

# Application de la logique floue type-1 à la commande adaptative de la machine asynchrone

Abderrahmane Khemis<sup>1</sup>, Kheirreddine Chafaa<sup>1</sup>, Arezki Menacer<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Université de Batna.

<sup>2</sup>Université de Biskra.

Khemis05@yahoo.fr, chafaak@gmail.com, menacer\_arezki@hotmail.com.

**Résumé :** Les régulateurs flous ont montrés leur efficacité dans la commande des systèmes non linéaires, et dans plusieurs cas ont démontré qu'ils sont robustes et que leurs performances sont moins sensibles aux variations paramétriques par rapport aux régulateurs conventionnels. Les régulateurs PI-flous sont les plus répondus dans le domaine de la commande vu que la combinaison des actions proportionnelles (P) et intégrales (I) nous permet un meilleur moyen de contrôle de stabilité et d'élimination des offsets. Les performances des régulateurs PI-flous sont très satisfaisantes pour les systèmes linéaires du 1<sup>er</sup> ordre, mais comme les régulateurs PI conventionnels, les performances des régulateurs PI-flous pour les systèmes d'ordre supérieures et les systèmes non linéaires peuvent être très mauvaises (large dépassement, oscillations excessives).

Dans ce travail nous proposons une méthode simple et robuste, où le gain de commande sera continuellement adapté avec l'aide d'un ensemble de règles floues. Nous considérons seulement l'adaptation du gain de la commande. Dans notre commande, le régulateur PI-flou est ajusté en temps réel (durant son fonctionnement) en adaptant dynamiquement son gain de commande. La valeur du gain sera déterminée par une base de règles définie par l'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $\Delta e$

**Mots clés :** Machine asynchrone, commande vectorielle, PI, logique floue type1, ajustement du gain de commande.

## 1. Introduction

Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années. Ceci est dû au fait que la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme SI-ALORS, elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini. La commande est l'un des principaux domaines d'application de la logique floue. Une commande floue est caractérisée par son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarités et retards, la possibilité de prise en compte d'objectifs contradictoires et l'utilisation du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

## 2. Modélisation de la machine

La machine utilisée est supposée à distribution sinusoïdale, symétrique et non saturée. Elle est alimentée en tension à travers un onduleur MLI est commandé en courant. Dans un repère lié au champ tournant, on peut écrire le modèle de la machine asynchrone sous la forme [1] [2]:

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{ds} + (\omega_s - p\Omega)\Phi_{qs} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p\Omega)\Phi_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qs} \end{cases} \quad (1)$$

### 3. Structure de la commande

Dans un repère lié au champ tournant et en appliquant le principe de l'orientation du champ rotorique afin d'obtenir le découplage entre les deux grandeurs de commande, le modèle de la machine s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} I_{qs} \end{cases} \quad (2)$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (3)$$

Avec  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  constante de temps rotorique.

Si nous considérons le couple  $C_{em}^*$  et le flux  $\Phi_r^*$  comme référence de commande et si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature les équations du bloc F.O.C (field oriented control) sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{cases} \quad (4)$$

La figure 1, montre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte à champ rotorique orienté basé sur l'équation (4) ou  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  représentent respectivement les commandes de flux rotorique et le couple, l'image du couple est générée par le régulateur de vitesse : un régulateur à action proportionnelle-intégrale- (PI).

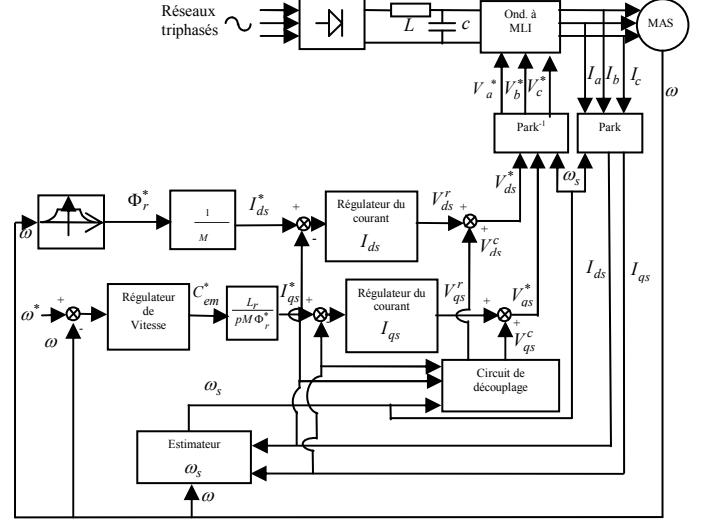


Figure 1. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

### 4. Systèmes flous

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 pondérée des centres des ensembles flous inférés multipliés par les degrés d'appartenances correspondant [3] [4];

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \omega_j b_j}{\sum_{j=1}^M \omega_j} \quad (5)$$

Avec :

$\omega_j$  est le degré d'activation de la  $j^{eme}$  règle flou.

