

# COMMANDE NEURO-FLOUE-GLISSANT ADAPTATIF D'UNE MACHINE SYNCHRONE LINÉAIRE

KHADIDJA MAKHLOUFI<sup>1</sup>, SIDAHMED ZEGNOUN<sup>1</sup>, AYMAN OMARI<sup>1</sup>, ISMAIL KHALIL BOUSSERHANE<sup>1,2</sup>

**Mots clés :** Machine synchrone à aimant permanent linéaire ; Mode glissant ; Floue-glissant ; Réseaux neurones ; Systèmes d'inférence neuro-floue adaptatifs.

Dans cet article, le réglage de position de la machine synchrone linéaire à aimant permanent (MSAPL) utilisant un contrôleur par mode glissant adaptatif basé sur le neuro-flou (ANFIS) a été proposé. Premièrement, la commande vectorielle de la MSAPL a été dérivée. Par la suite, un contrôleur flou-glissant adaptatif a été conçu, pour le réglage de position de la MSAPL, dont lequel un adaptateur flou est utilisé pour ajuster dynamiquement les paramètres de la partie discontinue ( $k \cdot \text{sat}(s(x)/\xi)$ ). Le signal de commande obtenu par le FSMC présente des variations brusques dues au phénomène de broutement. Finalement, afin d'éliminer le broutement et d'améliorer les performances un système neuro-flou adaptatif a été proposé pour l'adaptation des paramètres du contrôleur flou-glissant. Le schéma de contrôle développé est vérifié par une simulation numérique. Les résultats de simulation du contrôleur neuro-flou glissant adaptatif a présenté bonnes performances de réglage en comparaison avec le mode glissant et flou-glissant et le broutement est considérablement réduit.

## 1. INTRODUCTION

Le moteur linéaire est présenté comme l'une des plus grandes innovations technologiques. Cependant, son réel essor ne date que du début des années 90, bien que l'idée d'un moteur électrique linéaire est presque aussi vieille (1845) que celle d'un moteur électrique rotatif (1888) [1]. Le moteur synchrone linéaire à aimant permanent (MSAPL) est une machine rotative coupée et déroulée, et qui convertit l'énergie électrique directement en énergie mécanique d'un mouvement linéaire. Son principe de fonctionnement est similaire à un moteur synchrone à aimant permanent [1].

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimant permanent (rotatives et linéaires) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel). Elle se distingue comme étant un outil puissant et efficace dotant la machine de performances dynamiques aussi satisfaisantes que celle obtenues avec une machine à courant continu. Cette méthode permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe de flux et un axe de force [2–6]. Dans une situation pratique, certaines caractéristiques physiques du moteur peuvent varier au cours du fonctionnement ce qui amène des variations paramétriques sur le modèle du système. Le problème peut être résolu par l'application des certaines théories de contrôle modernes.

La commande à structure variable ou mode glissement a été largement utilisée en raison de sa robustesse et insensible vis-à-vis les incertitudes paramétriques et les perturbations externes [4-10]. Cependant, la présence de la fonction *signum* dans la partie discontinue de la loi de commande provoque un phénomène indésirable dite broutement (*chattering*) qui peut exciter les hautes fréquences et peut endommager le système. Pour résoudre ce problème, plusieurs approches ont été proposées dans la littérature. Les solutions les plus répondues qui proposent le remplacement de la fonction *signum* par une fonction saturation 'sat' ou par une tangente hyperbolique [5–13]. Néanmoins, il faut trouver un compromis entre l'erreur de poursuite et la largeur de bande introduite autour de la

surface de glissement. Pour garder les performances du réglage par mode de glissement et de réduire ou éliminer le phénomène de broutement plusieurs approches d'hybridation ont été proposées [6–13]. Ces approches concernent la combinaison de la logique floue et le réglage par mode glissant afin de garantir une meilleure stabilité en boucle fermée et de bonnes performances. Lin & Chen [6] ont proposé un algorithme d'optimisation de la combinaison entre la logique floue et le mode glissant dans le but de réduire le phénomène de broutement dans le système non linéaire. Les auteurs de [7] utilisent un contrôleur flou-glissant pour le contrôle d'un moteur synchrone à aimant permanent où la partie discontinue été remplacée par un contrôleur flou équivalent.

Les capacités des réseaux de neurones à estimer une fonction non linéaire quelconque sont très intéressantes du point de vue de la commande. En effet, grâce à un processus d'apprentissage, ils peuvent identifier en permanence le modèle d'un système non linéaire. Pour diverses raisons, les méthodes traditionnelles ne proposent pas, à ce jour, de formalisme générique et acceptable pour le contrôle des systèmes non linéaires. Les réseaux de neurones se présentent comme une solution viable pour l'élaboration de la commande d'un tel système dans la mesure où un contrôleur neuronal constitue un contrôleur adaptatif [2, 13–16]. Dans cette voie, nous allons procéder à une technique d'hybridation entre le réglage flou-glissant (FSMC) et l'ANFIS, en effet les paramètres du contrôleur FSMC seront adaptés par un adaptateur neurone-floue (ANFIS).

