

## **Etude Comparative des Régulateurs « PID et Flou »: « Autopilotage d'un Moteur Synchrone a Aimant Permanent»**

**K. Hachemi**<sup>1</sup>

**B. Mazari**<sup>2</sup>

**H. Oirkozek**<sup>3</sup>

**A. Al Jazi**<sup>4</sup>

**M. Laouer**<sup>5</sup>

### **Résumé**

Dans cet article, nous présentons une étude comparative entre un régulateur classique PID et un régulateur moderne à logique floue, pour contrôler la variation de la vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) sans saillance et sans amortisseur.

L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à commande MLI (modulation de largeur d'impulsion). Après modélisation mathématique du moteur utilisé, on définit la stratégie de commande basée sur le contrôle vectoriel associé au régulateur choisi et aux comparateurs à hystérésis. Le modèle du système global est conçu et simulé à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

<sup>1</sup> Enseignant chercheur, CU SAIDA, Bp 138 Ennassr SAIDA 2000 ALGERIE

<sup>2</sup> Maître de conférence, USTO Oran, Institut d'électrotechnique

<sup>3</sup> Docteurs, faculté de Génie Electrique et Mécanique. DAMAS, SYRIE

<sup>4</sup> Docteurs, faculté de Génie Electrique et Mécanique. DAMAS, SYRI

<sup>5</sup> Enseignant chercheur, CU SAIDA, Bp 138 Ennassr SAIDA 2000 ALGERIE

## 1) Introduction

La commande des moteurs à courant alternatif est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles. Grâce aux développements des semi conducteurs de puissance; les moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP) sont capables de concurrencer les moteurs à courant continu dans la variation de vitesse, car la commutation est réalisée électriquement et à l'extérieur du moteur.

Plusieurs méthodes de découplage des courants ont été proposées pour contrôler le MSAP; la plus performante consiste à amener le MSAP à se comporter comme un moteur à courant continu.

Nous avons simulé la commande vectorielle sur l'association Convertisseur - MSAP sans saillance et sans amortisseur modélisée par la transformation de PARK. La stratégie de commande du convertisseur statique est réalisée simultanément par :

- l'utilisation de comparateurs à hystérésis qui comparent les courants triphasés de référence et les courants de retour issus du moteur.
- l'utilisation du régulateur PID ou du régulateur à logique Floue, qui permet de contrôler directement la vitesse du moteur par rapport à la consigne qui lui est imposée par l'utilisateur ; la simulation est réalisée grâce au logiciel MATLAB/Simulink.

## 2) Modele Du Msap

Pour réaliser le contrôle du MSAP, il faut orienter le flux en quadrature avec le couple. Cette opération nécessite une décomposition des courants statoriques en courants  $I_d$  direct et  $I_q$  en quadrature [1].

Le model du MSAP sans amortisseur est défini par ses équations électriques et mécaniques dans le référentiel rotorique (d,q) avec l'axe "d" aligné sur le flux rotorique [2],[3]:

- **équations électriques:**

$$u_d = \frac{d\phi_d}{dt} + R_s i_d - \omega_s \phi_q \quad (1)$$

$$u_q = \frac{d\phi_q}{dt} + R_s i_q + \omega_s \phi_d \quad (2)$$

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_r \quad (3)$$

Avec  $\phi_q = L_q i_q$

$$\omega_s = p\omega_r$$

$u_d$  et  $u_q$  les tensions statoriques (d, q)

$i_d$  et  $i_q$  courants statoriques (d, q)

$L_d$  et  $L_q$  inductances suivant d et q

$\phi_d$  et  $\phi_q$  flux statorique (d, q)

$\phi_r$  flux rotorique permanent

$R_s$  Résistance statorique

$\omega_s$  Pulsation du réseau (ou convertisseur)

$\omega_r$  Vitesse de rotation du rotor

p nombre de paires de pôles

- **équations mécaniques:**

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_c - F\omega_r) \quad (4)$$

avec  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

J inertie

F coefficient de frottements visqueux

$\theta_r$  Position du rotor

$C_c$  Couple de charge

$C_e$  Couple électromagnétique donné par

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (5)$$

Les équations (1) et (2) du MSAP sans amortisseur montrent que  $u_d$  et  $u_q$  dépendent des axes d et q.

Si  $L_d = L_q$  le moteur est sans saillance et sans amortisseur, les aimants étant disposés à la surface du rotor; la commande doit maintenir  $i_d = 0$  et réguler le couple par  $i_q$  car il ne dépendra que de  $i_q$  [4]; dans ce cas la puissance absorbée est optimisée pour un couple donné.

Si  $L_d > L_q$  le moteur possède une saillance directe et le couple dépend de  $i_d$  et  $i_q$ ; on peut utiliser  $i_d$  pour affaiblir le flux sur l'axe d en utilisant la relation (10).

Si  $L_d < L_q$  le moteur possède des aimants permanents noyés radialement dans le rotor.

