

## Commande non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents entraînant une charge à deux masses

### Nonlinear control of permanent magnet synchronous motor driving a load with two masses

Adel Bouchahed<sup>\*1</sup> & Ali Belhamra<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> *Laboratoire des Systèmes Electromécaniques (LSELM), Université Badji- Mokhtar, BP 12, 23000, Annaba, Algérie.*

*Soumis le 28/01/2016*

*Révisé le 21/07/2016*

*Accepté le 08/09/2016*

#### ملخص:

تتناول هذه الورقة السيطرة الغير خطية للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم القطب البارز و المغذى بواسطة محول التيار المستمر إلى التيار المتناوب الذي يمتاز بتقنية تغير مجال النبضة لتحسين أداء النظام قمنا بتطبيق التقنية غير الخطية المعتمدة على المداخل والمخارج وذلك لتدوير حمولة ميكانيكية ذات كتلتين ولتثبيت المحرك في اشتغال و تحريك عالي استعملنا مصححات غير خطية قادرة على تحسين الخصائص على مستوى العزم الكهرومغناطيسي، السرعات و التيارات. أظهرت نتائج المحاكاة قوة السيطرة و كفاءة المصححات الغير خطية لتشغيل المحرك المرتبط بكتلات ميكانيكية.

**الكلمات المفتاحية:** محرك متزامن، تحكم غير خطي، محول التيار المستمر إلى التيار المتناوب والعامل بتقنية تغير مجال النبضة، حمولة ذو كتلتين

#### Résumé :

Le présent papier traite de la commande non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents à pôle saillant (MSAP) alimenté par un onduleur de tension à MLI. Dans le but de l'amélioration des performances de la commande utilisée, on applique la technique de linéarisation entrée-sortie pour un entraînement d'une charge mécanique à deux masses. Afin d'assurer la stabilité de fonctionnement en période transitoire du moteur synchrone à aimants permanents, l'utilisation des correcteurs non linéaires est préconisée dans l'amélioration des caractéristiques du couple électromagnétique, des vitesses et des courants.

L'approche proposée donne des résultats intéressants en termes de robustesse de la commande et d'efficacité des contrôleurs non linéaires pour un fonctionnement à masses variables.

**Mots Clés :** Machine synchrone, Commande non linéaire, Masses variables, Onduleur de Tension à MLI.

#### Abstract:

This paper presents a non-linear control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) fed by a PWM voltage source inverter. To improve the performance of this control technique, the input-output linearization technique is proposed for a system driving a mechanical load with two masses. In order to ensure a steady operation of PMSM with a high dynamic, a non-linear correction is employed to improve torque, speed and currents characteristics. To validate and confirm the theoretical developments simulation tests were conducted and the obtained results have demonstrated the robustness of the proposed control strategy and the efficiency of nonlinear controllers operating with several masses.

**Key words:** synchronous Motor, Non-linear control, PWM Voltage source Inverter, mechanical load in two Masses.

\* *Auteur correspondant : bouchahed\_1980@yahoo*

### 1. INTRODUCTION

Les moteurs synchrones à aimants permanents occupent une place importante dans la commande des mécanismes industriels, des systèmes automatisés et dans le domaine des énergies renouvelables (énergie solaire et systèmes photovoltaïques de pompage d'eau) [1-2]. Actuellement dans les entraînements à vitesses variables l'emploi du moteur synchrone à aimants permanents surtout pour les faibles puissances (1 à 3 kW) et dans certaines applications industrielles spéciales, il remplace les moteurs à courant continu et les moteurs asynchrones, car il a un rendement, un facteur de puissance et un couple massique élevés [3-4].

Actuellement de nombreuses commandes sont adaptées au MSAP parmi lesquelles, le contrôle vectoriel basé sur le filtre de Kalman [5], la commande par observateur de mode glissant [6], le contrôle vectoriel basé sur la technique d'estimation de la vitesse et de position [7].

Par contre l'approche basée sur une commande non linéaire [8-9] vérifiée dans les différents régimes (transitoires et permanents) permet le contrôle et la commande séparée des courants du couple et en même temps elle permet au MSAP chargé de deux masses d'avoir un fonctionnement similaire à celui du moteur à courant continu.

L'utilisation des contrôleurs non linéaire, permet à la fois d'amortir les oscillations et les fluctuations des différents paramètres de réglage et de commande (vitesses, couple, courants).

Ce qui ressort de notre lecture des travaux actuels sur la commande non linéaire on constate que la majorité d'entre eux est concentrée sur l'observation et l'estimation des paramètres des machines (courants, position, vitesse et couple) en tenant compte uniquement de l'inertie du moteur.

L'essentiel de notre travail consiste en l'utilisation de la commande non linéaire pour des MSAP chargés de masse multiples.