Dans ce papier, un contrôleur AFSMC qui combine le mode glissant et systèmes d'inférence neuro-floue adaptatifs (ANFIS) est appliqué pour le contrôle de position de la machine synchrone linéaire à aimant permanent afin de résoudre le problème de suivi de trajectoire et pour réduire le phénomène de *chattering*, tout en assurant la stabilité et la robustesse et améliorer les performances de la machine. Le reste de papier est organisé en quatre sections. Dans la deuxième section, nous abordons la modélisation et la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent linéaire. Nous présentons dans la section 3 la commande par mode flou-glissant adaptatif et le mode

<sup>1</sup> Laboratoire des énergies renouvelables et les réseaux intelligents, Université Tahri Mohamed of Bechar, Algeria, E-mails : nourelwissal@gmail.com; sidahmedzegnoun@gmail.com; aymenomari@gmail.com.

<sup>2</sup> ARHIPEL Laboratory, University Tahri Mohamed of Bechar, Algeria, E-mail: bou\_isma@yahoo.fr

glissant adaptatif en utilisant un système de réseaux de neurones floue adaptatifs ANFIS pour le réglage de position du MSAPL. La section 4 donne quelques résultats de simulation et leurs interprétations. Finalement, quelques conclusions sont présentées dans la section 5.

## 2. MODÉLISATION ET LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT LINÉAIRE

Le modèle dynamique de la machine synchrone linéaire à aimant permanent est obtenu à partir de la modification du modèle du moteur synchrone rotatif triphasé et peut être exprimé dans le repère de Park comme suit [2, 14-18] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{\pi}{h} P \cdot v \cdot L_q \cdot i_{qs}, \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{\pi}{h} P \cdot v \cdot L_d \cdot i_{ds} \\ \quad + \phi_f \cdot P \frac{\pi}{h} v, \\ M \frac{dv}{dt} = F_e - F_r - D \cdot v, \\ F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{h} [(L_d - L_q) i_{ds} \cdot i_{qs} + \phi_f \cdot i_{qs}] \end{cases} \quad (1)$$

Avec  $R_s$  est la résistance par phase;  $L_d$ ,  $L_q$  sont les inductances directe et quadratique;  $v$  est la vitesse linéaire de la partie mobile,  $h$  est le pas polaire;  $P$  est le nombre de pôle;  $\phi_f$  est le flux d'aimant permanent;  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  sont les courants suivant l'axe direct et quadratique;  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$  sont les tensions suivant l'axe direct et quadratique;  $F_e$  est la force électromagnétique;  $F_r$  est la force de perturbation externe;  $M$  est la masse totale de partie mobile et  $D$  est le coefficient de frottement.

L'objectif de la commande vectorielle de la machine synchrone linéaire à aimant permanent est, comme dans un moteur à cc, de contrôler indépendamment la force électromagnétique et le flux. Dans la commande à flux orienté idéale, et si le courant  $i_{ds}$  est maintenu nul, alors l'expression de la force électromagnétique devient [2, 12, 13] :

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{h} \phi_f \cdot i_{qs}^* \quad (2)$$

avec  $K_f = \frac{3}{2} \frac{\pi}{h} \phi_f$  est le coefficient de force.

Donc, la force  $F_e$  (ou la vitesse  $v$ ) peut être contrôlée par l'intermédiaire du courant  $i_{qs}^*$  comme dans une machine à courant continu.

Cette stratégie permet la synthèse de la structure de commande à partir du modèle découplé de la machine. En effet pour pouvoir découpler la machine il faut que les tensions de références soient :

$$\begin{cases} v_{ds} = -P \frac{\pi}{h} \cdot v \cdot L_q \cdot i_{qs} + v_{d0}, \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + P \cdot v \frac{\pi}{h} \phi_f. \end{cases} \quad (3)$$

La tension  $v_{d0}$  est déterminée par l'intermédiaire d'un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) de courant  $i_{ds}$ . Dans cette commande, nous avons utilisé le découplage de type

non linéaire afin de refermer la boucle de régulation des courants de Park à travers des régulateurs proportionnel-intégral (PI).

## 3. CONTRÔLE NEURO-FLOU-GLISSANT ADAPTATIF DE LA COMMANDE DU MSAPL

### 3.1. CONTRÔLEUR FLOU-GLISSANT DE LA MSAPL

La commande en mode glissant est une classe de la commande à structure variable. Elle a été reconnue comme l'une des stratégies efficaces pour concevoir des contrôleurs robustes pour les systèmes non linéaires complexes qui fonctionnent dans diverses conditions d'incertitude. Elle possède des avantages incontestables tels que robustesse aux perturbations externes, précision, stabilité et insensibilité aux variations paramétriques du système contrôlé. En raison de ces propriétés, la commande par mode glissant a été largement étudiée et mis en œuvre comme solution à divers problèmes de robotiques, d'entraînements électriques, de contrôle de processus et de véhicule [4,5,7,8]. L'objectif de cette commande est de ramener la trajectoire d'état d'un système vers une surface, puis elle est obligée de rester autour de cette surface à l'aide d'une logique de commutation. Cette surface est appelée surface de glissement, et elle est donnée par [4, 7-9] :

$$s(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x), \quad (4)$$

où  $x$  représente la variable à réguler,  $\lambda$  est une constante positive et  $r$  est le degré relatif égal au nombre de dérivation.

la structure d'un contrôleur par mode de glissement comprend deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $u_{eq}$ ) et l'autre la stabilisation ( $u_n$ ) [4, 7-10]:

$$u = u_{eq} + u_n, \quad (5)$$

$u_{eq}$  est nommée commande équivalente proposée par Filipov et Utkin et  $u_n$  désigne la commande discontinue qui est donnée par la forme de base suivante :

$$u_n = k \cdot \text{sgn}(s(x)). \quad (6)$$

où  $k$  est une constante positive.

