

# *Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation*

B. DEHIBA, A. MEROUFEL, A. BENDAOU, M. B. BENABDELLAH

**Résumé:** Dans cet article, la vitesse du moteur asynchrone alimenté en courant est découplée vectoriellement et contrôlée par un régulateur à structure variable avec mode glissant. La limitation du courant statorique (couple) est réalisée par une poursuite d'une surface de commutation. L'algorithme de commande est mis en valeur par des tests de simulation numérique. L'analyse des résultats obtenus par ce type de régulateur non linéaire montre bien la caractéristique de robustesse vis à vis des perturbations de la charge et des variations paramétriques ainsi que la limitation du couple par poursuite d'une surface de commutation.

**Mots clés :** MAS, commande vectorielle, observateur, réglage par mode de glissement, commutateur de courant à hystérésis et limitation du courant.

## I- INTRODUCTION

La technique de commande vectorielle par flux orienté appliquée aux moteurs asynchrones a permis d'avoir des performances comparables à celles du moteur à courant continu [1,2,3]. Cependant, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. A cet effet, plusieurs commandes robustes ont été proposées dans la littérature technique. Parmi elles, la commande à structure variable par mode glissant a retenu notre attention par la simplicité de son algorithme de réglage et fait l'objet de notre travail. Dans cet article les performances du réglage par mode glissant de la vitesse d'une MAS avec orientation indirecte du flux sont analysées par simulation numérique. L'algorithme de commande est synthétisé dans le plan de phase en utilisant un organe de commutation à deux positions [3,4,5,6].

Pour éviter les dépassements néfastes du courant statorique, nous définissons une surface de glissement et à l'aide de la loi de commutation nous obligeons la trajectoire de rester au voisinage de cette surface pour que le courant ou couple soit limité [5,6]. Un intégrateur est mis en cascade avec le régulateur mode glissant (RMG) dans la chaîne de régulation de la vitesse pour éliminer d'une part l'erreur statique et d'autre part pour réduire l'effet 'chattering' [6]. La rapidité de réponse du système est imposée par un choix d'une trajectoire (surface) de glissement définie dans le plan de phase.

Dans ce travail, nous présentons le modèle de la machine alimentée en courant dans le repère de Park puis nous développons un algorithme de commande à structure variable avec mode glissant pour le contrôle de la vitesse indépendamment du flux avec limitation du courant par poursuite d'une

trajectoire de commutation. Ensuite, nous donnons un bref aperçu sur le commutateur de courant à hystérésis et nous terminons par une simulation du système global (RMG-MAS-Commutateur de courant). Les résultats obtenus par simulation de la commande de la vitesse montrent les performances et la robustesse de la méthode analysée. Les courbes prouvent, d'une part la concordance entre la théorie et la simulation, d'autre part la conformité des résultats par rapport aux travaux étudiés dans les références [3,4,5,6].

## II. MODELISATION DE LA MAS

On admet que la machine est symétrique, que son induction a une répartition sinusoïdale dans l'entrefer et qu'elle n'est pas soumise à la saturation. Dans le référentiel d'axe lié au champ tournant, les équations électriques s'écrivent [1,2].

### 2-1. Modèle mathématique de la MAS

#### a- Equations électriques

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_{sl} \phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{sl} \phi_{dr} \end{aligned} \quad (1)$$

avec

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{aligned} \quad (2)$$

#### b- Equation mécanique

$$\begin{aligned} j \frac{d\Omega}{dt} &= C_e - C_r - f\Omega \\ C_e &= \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (I_{qs} \phi_{dr} - I_{ds} \phi_{qr}) \end{aligned} \quad (3)$$

### 2.2. Modèle de la MAS alimentée en courant :

La méthode consiste à imposer le courant statorique, c'est à dire commander le flux par la composante  $I_{ds}$  et le couple par la composante  $I_{qs}$ . Ainsi, nous utilisons le modèle d'ordre deux du flux rotorique [1,2,3] qui est défini par la relation (4)

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{pmatrix} \quad (4)$$

avec  $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$ .

