avantages et inconvénients dans chaque contrôleur ont été discutés et illustrés avec quelques résultats de simulation en utilisant un moteur à induction.

2. THEORIE DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable consiste en une loi de commande basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement.

Le but de cette commande est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant.

Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [2, 3].

2.1 Conception de la commande à structure variable

La conception des régulateurs par les modes glissants nécessite principalement trois étapes [2, 3], à savoir:

- Le choix de la surface de glissement;
- La condition de convergence;
- Le calcul de loi de commande.

A- Choix de la surface de glissement

La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Dans la référence [1], il a été proposé une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée définie comme suit [1]:

$$S(x) = e(x) + \lambda_1 \frac{d}{dt} e(x) + \dots + \lambda_m \frac{d^m}{dt^m} e(x) \quad (1)$$

Avec: $e(x)$ représente l'écart de la variable à régler, soit $e(x) = x_{ref} - x$; λ_i ($i=1,2, \dots, m$) est une constante positive, interprétant la bande passante de contrôle désirée et m est un degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

B- Condition de convergence

Les conditions de convergence sont réalisées afin de contraindre les points représentatifs de la trajectoire de convergence vers les surfaces de glissement. Nous retenons dans ce présent travail la fonction directe de commutation proposée par Emilianov et Utkin [1, 3], et qui peut être formulée par la condition suffisante suivante:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (2)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauches et à droites de commutation.

C- Calcul de loi de commande

Une fois, la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre. Tout ceci en maintenant la condition d'existence des modes glissants effective. La structure de contrôleur comprend deux parties, une partie concernant la linéarisation exacte et une autre dite stabilisante. Nous posons donc:

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (3)$$

U_{eq} est déterminée à partir de la condition de convergence. U_n est calculée pour garantir l'attractivité de la variable d'état à contrôler vers la surface de commutation. La plus simple est la fonction relais représentée par la figure 1.

$$U_n = kgnS(x) \quad (4)$$

Le choix de la constante k est très influent. Car si la constante k est très petite, le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, des oscillations de très hautes fréquences appelées phénomène de chattering, apparaissent dans le mode de glissement et qui sont éliminées par une des solutions qui consistent à imposer une variation de la valeur de la commande U_{eq} en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [2, 3].

2.2 Elimination du phénomène de chattering

Dans le but de réduire les oscillations de hautes fréquences, la commande adoucie caractérisée par deux seuils (K , ε_2), représentée par la figure 2 se trouve être l'une des techniques les plus fréquemment utilisée.

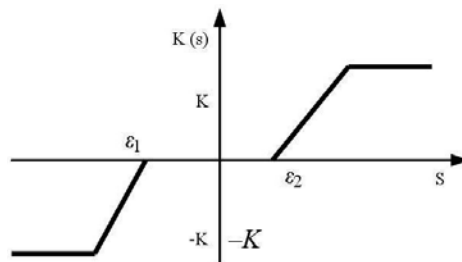


Fig. 2: Fonction signe de la commande adoucie

K correspond à la valeur maximale de l'organe de commande que peut supporter le système. ε doit être pris en compte dans l'implémentation pratique du processus, car il influe directement sur la fréquence de commutation des semi-conducteurs et sur la poursuite de la trajectoire désirée [4].

3. APPLICATION DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE AU CONTROLE DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone considérée et effectuée à partir du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel de Park.