### 3) Strategie De Commande :

Considérons le cas général pour établir les relations de la stratégie de commande [5],[6]; le flux d'induction du MSAP étant suffisant pour former le couple électromagnétique on impose alors le courant statorique exprimé par ses composantes  $i_d$  et  $i_q$  puis en tenant compte de la relation (6) qui représente la contrainte suivante :

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (6),$$

On forme la fonction f définie par

$$f = (L_d - L_q) i_d i_q + \phi_r i_q + \lambda (i_s^2 - i_d^2 - i_q^2) \quad (7)$$

Avec :

- $\lambda$  facteur de Lagrange [5]
- le terme  $\lambda(i_s^2 - i_d^2 - i_q^2)$  représentant une perturbation due au courant sur le couple

et l'on déduit alors le système d'équation suivant:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial i_d} &= (L_d - L_q)i_q - 2\lambda i_d = 0 \\ \frac{\partial f}{\partial i_q} &= \phi_r + (L_d - L_q)i_d - 2\lambda i_q = 0 \\ \frac{\partial f}{\partial \lambda} &= i_s^2 - i_d^2 - i_q^2 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

qui donne:

$$2(L_d - L_q)i_d^2 + \phi_r i_d - (L_d - L_q)i_s^2 = 0 \quad (9)$$

dont la solution est:

$$i_d = \frac{\sqrt{\phi_r^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2} - \phi_r}{4(L_d - L_q)} \quad (10)$$

A partir de (5) on déduit:

$$i_q = \frac{2Ce}{3p(\phi_r + (L_d - L_q)i_d)} \quad (11)$$

Dans cette stratégie de commande, la référence du courant directe est annulée ( $i_{dref} = 0$ ) hypothèse vérifiée grâce à la relation (9) du fait que le moteur considéré est sans saillance et sans amortisseur; par contre, la référence  $i_q$  relative au couple est issue du régulateur de vitesse; De la relation (11) on en déduit la formule correspondante (12).

$$i_q = \frac{2Ce}{3p\phi_r} \quad (12)$$

Nous réglons le courant triphasé par un bloqueur d'ordre zéro suivi d'un limiteur de courant capable de délivrer des créneaux d'impulsions à largeur modulée qui commandent le convertisseur de tension MLI. les interrupteurs de l'onduleur sont commandés de façon à ce que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limitées dans une plage d'hystérésis susceptible d'éviter les ratés de commutation. On compare en permanence les courants réels et les courants de référence tel que représenté sur la figure 3 pour une phase.

Les sorties des comparateurs sont reliées à une logique de commande des interrupteurs.

Le schéma block du circuit utilisé est représenté sur la figure I;

Le schéma symbolique sur MATLAB\Simulink est représenté sur la figure 2;

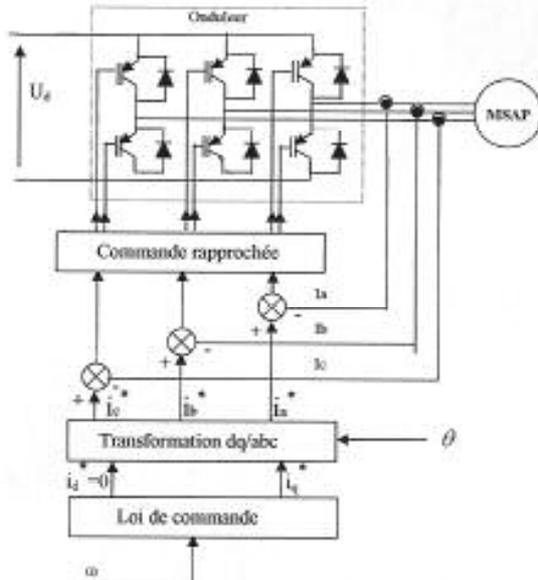


Figure 1. Contrôle vectoriel du moteur synchrone alimenté en tension et régulé en courant.

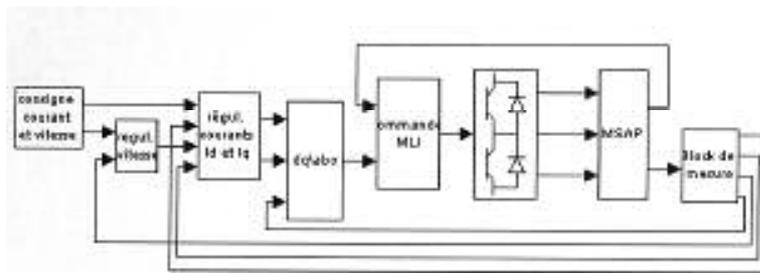


Figure 2: schéma block de commande vectorielle du MSAP.

Nous avons considérés un MSAP [1], [5] dont les paramètres sont portés sur le tableau I.

Symbole	Désignation	Valeur
R	Résistance statorique	1,2 ( $\Omega$ )
Ld	Inductance axe "d"	0,011(H)
Lq	Inductance axe "q"	0,011(H)
$\Phi_r$	Flux magn. permanent	0,18(Vs/rad)
J	Inertie du rotor	0,006(Kgm <sup>2</sup> )
F	Coeff. frot. visqueux	0,0001(Nms)
P	Nombre paires pôles	3
Cc	Couple réf. Maxi.	50 (Nm)
$\omega_{ref}$	Vitesse de référence	100 (rad/sec)

Tableau I.