## III. ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

L'orientation du repère dq avec l'axe d lié au vecteur flux rotorique permet de simplifier l'expression du couple [1,2,3].

$$\phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0$$

donc

$$C_e = \frac{3M}{2L_r} p \phi_r I_{sq} \quad (5)$$

Pour une commande du couple et du flux, nous prenons comme entrées  $C_e$ ,  $\phi_r$  et comme sorties  $I_{sq}$ ,  $I_{sd}$  et  $\omega_{sl}$ . Ainsi les expressions (3) et (4) se réduisent aux relations suivantes.

$$\begin{aligned} I_{sq} &= \frac{2}{3} \frac{L_r C_e}{pM \phi_r} \\ I_{sd} &= \frac{1}{M} (T_r \frac{d}{dt} \phi_r + \phi_r) \\ \omega_{sl} &= \frac{M}{T_r \phi_r} I_{sq} \end{aligned} \quad (6)$$

Le système d'équations (6) permet de

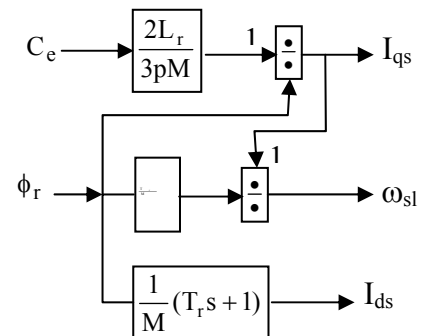


Fig. 1. Orientation du flux rotorique (OFR).

définir la structure d'orientation du flux rotorique (OFR) où les entrées et sorties ont été déjà spécifiées. Elle est représentée par le schéma bloc de la figure 1.

#### IV. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA MAS

##### 4-1. Généralités

La commande par mode de glissement consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre [3,4,5,6]. La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement revient principalement à déterminer trois étapes.

##### Choix de la surface de commutation

J.J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement

$$S(X) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (7)$$

$e = X_d - X$  : écart

$\lambda$  : coefficient positif

$n$  : ordre du système

$X_d$  : valeur désirée

##### Condition de convergence

La condition de convergence est définie par l'équation de Lyapunov [3,4,6]. Elle rend la surface attractive et invariante

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (8)$$

##### Calcul de la commande

L'algorithme de commande est défini par la relation [3,4,5,6]

$$U = \sum_i \Psi_i X_i \quad i = 1, 2 \quad (9)$$

avec

$$\Psi_i = \begin{cases} \alpha_i & \text{si } SX_i > 0 \\ \beta_i & \text{si } SX_i < 0 \end{cases}$$

##### Limitation du courant statorique

Il est souvent nécessaire de limiter les dépassements du courant statorique (couple) qui peuvent endommager le système. La limitation peut être facilement réalisée par une imposition d'une trajectoire de commutation [6]. Pour atteindre cet objectif, on fait appel à une loi de commutation non linéaire composée de trois droites. Les surfaces de glissement à accélération constante sont définies par

$$\begin{aligned} S_1^+(X) &= -|X_{2 \max}| + \dot{X}_1 = 0 \\ S_1^-(X) &= |X_{2 \min}| + \dot{X}_1 = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

Les conditions de convergence rendant les surfaces  $S_1^+(x)$  et  $S_1^-(x)$  attractives et invariantes sont définies par

$$\begin{aligned} \beta_1 &< 0 < \alpha_1 \\ \beta_2 &< \min_{a,b} \left| \frac{a}{b} \right| \max_{a,b} < \alpha_2 \end{aligned} \quad (11)$$

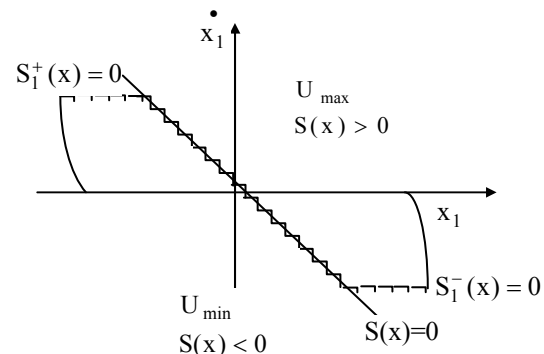


Fig. 2. Interprétation graphique du RMG avec limitation du couple par  $S_1^+(x)$ ,  $S_1^-(x)$ .