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

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

$M$  : le nombre total des règles d'inférence.

## 5. Structure de commandes floues Type-1

### 5.1. Commande à gain non adaptative floue type-1

La figure 2, montre la structure générale d'un contrôleur flou à gain non adaptatif utilisant le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. On distingue trois parties :

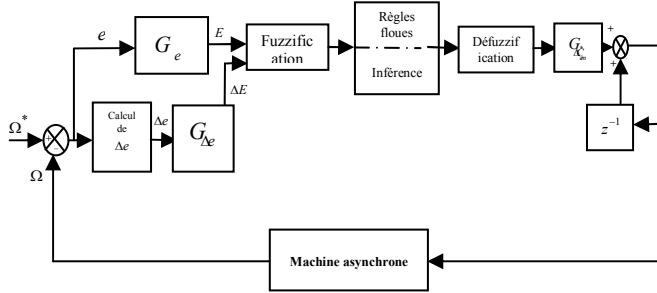


Figure 2. Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse à gain de commande fixe.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation [5]:

- L'erreur de vitesse notée « e » est définie par :

$$e = \Omega^* - \Omega \quad (6)$$

- La variation de l'erreur de vitesse  $\Delta e$  est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k+1) - e(k)$$

(7)

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée  $\Delta C_{em}^*$ .

Les trois grandeurs,  $e$ ,  $\Delta e$  et  $\Delta C_{em}^*$  sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \\ \Delta C_{em}^* = G_{\Delta C_{em}^*} \Delta C_{em}^* \end{cases} \quad (8)$$

où  $G_e$ ,  $G_{\Delta e}$  et  $G_{\Delta C_{em}^*}$  sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

La sortie du contrôleur flou est la loi de commande, elle est fonction de l'erreur et de sa variation  $C = f(e, \Delta e)$ . Pour un régulateur flou type PI, l'action de commande  $C$  sera considérée comme une variation de commande, donc, l'action à un moment  $k+1$  sera l'action précédente à l'instant  $k$  plus une proportion de la variation de commande comme le

montre l'équation (9) :

$$C_{em}^*(k+1) = C_{em}^*(k) + G_{\Delta C_{em}^*} \Delta C_{em}^* \quad (9)$$

Avec :

$G_{\Delta C_{em}^*}$  : gain associé à la commande  $C_{em}^*(k+1)$ , en général choisi faible pour assurer la stabilité du système, mais dans notre cas il sera auto-ajusté par un mécanisme d'ajustement flou.

$\Delta C_{em}^*$  : la variation du couple de commande.

Les fonctions d'appartenance de l'erreur ( $e$ ) et de sa variation ( $\Delta e$ ) sont choisies identiques de formes triangulaires et sont définies sur l'intervalle  $[-1, 1]$  comme le montre la figure 3.a. Les fonctions d'appartenance de la variation du couple de commande sont choisies de formes singleton sur l'intervalle  $[-2.5, 2.5]$  (figure 3.b). La table des règles correspondante utilisée pour l'inférence floue est donnée dans la table 1. Les facteurs d'échelle sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} G_e = 1/|\Omega^*| \\ G_{\Delta e} = 1 \\ G_{\Delta C_{em}^*} = 0.9 \end{cases} \quad (10)$$