Cependant, l'utilisation de la fonction  $\text{sgn}(\cdot)$  peut provoquer des dynamiques indésirables et de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Le phénomène des oscillations de très hautes fréquences est appelé *chattering* et peut exciter les dynamiques, même détériorer l'organe de commande [5-8].

Pour remédier à ce problème, la fonction  $\text{sgn}(\cdot)$  peut être remplacée par une fonction de saturation adéquate. Par conséquent, la loi de commande représentée par l'équation (6) devient :

$$u_n = k \cdot \text{sat}\left(\frac{s(x)}{\xi}\right), \quad (7)$$

où  $\text{sat}(\cdot)$  est la fonction de saturation, définie par [5,7,8]:

$$\text{sat}\left(\frac{s(x)}{\xi}\right) = \begin{cases} \frac{s(x)}{\xi} & \text{si } \left|\frac{s(x)}{\xi}\right| < 1 \\ \text{sgn}\left(\frac{s(x)}{\xi}\right) & \text{si } \left|\frac{s(x)}{\xi}\right| \geq 1 \end{cases} \quad (8)$$

L'objectif de contrôle est de trouver une loi de commande pour que la variable d'état  $d$ , la position de la partie mobile du MSAPL, puisse suivre avec précision la position de référence  $d^*$  en présence des incertitudes et perturbations externes. Pour atteindre cet objectif de commande, une erreur de poursuite est définie comme suit :

$$e = d^* - d. \quad (9)$$

Ensuite, la surface de glissement généralisée est définie comme :

$$s_d = \lambda \cdot (d^* - d) + \frac{d}{dt}(d^* - d), \quad (10)$$

où  $\lambda$  est une constante positive.

Tenant en compte la dérivée de (10) et utilisant les équations du modèle de la MSAPL, l'équation suivante peut être obtenue :

$$\dot{s}_d = \ddot{d}^* + \lambda \cdot \dot{d}^* + \left(\frac{D}{M} - \lambda\right)v + \frac{1}{M}F_r - \frac{K_f}{M}i_{qs}. \quad (11)$$

Choisissons la fonction de Lyapunov pour le système de contrôle par mode glissant, comme suit :

$$V = \frac{1}{2}s_d^2 \quad (12)$$

En considérant la dérivée de la fonction de Lyapunov et l'équation (11), on peut obtenir :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s_d \cdot \dot{s}_d \\ &= s_d \left[ \ddot{d}^* + \lambda \cdot \dot{d}^* + \left(\frac{D}{M} - \lambda\right)v + \frac{1}{M}F_r - \frac{K_f}{M}i_{qs} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Selon (13), la loi de contrôle par mode glissant classique  $i_{qs}$  est conçu comme suit :

$$i_{qs} = i_{qs}^n + i_{qs}^{equ} \quad (14)$$

$$i_{qs}^{equ} = \frac{M}{K_f} \left[ \ddot{d}^* + \lambda \cdot \dot{d}^* + \left(\frac{D}{M} - \lambda\right)v + \frac{1}{M}F_r \right] \quad (15)$$

$$i_{qs}^n = k_d \cdot \text{sat}\left(\frac{s_d}{\xi_d}\right) \quad (16)$$

ce qui donne,

$$\dot{V} = s_d \cdot \left( -\frac{K_f}{M} k_d \text{sat}\left(\frac{s_d}{\xi_d}\right) \right) = -\mu |s_d| \leq 0 \quad (17)$$

où  $|s_d| > \xi_d$  et  $\mu$  est une constante positive. Cela garantit que toutes trajectoire d'erreur de position atteindra la bande limite  $|s_d| \leq \xi_d$ .

Dans le but d'améliorer la commande par mode glissant et de réduire le phénomène de *chattering*, nous allons proposer dans cette section un contrôleur flou-glissant adaptatif qui permet la combinaison entre la logique floue et le contrôle par mode glissant. Celui-ci a la même loi de commande que le SMC mis à part les paramètres  $k_d$  et  $\xi_d$  de la composante  $u_n$  donnée par l'équation (16) qui seront adaptés par un système à une inférence floue. La logique de fonctionnement de cette combinaison est inspirée par le fait que dans le cas où quand  $s(x)$  est loin de la surface de glissement, les paramètres  $k_d$  et  $\xi_d$  doivent avoir une valeur assez grande, tandis que quand  $s(x)$  est près de la surface de glissement, les paramètres ajustés  $k_d$  et  $\xi_d$  doivent avoir une petite valeur. Dans cette voie, on peut proposer une adaptation de ces paramètres par le biais d'un système à une inférence floue toute en gardant les mêmes lois de commande du contrôleur SMC.

Dans notre cas, l'espace d'entrée du système flou composée de deux termes  $s_d$  et  $\dot{s}_d$ , l'ajustement du gain  $k_d$  et le paramètre  $\xi_d$  sont écrits sous la forme de la règle floue suivante [8–10] :

Si  $s_d$  est  $A_j$  et  $\dot{s}_d$  est  $B_j$  Alors  $k_d$  et  $\xi_d$  sont  $C_j$ ,  
où  $j = 1, \dots, n$  et  $n$  représente le nombre total des règles.

