

HYBRID FUZZY-VECTOR CONTROL OF A DOUBLY FED INDUCTION MACHINE

Abdelghafour HERIZI

Dr, Mohamed Boudiaf M'sila University, Faculty of Technology,
Department of Electrical Engineering, email: abdelghafour.herizi@univ-
msila.dz

Riyadh ROUABHI

Dr, Mohamed Boudiaf M'sila University, Faculty of Technology,
Department of Electrical Engineering, email: riyadh.rouabhi@univ-
msila.dz

Kaisse TOUMIAT & Abdelmonim ZANAT

Master student, Mohamed Boudiaf M'sila University, Faculty of
Technology, Department of Electrical Engineering

Abstract:

In this article we present the vector control of the doubly fed induction machine (DFIM) fed by a PWM inverter. The oriented stator flux vector control is efficient because of the simplicity of design and implementation and allows a natural decoupling between flows and currents. The application of this strategy is achieved by using Proportional Integral (PI) Controllers. The parameters of these controllers are calculated directly from the parameters of the machine using conventional analytical methods, which require careful calculation and a good knowledge of all machine parameters. The aim of our study is to try to replace the controller (PI) for speed and flux by a fuzzy logic controller type 1. Robustness tests of the control vis-à-vis the parametric variations of the machine will be made.

Key words: DFIM; Vector Control; Stator Flux Oriented; PI Controller; Fuzzy Logic

Introduction:

Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans les secteurs industriels en raison liée au faible coût, à la masse réduite, à la robustesse, à la construction simple et à un minimum d'entretien, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes [1-3].

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation "MADA", qui est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor [4]. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présentent une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines [5-7].

Problématique

La commande de cette machine est une opération délicate à cause ce moteur caractérise par une dynamique multivariable, non linéaire, à paramètres variants dans le temps et avec un fort couplage entre le comportement magnétique (flux) et la partie mécanique (vitesse et couple). De plus, le problème des variables inaccessibles à la mesure directe, telle que : le flux rotorique où l'utilisation des capteurs physiques ne présente pas une solution parfaite. Il existe aussi le problème de la variation paramétrique, en particulier, les résistances rotorique et statorique (chose qui est due à l'effet thermique) [8-12]. À cet effet, pendant longtemps, des efforts importants ont été déployés pour développer des commandes performantes permettant de maîtriser le comportement dynamique de moteur asynchrone à double alimentation.

L'histoire de la commande des machines asynchrones a commencé en Allemagne au début des années soixante-dix avec la proposition de la théorie d'orientation du champ par Blaschke [13]. Cette théorie a permis de résoudre le problème du découplage, par conséquent, il est devenu possible de commander séparément le flux et la vitesse (couple) [14-18]. Toutefois, malgré l'amélioration apportée par cette commande, certains inconvénients ont limité son utilisation dans les applications de hautes performances. En effet, elle ne peut réaliser qu'un découplage asymptotique autour d'un flux constant [19]. En plus, l'établissement de cette commande utilise des régulateurs PI qui nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler et qui présentent une grande sensibilité aux variations paramétriques, notamment à la variation de la résistance rotorique qui a une relation directe avec l'angle d'orientation du flux.

De tels inconvénients ont poussé les chercheurs vers le développement des techniques de commande non linéaire, un important développement a été enregistré pendant les deux dernières décennies. En effet, l'apparition de nouvelles techniques, telles que : la logique floue, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques et d'autres, a permis de former une nouvelle discipline appelée intelligence artificielle. Les techniques d'intelligence artificielle ont permis, non seulement, d'améliorer la commande des systèmes et de surmonter les inconvénients des techniques classiques mais, également, de changer entièrement les concepts utilisés dans l'étude et la réalisation des systèmes de commandes. L'avantage essentiel des techniques suscitées, consiste dans le fait qu'elles s'orientent plus vers l'approximation des systèmes que vers la recherche de leurs modèles précis [6, 20, 21].

La logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh à l'université de Berekley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou [22, 23]. Celle-ci permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ainsi, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique. La logique floue d'être l'un des moyens les plus utilisés pour l'amélioration de la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation paramétrique et non paramétrique [24-27].

À la lumière de ce qui a été dit, nous proposons dans ce travail une association combinant la logique floue avec la commande la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MADA. Cette association sera exploitée pour établir une nouvelle commande robuste, à base de la logique floue, en vue d'améliorer les réponses dynamiques du moteur.