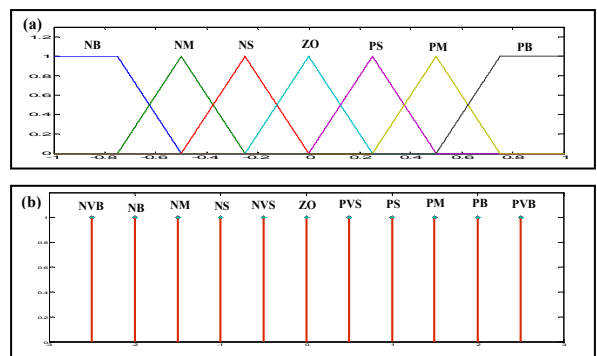


Figure 3. Fonctions d'appartenance du régulateur flou

a) : Erreur et la variation de l'erreur

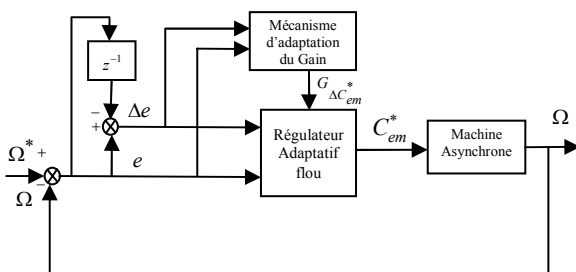
b) : Variation du couple de commande

**Table1.** Table des règles du régulateur flou type-1

		Variation de l'erreur ( $\Delta e$ )						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
Erreur ( $e$ )	NB	NVB	NVB	NB	NM	NVS	ZO	PVS
	NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	PVS	PS
	NS	NB	NM	NS	NVS	ZO	PS	PM
	ZO	NB	NS	NVS	ZO	PVS	PS	PB
	PS	NM	NS	ZO	PVS	PS	PM	PB
	PM	NS	NVS	PVS	PS	PM	PB	PVB
	PB	NVS	ZO	PVS	PM	PB	PVB	PVB

## 5.2. Commande à gain adaptative floue type-1

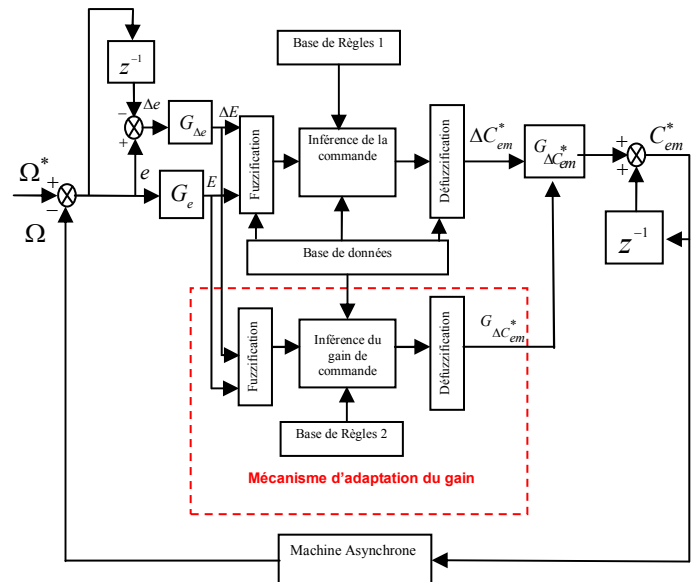
Un régulateur flou est dit adaptatif si l'un ou plusieurs des ses paramètres qu'on peut ajuster (Gains, fonctions d'appartenances, règles) changent au cours de fonctionnement. Dans le cas contraire le régulateur est dit non adaptatif ou conventionnel, donc, un régulateur flou adaptatif est un régulateur dont les paramètres changent au cours du temps. Dans notre cas le gain de commande sera adapté en temps réel suivant l'état actuel de la machine asynchrone. Notons que dans les premières études faites sur le contrôle flou, le gain associé à la variation de commande ( $G_{\Delta C_{em}^*}$ ) était pris constant. Cette valeur du gain est prise aussi faible que possible pour éviter le problème d'instabilité. Mais dans des études relativement récentes [6][7], ce gain est pris variable selon un certain mécanisme d'adaptation floue.



**Figure 4.** Schéma synoptique d'un régulateur flou avec adaptation du gain

La structure de ce régulateur va être considérée comme un PI flou où le gain de commande sera ajusté en temps réel en fonction des états actuels de la machine. La figure 4, montre le schéma synoptique de ce régulateur dans lequel