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \left(T_r \frac{d}{dt} \phi_{rref} + \phi_{rref} \right) \\ i_{qs}^* = \frac{L_r}{p L_m} \frac{C_{em}}{\phi_{rref}} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{rref}} \\ V_{ds} = R_{sm} i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{d\phi_{rref}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_{sm} i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \left(\frac{L_m}{L_r} \phi_{rref} + \sigma L_s i_{ds} \right) \end{cases} \quad (5)$$

La structure comprend une boucle de régulation de vitesse qui impose la commande C_{emref} à surface de glissement est déduite sur la base des concepts de la référence [1] et est donnée par:

$$e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (6)$$

$$S(\Omega) = \lambda e(\Omega) + \dot{e}(\Omega) \quad (7)$$

$$S(\Omega) = \lambda (\Omega_{ref} - \Omega_r) + (\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}_r) \quad (8)$$

En tenant compte de la condition du régime glissant $S(\Omega)$ est nul, on obtient la loi de commande équivalente:

$$C_{emeq} = f \Omega_r + C_r \quad (9)$$

Durant le mode de convergence et afin de satisfaire la condition $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$, on adopte l'équation suivante:

$$C_{emn} = k \text{sgn}(S(\Omega)) \quad (10)$$

Ce qui nous donne la commande de référence à la sortie du régulateur C_{emref} pour le contrôle de la vitesse.

$$C_{emref} = f \Omega_r + C_r + k \text{sgn}(S(\Omega)) \quad (11)$$

Le schéma qui en découle est illustré par la figure 3.

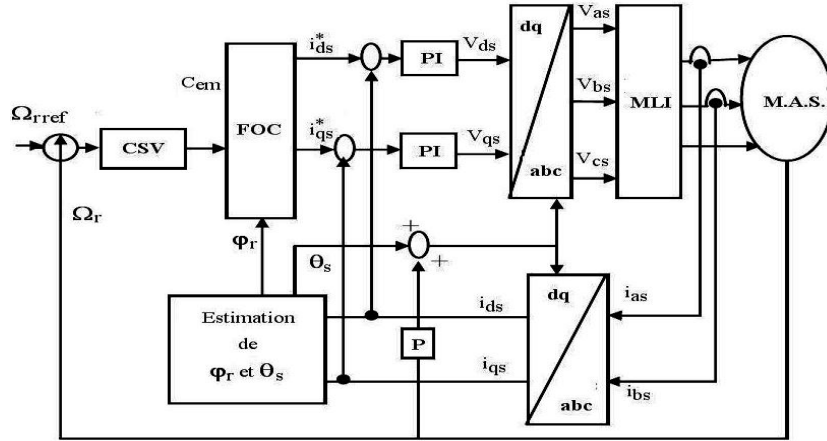


Fig. 3 : Application pour le contrôle de vitesse de la machine asynchrone

Simulation numérique

Nous avons simulé la commande par mode de glissement pour une consigne de vitesse de 100 rd/s avec application d'une perturbation (charge $C_r=10$ N.m) dans l'intervalle de temps (0.8 – 1.5 sec). Les paramètres du moteur sont donnés en annexe.

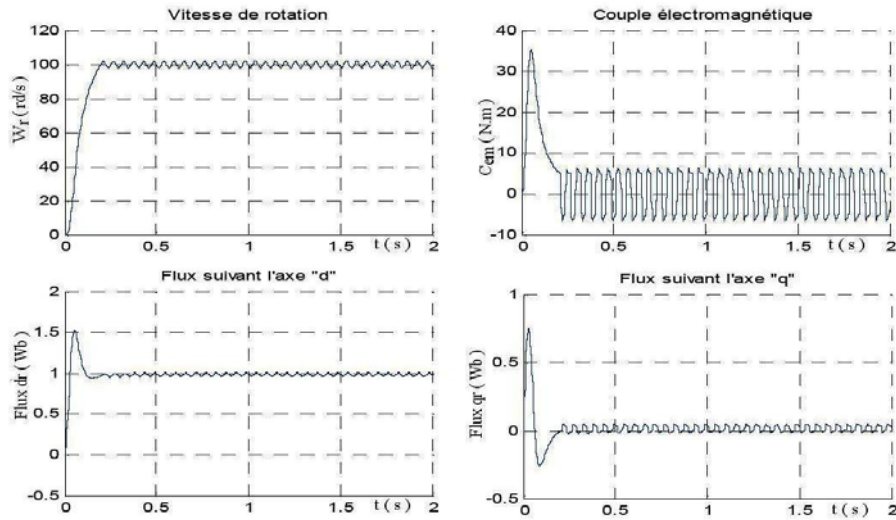


Fig. 4: Réponses du système à un échelon de vitesse de 100 rad/s, avec application de commande de type relais

