

# PI-flou avec une seule entrée pour la commande sans capteur mécanique du MAS exceptée de la rotation directe de Park

A. Lokriti<sup>1</sup>

I. Salhi<sup>1</sup>

S. Doubabi<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Faculté des Sciences et Technique Marrakech, Université Cadi Ayyad, BP 549, Av Abdelkarim Elkhatabi, Gueliz, Marrakech, Maroc

Lokriti.eepci@gmail.com, isalhi@yahoo.fr, saiddoubabi@gmail.com

## Résumé :

Vue le grand volume de calcul que présente un asservissement de vitesse du MAS, sans capteur mécanique utilisant : i) un reconstituteur de vitesse type MRAS, ii) un contrôleur FLC standard pour la vitesse, et iii) une commande DRFOC. Dans ce papier, nous proposons de remplacer ce contrôleur flou FLC standard (à deux entrées) par un autre à entrée unique noté SIFLC, et d'éliminer la rotation de Park directe de la commande DRFOC. Ceci va permettre une grande réduction du temps de calcul d'un tel asservissement et facilitera par la suite son implémentation. L'asservissement proposé et classique sont comparés par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats montrent une équivalence impressionnante.

## Mots-clés :

Moteur asynchrone, contrôle flou, commande vectorielle, observateur adaptatif.

## Abstract:

View the high computation time that request an induction machine speed drive without mechanical sensor using : i) a MRAS based speed observer, ii) a standard FLC speed controller, and iii) a DRFOC scheme. In this paper, we propose, to replace the standard fuzzy controller FLC (with two inputs) by another single input fuzzy controller noted SIFLC, and remove the direct Park rotation of the DRFOC scheme. This will allow a large reduction in computation time of such a drive and then facilitate its implementation. The proposed and classical drives are compared by simulation in Matlab / Simulink environment. The results show an impressive equivalence.

## Keywords:

Induction motor, fuzzy control, field oriented control, adaptive observer.

## I. Introduction générale

Ces dernières décennies, et pour des raisons économiques et technologiques, la suppression du capteur mécanique et la réduction du temps de calcul, sont devenus une priorité primordiale dans les asservissements de vitesse du Moteur ASynchrone (MAS) [1].

En fait, peut importe qu'ils utilisent un modèle mathématique du MAS ou pas : Filtre de Kalman [2],

Observateur de Luemberger [3], ou Filtrage Adaptatif et Transformation de Fourier Rapide et Injection de Signal Haute Fréquence [4], l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal, et par fois d'information sur le nombre d'encoches dans le rotor, sont les inconvénients néfastes de ces différents reconstituteurs de vitesse [1]. A l'encontre de ces derniers, l'approche Système Adaptatif utilisant un Modèle de Référence (MRAS) se présente comme une technique plus attractive, car elle est très simple et facile à implémenter [5]. Suivant le signal d'erreur adopté, nombreux types d'MRAS peuvent être distingués, à commencer par l'approche classique : utilisant l'erreur entre les flux rotoriques estimés par les modèles en tension et en courant [6], [7]. En fait, cet approche est très simple, mais souffre des problèmes d'intégration en boucle ouverte de la f.c.é.m. Citant aussi, l'MRAS basé sur l'erreur résultante de l'estimation de la puissance réactive [8], qui présente l'avantage d'être indépendant de la résistance statorique. Pourtant, reste peu utilisé, du fait qu'il se heurte au problème d'amplification du bruit de mesure, résultant de l'application de la fonction dérivé au courant mesuré. Pour remédier à ces problèmes, un autre type d'MRAS est souhaitable. En effet, cet MRAS exploite l'erreur résultante de la multiplication croisée entre l'erreur des courants statoriques (mesurés et estimés) et les flux rotoriques estimés [9]. Encore, le modèle de référence, qu'il utilise, est le MAS entraîné ; ceci le rend relativement, plus robuste aux changements des paramètres du MAS [1]. Ce type d'MRAS a été implémenté, dernièrement par [5], [10], pour l'asservissement de vitesse du MAS et ces performances reflètent un grand succès.

D'autre part, indépendamment du reconstituteur de vitesse adopté, les blocs principaux dans l'algorithme d'asservissement de vitesse, sans capteur mécanique du MAS sont : le contrôleur de vitesse et la commande adoptée pour le contrôle du couple.

En effet, le contrôleur PI, est classiquement employé comme contrôleur de vitesse pour le MAS, vu que sa synthèse repose sur des méthodes très simples (placement de pôles, Ziegler Nichols) [11]. Cependant, il ne peut pas faire face à l'identification imprécise du moment d'inertie, aux dérives des paramètres électriques, aux dynamiques non modélisées (filtres, actionneur...), et à la forte non-linéarité du couple [12], [13]. Afin d'éviter ces imperfections, beaucoup de

stratégies de contrôle à base d'intelligence artificielle, ont été proposées dans la littérature pour le contrôle de la vitesse du MAS. Notamment l'utilisation du contrôleur flou (FLC) très proche du résonnement humain, et n'ayant pas besoin de modèles mathématiques des systèmes non linéaires [5], [14] [15]. En réalité, l'utilisation du FLC au lieu du PI, améliorera, sans doute, les performances du contrôle de vitesse du MAS, mais c'est au détriment d'une augmentation considérable du temps de calcul [16], [17].