Modélisation de la MADA:

La machine utilisée est supposée à distribution sinusoïdale, symétrique et non saturée. Elle est alimentée en tension à travers un onduleur MLI. Dans un repère lié au champ tournant (d, q) , on peut écrire les équations électriques de la MADA sous la forme [7, 20, 21]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1)$$

Les équations magnétiques de la MADA peuvent s'écrire:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (2)$$

Avec:

$$\omega_r = \omega_s - P \cdot \Omega ;$$

$L_s = l_s - M_s, L_r = l_r - M_r$: inductances cycliques d'une phase statorique et rotorique ;

$[l_s], [l_r]$: inductances propres d'une phase statorique et rotorique ;

M_s, M_r : inductances mutuelles entre deux phases respectivement statorique et rotorique ;

M : maximum d'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique (les axes des deux phases coïncident).

L'expression du couple électromagnétique de la MADA en fonction des flux et courants statoriques s'écrit comme suit:

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (3)$$

Avec P : nombre de paires de pôles de la MADA.

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation peut être écrit sous la forme matricielle comme suit [7, 28]:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (4)$$

Avec :

$$X = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T \text{ et } U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta\omega & -\delta & (\omega_s - \omega) \\ \beta\omega & \alpha & -(\omega_s - \omega) & -\delta \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

Où :

$$\alpha = \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} ; \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s} ; \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) ; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} ; T_r = \frac{L_r}{R_r} ; T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

L'équation mécanique est de la forme suivant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (5)$$

Avec:

C_{em} et C_r : le couple électromagnétique et le couple résistant (la charge mécanique) ;

f et J : coefficient de frottement et moment d'inertie de l'arbre de rotor.

Commande vectorielle de la MADA:

Dans notre étude, la fréquence et la tension sont constantes. On peut constater, d'après la relation (3), le fort couplage entre les flux et les courants. En effet, le couple électromagnétique est le produit croisé entre les flux et les courants statoriques, ce qui rend la commande de la MADA particulièrement difficile. Afin de simplifier la commande, nous approximations son modèle à celui de la machine à courant continu qui a l'avantage d'avoir un découplage naturel entre les flux et les courants.

Pour cela, nous appliquons la commande par orientation du flux qui consiste à aligner le flux statorique φ_s suivant l'axe d du référentiel tournant, (Figure 1), [28]. On a donc: $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et par suite $\varphi_{sq} = 0$.

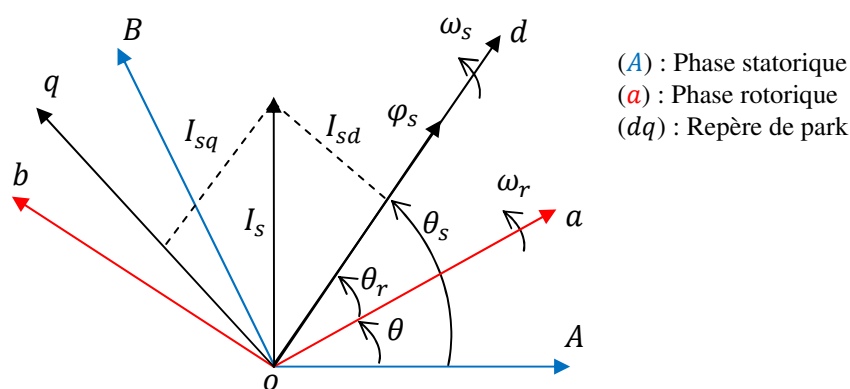


Fig 1. Principe de l'orientation du flux statorique.

Le couple électromagnétique de l'équation (3) s'écrit alors:

$$C_{em} = -P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} \quad (6)$$

et l'équation (2) des flux devient:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 = L_s I_{sq} + M \cdot I_{rq} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_s - M I_{rd}) \\ I_{sq} = -\frac{1}{L_s} M I_{rq} \end{cases} \quad (7)$$

Si l'on prend le courant statorique dans l'axe d nul, $I_{sd} = 0$, hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance, le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase $V_s = V_{sq}$ et $I_s = I_{sq}$.