### Description du model:

Le modèle de simulation de la commande vectorielle se compose de deux éléments de base:

- L'algorithme de contrôle qui regroupe le régulateur PID (ou le régulateur FLOU) et les transformations dq/abc et abc/dq.
- Le réglage du courant triphasé de l'onduleur à MLI, qui se compose de trois bloqueurs d'ordre zéro, de trois comparateurs à hystérésis et d'une commande logique permettant l'aiguillage des signaux vers les six interrupteurs de puissance [7]; le modèle de réglage relatif à une seule phase est représenté sur la figure 3.

Le block 'retard' simule le retard du courant de retour vers le comparateur; son rôle est de ramener le courant de retour, en phase avec le courant de référence.

Le signal d'erreur  $\varepsilon_i$  généré entre les courants de référence et de retour ( $i_{ref} - i_{mes}$ ) est ajusté par un bloqueur d'ordre zéro (B.O.Z); celui-ci doit avoir un pas inférieur à la plus petite impulsion du comparateur à hystérésis; son rôle est de maintenir Le signal d'erreur  $\varepsilon_i$  constant pendant la durée nécessaire au fonctionnement du comparateur.

Ce sont les comparateurs à hystérésis qui génèrent le signal MLI; ils imposent le rythme de commutation mais la séquence de commutation est générée par l'aiguillage logique: [7],[8]

Si  $\varepsilon_i > 0$  la sortie du comparateur est à 1 (Ra=1) sinon elle prend la valeur nulle (Ra=0). Afin de se rapprocher de la forme réelle du convertisseur nous avons modélisé ce dernier par un pont de six transistors IGBT; leurs commutations sont synchronisées par le signal logique issu du comparateur:

Si Ra=1 le transistor T1 est conducteur.

Si Ra=0 T1 se bloque et T2 devient conducteur; dans la réalité la commande logique doit interdire l'ouverture simultanée des deux transistors (T1 et T2) se trouvant dans la même branche.

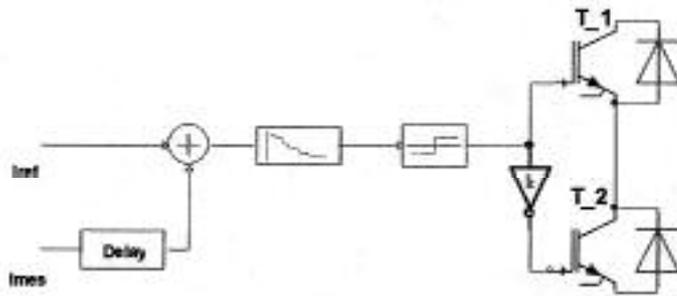


Figure 3: comparaison sur une phase des courants de référence et de retour

#### 4) Définition De La Loi De Commande Floue [2], [5], [9] :

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation ( $u = f(e, \Delta e)$ ) ; Par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant l'ajustement de la commande  $u$ .

La forme générale de la loi de commande est donnée par :

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1} \quad (13)$$

Où :

$G_{\Delta u}$  : Gain associée à la commande  $u_{k+1}$ .

$\Delta u_{k+1}$  : Variation de la commande.

L'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $\Delta e$  sont normalisées comme suit :

$$\begin{aligned} X_e &= G_e e \\ X_{\Delta e} &= G_{\Delta e} \Delta e \end{aligned} \quad (14)$$

où :

$G_e$  et  $G_{\Delta e}$  Représentent les facteurs d'échelle (Gain de normalisation), on fait varier ces facteurs de façon à trouver un réglage convenable.

**Exemple de régulateur à trois classes :**

Dans ce régulateur, l'intervalle d'intérêt de la variable d'entrée et de sa variation est subdivisé en trois classes, comme il est montré à la figure 4.

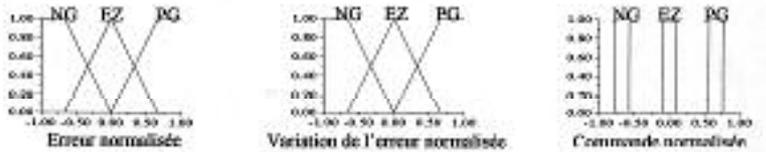


Figure 4 : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques

Les classes sont notées comme suit :

- PG pour positif grand
- EZ pour environ zéro
- NG pour négatif grand

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrée. Par exemple, si l'erreur et sa variation sont fortement négatives, le signal de commande doit l'être également. Au contraire, si l'erreur est environ zéro ainsi que sa variation, il en sera de même de la commande. Si l'erreur est environ zéro mais sa variation est fortement négatif, ou si l'erreur est fortement négatif et sa variation est environ zéro, le signal de commande doit être fortement négatif [9].