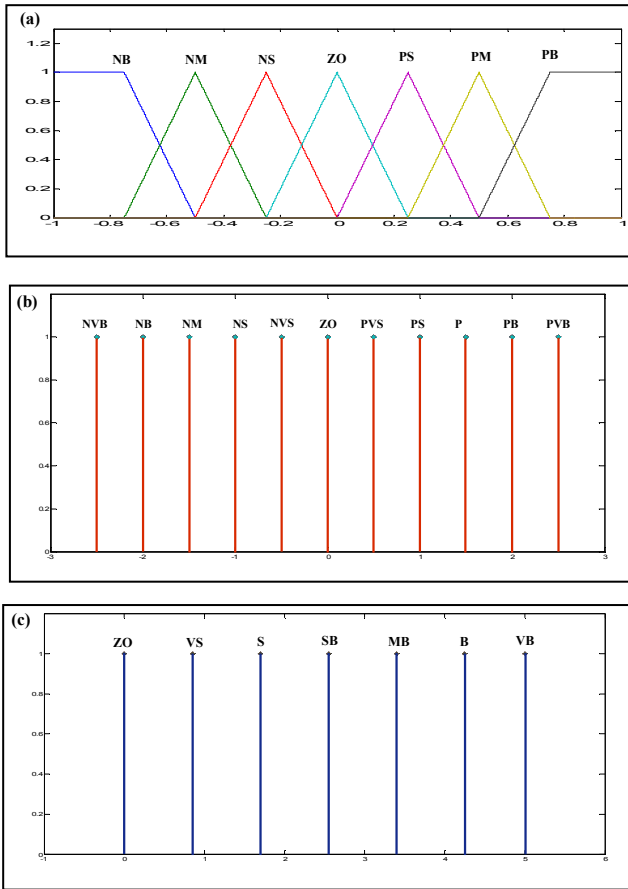
l'adaptation du gain est assurée par un mécanisme d'ajustement du gain. Notre objectif ici est d'adapter seulement le gain de sortie en prenant des gains d'entrées fixes dans le but d'obtenir de meilleures performances en commande. Le schéma bloc de la structure du régulateur flou proposé pour la machine asynchrone est donné dans la figure 5. Selon la figure 6, le gain de commande du contrôleur est modifié par un mécanisme d'adaptation du gain. Notons bien que l'accumulation de commande prend place en dehors du régulateur flou et elle n'a pas de relation directe avec les règles.



**Figure 5.** Schéma bloc d'un régulateur flou à gain adaptatif

Les fonctions d'appartenance de l'erreur ( $e$ ) et de sa variation ( $\Delta e$ ) sont choisies identiques de formes triangulaires et sont définies sur l'intervalle  $[-1, 1]$  comme le montre la figure 6.a. Les fonctions d'appartenance de la variation du couple de commande sont choisies de formes singleton sur l'intervalle  $[-2.5, 2.5]$  (figure 6.b). La table des règles correspondante utilisée pour l'inférence de commande floue est donnée dans la table 1. La table des règles floues correspondante au gain de commande  $G_{\Delta C_{em}^*}$  est donnée dans la table 2. Les facteurs d'échelle sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} G_e = 1/|\Omega^*| \\ G_{\Delta e} = 1 \\ G_{\Delta C_{em}^*} = Variable \end{cases} \quad (11)$$



**Figure 6.** Fonctions d'appartenance  
**a):** erreur et la variation de l'erreur  
**b):** variation du couple de commande  
**c):** gain de commande

**Table 2.** Table des règles du Gain adaptatif

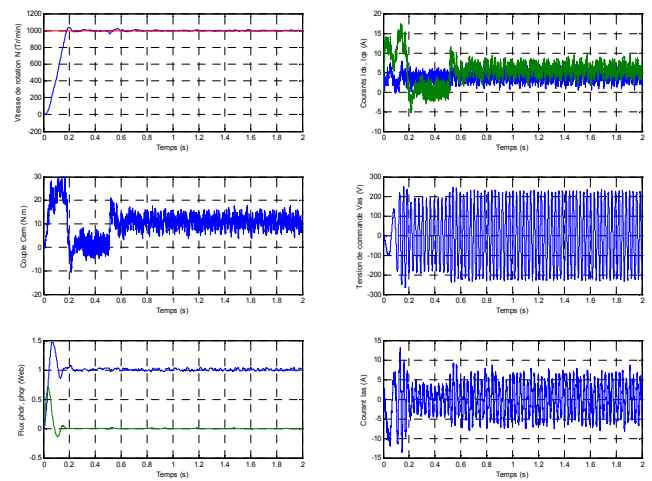
		Variation de l'erreur ( $\Delta e$ )						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
Erreur ( $e$ )	NB	VB	VB	VB	B	SB	S	ZO
	NM	VB	VB	B	B	MB	S	VS
	NS	VB	MB	B	VB	VS	S	VS
	ZO	S	SB	MB	ZO	MB	SB	S
	PS	VS	S	VS	VB	B	MB	VB
	PM	VS	S	MB	B	B	VB	VB
	PB	ZO	S	SB	B	VB	VB	VB