Les résultats de la simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP équipé d'une charge mécanique à deux masses montrent la

robustesse pour différents régimes de fonctionnement (à vide, en charge et inversion du sens de rotation).

### 2. MODELISATION DU MSAP

Etant donné que le moteur actionne une charge à deux masses sa modélisation est basée sur le référentiel lié au rotor et selon PARK, est comme suit :

Les équations des tensions du moteur sont :

$$\begin{cases} u_d = R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - p \cdot \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \\ u_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + p \cdot \omega_r \cdot L_d \cdot i_d \\ \quad \quad \quad + p \cdot \omega_r \cdot \phi_f \end{cases} \quad (1)$$

Les équations des flux sont :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot i_q \end{cases}$$

Equation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + \phi_f \cdot i_q]$$

#### 2.1. Modèle mathématique de la charge mécanique

La modélisation du système mécanique à trois masses d'après la référence [10] est comme suit.

$$\begin{cases} C_{em} - \frac{K_{12}}{S} (\Omega_1 - \Omega_2) - \beta_{12} (\Omega_1 - \Omega_2) - \\ C_{r1} = J_1 S \Omega_1 \\ \frac{K_{12}}{S} (\Omega_1 - \Omega_2) - \frac{K_{23}}{S} (\Omega_2 - \Omega_3) + \beta_{12} (\Omega_1 - \Omega_2) - \\ \beta_{23} (\Omega_2 - \Omega_3) - C_{r2} = J_2 S \Omega_2 \\ \frac{K_{23}}{S} (\Omega_2 - \Omega_3) + \beta_{23} (\Omega_2 - \Omega_3) - C_{r3} \\ = J_3 S \Omega_3 \end{cases}$$

Pour notre cas (figure.1), ( $\Omega_3 = 0$ ), et les moments d'inertie sont  $J_1 \neq J_2$ .

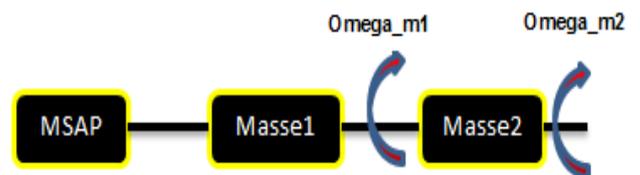


Figure 1 : Schéma cinématique du système proposé

Le tableau 1 rassemble les éléments de la nomenclature.

Tableau 1 : Nomenclatures

$u_d$	Tension selon l'axe (d)
$u_q$	Tension selon l'axe (q)
$i_d$	Courant selon l'axe (d)
$i_q$	Courant selon l'axe (q)
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$L_q$	L'inductance selon l'axe q
$L_d$	L'inductance selon l'axe d
$\phi_f$	Le flux délivré par les aimants
$p$	Nombre de pair de pôle
$J_1$	Inertie de la masse 1
$J_2$	Inertie de la masse 2
$f_m$	Coefficient de frottement Visqueux (Moteur)
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$\phi_d$	Le flux selon l'axe (d)
$\phi_q$	Le flux selon l'axe (q)
$K_{12}$	Coefficient de rigidité entre la masse 1 et la masse 2
$\beta_{12}$	Coefficient d'amortissement entre les masses 1 et 2
$S$	Opérateur de Laplace
$\Omega_1, \Omega_2$	Vitesses angulaires
$C_{r1}C_{r2}$	Couples résistants

**2.2. Modèle non linéaire en courant du MSAP**

La modélisation du MSAP est basée sur la représentation d'état non linéaire suivante [11-12] :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x) + G(x)u \\ y = H(x) \end{cases}$$

Avec :

$F(x)$  : le champ de vecteur d'ordre 3  
 $F, G$  et  $H$  ; des fonctions lisses non linéaires

Le vecteur d'état :

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega_r \end{pmatrix}; u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix};$$

$$G = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$y = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ \Omega_1 \end{pmatrix}$$

$h_1(x), h_2(x)$  les variables à contrôler.

$C_{r1}$  : Le couple résistant de la première masse considéré comme perturbation.

$$F(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 x_3 \\ b_1 \cdot x_2 + b_2 \cdot x_1 \cdot x_3 + b_3 \cdot x_3 \\ c_1 \cdot x_3 + c_2 x_1 \cdot x_2 + c_3 \cdot x_2 + c_4 \cdot C_{r1} \end{pmatrix}$$

Ou :

$$a_1 = \frac{-R_s}{L_d}; a_2 = \frac{p \cdot L_q}{L_d}; b_1 = \frac{-R_s}{L_q}; b_2 =$$

$$\frac{-p L_d}{L_q}; b_3 = \frac{-p \cdot \phi_f}{L_q}$$

$$c_1 = \frac{-f_m}{J_1 + J_2}; c_2 = \frac{p \cdot (L_d - L_q)}{J_1 + J_2}; c_3 =$$

$$= \frac{p \cdot \phi_f}{J_1 + J_2}; c_4 = \frac{-1}{J_1 + J_2}; g_1 =$$

$$= \frac{1}{L_d}; g_2 = \frac{1}{L_q}$$

**2.3. Le degré relatif (r)**

Il représente le nombre de dérivations pour faire apparaître l'entrée  $u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$ .