Ces considérations nous ont conduits à adopter une table de décision, résumant les règles d'inférences choisies qui reflètent les différentes classes de la commande et par conséquent la sortie.

$\Delta e$ $e$	NG	EZ	PG
NG	NG	NG	EZ
EZ	NG	EZ	PG
PG	EZ	PG	PG

Base de règles d'inférences

### 5) Resultat De Simulation:

Nous utilisons le schéma block de la figure 1, sur lequel nous inter changeons uniquement les deux régulateurs.

Les essais sont faits simultanément avec le régulateur PID et le régulateur FLOU.

#### Hypothèses:

Le MSAP démarre sans application de la charge ; Le courant direct  $I_d$  étant maintenu à la valeur nulle par la consigne  $I_{dref} = 0$ .

Nous imposons au démarrage une référence de vitesse  $\omega_r = 80rd/s$  pour observer la réaction du courant en quadrature  $I_q$  avec un couple de 30Nm, puis nous la modifions brusquement de la manière suivante:

- A  $t=0.1$  secondes, nous diminuons la consigne de vitesse jusqu'à  $\omega_r = 50rd/s$
- A  $t=0.3$  secondes, nous l'augmentons jusqu'à  $\omega_r = 75rd/s$

Lorsque le régime est établi, nous appliquons une charge de 50Nm à l'instant  $t=0.5$  secondes; elle représente le couple limite que peut supporter le MSAP avant le décrochage.

Nous observons la réaction du système puis nous réajustons la charge à 30Nm à l'instant  $t=0.8$  secondes.

#### 5.1 Paramètres du régulateur PID:

Nous avons procédé à des essais successifs sur les blocs des régulateurs de vitesse et des courants (voir figure 2) ainsi que la fixation de « Te » sur le bloc de commande MLI rapprochée pour déterminer les paramètres de réglages du régulateur PID et des bloqueurs d'ordre zéro du tableau II suivant.

Paramètre	Valeur
Régulateur Vitesse	<b>Kp=285, Ki=190, Kd=0.15</b>
Régulateur Id	<b>Kp=160, Ki=100, Kd=0.005</b>
Régulateur Iq	<b>Kp=12, Ki=5, Kd=0.1</b>
Retard courants retour	$Te = 10^{-4} s$
Temps d'échantillonnage du BOZ	$Te = 10^{-4} s$
Changement d'état du comparateur	<b>Ec=±eps</b>

Tableau II.

### Interprétation des résultats:

Lors du démarrage, la vitesse atteint la valeur imposée avec un temps de réponse  $T_{rep} = 0.0119$  secondes et un dépassement de 5.72%, à l'instant 0.1 secondes, la vitesse diminue vers la nouvelle consigne d'une valeur minimale égale à 49.32rd/s avant de revenir à la valeur imposée de 50 rd/s puis elle suit parfaitement la consigne imposée.

L'application d'un couple de 20Nm implique une perturbation de 0.625% à l'instant 0.5secondes ; le couple maximal lors du démarrage est une pointe de valeur  $C_{max} = 115\text{Nm}$ , il se stabilise ensuite à la valeur de consigne 10Nm ; il atteint une valeur algébrique maximale de  $\pm 60\text{N.m}$  pour les instants 0.1 et 0.3 secondes, suivant le changement de la consigne imposée.

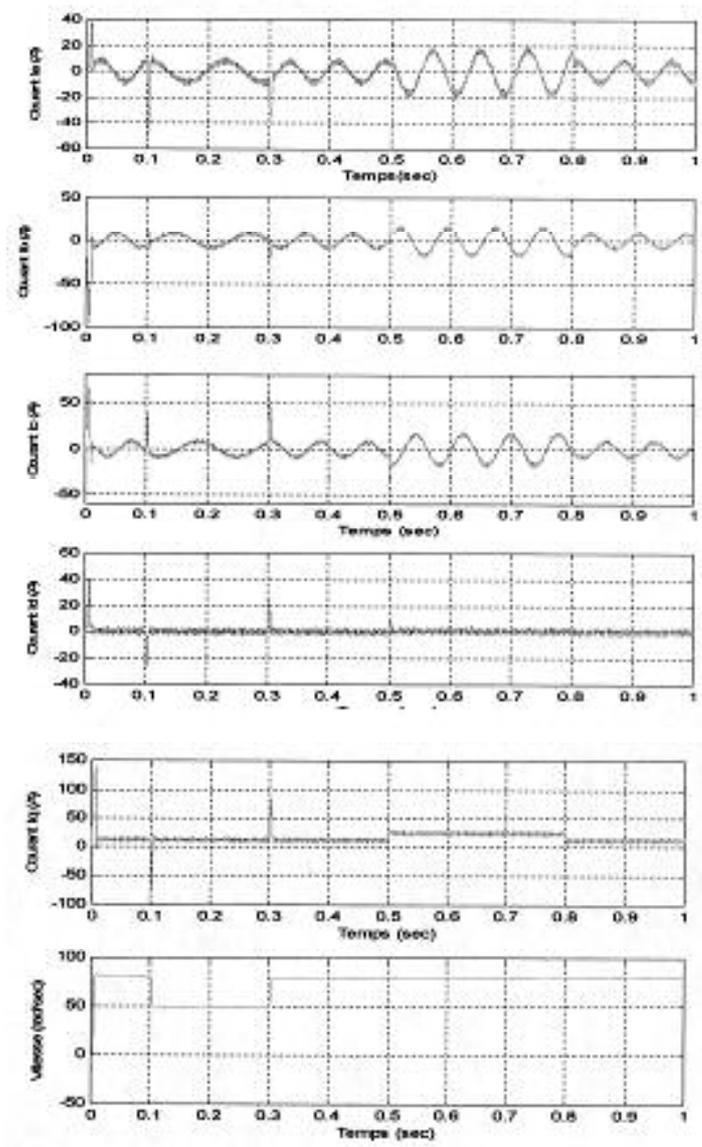
Au démarrage le courant  $I_d$  atteint une pointe de valeur maximal  $I_{d\max} = 40\text{A}$  puis il se stabilise à la valeur nulle.