Dans ce cas, nous obtenons:

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\varphi_s}{M} \\ I_{rq} = -\frac{L_s}{PM\varphi_s} C_{em} \end{cases} \quad (8)$$

Avec l'hypothèse du flux statorique constant, on obtient les équations électriques sous la forme:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (9)$$

Dans le principe de l'orientation du champ statorique ($\varphi_{sq} = 0$), le modèle de la machine MADA s'écrit:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + V_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} + V_{sq} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} = -\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = -(\omega_s - \omega) I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \end{cases} \quad (10)$$

L'équation mécanique s'écrit:

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f \Omega + C_r \right) \quad (11)$$

D'après l'équation (10), on trouve les tensions de la commande comme suit:

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \quad (12)$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \quad (13)$$

Commande par la logique floue:

Un système flou peut être vu comme un système expert fonctionnant à partir d'une représentation de connaissance basée sur la théorie des ensembles. Un système flou est composé d'une base de données qui comptent l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus ce qui nous permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles floues de ce système flou, d'une base de règles floues qui est une collection de règle IF-THEN, d'une interface numérique-symbolique ou fuzzification de type singleton et d'une interface symbolique-numérique ou défuzzification par la méthode des centres pondérés qui revient à faire une somme pondérées des centres des ensembles flous inférés multipliés par les degrés d'appartenances correspondant [21-23].

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M w_j b_j}{\sum_{j=1}^M w_j} \quad (14)$$

Avec:

w_j est le degré d'activation de la j^{th} règle flou.

$b_{j,i}$ $i = 1, 2, \dots, n$ sont les coefficients de la j^{th} conséquence linéaire.

y^i la sortie numérique de la j^{th} règle flou où $j \in [1, M]$.

M : le nombre total des règles d'inférence.

1. Principe d'une commande floue:

La structure d'une commande floue, présentée dans la figure 2, peut être décomposée en trois grands modules.

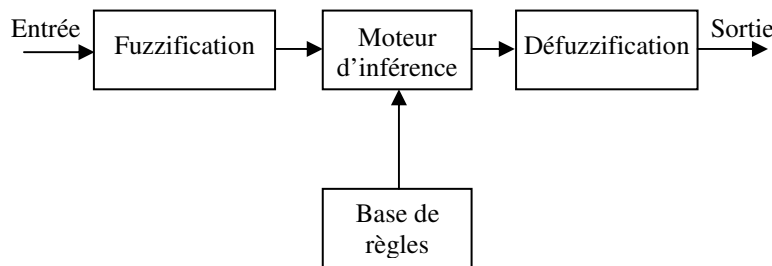


Fig 2. Structure générale d'une commande floue

Le premier de ces modules traite les entrées du système: c'est la fuzzification. Il permet d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais de fonctions d'appartenances, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours.

Le deuxième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celle-ci est constituée de règles de type: "Si..., Alors..." et va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence, lui, va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous correspondant à la commande du système.

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification.

À partir de cette structure, différents types de correcteurs flous vont alors pouvoir être définis. La section suivante présente plus particulièrement la structure que nous avons utilisée pendant nos travaux.

2. Régulateur PI-flou:

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entrainements électrique exige les choix des paramètres suivants: les variables linguistiques, les fonctions d'appartenance, la méthode d'inférence et la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono-variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur et sa variation. La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre dans la figure suivante [21, 28]:

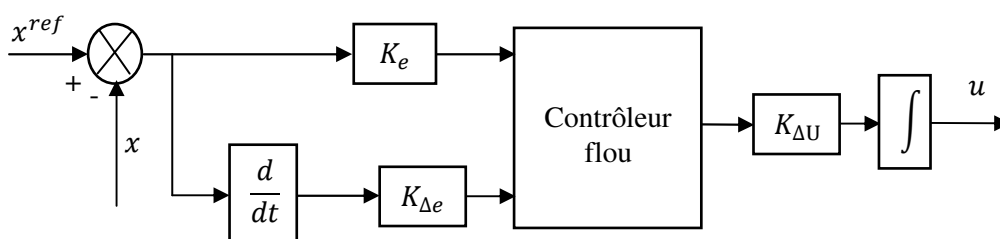


Fig 3. Schéma synoptique d'un régulateur PI-flou.

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande. K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$ sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables). Le système de régulation floue se compose essentiellement:

- Bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Facteurs d'échelle K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$: qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler.
- Bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée dans la figure suivante.