a/  $h_1 = i_d$  et pour  $r_1 = 1$  donc :

$$\dot{h}_1 = \dot{x} = f_1(x) + g_1 \cdot u_d$$

$$d'ou \dot{h}_1 = L_f h_1(x) + [L_g h_1(x)] \cdot u; L_f h_1(x) =$$

$$= f_1(x); L_g h_1(x) = g_1$$

b/  $h_2 = \Omega_1$  et  $r_1 = 1$

$$\dot{h}_2 = \dot{x}_3 = f_3(x); on obtient \dot{h}_2 = L_f h_2(x)$$

Pour  $r_2 = 2$  :

$$\ddot{h}_2 = \ddot{x}_3 =$$

$$L_f^2 h_2(x) + [L_{g1} L_f h_2(x) L_{g2} L_f h_2(x)] \cdot u$$

Avec :

$$L_f^2 h_2(x) = c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x)$$

$$L_{g1} L_f h_2(x) = c_2 x_2 g_1; L_{g1} L_f h_2(x) =$$

$$= g_2 (c_2 x_1 + c_3)$$

Le système est linéarisable pour  $r = n = 3$ , ou  $n$  étant l'ordre du système.

**2.4. La matrice de découplage  $D(x)$**

D'après les dérivées de LIE on obtient l'équation d'état suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x) \cdot u$$

Ainsi  $D(x)$  :

$$D(x) = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ c_2x_2g_1 & g_2(c_2x_2 + c_3) \end{pmatrix};$$

et :

$$= \begin{pmatrix} A(x) \\ f_1(x) \\ c_2x_2f_1(x) + (c_3 + c_2x_1)f_2(x) + c_1f_3(x) \end{pmatrix}$$

Comme le déterminant  $\det(D(x)) \neq 0$  est  $D(x)$  est inversible la linéarisation du système nécessite l'application du retour d'état non linéaire suivant :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = D^{-1}(x) \left( -A(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right); v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

$v$  : la consigne externe permettant le découplage du système en deux sous-systèmes, mono variable, découplés et linéaires

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d(x) \\ \ddot{\Omega}_r(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

Elaboration de la loi de commande

$$e_1 = I_{dref} - i_d; e_2 = \Omega_{ref} - \Omega_1$$

Avec :

$$\dot{e}_1 + k_{11}e_1 = 0; \ddot{e}_2 + k_{21}\dot{e}_2 + k_{22}e_2 = 0$$

Ou :

$k_{11}, k_{21}, k_{22}$  Les coefficients des contrôleurs non linéaires.

Les équations du vecteur de commande  $v$  sont :

$$\begin{cases} v_1 = \dot{I}_{dref} + k_{11}(I_{dref} - i_d) \\ v_2 = \ddot{\Omega}_{ref} + k_{21}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}_1) + k_{22}(\Omega_{ref} - \Omega_1) \end{cases}$$

En application de la transformée de Laplace on obtient :

$$\begin{cases} S + k_{11} = 0 \\ S^2 + k_{21}.S + k_{22} = 0 \end{cases}$$

Les coefficients  $k_{11}, k_{21}, k_{22}$  sont choisis à partir des équations (19 et 20).

L'équation 21 représente le polynôme de HURWITZ.

Les références étant constantes :

$$\begin{aligned} i_{ref} = cst, \Omega_{ref} = cst \Rightarrow i_{dref} = \dot{\Omega}_{ref} \\ = \ddot{\Omega}_{ref} = 0 \end{aligned}$$

D'où l'expression des contrôleurs non linéaires :

$$\begin{aligned} v_1 &= k_{11}(I_{dref} - i_d) \\ v_2 &= k_{11}\dot{\Omega}_B + k_{22}(\Omega_{ref} - \Omega_1) \end{aligned}$$

### 3. STRUCTURE DE LA COMMANDE NON LINEAIRE

Pour valider le modèle développé des tests ont été effectués dans l'environnement Matlab Simulink en utilisant les paramètres illustrés dans le Tableau 2. Le système étudié a été soumis à diverses conditions de travail (à vide, en charge et inversion du sens de rotation).

Se basant sur les différentes lois mathématiques de la commande non linéaire on réalise le schéma de la commande en question avec ses contrôleurs pour l'entraînement à vitesses variable du MSAP avec une charge mécanique à deux masses comme représenté sur la figure 2.