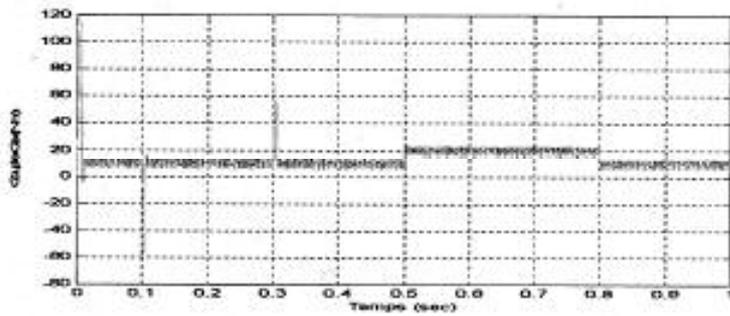
On note l'apparition d'autres pics -25A, +25A et 10A, relatifs aux instants 0.1, 0.3 et 0.5 secondes ; ils sont engendrés par l'application d'un couple et d'une consigne variable.

Le courant  $I_q$  atteint une valeur maximale de +140A puis il suit parfaitement le couple avec des pics aux instants 0.1 et 0.3secondes pour les valeurs -80A et +80A.

Les courants d'alimentation, subissent une diminution lorsque le couple atteint la valeur  $C_e = 10\text{N.m}$  et valeur  $C_e = 20\text{N.m}$ .

Les courants augmentent jusqu'à 20A, on remarque l'apparition des pics aux alentours de 0.1, 0.3 et 0.5 secondes.





A partir de ces résultats on déduit les remarques suivantes:

La vitesse du moteur suit parfaitement les consignes imposées.

En démarrant le moteur avec une charge « 10Nm », nous remarquons que l'allure de la vitesse est obtenue avec un dépassement et lorsqu'on augmente le couple résistant, le régulateur PID rejette les perturbations d'une manière très lente.

Les pics sont très importants.

- Les courbes de simulation montre que Le MSAP démarre rapidement et présente un taux de dépassement inférieur à 5% de la valeur de consigne sur la vitesse. La pointe de courant de démarrage atteint la valeur maximale puis diminue rapidement. Le taux de dépassement est négligeable sur le changement de consigne par contre les pointes sur le couple et le courant  $I_q$  sont apparentes. On remarque une légère trace sur le courant  $I_d$ .

A l'application de la charge une perturbation importante apparaît sur la vitesse, néanmoins elle se rétablit progressivement au rythme de l'inertie du système.

Le temps de rétablissement de la vitesse est proportionnel à l'importance de la perturbation.

Les oscillations du courant  $I_d$  demeurent stables autour de la référence zéro.

## 5.2 Paramètres du régulateur FLOU :

Nous avons synthétisé le régulateur à logique Floue du type MANDANI [9] pour le réglage de vitesse et de position.

Le signal de sortie est déterminé en fonction des signaux d'entrée par l'intermédiaire des règles, comme il est illustré dans le tableau III ci dessous:

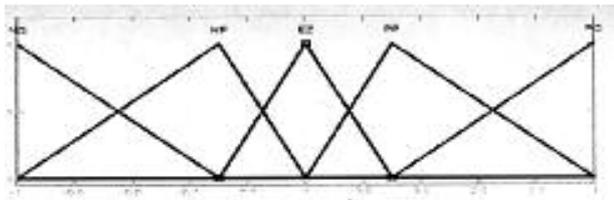
$\Delta e$	$e$	<b>NG</b>	<b>NP</b>	<b>EZ</b>	<b>PP</b>	<b>PG</b>
<b>NG</b>		<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>EZ</b>	<b>PP</b>
<b>EZ</b>		<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>EZ</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>
<b>PG</b>		<b>NP</b>	<b>EZ</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>

Tableau III règles d'inférences.