Aussi, contrairement à la Commande Direct de Couple (DTC), la commande Directe par Orientation du Flux Rotorique (DRFOC), présente l'aptitude de contrôler à la fois le flux, le couple et le courant tout en gardant une fréquence de commutation fixe. En effet, des performances très élevées, en plusieurs points de fonctionnement, ont été obtenu via cette commande pour le contrôleur du couple du MAS [10]. Cependant, la commande DRFOC, présente un temps de calcul, relativement élevé, effet dû principalement au calcul inévitable des termes en sinus et cosinus : premiers consommateurs de temps de calcul et indispensables pour effectuer les deux rotations (directe et inverse) de Park.

Dans ce contexte, vue le grand volume de calcul que présente un asservissement de vitesse du MAS, sans capteur mécanique utilisant : i) un reconstruteur de vitesse type MRAS de courant, ii) un contrôleur FLC standard pour la vitesse, et iii) une commande DRFOC. Dans ce papier, nous proposons de remplacer ce contrôleur flou FLC standard (à deux entrées) par un autre à entrée unique noté SIFLC, et d'éliminer la rotation de Park directe de la commande DRFOC ; ce qui va permettre une grande réduction du temps de calcul d'un tel asservissement. En réalité, les auteurs dans [18] ont pu montrer que les performances du FLC standard peuvent être retrouvées par un SIFLC équivalent. Cette équivalence a été validée pour un convertisseur de tension, type hacheur-élévateur. Les résultats pratiques ont montré la division par dix du temps de calcul, nécessaire pour l'exécution du contrôleur flou, sans dégradation de performances. D'autre part, un simple calcul issu de la conservation de puissance, que nous présentons dans ce papier, montre que les courants statoriques, direct et quadrature, peuvent être retrouvé sans rotation de Park. L'asservissement proposé et classique sont comparés par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats montrent une équivalence impressionnante.

## II. Notations

$i, v$ et $\varphi$	Courant, tension et flux.
$R_s, R_r$	Résistance statorique et rotorique
$L_s, L_r$	Inductances cyclique statorique et rotorique.
$M$	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$\sigma$	Coefficient de fuite de Blondel.
$\omega_s$	Vitesse de synchronisme.
$\theta_s$	Angle de Park.
$\omega_g$	Pulsation de glissement.
$\omega$	Vitesse électrique du rotor.
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor en (rad/sec).
$W$	Vitesse mécanique du rotor en (tr/min).
$n_p$	Nombre de paires de pôles.
$J$	Moment d'inertie.
$f$	Coefficient de frottement visqueux.
$C_e, C_c$	Couples électromagnétique et de charge.
$()^*, ()_n$ et $(\hat{\phantom{x}})$	Note des grandeurs de références, nominales et estimées.
$()_{d,q}$ et $()_{\alpha,\beta}$	Note des composantes directes et quadratures dans les repères liés, au champ tournant et au stator.
$()_s$ et $()_r$	Note des grandeurs statoriques et rotoriques.

## III. Modélisation dynamique du MAS

Sous certaines hypothèses habituelles, le modèle dynamique du MAS dans le repère  $(d, q)$  [19], peut se présenter sous la forme d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -R_s i_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{MR_r}{L_r} \varphi_{rd} + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rq} + v_{sd} \right] \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - R_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rd} + \frac{MR_r}{L_r} \varphi_{rq} + v_{sq} \right] \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = \frac{MR_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_g \varphi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rq} = \frac{MR_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} - \omega_g \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2)$$

$$C_e = n_p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (2)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_c \quad (3)$$

Avec :

$$\omega_g = \omega_s - \omega ; R_{sr} = \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) ; \sigma = \left( 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right)$$

En effet, modéliser le MAS de cette manière, permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour simuler son fonctionnement [20].

## VI. Asservissement de vitesse du MAS sans capteur mécanique.

Le schéma général d'un asservissement de vitesse du MAS sans capteur mécanique, à base d'une commande DRFOC et d'un MRAS de type courant, peut se présenter comme suit [21] :

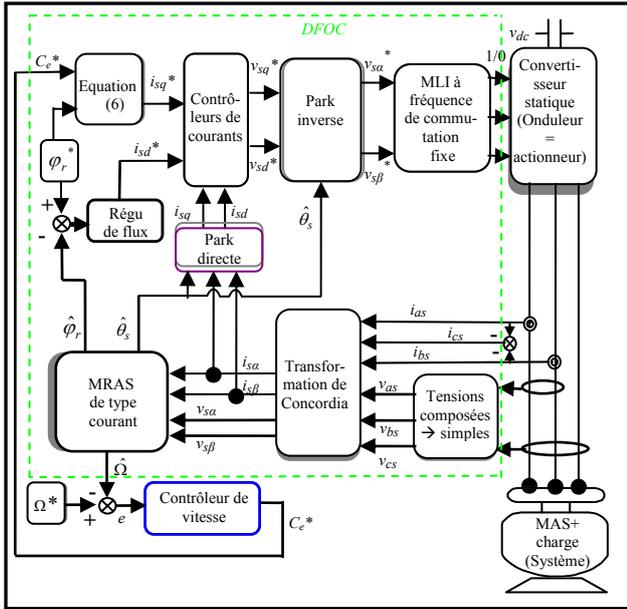


Figure.1 : schéma général d'un asservissement de vitesse du MAS sans capteur mécanique

Dans cet algorithme de commande, des contrôleurs linéaire (type PI, ou IP), de flux et de courants statoriques, assurent de très bonnes performances. Alors qu'un contrôleur non linéaire (type flou) est souvent souhaitable pour l'asservissement de la vitesse [17].