##### 4-2. Application du RMG à la MAS

Nous supposons que le découplage vectoriel est parfait et que les différents retards enregistrés par le convertisseur statique, la commande rapprochée MLI et les transducteurs sont négligeables, le modèle de la MAS peut être représenté approximativement par l'équation mécanique (3). Pour annuler l'erreur statique et réduire l'effet 'chattering', on ajoute au RMG un intégrateur en cascade figure 3.

$$k_t = \frac{3M}{2L_r} p \phi_r$$

Pour une représentation dans l'espace d'état, nous posons

$$X_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad ; \quad X_2 = \frac{d}{dt}\Omega \quad (12)$$

le modèle simplifié s'écrit

$$\begin{pmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ b \end{pmatrix} U \quad (13)$$

avec  $a = f/J$  ;  $b = 1/\tau J$

*Choix de la surface de glissement*

Dans la majorité des cas, on préfère un régime rapide sans dépassement. Par conséquent le choix de la droite de commutation (surface de glissement) définie par la relation (7) est

$$S(X) = \frac{d}{dt}e(X) + \lambda e(X) = 0 \quad (n = 2) \quad (14)$$

$$S(X) = \lambda X_1 + X_2 = 0$$

*Loi de commande et conditions de glissement*

La relation (9)  $U = \Psi_1 X_1 + \Psi_2 X_2$  doit vérifier la condition (8)  $s\dot{s} < 0$  alors

$$S(\lambda \dot{X}_1 + \dot{X}_2) = (\lambda - a + b\Psi_2)SX_2 + b\Psi_1SX_1 < 0 \quad (14)$$

avec

$$\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{si } SX_1 > 0 \\ \beta_1 & \text{si } SX_1 < 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$\Psi_2 = \begin{cases} \alpha_2 & \text{si } SX_2 > 0 \\ \beta_2 & \text{si } SX_2 < 0 \end{cases}$$

ce qui entraîne

$$\beta_1 < 0 < \alpha_1$$

$$\beta_2 < \min_{a,b} \left| \frac{\lambda - a}{b} \right|_{a,b} < \alpha_2 \quad (16)$$

**V. COMMUTATEUR DE COURANT**

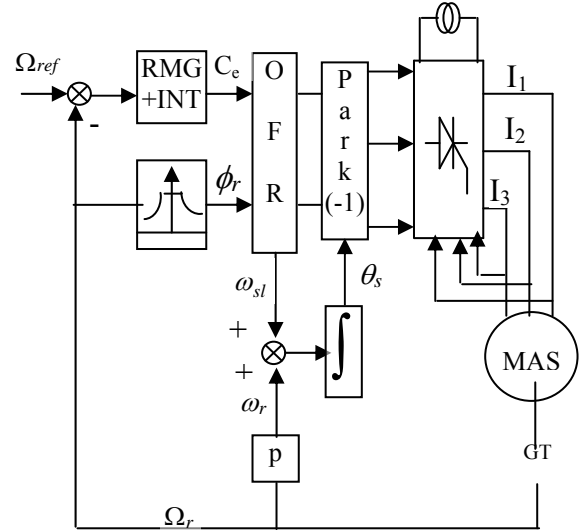
**5-1. Algorithme de commande**

La bande d'hystérésis est fixée de part et d'autre du fondamental  $\pm \Delta I = .01A$ . L'algorithme est donné par

$$I_{1ref} = I_{max} \sin(\omega t)$$

$$I_{2ref} = I_{max} \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (17)$$