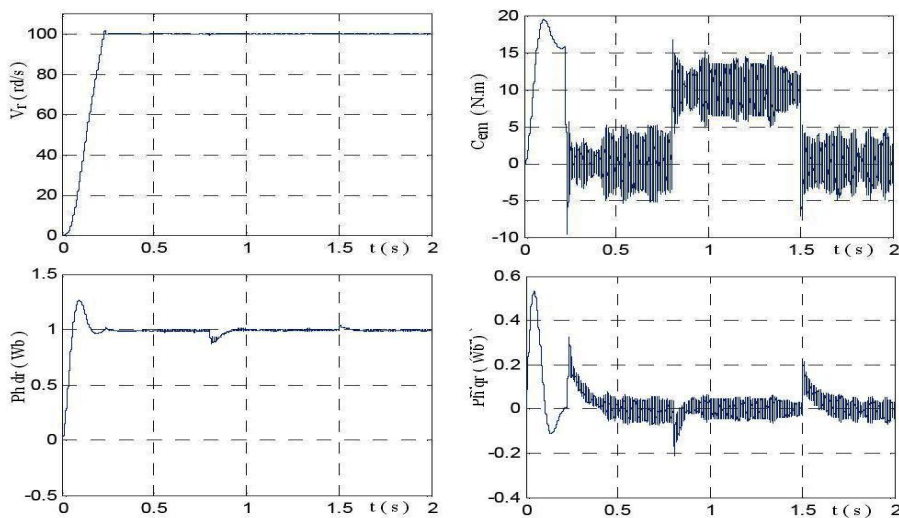


Fig. 5: Réponse de système à une commande adoucie avec application d'un couple résistant de 10 N.m dans l'intervalle (0.8 - 1.5 s)

D'après les réponses obtenues, on remarque l'existence de chattering dans toutes les réponses du système, on constate également que l'effet produit par la brusque variation du couple influe sur les deux composantes du flux.

Pour améliorer nos performances et éliminer le chattering, nous proposons un nouveau schéma de commande basé sur la technique synergétique présenté ci-après.

4. LA COMMANDE SYNERGETIQUE

Etant donné que l'entrée de commande du contrôleur conventionnel en mode sliding a des caractéristiques discontinues inhérentes, qui engendrent des vibrations de couple et donc du moteur. Par conséquent, pour éviter le couple vibrant et pour réduire l'erreur de l'état d'équilibre, une nouvelle approche pour la commande des systèmes non-linéaires, l'approche synergétique à la théorie de commande, était présentée dans [6]. Des travaux récents ont été apportés sur l'application de la commande synergétique aux convertisseurs de puissance de commutation, dans lequel le niveau de rendement élevé, la simplicité de conception et la flexibilité des contrôleurs synergétiques ont été démontrés par la simulation et les expériences [5-7].

Cette partie décrit la conception d'un nouveau contrôleur synergétique non-linéaire destiné à notre schéma de commande de la figure 6. Ainsi et dans un premier temps, les concepts de base de cette technique sont présentés et suivis par les étapes de conception pour développer le contrôleur synergétique. Une simulation numérique est ensuite effectuée avec les mêmes essais que ceux de la partie précédente.

4.1 Conception du contrôleur synergétique proposé

Supposons que le système à commander est décrit par un ensemble d'équations non-linéaires de la forme:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (12)$$

Où $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ est le vecteur d'état de dimension n ; $u = (u_1, u_2, \dots, u_m)$ le vecteur de commande de dimension m , et f une fonction non linéaire et continue dans le temps.

La première étape dans la conception d'une commande synergétique réside dans la formation des macrovariables définies en fonction des variables d'état du système. Ces macro-variables peuvent être définies sous forme de combinaisons linéaires de ces variables d'état.