### VI.1. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (DRFOC).

La commande DRFOC reste la commande par orientation de flux la plus utilisée [22], car elle seule permet le contrôle du couple de la MAS, le plus similaire à celui de la MCC à excitation séparée. Selon F. Blaschke, inventeur de la commande DRFOC [23], l'achèvement d'une telle commande par références de flux et de couple, commence par estimer ou observer les composantes du vecteur flux rotorique dans le repère  $(\alpha, \beta)$ :  $(\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ou  $\hat{\varphi}_{r\beta})$ . À partir de ces composantes, on estime les valeurs de l'amplitude du flux rotorique  $(\hat{\varphi}_r)$  et de sa phase par rapport au repère  $(\alpha, \beta)$ :  $(\hat{\theta}_s)$ , comme traduit par les équations suivantes :

$$\hat{\varphi}_r = \sqrt{(\hat{\varphi}_{r\alpha})^2 + (\hat{\varphi}_{r\beta})^2} \quad (4)$$

$$\hat{\theta}_s = \arctg\left(\frac{\hat{\varphi}_{r\beta}}{\hat{\varphi}_{r\alpha}}\right) \quad (5)$$

La première valeur sera utilisée comme retour pour la boucle de flux dont la sortie est  $i_{sd}^*$ . La deuxième sera prise comme angle de Park. On calcul ensuite  $i_{sq}^*$  qui, à partir des équations du MAS dans le repère  $(d, q)$  et sous l'hypothèse d'orientation de flux ;  $\varphi_{rd} = \varphi_r^*$  et  $\varphi_{rq} = 0$ , peut s'écrire [22] :

$$i_{sq}^* = C_e^* \frac{L_r}{pM \varphi_r^*} \quad (6)$$

$i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  sont enfin utilisés comme références pour les boucles de courant. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de référence.

### VI.2. Reconstruction du flux et de la vitesse (MRAS).

L'asservissement de vitesse du MAS exige d'ajouter à l'algorithme de la commande DRFOC une boucle de vitesse dont la sortie est  $C_e^*$ , et afin que sa soit un asservissement sans capteur mécanique, l'addition d'un reconstruteur de vitesse est obligatoire. En fait, il s'agit ici d'un observateur type adaptatif (MRAS), qui permet à la fois la reconstruction du flux et de la vitesse.

L'MRAS que nous avons opté d'utiliser, exploite l'erreur résultante de la multiplication croisée entre l'erreur des courants statoriques (mesurés et estimés) et les flux rotoriques estimés [9]. Le schéma bloc de cet observateur se présente comme suit [10] :

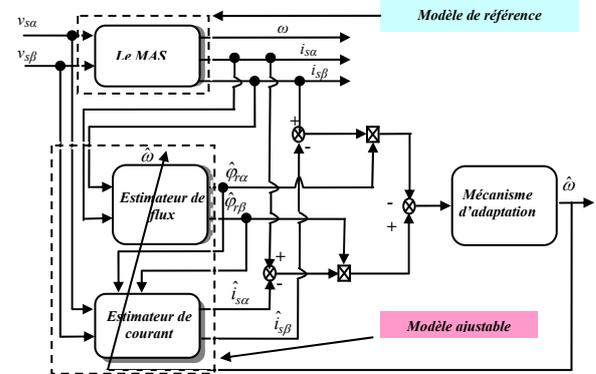


Figure.2 : Le schéma bloc du MRAS (de courant)

En fait, cette technique garantit des performances et une stabilité assez satisfaisante [10]. Comme l'illustre la figure ci-dessus, la vitesse est estimée en utilisant un modèle de référence et un modèle adaptatif. Le modèle de référence est la MAS en elle-même. Alors que le modèle adaptatif, dépendamment de la vitesse, est conçu de deux estimateurs ; de courant et de flux, données respectivement par les deux systèmes d'équations suivantes [5] :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = \frac{R_r M^2 + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \quad + \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\varphi}_{r\alpha} + \hat{\omega} \frac{M}{\sigma L_s L_s} \hat{\varphi}_{r\beta} \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = \frac{R_r M^2 + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \hat{i}_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \quad + \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\varphi}_{r\beta} - \hat{\omega} \frac{M}{\sigma L_s L_s} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\alpha}}{dt} = \left[ \frac{R_r}{L_r} (M i_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}) - \hat{\omega} \hat{\varphi}_{r\beta} \right] \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\beta}}{dt} = \left[ \frac{R_r}{L_r} (M i_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta}) + \hat{\omega} \hat{\varphi}_{r\alpha} \right] \end{cases} \quad (7)$$

$$\quad (8)$$

Notons que ces estimateurs exigent, en plus de la connaissance de la vitesse électrique  $(\omega)$ , la mesure des courants et tensions statoriques. La vitesse électrique

estimée, n'est rien que la sortie d'un mécanisme d'adaptation (souvent un contrôleur PI). Les gains de ce contrôleur PI sont généralement retrouvés via la méthode essai-erreur, tenant en compte des limitations causées par les bruits provenant des mesures [24]. Notons que la vitesse mécanique estimée se déduit de celle électrique de la façon suivante :

$$\hat{\Omega} = n_p \hat{\omega} \quad (9)$$

### VI.3. Contrôleur flou standard de vitesse (FLC)

La figure (3), montre le schéma bloc d'un contrôleur FLC (noté aussi PIFLC), qui peut être utilisé pour l'asservissement de vitesse du MAS [25]