$$I_{3ref} = I_{max} \sin(\omega t - 4\pi/3)$$



**Fig. 4.** Synoptique du RMG avec orientation indirecte du flux pour la commande de la MAS.

bande supérieure

$$I_{ui} = I_{iref} + \Delta I \quad ; \quad i=1, 2, 3 \quad (18)$$

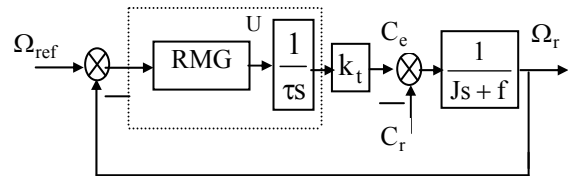
bande inférieure

$$I_{li} = I_{iref} - \Delta I \quad ; \quad i=1, 2, 3 \quad (19)$$

la logique de commutation est :

$$S_i = \begin{cases} -1 & I_i > I_{ui} \\ 1 & I_i < I_{li} \end{cases} \quad (20)$$

$I_i$  : courant de ligne



**Fig. 3.** RMG de la vitesse avec intégrateur.

**5-2. Modèle du commutateur de courant**

Nous supposons que les interrupteurs sont à commutation idéale. Les courants de ligne sont définis par

$$|I_s| = I_d |C| |S| \quad (21)$$

où

$$|I_s| = (I_1 \quad I_2 \quad I_3)^t \quad |S| = (S_1 \quad S_2 \quad S_3)^t$$

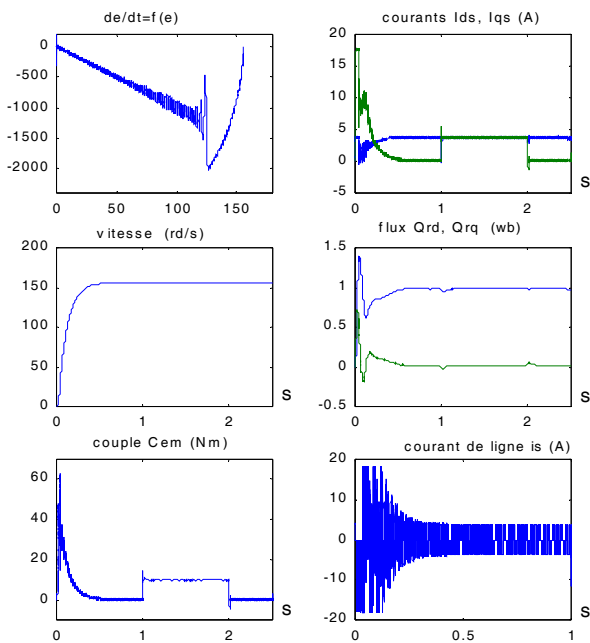
$$|C| = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$I_d$  : courant redressé

**VI. RESULTATS DE LA SIMULATION**

Le variateur de vitesse étudié est un moteur asynchrone alimenté par un commutateur de courant à hystérésis. La source de courant est formée d'un redresseur en pont triphasé régulé en courant. La technique vectorielle retenue est celle de la méthode indirecte et le régulateur est structure variable avec mode glissant. L'ensemble de la commande donnée par la figure ci-dessous est simulé en temps réel par le logiciel Matlab/Simulink.

Les figures 5 et 6 représentent les performances du RMG étudié pour un échelon de vitesse et une variation de la charge.

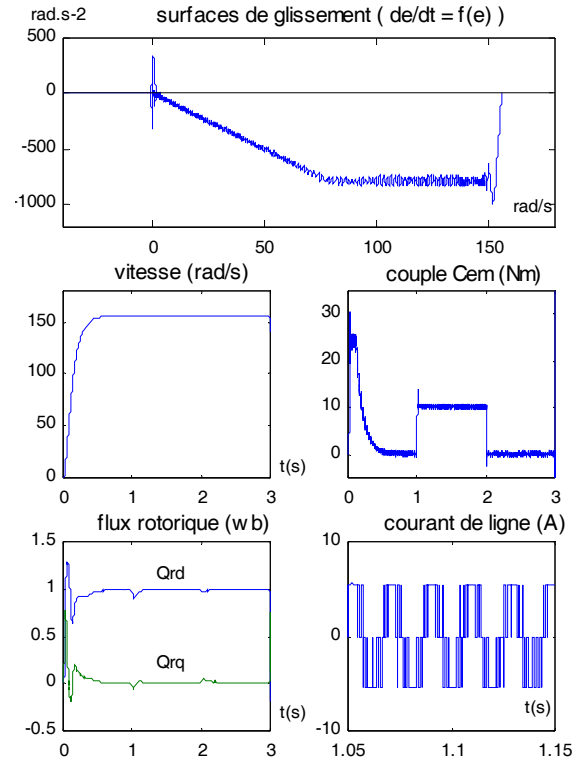


**Fig. 5.** Réponses du système de commande à un échelon de vitesse avec variation de la charge pour  $\lambda = 10$  et  $k_i = 15$ .