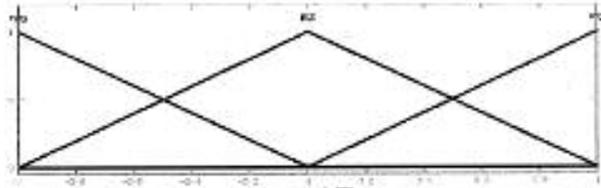
Les classes sont notées comme suit:

- NG : négatif grand
- NM : négatif moyen
- NP : négatif petit
- EZ : environ zéro
- PP : positif petit
- PM : positif moyen
- PG : positif grand

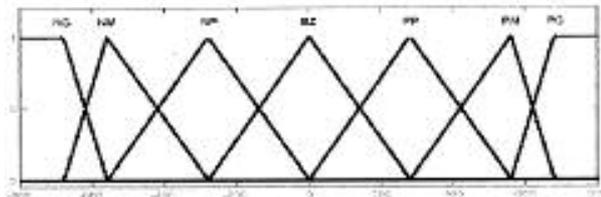
Les fonctions d'appartenances sont du type triangulaire et trapézoïdal sur les limites. L'intervalle d'intérêt des variables d'entrées est subdivisé en cinq classes pour l'erreur « e » et en trois classes pour sa dérivée « de », alors que celui de la variable de sortie « du » est subdivisé en sept classes.



fonction d'appartenance de l'erreur « e » à cinq classes



Fonction d'appartenance de Δe à trois classes



fonction d'appartenance de « Ia » à sept classes

Les valeurs des gains internes associés au régulateur flou sont:

$$G_e = 0.06 ; \quad G_{\Delta e} = 0.05e-3$$

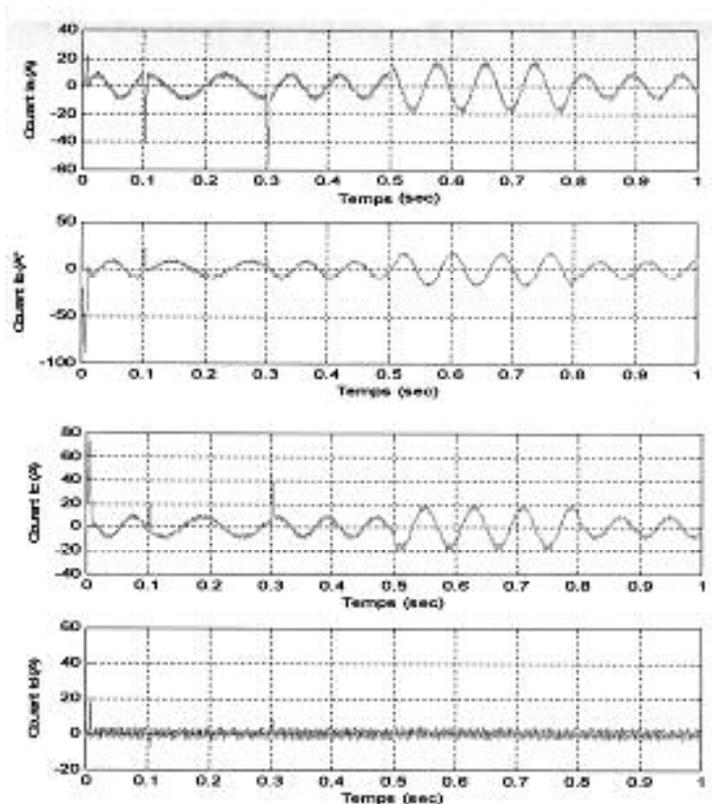
Les nouveaux paramètres des régulateurs de courants utilisés sont les suivants:

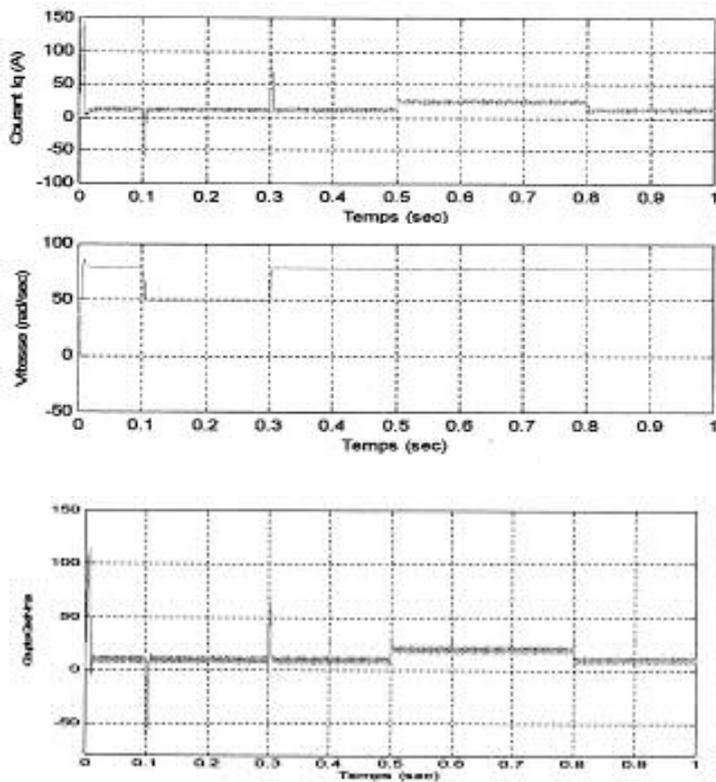
	<b>REG Id</b>	<b>REG Iq</b>
<b>Proportionnel</b>	<b>120</b>	<b>15</b>
<b>Intégral</b>	<b>30</b>	<b>2</b>
<b>Dérivé</b>	<b>5e-3</b>	<b>0.05</b>