Ces macro-variables déterminent les propriétés du mouvement du système (30) à partir d'un état initial quelconque à un état d'équilibre désiré.

Le nombre de macro-variables sont:

$$\Psi_s = \Psi_s(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad s = 1, 2, \dots, m \quad (13)$$

Chaque manifold présente une nouvelle contrainte sur le système dans son espace d'état en réduisant son ordre d'une unité, et en le forçant à se déplacer vers une stabilité globale à l'état désiré. La commande forcera donc le système à opérer dans l'intersection des manifolds (intersection de tous les $\Psi_s = 0$).

Le concepteur peut choisir les caractéristiques de ces macro-variables selon des exigences ou des limitations sur quelques unes des variables d'état. Le deuxième point consiste à fixer l'évolution dynamique des macro-variables vers les manifolds (31) par l'équation suivante:

$$T_s \times \dot{\Psi}_s + \varphi(\Psi_s) = 0 \quad (14)$$

Afin de garantir la stabilité de cette équation fonctionnelle, la fonction φ doit satisfaire les conditions suivantes:

$$\varphi_s(0) = 0 \quad , \quad \varphi_s(\Psi_s)\Psi_s > 0 \quad (15)$$

Pour tous $\Psi_s \neq 0$; cette équation peut être définie de différentes manières par le choix de la fonction φ et du paramètre T_s .

La forme suivante $\varphi_s(\Psi_s) = \Psi_s$, est couramment utilisée. Nous l'avons adoptée dans notre travail.

$$T_s \times \dot{\Psi}_s + \Psi_s = 0 \quad s = 1, 2, \dots, m \quad (16)$$

Le paramètre de conception T_s définit la vitesse de la convergence des macro-variables aux manifolds $\Psi_s = 0$. La vitesse de la convergence est réglée par valeur de la température T .

Les expressions des composantes du vecteur de commande sont trouvées, en fonction des variables d'état du système et en fonction de ces paramètres.

$$u_s = u_s(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (17)$$

Les lois de commande obtenues (15) assurent le mouvement stable vers l'intersection des manifolds présentés (16). Cette commande assure les propriétés spécifiques et décompose le système par contraction de son espace d'état.

Application de la commande synergétique au moteur asynchrone

En reprenant la représentation d'état du moteur asynchrone, avec considération de $[i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{dq}]$ comme vecteur d'état, et en posant: $x_1 = \omega_e$; $x_2 = \Phi_{rd}$; $x_3 = \Phi_{rq}$; $x_4 = i_{sd}$; $x_5 = i_{sq}$; le moteur asynchrone est décrit par un système d'équations de la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 x_4 - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{R_r}{L_r} x_2 - \frac{R_r L_m}{L_r} x_3 \\ \dot{x}_3(t) &= -\frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ &\quad + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_4^2}{x_2} + \frac{R_r L_m}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} x_2 + \frac{R_r}{L_s L_r - L_m^2} u_1 \\ \dot{x}_4(t) &= -\frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} x_4 - x_1 \cdot x_3 \\ &\quad - \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_3 x_4}{x_2} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} x_1 x_2 + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_2 \\ \dot{x}_5(t) &= -\frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} x_4 - x_1 \cdot x_3 \\ &\quad - \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_3 x_4}{x_2} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} x_1 x_2 + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_2 \end{aligned} \quad (18)$$

Supposons que les variables d'état sont mesurables, et nous synthétisons les équations de contrôle qui assurent la satisfaction de certaines exigences (ou invariant). La sélection d'un certain ensemble d'invariants est l'étape la plus importante dans la solution de la tâche synergétique de contrôle. L'ensemble d'invariants doit au maximum

correspondre aux exigences mécaniques, électromagnétiques et aux autres qualités du moteur. Il reflète les conditions d'une tâche technologique spécifiée. Le nombre de l'ensemble d'invariants est déterminé par le nombre de composantes du vecteur de contrôle.