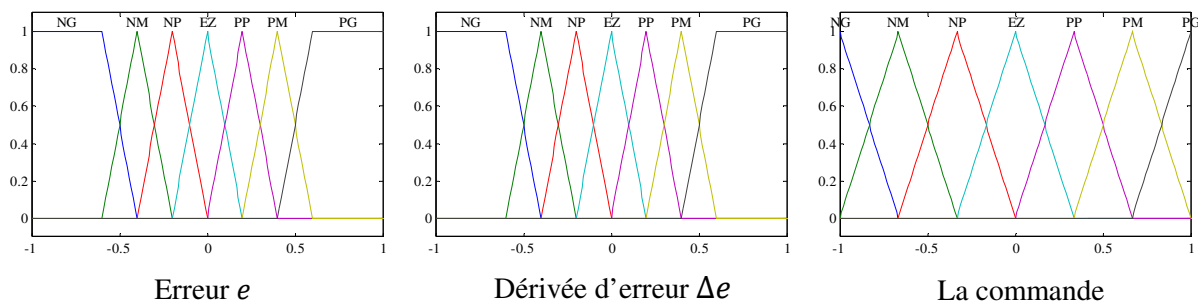


Fig 4. Fonctions d'appartenance utilisées.

- Le choix des variables linguistiques sont représentées par: Négatif grand noté NG, Moyen Négatif noté NM, Négatif petit noté NP, Environ de zéro noté EZ, Positif petit noté PP, Positif Moyen noté PM, Positif grand noté PG.
- Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans le tableau ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

Table 1. Les règles d'inférences.

- Bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

La commande par la logique floue de la MADA est représentée dans la figure 5. Il contient deux régulateurs de type PI-floue pour la vitesse et le flux et deux régulateurs classiques.

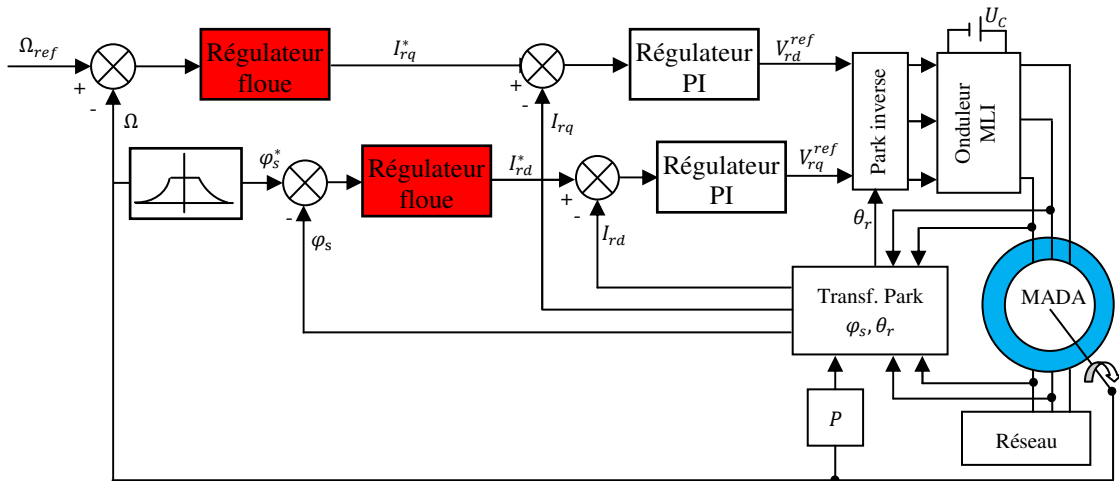


Fig 5. Principe de la commande par la logique floue de la MADA.

Résultats et discussions:

L'objectif de cette étape est de contrôler la MADA par la commande de la logique floue. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande.

1. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge:

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure 6. Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge influée légèrement sur les grandeurs de vitesse, de flux et des courants de commande, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.