Les termes  $k_d$  et  $\xi_d$  sont donc ajustés par un adaptateur flou ayant deux entrées  $s_d$  et  $\dot{s}_d$  de cinq fonctions d'appartenance et une sortie  $\alpha$  de neuf fonctions d'appartenance qui sont représentées dans les figures (1 et 2) respectivement.

Par conséquent, la loi de commande discontinue de l'équation 16 devient :

$$u_n = k_d^{fuzzy} \text{sat}\left(\frac{s_d}{\xi_d^{fuzzy}}\right). \quad (18)$$

avec

$$\begin{cases} k_d^{fuzzy} = \alpha k \\ \xi_d^{fuzzy} = \alpha \xi \end{cases} \quad (19)$$

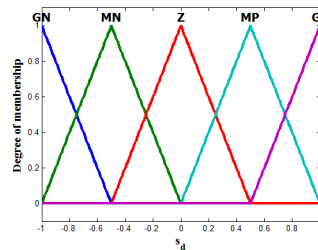


Fig. 1 – Fonctions d'appartenance des entrées du FSMC

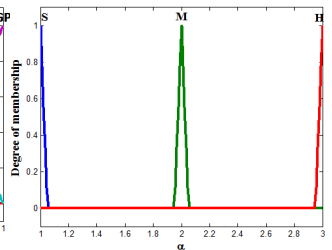


Fig. 2 – Fonctions d'appartenance de sortie du contrôleur FSMC

Les variables de l'adaptateur flou sont représentés par un ensemble de variables linguistique : **GN**: Grand Négatif; **MN** : Moyen Négatif, **Z** : Zéro; **MP**: Moyen Positif; **GP** : Grand Positif; **S** : Petit; **M** : Moyen; **H**: élevé.

La base des règles qui régissent la loi d'adaptation du gain  $k_d$  et le paramètre  $\xi_d$  sont présentées comme suit :

Tableau 1.  
Base de règles de l'adaptateur floue

$s_d \backslash \dot{s}_d$	GN	MN	Z	MP	GP
GN	H	H	M	H	H
MN	H	M	M	M	H
Z	M	M	S	M	M
MP	H	M	M	M	H
GP	H	H	M	H	H

Avec la nouvelle loi de commande adaptative de l'équation (19), nous allons avoir, en régime transitoire, une série de valeurs de  $k_d$  et  $\xi_d$  comme il est illustré dans la figure 3. En régime permanent, la grandeur  $\alpha$  est égale à '1' ce qui implique que la commande  $k_d^{fuzzy} \text{sat}(s_d / \xi_d^{fuzzy})$  est égale à la commande donnée par l'équation (16).

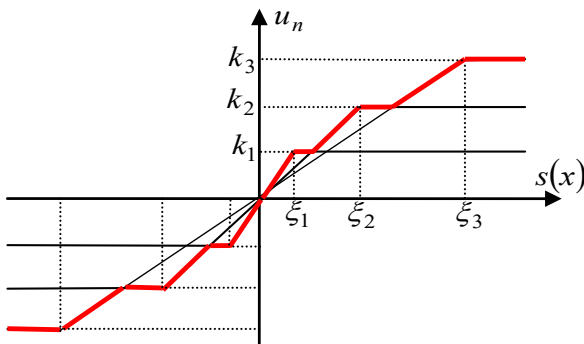


Fig. 3 – La commande discontinue adaptative du contrôleur flou-glissant

### 3.2. CONTRÔLEUR NEURO-FLOUE-GLISSANT ADAPTATIF PROPOSE

#### 3.2.1. DESCRIPTION ET STRUCTURE DU CONTRÔLEUR ANFIS PROPOSE

De nos jours, il existe des développements avancés dans les systèmes inférences neuro-floues pour la modélisation et le contrôle des processus non linéaires. La partie essentielle d'inférence neuro-floue vient d'un cadre commun appelé réseaux adaptatifs, qui a unifié à la fois les réseaux de neurones et la logique floue. Les systèmes d'inférence neuro-floue adaptatifs (ANFIS) sont des systèmes hybrides utilisant l'inférence floue de Takagi-Sugeno [2,13,16,19,20]. L'ANFIS a certains avantages comme la convergence rapide due à l'apprentissage hybride et la capacité d'ajuster la forme des fonctions d'appartenance d'entrée. Pour cette raison, il donne une meilleure poursuite et capacités adaptatives que d'autre contrôleur. Il existe différentes architectures ANFIS, mais celle utilisant un modèle flou-Sugeno de premier ordre est la plus courante [13]. La structure ANFIS développé, dans cette partie, est constituée de cinq couches avec deux entrées 's' et 's-dot' et

une seule sortie 'alpha'. Les deux variables d'entrées génèrent l'action de contrôle 'u\_n' qui sera appliquée à la commande de la MSAPL. Ce contrôleur permet une génération automatique de règles floues à cinq ensembles basés sur le modèle d'inférence de Sugeno. Pour l'apprentissage de l'ANFIS, l'ordre du système avec des données entrées/sorties adéquates à partir le système actuel est nécessaire pour développer son modèle adaptatif.