Dans notre cas, l'objectif de contrôle est de réguler la vitesse de rotation avec un état optimal du flux rotorique du moteur asynchrone.

Nous introduisons le premier groupe de macrovariables:

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= x_3 - \varphi_1(x_1, x_2) \\ \Psi_2 &= x_4 - \varphi_2(x_1, x_2)\end{aligned}\quad (19)$$

Ψ_1 et Ψ_2 doivent satisfaire les équations différentielles homogènes suivantes:

$$\begin{aligned}T_1 \times \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1 &= 0 \\ T_2 \times \dot{\Psi}_2(t) + \Psi_2 &= 0\end{aligned}\quad (20)$$

Les coefficients T_1 , T_2 correspondent aux conditions de la stabilité à condition que:

$$T_1 > 0, \quad T_2 > 0 \quad (21)$$

Alors, selon le principe de compression dynamique d'états, la trajectoire de points représentants du moteur asynchrone sur les multiformes $\Psi_1 = \Psi_2 = 0$, sera décrit par:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= \frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{R_r}{L_r} x_2 - \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1\end{aligned}\quad (22)$$

D'un autre coté, de la première équation fonctionnelle:

$$T_1 \left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Psi_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \Psi_3}{\partial x_3} \dot{x}_3 + \frac{\partial \Psi_4}{\partial x_4} \dot{x}_4 \right) + \Psi_1 = 0 \quad (23)$$

En utilisant la première équation de (4.2), nous obtenons:

$$T_1 \left(\frac{\partial \varphi_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dot{x}_3 \right) + \Psi_1 = 0 \quad (24)$$

Alors

$$\dot{x}_3 = \frac{-\partial \varphi_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{-\partial \varphi_1}{\partial x_2} \dot{x}_2 - \frac{\Psi_1}{T_1} \quad (25)$$

A partir du système initial (4.1), du système (4.2) et on pose:

$$k_r = \frac{L_m}{L_r}, \quad L_e = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \quad (26)$$

Nous obtenons la première composante du vecteur de commande:

$$u_1 = L_e \begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_1} \left(\frac{p^2 k_r}{J} x_1 x_4 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r x_1}{J} \right) \\ \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_2} \left(R_r k_r x_3 - \frac{R_r}{L_r} x_2 \right) - \frac{1}{T_l} (x_3 - \varphi_1 (x_1 x_2)) \\ - \left(\frac{-R_r k_r^2 - R_s}{L_e} x_3 + x_1 x_4 + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_4^2}{x_2} + \frac{R_r}{L_r L_e} x_2 \right) \end{pmatrix} \quad (27)$$

Et de la deuxième équation fonctionnelle:

$$T_2 \left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Psi_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \Psi_3}{\partial x_3} \dot{x}_3 + \frac{\partial \Psi_4}{\partial x_4} \dot{x}_4 \right) + \Psi_2 = 0 \quad (28)$$

En utilisant la dernière équation de (4.2), nous obtenons:

$$T_2 \left(\frac{\partial \varphi_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dot{x}_4 \right) + \Psi_2 = 0 \quad (29)$$

Alors

$$\dot{x}_4 = -\frac{\partial \varphi_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 - \frac{\Psi_2}{T_2} \quad (30)$$

Ainsi, à partir du système initial (4.1) et de (4.2), nous obtenons la deuxième composante du vecteur de commande:

$$u_2 = L_e \begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_1} \left(\frac{p^2 k_r}{J} x_1 x_4 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r x_1}{J} \right) \\ \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_2} \left(R_r k_r x_3 - \frac{R_r}{L_r} x_2 \right) - \frac{1}{T_2} (x_4 - \varphi_2 (x_1 x_2)) \\ - \left(\frac{-R_r k_r - R_s}{L_e} x_4 - x_1 x_3 - R_r k_r \frac{x_3 x_4}{x_2} - L_e x_1 x_2 \right) \end{pmatrix} \quad (31)$$

La figure 6 montre le système de commande de vitesse du moteur asynchrone par un contrôleur synergétique proposé.