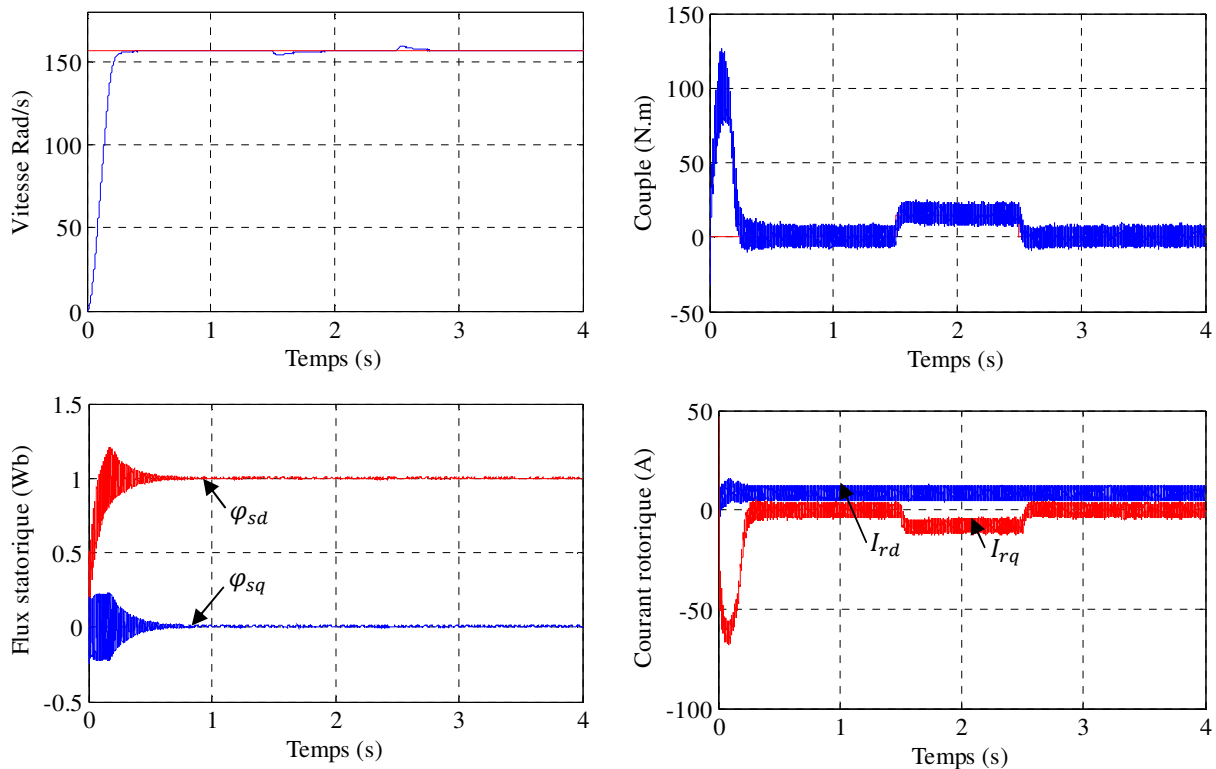


Fig 6. Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse:

La machine est initialement tournée à la vitesse nominale de 157 rad/s. À l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de $(-157rad/s)$ et à l'instant $t = 3s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. On applique aussi une charge de valeur ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$.

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant une erreur presque nulle avec un pic lors du passage d'un état à un autre. De même le flux statorique présentant un découplage parfait avec le couple ($\varphi_{sq} = 0Wb$). Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse au moment de la variation.