### Interprétation des résultats:

Pendant le démarrage, la vitesse atteint la valeur imposée à un temps de réponse de 0.0132 secondes et un dépassement de 6.25%, à l'instant 0.1secondes (figures suivantes). La vitesse diminue vers la nouvelle consigne d'une valeur minimale égale à 49rd/s avant de revenir à la valeur imposée de 50rd/s puis elle suit parfaitement la consigne imposée.

Nous pouvons interpréter de la même manière que précédemment le comportement du système avec le régulateur flou. Les résultats sont présents ci après.





### 5.3 Etude comparative des deux méthodes :

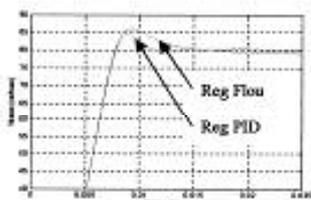
Il est clair que l'avantage principal du RLF par rapport au régulateur PID est le fait de pouvoir numériser le RLF ou de le modéliser par ordinateur ou par micro processeur et par conséquent ce sera un régulateur évolutif que nous pouvons modifier à la demande ; ce qui n'est pas le cas du PID. Pour procéder à la comparaison des résultats nous avons jumelé les deux schémas des simulations précédentes, aux instants identiques de manière à ce que l'on puisse agrandir ces schémas ; les résultats de la comparaison entre les régulateurs PID et RLF sont représentés sur les figures ci-dessous.

**Interprétation des résultats:**

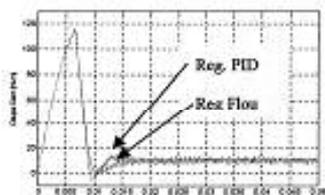
En observant les résultats précédents, on voit que le comportement des deux régulateurs est identique durant les régimes permanents, mais le régulateur Flou présente un net avantage :

- moins d'oscillations au démarrage et lors des changements de consigne,
- Les pics des perturbations sont beaucoup moins importants avec le RLF notamment

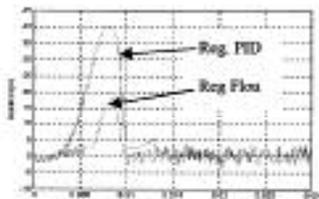
pour le courant  $I_d$  ( voir : Courant Id au démarrage, à l'instant 0.1s et à l'instant 0.3s).



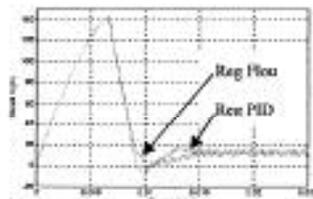
Vitesse lors du démarrage



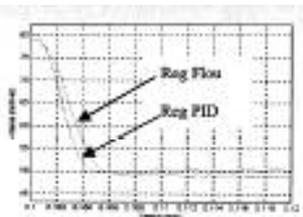
Couple lors du démarrage.



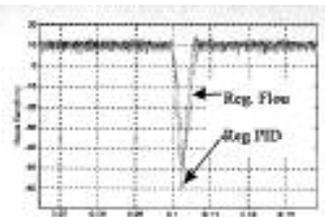
Courant Id en démarrage



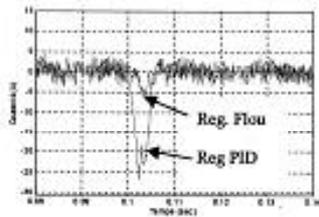
Courant Iq en démarrage



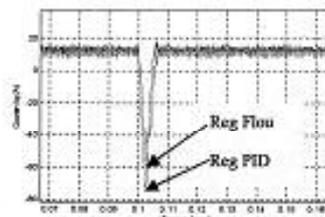
Vitesse à l'instant 0.1s.