#### 3.2.2. APPRENTISSAGE DU CONTRÔLEUR D'ENTRAINEMENT D'UN RÉSEAU ANFIS

L'apprentissage de l'adaptateur est effectué par le biais de l'algorithme de rétro-propagation de l'erreur pour l'optimisation des paramètres des parties prémisses, afin de produire la base de connaissance d'une manière automatique et la résolution des paramètres conséquents par la méthode des moindres carrés (c.-à-d. apprentissage hybride) [2,13,19,20]. La structure neuronale équivalente proposée sous Matlab est représentée à la Fig. 4.

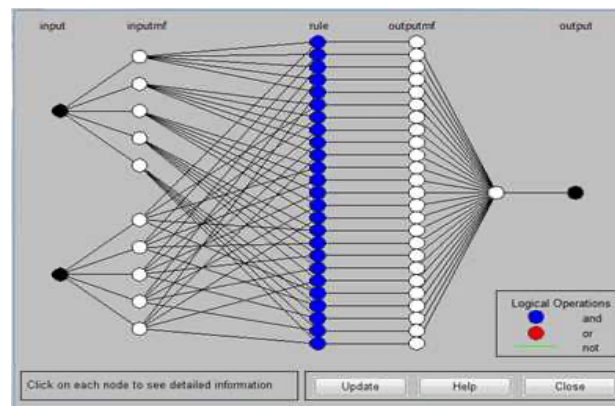


Fig. 4 - Structure neuronale du modèle proposé sous Matlab

#### 3.2.3. STRUCTURE DE LA COMMANDE DE LA MSAPL PAR NEURO-FLOU-GLISSANT

Cette approche consiste à utiliser le système neuro-flou afin de réduire le phénomène de broutement du contrôleur FSMC. Le principe de cette approche est basé sur le contrôleur flou-glissant proposé dans le sou section 3.1 où l'adaptateur flou qui ajuste les paramètres ( $k_d$  et  $\xi_d$ ) est remplacé par un concept neuro-flou. Ce nouvel adaptateur possède les mêmes entrées et sorties qui ont été chargées et subit à une phase d'apprentissage afin d'obtenir un adaptateur flou optimal. La Figure 5 montre la structure du principe de réglage de la position de la MSAPL par un contrôleur neuro-flou-glissant.

### 4. RÉSULTATS DE SIMULATION

Des tests de simulations ont été effectuées sur Matlab /Simulink pour démontrer l'efficacité et la robustesse du

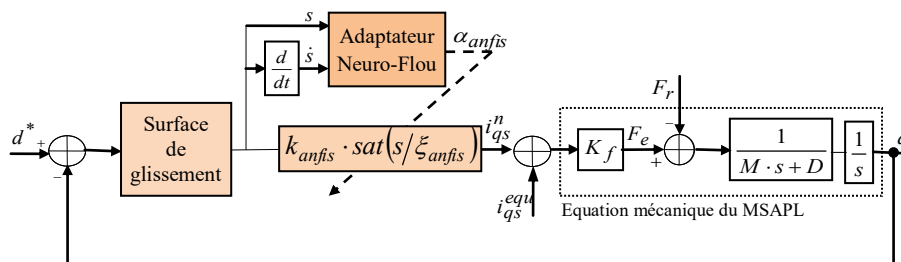


Fig. 5 – Schéma de principe d'un contrôleur neuro-flou-glissant adaptatif.

contrôleur proposé pour la commande de position de la MSAPL dont les paramètres sont les suivants :

$$R_s = 1.32\Omega, L_d = 11 \cdot 10^{-3} \text{ H}, L_q = 11 \cdot 10^{-3} \text{ H}, P = 2, \\ h = 0.032, \phi_f = 0.65, M = 20 \text{ kg}, D = 2.$$

Premièrement, nous présentons les résultats de simulation de la structure de contrôle avec le régulateur neuro-flou-glissant adaptatif proposé pour une référence de position rectangulaire de  $\pm 0.1 \text{ m}$ . Le système a démarré à vide, et après, une force résistance de  $300 \text{ N}$  a été appliquée à l'instant  $t = 2 \text{ s}$ .

Les réponses de position, les courants direct et quadratique  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , force de contrôle et le courant de phase  $i_{as}$  sont représentés dans les Fig. 6, 7, 8 et 9, respectivement. D'après les résultats de simulation, il est clairement observé que le contrôleur ANFIS-SMC adaptatif proposé offre des résultats de poursuite favorable vis-à-vis l'application de la force externe, le temps de réponse et le dépassement. De plus, nous pouvons constater aussi que le phénomène de *chattering* est très réduit d'une façon remarquable dans l'effort de contrôle en fonction de l'ajustement des valeurs de la bande limite et le gain de la commande discontinue tout en gardant la stabilité du système et la précision de réglage. La Figure 10 illustre l'évolution de la grandeur d'adaptation  $\alpha$  en fonction du temps. Nous remarquons que la variable d'adaptation  $\alpha$  varie en régime transitoire en fonction de la surface de glissement et puis il prend une valeur unitaire en régime permanent. Par conséquent, l'épaisseur de la bande limite et le gain de la commande discontinue varie afin d'assurer un lissage du signal de la commande, la stabilisation du système, la poursuite de trajectoire et pour éviter donc le problème de *chattering* durant le changement des conditions de fonctionnement du système. La Figure 12 montre une comparaison entre le mode glissant classique, le mode flou-glissant et le mode neuro-flou-glissant adaptatif sur l'évolution de la réponse de position. Nous remarquons dans la Fig. 12 une nette amélioration au niveau de la réponse de position qui confirme que l'utilisation du concept neuro-flou a apporté une grande amélioration (temps de réponse) et le phénomène de brouetement est très réduit d'une façon remarquable (Fig. 11).