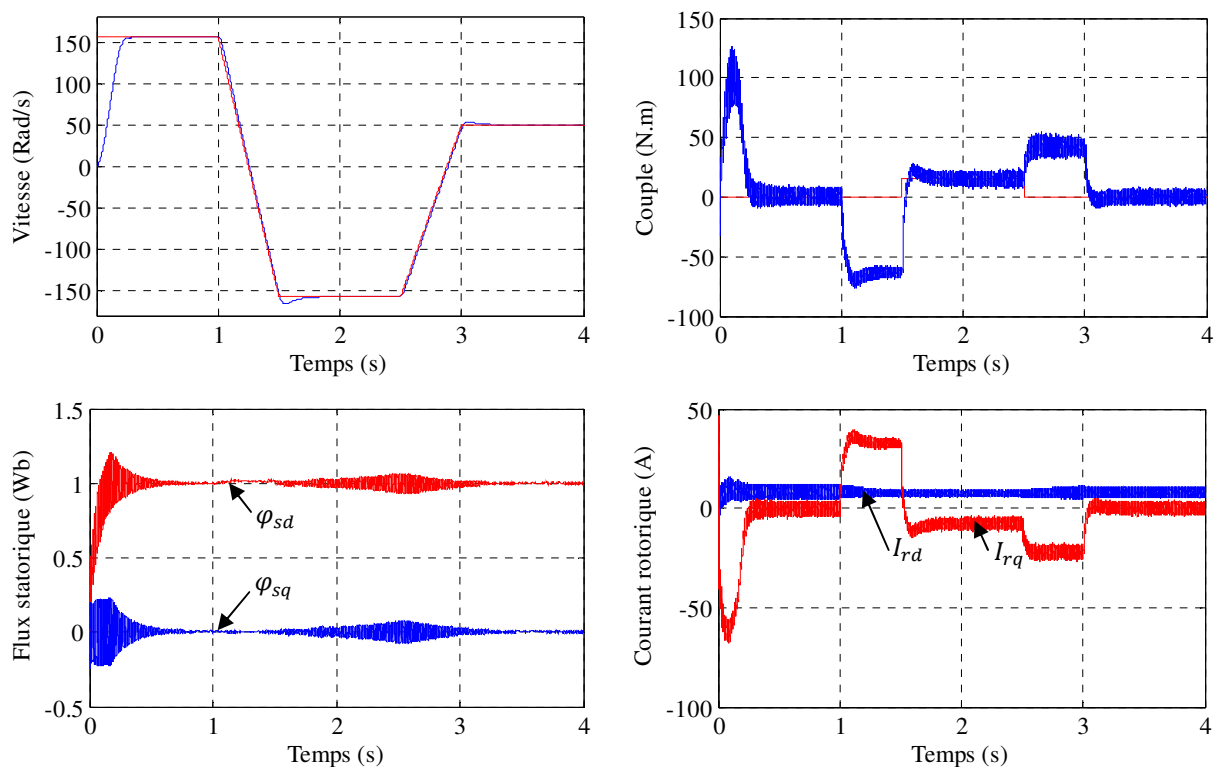


Fig 7. Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique:

La variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$ avec une charge de valeur ($C_r = 15N.m$) entre les mêmes instants.

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de R_r n'influe pas sur toutes les réponses dynamiques. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les courants en phase présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance et la charge.

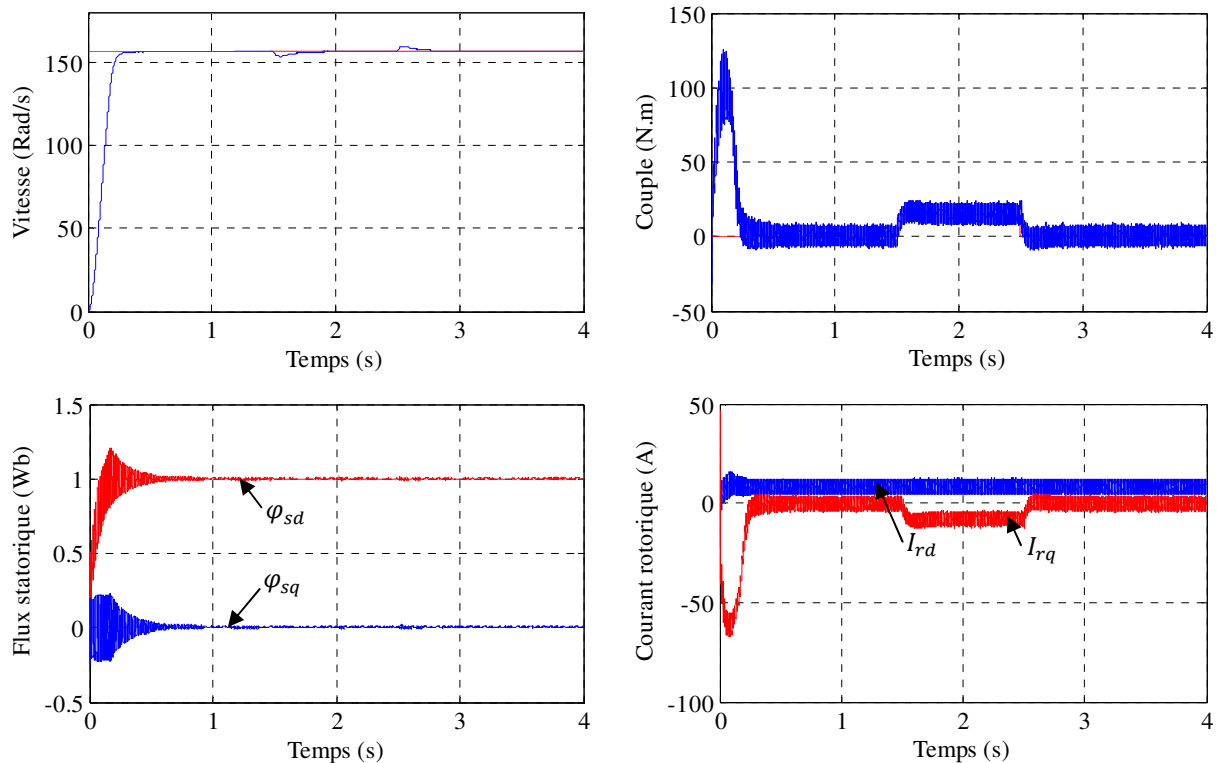


Fig 8. Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

Conclusion:

Les résultats obtenus montrent que le contrôleur flou utilisé donne meilleurs résultats par rapport à la commande vectorielle, non seulement en poursuite mais aussi en régulation, avec un très bon suivi de la vitesse de référence, une erreur statique presque nulle. Ceci se traduit par une erreur de poursuite bien inférieure à celle obtenue à l'aide de le régulateur PI, ceci montrant la parfaite du réglage flou à la commande. On remarque également que l'orientation du flux statorique est parfaitement assurée.

Donc, les résultats montrent un comportement satisfaisant de l'approche floue en régulation et en poursuite par rapport au contrôleur conventionnel du type PI a été mise en évidence par l'amélioration de la dynamique, un meilleur résultat contre la variation paramétrique.

References:

- [01] M. S. Vicatos & A. J. Tegopoulos, "A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 225-230, 2003.
- [02] L. Holdsworth, X. G. Wu, J. B. Ekanayake & N. Jenkins, "Comparison of fixed speed and doubly fed induction wind turbines during power system disturbances", *IEE Proc. - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 150, no. 3, pp. 343-352, 2003.
- [03] S. Drid, "Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation", *Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2005.*
- [04] P.E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2004.*

- [05] F. Poitiers, "Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne: machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [06] A. Chaiba, "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2010.
- [07] R. Rouabhi, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2016.
- [08] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 2nd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 1996.
- [09] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 3rd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2001.
- [10] M. Bodson & J. Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric motor", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 8, no. 11, pp. 923-954, 1998.
- [11] M. Pinard, "La commande électronique des machines", Dunod, Paris, 2013.
- [12] J. Pyrhonen, V. Hrabovcova & R. S. Semken, "Electrical machine drives control: an introduction", First edition, John Wiley & Sons Ltd, 2016.
- [13] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines", *Siemens Review*, vol. 34, no. 3, pp. 217-220, 1972.
- [14] S. K. El khil, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2006.
- [15] A. M. Trzynadlowski, "The field orientation principle in control of induction motors", Springer Science+Business Media, New York, 1994.
- [16] N. P. Quang & J. A. Dittrich, "Vector control of three-phase AC machines: system development in the practice", Second edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2015.
- [17] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2005.
- [18] A. Boukhelifa, "Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel", Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.
- [19] R. Marino, S. Peresada & P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, no. 2, pp. 208-221, 1993.
- [20] A. Zemmit, "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017.
- [21] K. Loukal, "Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type deux", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017.
- [22] C. Dualibe, M. Verleysen & P. G. A. Jaspers, "Design of analog fuzzy logic controllers in CMOS technologies", Kluwer Academic Publishers, New York, 2003.
- [23] R. Lowen & A. Verschoren, "Foundations of generic optimization, Volume 2: applications of fuzzy control, genetic algorithms and neural networks", Springer, 2008.
- [24] K. Loukal & L. Benalia, "Type-2 fuzzy logic control of a doubly-fed induction machine (DFIM)", *IAES International Journal of Artificial Intelligence (IJ-AI)*, vol. 4, no. 4, pp. 139-152, 2015.
- [25] D. Ben Attous & Y. Bekakra, "Speed control of a doubly fed induction motor using fuzzy logic techniques", *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol 2, no. 3, pp 179-191, 2010.
- [26] N. Bounar, A. Boulkroune & F. Boudjema, "Adaptive fuzzy control of doubly-fed induction machine", *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, vol. 16, no. 2, pp. 98-110, 2014.
- [27] N. Bounar, A. Boulkroune, F. Boudjema, M. M'Saad & M. Farza, "Adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor", *Neurocomputing*, vol. 151, no. 2, pp. 756-769, 2014.
- [28] Herizi A., Bouguerra A., Zeghlache S., Rouabhi R., "Backstepping control of a doubly-fed induction machine based on fuzzy controller", *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 20, no. (5-6), pp. 647-657, December 2018.