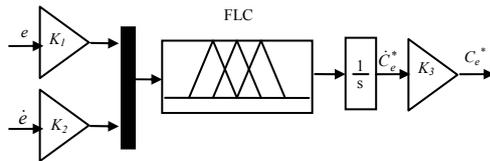


Figure.3 : le schéma bloc d'un contrôleur FLC standard

Ce contrôleur flou est constitué d'un contrôleur flou basic, un intégrateur et des Facteurs d'Echèle (FEs). Les entrées du bloc flou sont les valeurs de l'erreur de vitesse et sa dérivée ( $e$  et  $\dot{e}$ ) multipliées respectivement par les FEs ( $K_1$ ) et ( $K_2$ ), et sa sortie est la variation du couple de référence ( $\dot{C}_e^*$ ), qui après intégration et multiplication par le FE ( $K_3$ ), donne le couple de référence  $C_e^*$ . Les cinq Fonctions d'Appartenance (FAs), que nous avons utilisées pour fuzzifier les entrées et la sortie du FLC, type Sugeno, sont respectivement présentées par les figures (4) et (5). En effet, les FAs des entrées sont présentées par les figures (4) et (5). En effet, les FAs des entrées sont présentées par les figures (4) et (5). En effet, les FAs des entrées sont présentées par les figures (4) et (5). En effet, les FAs des entrées sont présentées par les figures (4) et (5).

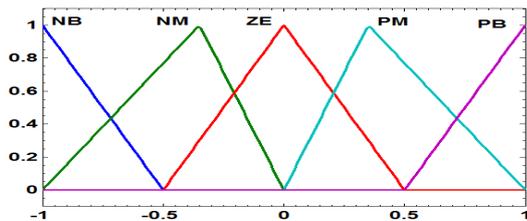


Figure.4 : FAs, utilisées pour les entrées du FLC

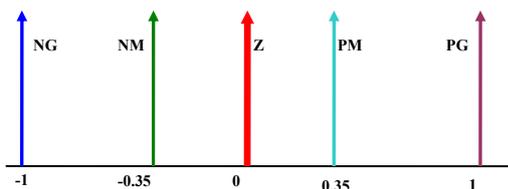


Figure.5 : FAs, choisies pour la sortie du FLC

La table (1) regroupe les différentes règles, établies en se basant sur la structure de Toeplitz qui reste valable pour tout les FLCs qui utilisent l'erreur et sa dérivée comme variable d'entrée [26], [27].

Table.1 : Table des règles du FLC

e \ e-dot	NG	NM	Z	PM	PG
NG	Z	NM	NG	NG	NG
NM	PM	Z	NM	NG	NG
Z	PG	PM	Z	NM	NG
PM	PG	PG	PM	Z	NM
PG	PG	PG	PG	PM	Z

Dans notre cas, le contrôleur flou comporte 25 règles, et la méthode de défuzzification utilisée est la méthode des sommes pondérées. Les choix que nous avons effectués sur la répartition des FAs et pour la table des règles donnent lieu à une surface, des règles floues, de forme non-linéaire comme l'indique la figure suivante :

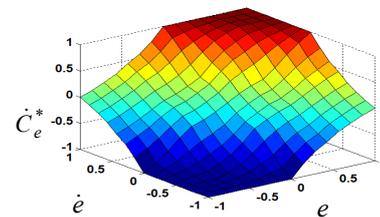


Figure. 6 : Allures de la surface des règles floues du FLC

Pour exploiter tout l'univers de discours,  $K_1$  est choisi de telle sorte que le produit ( $e \times K_1$ ), demeure à l'intérieur de l'intervalle  $[-1, 1]$ . En effet,  $K_1$  a été choisi égal à l'inverse de la variation maximale de la vitesse de référence ( $\Omega_{max}^* = 157$  rad/sec). Parce que l'un dépend de l'autre,  $K_2$  et  $K_3$  ont été ajustés manuellement lors de plusieurs essais (test-erreur). Les valeurs adoptées sont ceux qui ont aboutis à un temps de réponse en vitesse, égal à 0.4 (sec). Ce choix a permis, en fait, de limiter la sortie du contrôleur FLC à une valeur égale à  $C_e^* = 1.5 \times C_{en} = 15$  (N.m). Les valeurs numériques des FEs utilisés, sont les suivantes :  $K_1 = 6.37 \times 10^{-3}$ ,  $K_2 = 1 \times 10^{-3}$  et  $K_3 = 1.5 \times 10^{-3}$ .

### V. Elimination de la rotation de Park directe

Comme indiqué dans la figure (1), les boucles de courants statoriques, indispensables dans une commande DRFOC, sollicitent l'utilisation de la rotation de Park directe tel que :

$$i_{sq} = \sin(\hat{\theta}_s) i_{s\alpha} - \cos(\hat{\theta}_s) i_{s\beta} \quad (10)$$

$$i_{sd} = \cos(\hat{\theta}_s) i_{s\alpha} + \sin(\hat{\theta}_s) i_{s\beta} \quad (11)$$

L'élimination de ces fonctions trigonométriques, ne peut être que favorable en terme de réduction de temps de calcul. En réalité  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , peuvent être calculées d'une autre façon ; selon le repère où les calculs sont effectués, et on se basant sur le principe de la conservation de puissance, le couple électromagnétique peut s'écrire sous différentes formes équivalentes. En effet, les équations suivantes présentent deux d'elles :

$$C_e = \frac{p \cdot L_m}{L_r} \cdot \text{Imag} \left[ \bar{i}_s \bar{\phi}_r^c \right] = \frac{p \cdot L_m}{L_r} (\hat{\phi}_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \quad (12)$$

$$= p \cdot (L_m / L_r) (\hat{\phi}_{rd} i_{sq} - i_{sd} \hat{\phi}_{rq})$$

$$\text{où : } \bar{i}_s = (i_{s\alpha} + j i_{s\beta}) \text{ et } \bar{\phi}_r^c = (\hat{\phi}_{r\alpha} - j \hat{\phi}_{r\beta})$$