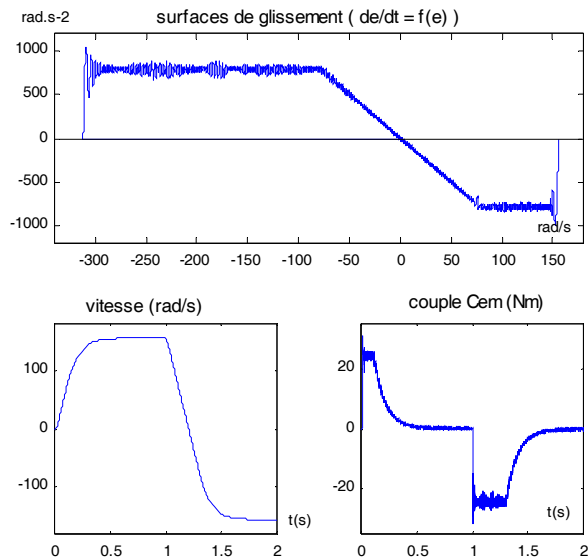
La réponse en vitesse est sans dépassement, sans erreur statique et insensible à la variation de la charge. La convergence et le mode glissant le long de la surface est vérifié. L'orientation et le découplage flux – couple est maintenu en régime statique.

La figure 7 met en évidence l'influence de la surface de commutation sur la limitation du couple.

Les figures 8 et 9 montrent la robustesse de la commande vis à vis de la



**Fig. 6.** Réponses du système de commande à un échelon de vitesse avec variation de la charge et limitation du couple pour  $\lambda = 10$  et  $k_i = 15$ .



**Fig. 7.** Réponses du système de commande aux échelons de vitesse  $\pm 156$  rad/s avec limitation du couple.

variation de l'inertie et de la constante de temps rotorique.

La réponse en vitesse est pratiquement insensible à cette variation vu que le temps de réponse est le même, alors que le couple

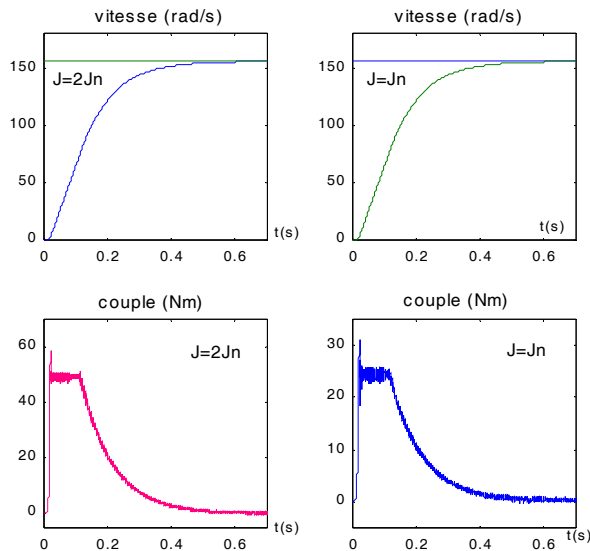


Fig. 8. Test de robustesse pour  $J = 2J$  nominale.