## 6. Simulation et interprétation des résultats

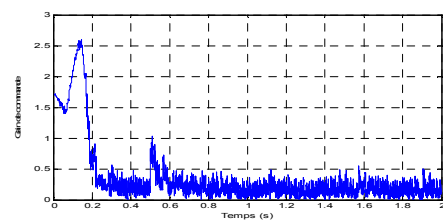
Dans cette partie, nous allons détailler les résultats en simulation, le modèle utilisé est celui de la machine

asynchrone commandée par l'orientation du flux rotorique représenté par la figure 1, où le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou type1 a gain fixe la première fois et par un régulateur flou type1 à gain adaptable (auto-ajustable) la deuxième fois.

La figure 7 montre clairement les bonnes performances dynamiques avant et après l'application de la charge. Le découplage couple-flux est assuré, ainsi que nous avons une très bonne réponse en couple. Le gain de commande correspondant est présenté dans la figure 8.



**Figure 7.** Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge



**Figure 8.** Évolution du gain de la commande.

La figure 9, montre la robustesse de cette commande vis-à-vis la variation du sens de rotation. Les résultats sont satisfaisants dans les moments où la vitesse est inversée. Le gain de commande correspondant est présenté dans la figure 10.

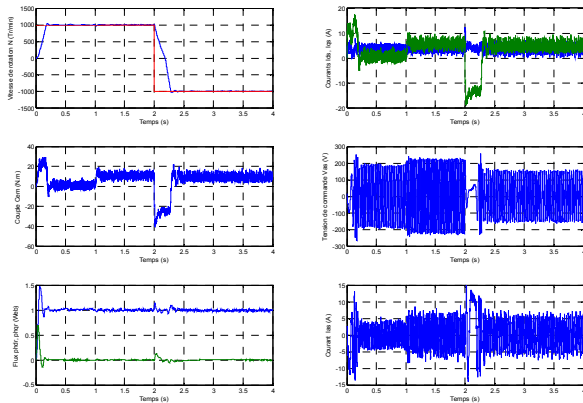


Figure 9. Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse.

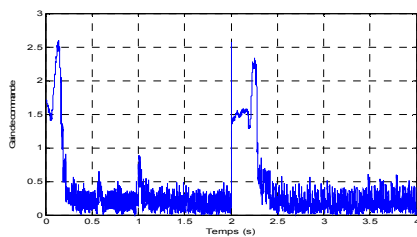


Figure 10. Évolution du gain de la commande.

Pour les variations paramétriques, deux changements sur  $R_r$  ont été faits (figures 11 et 12). La robustesse de cette commande est conservée pour des variations de 200% de cette résistance (figure 11), tandis que pour la variation paramétrique de 400%, on constate que cette commande devient non robuste (perte de découplage), ce qui provoque une instabilité du système (figure 12) et une divergence de la vitesse de rotation par rapport à la vitesse de référence si on passe à des variations supérieures.

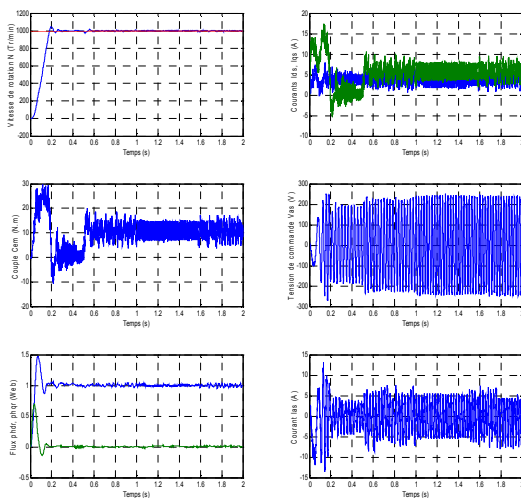


Figure 11. Effet de variation paramétrique ( $R_r + 200\%R_r$ )

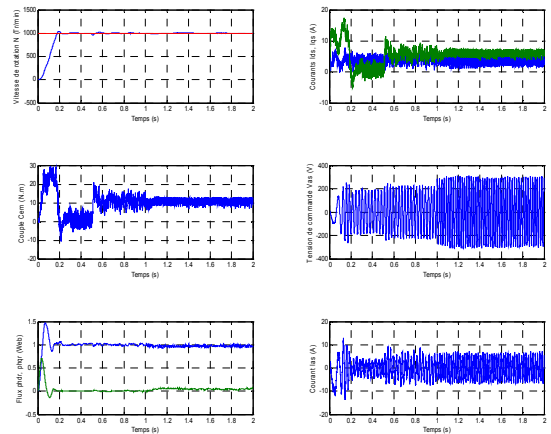


Figure 12. Effet de variation paramétrique ( $R_r + 400\%R_r$ )