A partir de ces égalités de couple et sous la condition d'orientation du repère  $(d, q)$  suivant le flux rotorique  $\hat{\phi}_{rq} = 0$ , on conclut que  $i_{sq}$  peut aussi s'écrire :

$$i_{sq} = \frac{(\hat{\phi}_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta})}{\hat{\phi}_{rd}} = \frac{(\hat{\phi}_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta})}{\hat{\phi}_r} \quad (13)$$

En procédant de la même façon, mais en considérant cette fois la partie réelle au lieu de la partie l'imaginaire du même produit  $(\bar{i}_s \bar{\phi}_r^c)$  nous retrouvons :

$$i_{sd} = \frac{(\hat{\phi}_{r\alpha} i_{s\alpha} + i_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta})}{\hat{\phi}_r} \quad (14)$$

Notons que ce calcul n'introduit que des opérations arithmétiques simples et ne fait pas appel aux fonctions trigonométriques ; comme dans le cas de la rotation de Park directe qui exige leur calcul.

## VI. Contrôleur flou à entrée unique de vitesse (SIFLC)

En se basant sur l'étude effectuée par [18], il est possible de remplacer le contrôleur FLC à deux entrée (l'erreur et sa dérivée), de type Sugeno, et dont la table des règles respecte la structure de Toeplitz, par un autre, équivalent, mais à entrée unique (SIFLC). En fait, cette étude basée sur la méthode de distance signée, permet de transformer la dimension de la surface des règles floue de trois à deux. Le schéma bloc du SIFLC que nous avons utilisé est présenté par la figure suivante :

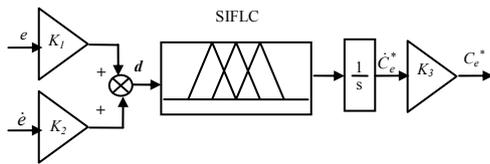


Figure. 7 : Le schéma bloc du SIFLC

où  $d$  est l'entrée unique du bloc flou, appelée distance signée.

On note que l'entrée du contrôleur flou et sa sortie sont respectivement, fuzzifiée, défuzzifiée et misent en échelle par les mêmes FAs et FEs utilisés pour les variables du FLC standard. Alors que la table des règles floues se réduit à :

Table.2 : Table de règles du SIFLC

$d$	NG	NM	Z	PM	PG
$\hat{c}_e$	NG	NM	Z	PM	PG

Ainsi la surface des règles se réduit à une fonction bidimensionnelle comme l'illustre la figure qui suit :

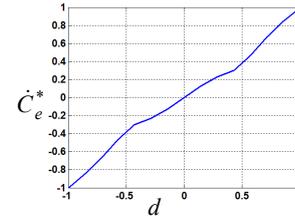


Figure. 8 : Allures de la surface de control flou du SIFLC

L'avantage principal du contrôleur SIFLC, c'est qu'il permet de réduire le nombre des règles floues de  $(n \times n)$  à  $(n)$  : dans notre cas c'est de 25 à 5. Ceci va, sûrement, réduire largement le temps de calcul [18].

## VII. Résultats de simulation

Dans le but de valider séparément l'effet de l'élimination de la rotation de Park directe, de celui de la substitution du FLC par le SIFLC. Nous avons effectué, séparément, deux tests de simulation dans l'environnement Matlab/Simulink, sur un modèle d'un MAS (1.5 KW) déjà identifié dans notre laboratoire (voir table 3). Nous avons aussi choisi pour ces simulations une fréquence de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) égale à  $f_{MLI} = 8$  (KHz). Alors que le pas de simulation ( $T_s$ ) est pris 25 fois plus petit que période de la MLI:  $T_s = 5e^{-6}$  (sec). Ce choix est en fait dicté par la nécessité de bien reconstruire le signal modulant (triangulaire) de la MLI et assurer un bon fonctionnement de l'actionneur (onduleur).

Le premier test concerne l'équivalence entre la rotation de Park directe, et les équations à base de la conservation de puissance, dans le calcul de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . En effet, il s'agit d'un test par référence de couple (en boucle ouverte de vitesse), qui dure 3 (sec). Le flux rotorique de référence est pris égal à sa valeur nominale  $\phi_r^* = 0.4713$  (Wb) et une séquence d'échelons aussi bien positifs que négatifs [7.55, 0.8, -6.35] (N.m) est prise comme référence de couple. Les résultats de ce test sont présentés par les figures (9-16).

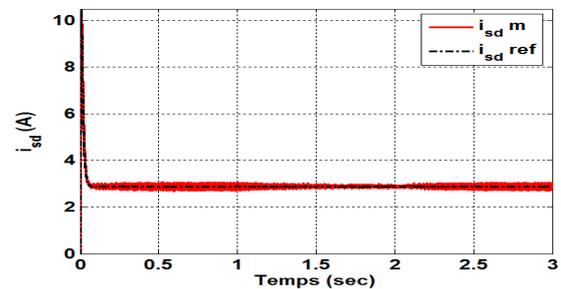


Figure. 9 : Courants statoriques directs (DRFOC-avec rotation de Park)

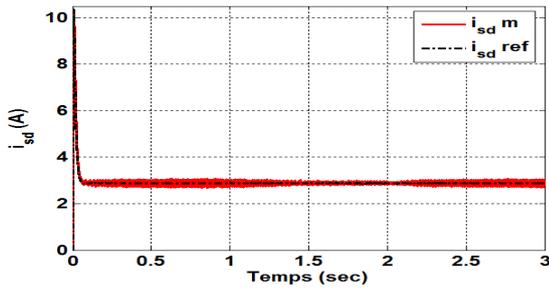


Figure. 10 : Courants statoriques directs (DRFOC-sans rotation de Park)