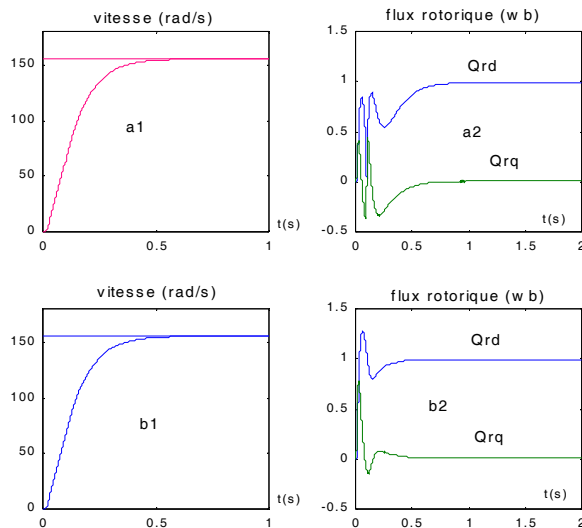


Fig. 9. Test de robustesse pour  $T_r = (T_r \text{ nominale})/2$   
 $a_i$  : diminution de  $T_r$  de 50%  $b_i$  :  $T_r = T_r$  nominale.

est proportionnel à l'inertie avec une autre accélération.

La réponse en vitesse reste insensible à cette variation. Le temps de réponse est le même. Le découplage est maintenu en régime permanent malgré la variation de la charge.

## VII. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons développé et appliqué une méthode de réglage à structure variable avec mode glissant pour l'asservissement de la vitesse d'une MAS alimentée par un commutateur de courant à hystérésis et où le flux et couple sont

découplé par la technique de la commande vectorielle indirecte. Les différents résultats obtenus en simulation montrent la robustesse du RMG vis à vis des perturbations des paramètres du système et de la charge. D'autre part la poursuite en vitesse est sans dépassement et sans erreur statique. Le découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont assurés sur toute la plage de variation. Le convertisseur statique et la nature de la commande à structure variable (RMG) introduisent des ondulations de haute fréquence qui sont ressenties au niveau du couple. Avec un choix d'une bande d'hystérésis réduite et une correction de l'effet chattering, on arrive à faire diminuer les fluctuations du couple. La limitation de celui-ci est facilement réalisée par une imposition d'une trajectoire de commutation. De plus ce réglage présente un algorithme de commande robuste très simple et qui a l'avantage d'être facilement implémentable dans une commande par ordinateur.

## REFERENCES

1. B.K.Bose « Power electronics and Ac drives» Prentice Hall1990.
2. Y.Fu "commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées" these de doctorat Montpellier II Mars 91
3. D.Benattous, A.Golea, R.Abdelssemmed «Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone» ICEL98, 5-7 Octobre 1998, USTOran Algérie.
4. H.Hashimoto, H.Yamamoto, D.Yanagisawa and F.Harachima "Brushless servomotor control using VSS approach" IEEE IAS Annual Meeting 1986 pp72-79
5. C.Namuduri and P.C. Sen "A servo control system using a self controlled synchronous motor (SCSM) with sliding mode controller" IEEE IAS Annual Meeting 1986 pp56-65
6. Edwardy. Y.Ho and Pareshc. Sen «A microcontroller based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling" IEEE Trans On Ind Elect vol 37 n°3 June 1990 pp227-235

**Annexe :**

Paramètres du moteur utilisé :

$$P=1.5 \text{ kW}, \quad U=220 \text{ V}, \quad R_s=4.85 \Omega,$$

$$R_r=3.81 \Omega, \quad L_s=L_r=.274\text{H}, \quad M=.258\text{H},$$

$$J=.031 \text{ kgm}^2, \quad f_r=.00114 \text{ Nms/rd}, \quad p=2$$

Coefficients du RMG

$$\alpha_{11} = \beta_{12} = .003$$

$$\alpha_{21} = \beta_{22} = .25$$

$$\alpha_{31} = \beta_{32} = .013$$

$$\alpha_{41} = \beta_{42} = 0$$

$$V_{\text{lim}} = \mp 1800 \text{ rad.s}^{-2}$$

B. DEHIBA

A. MEROUFEL

A. BENDAOUD

M.B. BENABDELLAH

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département Electrotechnique

Laboratoire I.C.E.P.S

Université Djillali Liabes

BP 98 Sidi Bel Abbas

22000 Algérie

e-mail : *ameroufel@yahoo.fr*