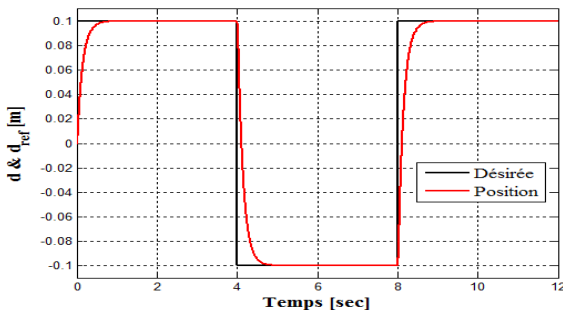


Fig. 6 – Réponse de position de la MSAPL par ANFIS-SMC

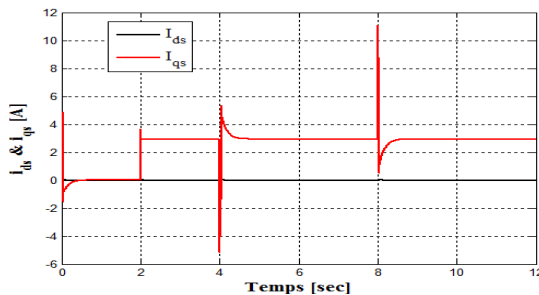


Fig. 7 – Réponse des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  par ANFIS-SMC

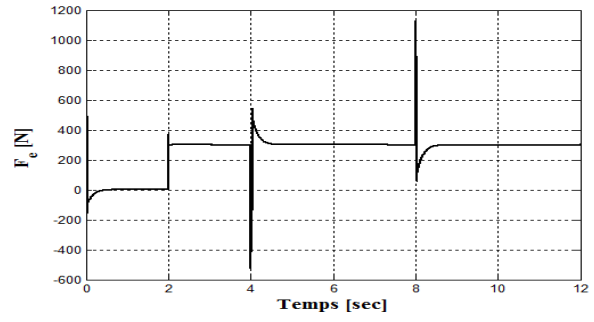


Fig. 8 – Réponse de l'effort de contrôle de la MSAPL par ANFIS-SMC

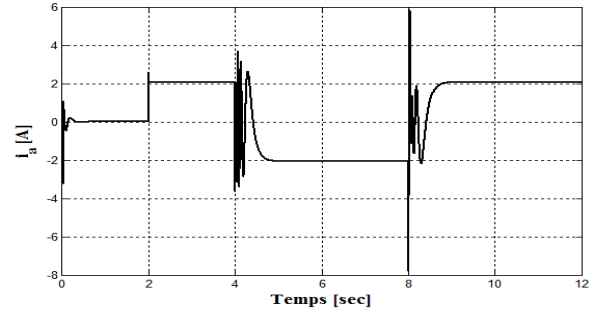


Fig. 9 – Réponse du courant  $i_{as}$  de la MSAPL par ANFIS-SMC

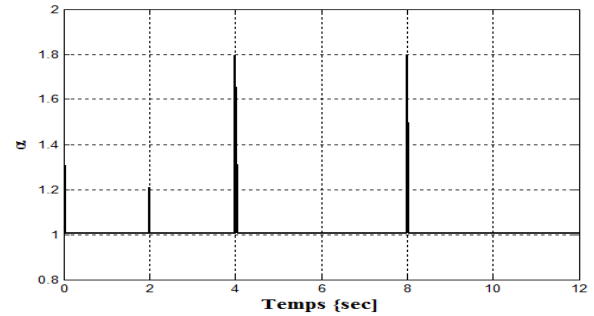


Fig. 10 – Variation de la grandeur d'adaptation  $\alpha_{anfis}$

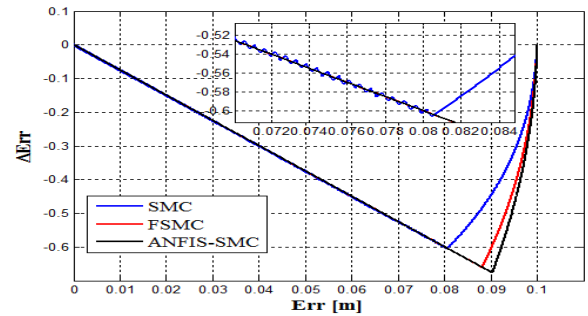


Fig. 11 – Trajectoire d'état dans le plan de phase

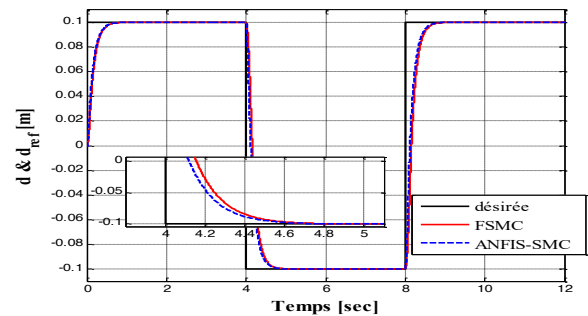


Fig. 12 : Comparaison de la réponse de position

Pour démontrer davantage les performances de contrôle du schéma de contrôle proposé, un test de simulation a été effectué