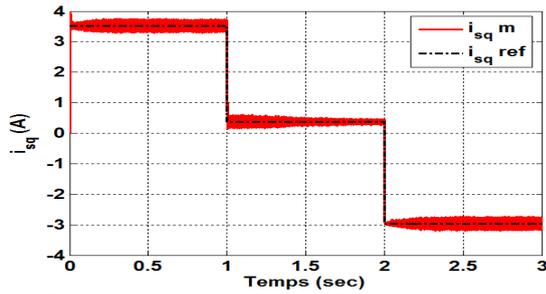


Figure. 11 : Courants statoriques quadratures (DRFOC-avec rotation de Park)

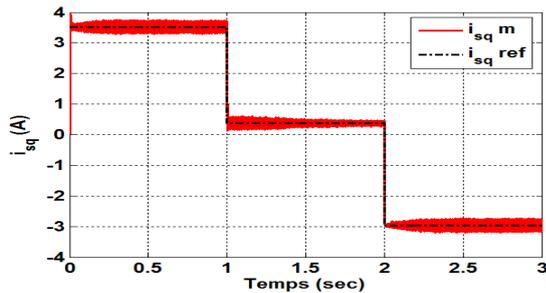


Figure. 12 : Courants statoriques quadratures (DRFOC-sans rotation de Park)

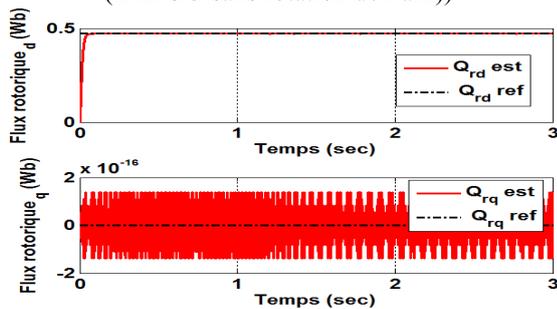


Figure. 13 : Flux rotoriques (DRFOC- avec rotation de Park)

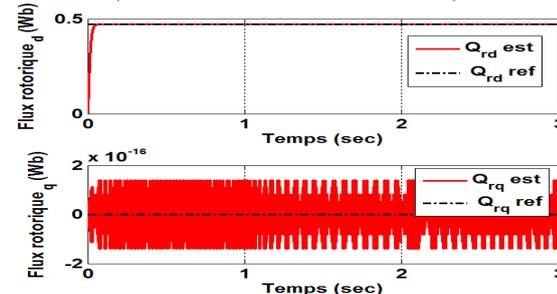


Figure. 14 : Flux rotoriques (DRFOC- sans rotation de Park)

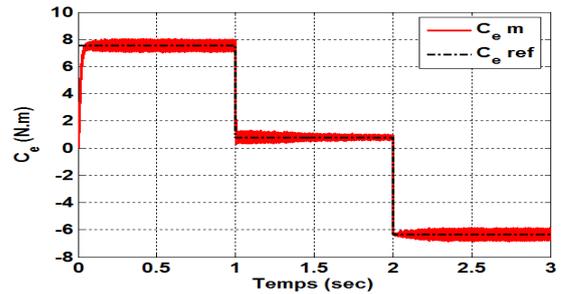


Figure. 15 : Couples électromagnétiques (DRFOC-avec rotation de Park))

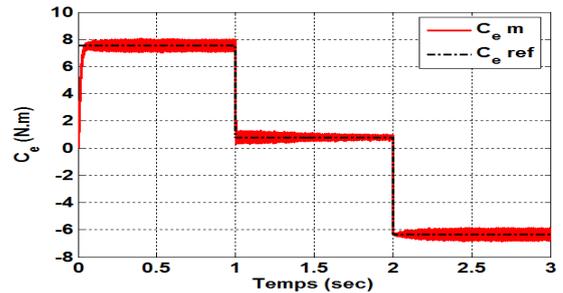


Figure 16. : Couples électromagnétiques (DRFOC- sans rotation de Park)

A partir des figures (9-12), nous remarquons une équivalence parfaite entre les deux méthodes de calcul les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . Cette équivalence est renforcée par les résultats identiques obtenus pour les couples et les flux ; voir figures (13-16). En fait, après un régime transitoire très court, nécessaire pour l'établissement du flux, il est très claire que toutes les grandeurs mesurées suivent parfaitement leur références, validant ainsi le bon fonctionnement de la commande DFOC et la similitude entre les deux méthodes de calcul des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

L'objectif du deuxième test est de mettre en épreuve, les deux correcteurs FLC et SIFLC et de comparer leurs performances lors d'un asservissement de vitesse du MAS sans capteur mécanique. Cette comparaison comporte deux essais : un en poursuite et l'autre en rejet de perturbation. Dans le premier essai, effectué à vide, une sinusoïde d'amplitude égale  $W_n=1500$  (tr/min) et de période égale à 5 (sec) est prise comme référence de vitesse. Alors que, dans le deuxième essai, la séquence de référence pour la vitesse est prise égale à [1300, 400, -540] (tr/min), et le couple de charge est choisi comme fonction de la vitesse, de tel sorte à avoir un couple charge nominale à vitesse nominale. Pour mieux tester le rejet de perturbations, un autre couple de charge de 4 (N.m) est insérer à l'instant  $t=2.3$  et enlever à  $t=3.5$  (sec). Les résultats du premier essai sont illustrés par les figures (17-19), tandis que les figures (20-22) présentent ceux du deuxième. Notons que nous avons effectué ce test sans rotation direct de Park.