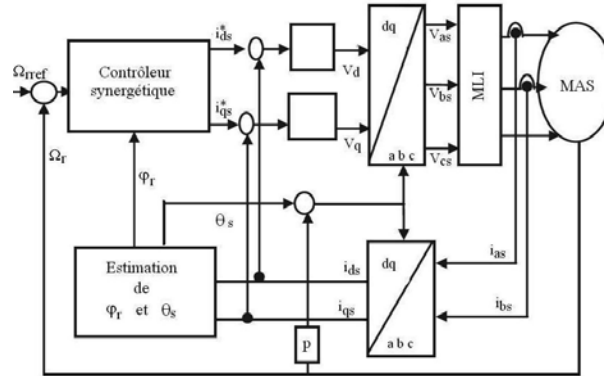


Fig. 6: Schéma de principe de la commande en utilisant un contrôleur synergétique

4.2 Simulation numérique

Afin de mettre en évidence les avantages apportés par la commande synergétique une simulation numérique a été effectuée dans les mêmes conditions d'essai que précédemment. Les résultats sont illustrés aux figures 7, 8 et 9 respectivement.

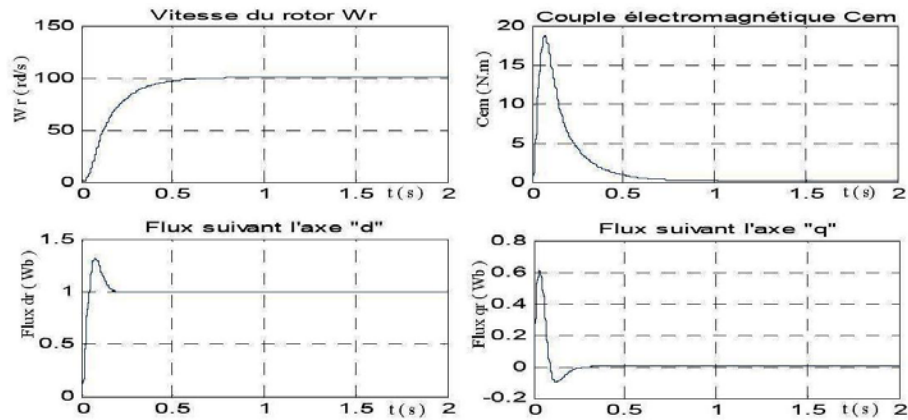


Fig.7: Résultats de simulations ($\alpha = \beta = 0.1$ et $T = 0.15$)