pour une référence de position triangulaire. Les résultats de simulation du contrôleur ANFIS-SMC pour une référence périodique triangulaire avec une force de perturbation constante sont représentés dans les Fig. 13-16. La position est illustrée dans la Fig. 13 et les courants direct et quadratique ( $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ ) sont présentés dans la Fig. 14. La Figure 15 montre la force électromagnétique ( $F_e$ ) tandis que la figure 16 illustre le courant de phase  $i_a$ . Les figures montrent clairement que le contrôleur ANFIS-SMC proposé peut atteindre bonnes performances de poursuite même en présence de la force de perturbation. Dans la figure 13, on observe que la réponse de position présente de meilleures caractéristiques de poursuite et plus de robustesse (temps de réponse minimal, très bon rejet de poursuite avec une erreur statique pratiquement nulle).

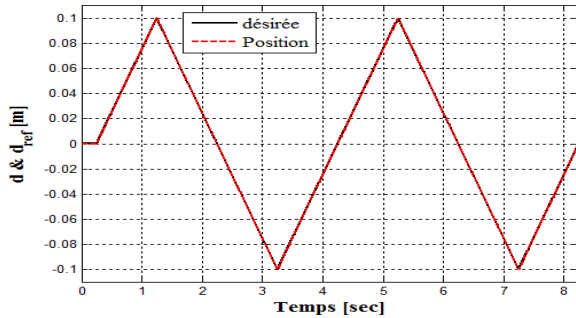


Fig. 13 - Réponse de position de la MSAPL par ANFIS-SMC

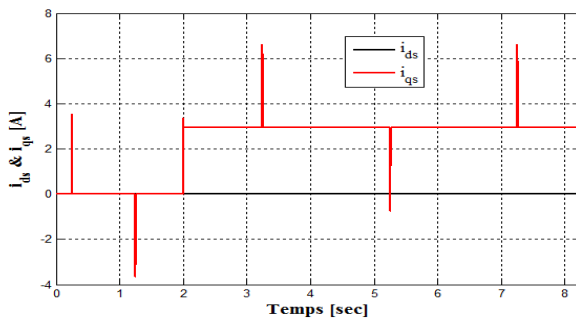


Fig. 14 - Réponse des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  par ANFIS-SMC

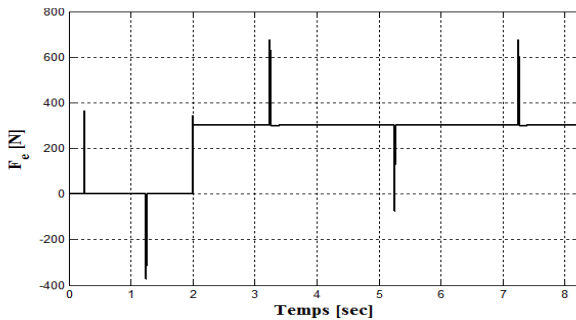


Fig. 15 : Réponse de l'effort de control de la MSAPL par ANFIS-SMC

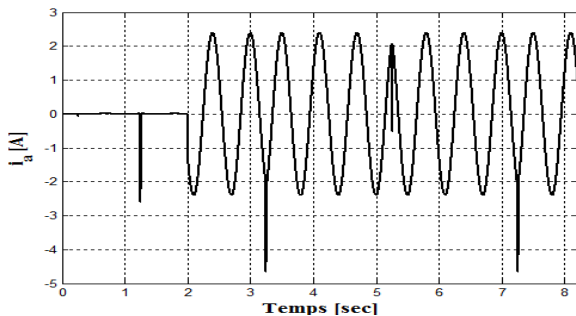


Fig. 16 - Réponse du courant  $i_{as}$  de la MSAPL par ANFIS-SMC

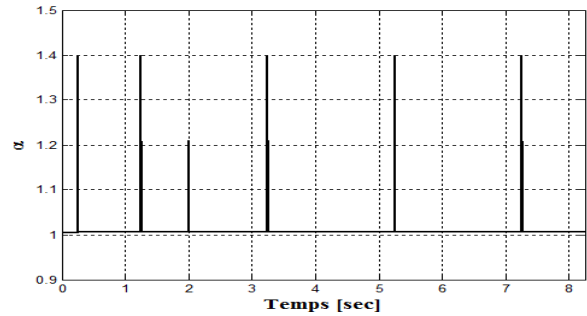


Fig. 17 - Variation de la grandeur d'adaptation  $\alpha_{anfis}$

## 5. CONCLUSION

Dans cet article, une commande hybride de la machine synchrone linéaire à aimant permanent a été proposée. L'utilisation des systèmes d'inférence neuro-floue adaptatifs (ANFIS) dans la structure de contrôleur SMC permet d'assurer une adaptation automatique des paramètres de commande discontinue en régime transitoires selon les conditions de fonctionnement de la machine. Cette structure d'adaptation a pour objectif de résoudre le compromis entre l'erreur de poursuite et la largeur de bande introduite autour de la surface de glissement, et par conséquent l'amélioration des performances de réglage avec élimination du *chattering*. Les résultats de simulations ont montré l'efficacité et la robustesse de la stratégie de commande proposée en matière de temps de réponse, rejet de perturbation et de dépassement et la précision. En plus, d'après les résultats de simulation, nous avons témoigné l'intérêt apporté par cette technique d'intelligence artificielle qui a apporté une nette amélioration dans la réduction du phénomène de broutement.