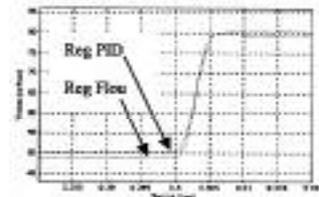
Couple à l'instant 0.1s



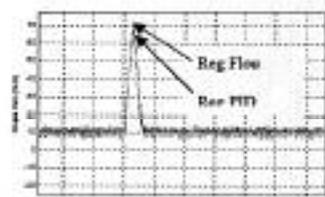
Courant Id à l'instant 0.1s



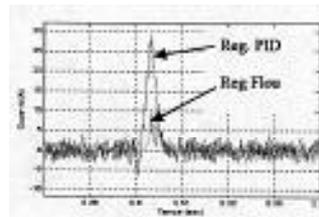
Courant Iq à l'instant 0.1s



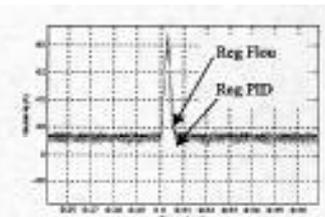
Vitesse à l'instant 0.3s



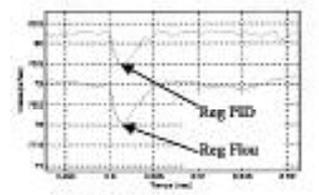
Couple à l'instant 0.3s



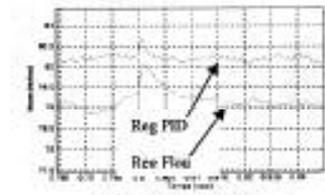
Courant Id à l'instant 0.3s



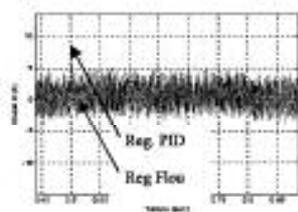
Courant Iq à l'instant 0.3s



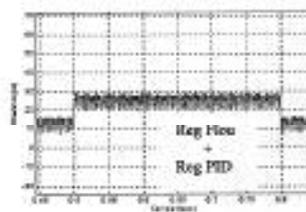
Vitesse à l'instant 0.5s



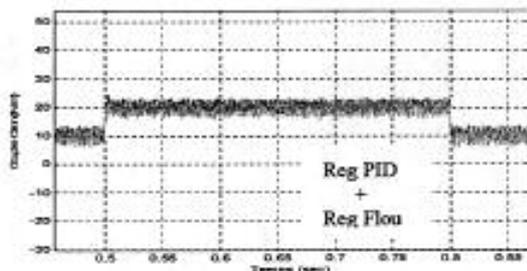
Vitesse à l'instant 0.8s



Courant Id aux instants 0.5s et 0.8s



Courant Iq entre les instants 0.5s et 0.8s



Couple aux instants 0.5s et 0.8s

## 6) Conclusion

Dans cette étude nous avons voulu contribuer à la réflexion sur la commande et le contrôle vectoriel d'un moteur synchrone à aimant permanent par deux types de régulateurs différents soit le régulateur PID classique puis le régulateur à logique floue ; nous avons mis en évidence le comportement de la régulation de vitesse dans ces deux types de commandes sans modifier la structure globale du système. Nous lui avons associé des comparateurs à hystérésis pour une souplesse de la commande de l'onduleur de tension à MLI.

Celui-ci est représenté par un pont triphasé six transistors IGBT identiques dont le but est de donner à la commande un aspect qui se rapproche le mieux du montage réel.

Les résultats obtenus matérialisés par les courbes de variation de la vitesse, du couple et des courants, montrent le comportement du MSAP pour chacun des types de régulateurs étudiés.

Une réalisation peut être envisager en disposant de l'association « commande rapprochée – onduleur – moteur synchrone » et en utilisant un ensemble « DSP – micro-ordinateur » pour réaliser le régulateur.

### References Bibliographiques :

- [1] LE PIOUFLE Bruno "Comparaison des stratégies pour la commande numérique de servomoteurs synchrones; Algorithme linéaire et non linéaire; Robustesse; implantation".  
Thèse de Doctorat es science; INP Grenoble 1992.
- [2] G. Zhu, O. Akhrif, A. Kaddouri, " Speed tracking control of a permanent magnet synchronous motor with state and load torque observer ".  
IEEE Vol. 47 N°2 P346 avril 2000.
- [3] P. Barret " Régimes transitoires des machines tournantes électriques  
Edition Eyrolles 1982.
- [4] G. Grellet, G. Clerc, " Actionneurs électriques: Principe, modèle commande ".  
Edition Eyrolles 1997.
- [5] Hansruedi Bühler " Réglage de systèmes d'électronique de puissance  
Volume 1 et 2: Entraînement réglés.  
Presses polytechniques et universitaires romanes, édition 1997.
- [6] D. Hamad, K. Uchida, F. Yusivar, H. Haratsu, S. Wakao and T. Onuki.  
" Sensorless Control of PMSM using a linear reduced order observer including disturbance torque estimation ".
- [7] Y. S. Chen, Z. Q. Zhu and D. howe "Simulation and expérimental investigation of dynamic field-weakening performance of permanent magnet brushless AC drives ".  
EPE 1999 Lausanne.
- [8] Yaohua LI and Lu Jiang, "Sensorless Control of PMSM with an adaptive observer".  
EPE 1999 Lausanne.
- [9] P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieulot, L. Dubois " Introduction à la commande Floue ".  
Edition Technip, Paris 1998.

Received, 5 Julie, 2003.