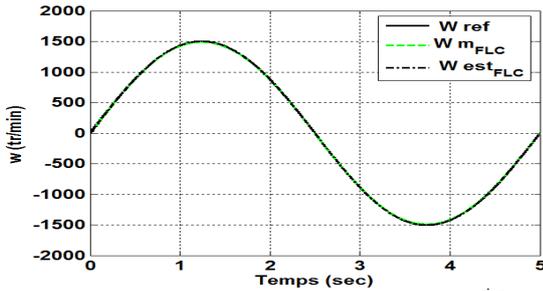


Figure. 17 : Allures des vitesses avec FLC, 1<sup>er</sup> essai

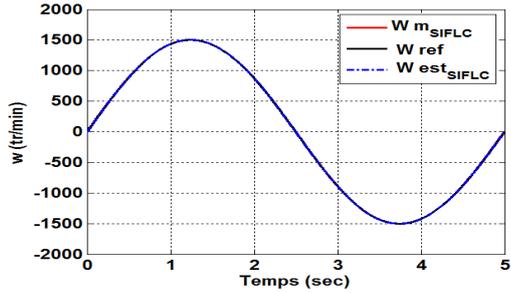


Figure. 18 : Allures des vitesses avec SIFLC, 1<sup>er</sup> essai

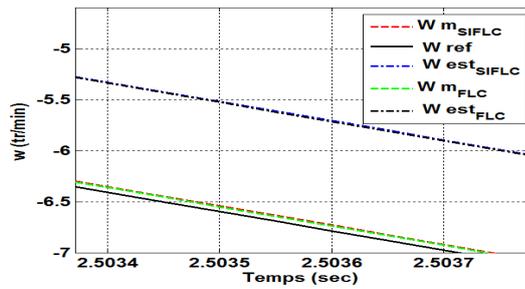


Figure. 19 : zoom sur les allures des différentes vitesses, 1<sup>er</sup> essai

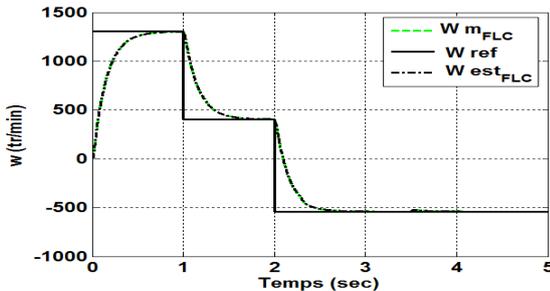


Figure. 20 : Allures des vitesses avec FLC, 2<sup>e</sup> essai

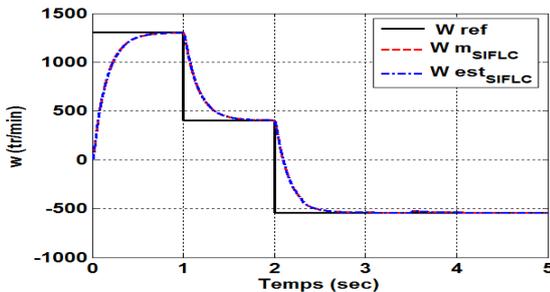


Figure. 21 : Allures des vitesses avec SIFLC, 2<sup>e</sup> essai

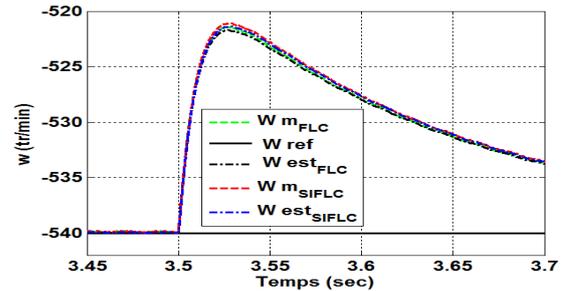


Figure. 22 : zoom sur les allures des différentes vitesses, 2<sup>e</sup> essai

A partir de ses réponses, nous pouvons voir que les performances des deux contrôleurs : FLC et SIFLC sont semblables, dans tous les points de fonctionnement choisis. En réalité, que sa soit une poursuite ou une régulation : à vide ou en charge, le contrôleur SIFLC arrive à simuler le comportement du contrôleur FLC avec une erreur qui ne dépasse en aucun cas 0.5 (tr/min) 0.033%  $\times W_n$ . En effet, pour visualiser cette erreur, il a fallu faire plusieurs agrandissements

### VIII. Conclusion & perspective

Dans ce papier, un asservissement de vitesse du MAS, sans capteur mécanique, utilisant un reconstruteur de vitesse type MRAS de courant, un contrôleur FLC standard pour la vitesse et une commande DRFOC. Nous avons proposé de substituer respectivement la rotation de Park directe et le contrôleur flou standard (FLC) de vitesse, par un simple calcul issu de la conservation de puissance et un contrôleur flou à entrée unique (SIFLC). Les résultats de simulation ont montré une équivalence immense entre les performances des deux asservissements, classique et proposé, en poursuite comme rejet de perturbations. Sans doute, cette proposition permettra de diminuer largement le temps de calcul et facilitera ainsi l'implémentation d'un tel asservissement surtout quand il s'agit d'un asservissement sans capteur mécanique utilisant un reconstruteur de vitesse consommateur de temps de calcul. Notre perspective c'est d'implémenter cette commande en temps réel sur une carte DSPACE afin de quantifier ce gain en temps de calcul et valider pratiquement cette théorie.