Reçut le 5 mai 2020

## RÉFÉRENCES

1. R. Ghislain, *Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide*, Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Paris, (2007).
2. F.J. Lin, S.Y. Chen, L.T. Teng, A. Hen, *Recurrent functional-link-based fuzzy neural network controller with improved particle swarm optimization for a linear synchronous motor drive*, IEEE Transactions on Magnetics, 45, 8, pp. 3151–3165, (2009).
3. A. khlaief, *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents*, Thèse Doctorat, Université d'Aix-Marseille, 2012.
4. J. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
5. V. I. Utkin and A. S. Poznyak, *Adaptive sliding mode control*, Chapter 2, Lecture Notes in Control and Information Sciences, 440, pp. 21–53 (2013).
6. W.S. Lin, C.S. Chen, *Robust adaptive sliding mode control using fuzzy modelling for a class of uncertain MIMO nonlinear systems*, IEE Proceedings - Control Theory and Applications, 149, 3, pp. 193–201 (2002).
7. A. Larbaoui, B. Belabbes, A. Meroufel, D. Bouguenna: *Commande par mode glissant floue de la machine synchrone*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg. 62, 2, pp. 192–196 (2017).
8. A. Boucheta, I. K. Bousserhane, A. Hazzab, B. Mazari, M. K. Fellah: *Fuzzy-sliding mode controller for linear induction motor control*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. Et Énerg., 54, 4, pp. 405–414 (2009).
9. A. Mechernene, M. Loucif, M. Zerikat: *Induction motor control based on a fuzzy sliding mode approach*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg. 64, 1, pp. 39–44 (2019).
10. A. Kerboua, M. Abid, *Hybrid fuzzy sliding mode control of a doubly-fed induction generator in wind turbines*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. Et Énerg., 57, 4, pp. 412–421 (2009)



11. I. Senol, M. Demirtas, S. Rustemov, B. Gumus, *Position control of induction motor: a new-bounded fuzzy sliding mode controller*, International Journal for Computation Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL), **24**, 1, pp. 145–157 (2005).
12. F.J. Lin, D.H. Wang, P.K. Huang, *FPGA-based fuzzy sliding-mode control for a linear induction motor drive*, IEE Proceeding on Electric Power Application, **152**, 5, pp. 1137–1148 (2005)
13. R.J. Wai, Y.C. Huang, Z.W. Yang, C.Y. Shih, *Adaptive fuzzy-neural-network velocity sensorless control for robot manipulator position tracking*, IET Control Theory Applications., **4**, 6, pp. 1079–1093 (2010).
14. W. Wei, W. YuHua, W. ShiRong, *A speed control system of permanent magnet linear synchronous motor using neuron adaptive controller*, Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, pp. 35–38 (2009).
15. J. Zhao, X. Zhang, J. Zhang, *PMLSM recurrent neural network compensation simulation study*, IPEMC, pp. 1832–1835 (2009).
16. F.J. Lin, R.J. Wai, C.M. Hong, *Hybrid supervisory control using recurrent fuzzy neural network for tracking periodic inputs*, IEEE Transactions on Neural Networks, **12**, 1, pp. 68–90 (2001).
17. Y.S. Kung, *Design and implementation of a high-performance PMLSM drives using DSP chip*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **55**, 3, pp. 1341–1351 (2008).
18. Y.S. Kung, C.C. Huang, M.H. Tsai, *FPGA realization of an adaptive fuzzy controller for PMLSM drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **56**, 8, pp. 2923–2932 (2009).
19. J.S.R. Jang, *ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference system*, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, **23**, 3, pp. 665–684 (1993).
20. Y.S. Kung, N.K. Quang, L.T.V. Anh, *FPGA-based neural fuzzy controller design for PMLSM drive*, International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 222–227 (2009).

## ADAPTIVE NEURO-FUZZY-SLIDING CONTROL OF A LINEAR SYNCHRONOUS MACHINE

KHADIDJA MAKHLOUFI<sup>1</sup>, SIDAHMED ZEGNOUN<sup>1</sup>, AYMAN OMARI<sup>1</sup>, ISMAIL KHALIL BOUSSERHANE<sup>1,2</sup>

**Keywords:** Linear permanent magnet synchronous machine; Sliding mode; Fuzzy-sliding; Neural networks; Adaptive neuro-fuzzy inference systems.

This paper proposed position tuning of a permanent magnet linear synchronous machine (MSAPL) using a neuro-fuzzy-based adaptive sliding mode controller (ANFIS). First, the vector control of the MSAPL was derived. Subsequently, an adaptive fuzzy-sliding controller was designed for the position adjustment of the MSAPL. A fuzzy adapter is used to dynamically adjust the parameters of the discontinuous part ( $k \cdot \text{sat}(s(x)/\xi)$ ). The control signal obtained by the FSMC presents sudden variations due to the chattering phenomenon. Finally, to eliminate chatter and improve performance, an adaptive neuro-fuzzy system has been proposed for adapting the parameters of the fuzzy-sliding controller. The control scheme developed is verified by a numerical simulation. The simulation results of the adaptive neuro-fuzzy sliding mode controller showed good tuning performance compared to the sliding and fuzzy-sliding modes, and the chattering was significantly reduced.