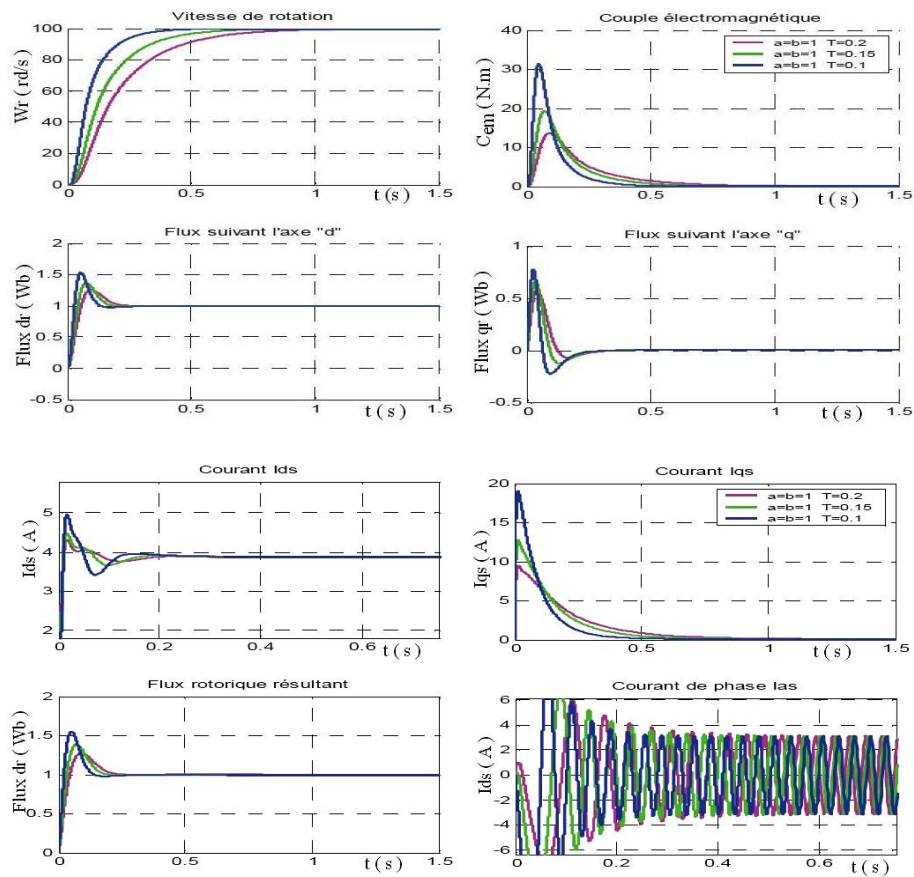


Fig. 8: Résultats de simulation du système avec α et β constants et T variant

L'application de la commande synergétique à la machine asynchrone a permis de mettre en évidence sa simplicité de conception et la supériorité des performances obtenues, relativement à celles obtenues avec un régulateur à structures variables.

En effet, le phénomène de chattering n'est plus visible d'après les figures 7 et 8. Il est à noter que le choix des paramètres (α , β , T) s'est fait par différents essais de simulation. On remarque que plus le paramètre T est petit, plus la vitesse de la machine s'établit rapidement (Fig. 9).

4.3 Test de robustesse

Pour tester la robustesse de cette commande aux variations des paramètres, nous avons repris le même test précédent avec une variation de la résistance rotorique de 100 % par rapport à sa valeur nominale.