Table. 3: Valeurs des paramètres du MAS

$n_p$	2
$R_s$	4.75 $\Omega$
$R_r$	1.2 $\Omega$
$L_s$	0.4 H
$L_r$	0.07 H
$M$	0.162 H
$J=J_{IM}+J_{load}$	0.025 Kg.m <sup>2</sup>
$f=f_{IM}+f_{load}$	$25 \times 10^{-4}$ Kg.m <sup>2</sup> /sec

## Références :

- [1] C.W. Park, W.H. Kwon. Simple and robust speed sensorless vector control of induction motor using stator current based MRAC. *Electric Power Systems Research*, 71(3): 257-266, 2004.
- [2] J. K. Ji, S. K. Sul. Kalman filter and LQ based speed controller for torsional vibration suppression in a 2-mass motor drive system. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 42(6): 564-571, 1995.
- [3] J. Song, K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, K. B. Kim. *Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended Luenberger observer*. In *Proc. Ind. Applicat. Soc. (IAS) Conf, 2000*, pp. 1828-1834.
- [4] F. Briz, A. Diez, and M. W. Degner. Dynamic operation of carrier-signal injection-based sensorless direct field-oriented AC drives. *IEEE Trans. Ind. Appl*, 36(5): 1360-1368, 2000.
- [5] T. Orłowska, K. M. Dybkowski, and K. Szabat. MRAS-Type Speed and Flux Estimator with Additional Adaptation Mechanism for the Induction Motor Drive. *IEEE TRANSON Electrical Engineering*, 1 (1): 7-12, 2012.
- [6] S. Tamai, H. Sugimoto, and M. Yano. *Speed sensor-less vector control of induction motor with model reference adaptive system*. *Conf IEEE-IAS*, 1987, pp. 189-195.
- [7] C. Schauder. *Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers*. *Conf IEEE-IAS*, 1989, pp. 493-499.
- [8] F.Z. Peng, T. Fukao. Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors. *Trans on Ind App*, 30(5): 1234-1240, 1994.
- [9] M. Dybkowski and T. Orłowska-Kowalska. *Application of the stator current-based MRAS speed estimator in the sensorless induction motor drive*. In *Proc. 13th Conf. EPE-PEMC*, 2008, pp: 2306-2311.
- [10] T. Orłowska-K., M. Dybkowski, and K. Szabat. Adaptive Sliding-Mode Neuro Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive Without Mechanical Sensors. *IEEE TRANSON IND ELECTRO*, 57(2): 553-564, 2010.
- [11] SM. Gadoue, D. Giaouris, JW. Finch. Artificial intelligence-based speed control of DTC induction motor drives, a comparative study. *Electric Power Systems Research*, 79 :210-219, 2009.
- [12] D. Vasanthi, B. Pranavamoorthy, N. Pappa. Design of a self-tuning regulator for temperature control of a polymerization reactor. *ISA Transactions*, 51(1): 9-22, 2012.
- [13] YM. Zhao, WF. Xie, XW. Tu. Performance-based parameter tuning method of model-driven PID control systems. *ISA Transactions*, 51(3): 393-399, 2012.
- [14] M. Uddin Nasir, H. Wen. Development of a self-tuned neuro-fuzzy controller for induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4):1108-1116, 2007.
- [15] I. Pan, S. Das, A. Gupta. Tuning of an optimal fuzzy PID controller with stochastic algorithms for networked control systems with random time delay. *ISA Transactions*, 50(1): 28-36, 2011.
- [16] A. Lokriti, Y.Zidani, S.Doubabi. *Fuzzy logic control contribution to the direct torque and flux control of an induction machine*. *ICMCS conf*, 2011, pp. 1-6.
- [17] A. Lokriti et al. Induction motor speed drive improvement using fuzzy IP-self-tuning controller. A real time implementation. *ISA Transactions*, 52(3): 406-417, 2013.
- [18] Z. Salamet al. Design and Implementation of a Single Input Fuzzy Logic Controller for Boost Converters. *Journal of Power Electronics*, 11(4): 542-550, 2011.
- [19] A.Nasri, A.Hazzab, I.Bousserhane, S.Hadjeri and P. Sicard. Two Wheel Speed Robust Sliding Mode Control for Electric Vehicle Drive. *SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING*, 5(2) : 199-216, 2008.
- [20] A. Lokriti, Y. Zidani, S. Doubabi. *Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliqués pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone*. *8ème Conférence Internationale de Modélisation et Simulation*, 2010.
- [21] K. Nabti, K. Benalla. A fuzzy IRFOC application based speed sensorless control of IM using speed and load torque observer. *Inter Journal of Electrical and Power Engineering*, 2:179-184, 2008.
- [22] A. Barazouk. Estimation par réseaux de neurones de la constante de temps de la machine asynchrones. Thèse de doctorat de l'Ecole polytechnique de Montreal Canada. 1998.
- [23] F. Blaschke. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system in a PWM inverter induction motor drive. *Siemens Rev*, 39: 217-220 1972.
- [24] S. M. Gadoue, D. Giaouris, J.W. Finch, MRAS. Sensorless vector control of an induction motor using new sliding mode and fuzzy logic adaptation mechanisms. *IEEE Transaction on Energ Conversion*, 25(2): 394-402, 2010.
- [25] M. Masiala, B. Vafakhah, J. Salmon, A. Knight. Fuzzy self-tuning speed control of an indirect field-oriented control induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44:1732-1740, 2008.
- [26] C. Byung-Jae, K. Seong-Woo, K. Byung-Kook. Design and stability analysis of single-input fuzzy logic controller. *IEEE Transactions on Systems*, 30: 303-309, 2000.
- [27] K. Ishaque, SS. Abdullah, SM. Ayob, Z. Salam. A simplified approach to design fuzzy logic controller for an underwater vehicle. *Ocean Engineering*, 38: 271-84, 2011.