Les résultats du test à basse vitesse (figure 13) montre la présence de fortes oscillations de vitesse autour des vitesses de références, ce qui prouve la non robustesse de cette commande vis-à-vis les basses vitesses. Le gain de commande correspondant est présenté dans la figure 14.

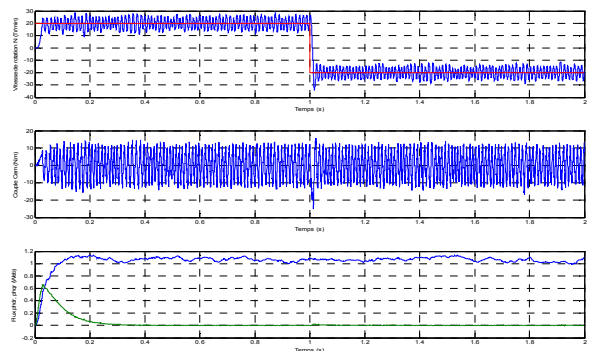


Figure 13. Résultats de simulation lors d'un fonctionnement à vitesse faible

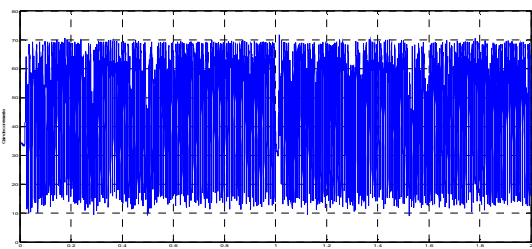


Figure 14. Évolution du gain de la commande.

## Conclusion

L'objet de l'étude présenté dans cet article la méthode de conception d'un contrôleur PI-flou toute en détaillant ses modules principaux tels que la Fuzzification, Règles, Inférences, et Déffuzzification. Deux types de contrôleurs flous ont été simulés, le premier est un régulateur flou conventionnel et le deuxième est un régulateur flou adaptatif (auto-ajustable). Les résultats de simulation ont montré une robustesse acceptable de ce régulateur surtout du point de vu découplage Couple-Flux lors des grandes variations paramétriques et les basses vitesses.

## Références

- [1] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.
- [2] J.P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [3] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, 'Fuzzy Modeling using Kalman Filter', IET(ex IEE) Control theory and applications, Vol. 1, N° 1, pp. 58-64, 2007.
- [4] B.B.Meunier, « La logique floue et ces applications », Addison, 1995.
- [5] Y.Elbia, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
- [6] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, "A self-Tuning fuzzy controller for mechanical manipulators," Journal of Electrical Engineering, vol. 5, no. 1, pp. 13-20, 2005.
- [7] K. Kouzi, « Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2008.

## Notations et symboles

$\omega_s$	vitesse angulaire électrique statorique
$\omega_{gl}$	vitesse angulaire électrique de glissement.
$\omega$	vitesse angulaire électrique rotorique.
$p$	nombre de paires de pôles.
$g$	glissement.
$R_s$	résistance d'une phase statorique.
$R_r$	résistance d'une phase rotorique.
$M_0$	valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$L_s = l_s - m_s$	inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	inductance propres cyclique rotorique.
$T_s$ et $T_r$	constante de temps électrique du stator et du rotor
$L_s$ et $L_r$	inductances cyclique du stator et du rotor
$M = \frac{3}{2} M_0$	mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	coefficient de dispersion de Blondel.
$V_{ds}, V_{qs}$	composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
$V_{dr}, V_{qr}$	composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)

$C_{em}$	couple électromagnétique.
$C_r$	couple de charge (résistant).
$J$	inertie totale du système.
$f_v$	coefficient de frottement.
$\Omega$	vitesse mécanique du rotor.

Avec :

$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$  Coefficient de dispersion de Blondel.

Les paramètres de la machine sont noté par :

$T_s$  et  $T_r$  : constante de temps électrique du stator et du rotor ;

$L_s$  et  $L_r$  : inductances cyclique du stator et du rotor ;

$M$  : inductances mutuelle cyclique.