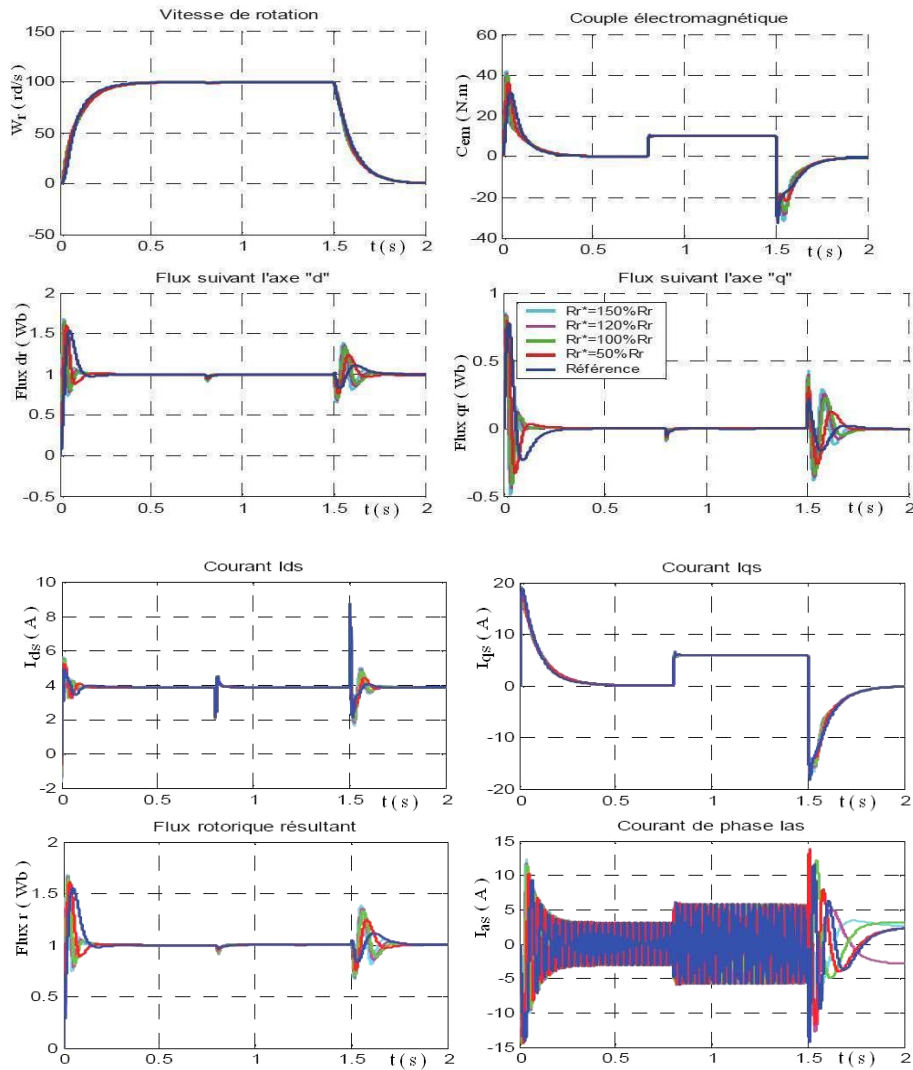


Fig. 9: Résultats de simulations du système avec application d'un couple résistant de 10 N.m dans l'intervalle (0.8 s - 1.5 s) et une variation de résistance de 50 % à 80 % par rapport à la valeur nominale.

Les résultats obtenus montrent la dynamique de réglage de la vitesse et le rejet de toutes perturbations. La commande synergétique est donc une technique fort intéressante étant donnée qu'elle assure une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations externes (charge) et internes (variation des paramètres) tout en éliminant le problème de chattering

5. CONCLUSION

Nous avons conçu le contrôleur de vitesse synergétique pour une commande vectorielle d'un moteur à induction. Le contrôleur synergétique montre une bonne performance dans la rejection du couple de la charge, et la réduction de la vibration de couple introduite par le chattering.

Par conséquent, les résultats de simulation obtenus confirment la validité de la commande synergétique pour le système de commande robuste d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion contrôlée avec la stratégie «triangulo-sinusoidale».

En se basant sur ces travaux de recherche, nous avons introduit le concept de la commande synergétique pour proposer un nouveau schéma de commande afin de permettre l'élimination de chattering et d'assurer une robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur et perturbations externes.

REFERENCES

- [1] J.J.E. Slotine and W. Li, '*Applied nonlinear control*', Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.
- [2] M.P. Kazmierkowski and D.L. Sobczuk, '*Sliding Mode Feedback Linearized Control of PWM Inverter Fed Induction Motor*', IEEE IECON, 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol. 1, pp. 244 - 249, 1996.
- [3] V.I. Utkin, '*Sliding Mode Control and Optimization*', Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [4] B.K. Bose, '*Sliding Mode Control for Induction Motor*', IEEE.
- [5] A. Kolesnikov, R. Dougal, A. Monti, F. Ponci, E. Santi and G. Veselov, '*Synergetic Synthesis of Dc-Dc Boost Converter Controllers: Theory And Experimental Analysis*', in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 409 - 415, Dallas, Texas, 2002.
- [6] A. Monti, R. Dougal, E. Santi, D. Li and K. Proddatur, '*Compensation for Step-Load Variations when Applying Synergetic Control*', Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), pp. 334 - 340, 2003.
- [7] I. Kondratiev, '*Synergetic Control for Parallel Connected DC-DC Buck Converters*', PhD Dissertation, Dpt. Electron. Eng., Univ. of South Carolina, Columbia SC, 2005.