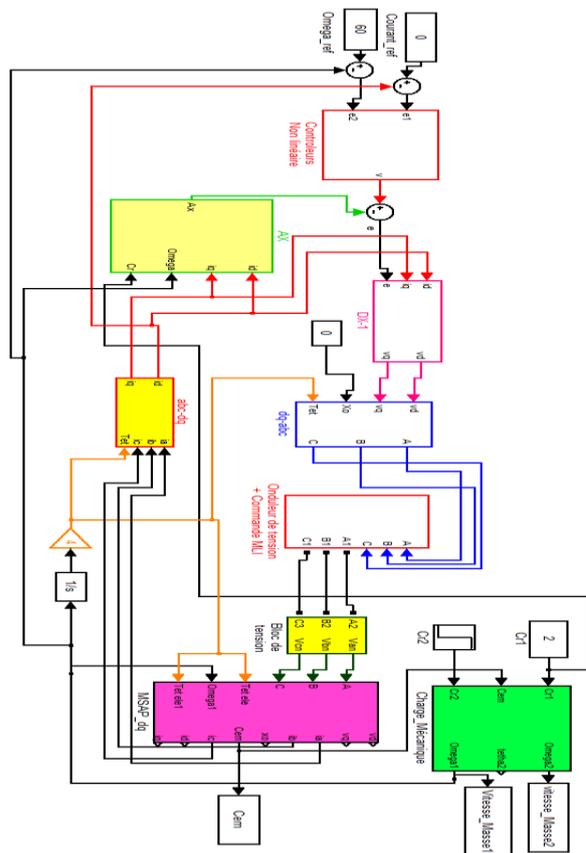


Figure 2 : Schéma fonctionnel de la commande non linéaire du MSAP- charge mécanique à deux masses.

#### 3.1 Résultats et discussions

Après avoir soumis le système de commande à différentes conditions de travail (à vide, en charge et inversion du sens de rotation), nous avons obtenu les résultats présentés suivants :

### 3.1.1 Essai à vide

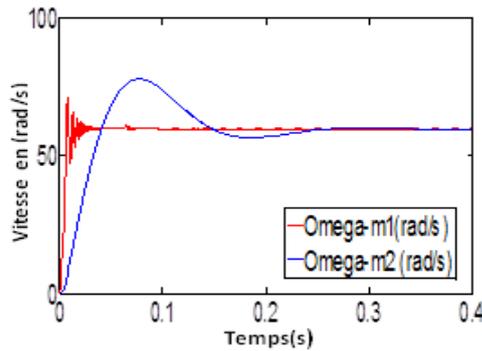


Figure 3 : Essai à vide du MSAP avec les deux masses

La figure 3 représente le démarrage à vide du MSAP avec les deux masses pour une vitesse de référence égale 60 rad/s ; l'évolution de la vitesse de la masse 1 (en rouge), et celle de la masse 2 (en bleu). On observe une synchronisation des vitesses des masses et la stabilité du système s'établit à partir de 0.25 sec.

A cause de l'inertie de la masse 2 la dynamique du système permet un temps de réponse de la masse 1 plus rapide que la masse 2.

### 3.1.2 Essai en charge

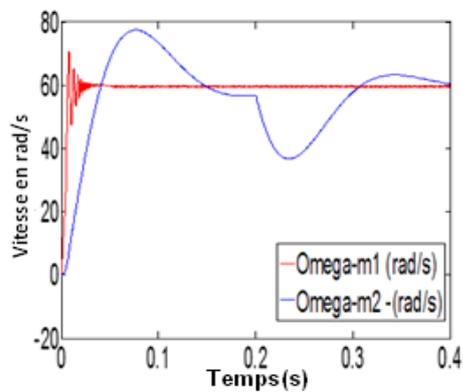


Figure 4. a

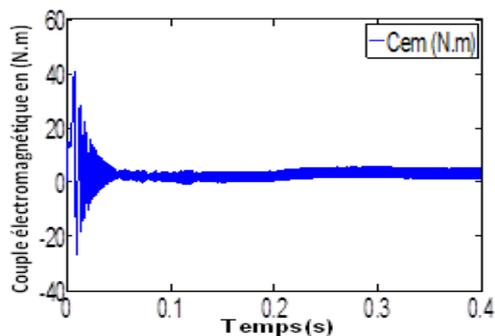


Figure 4.b

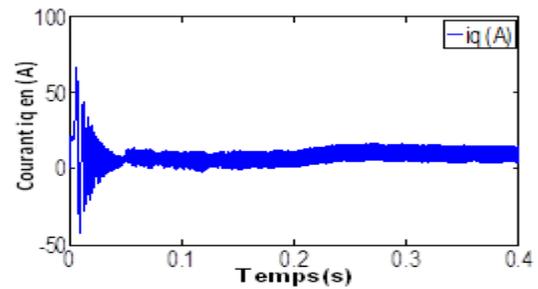


Figure 4.c

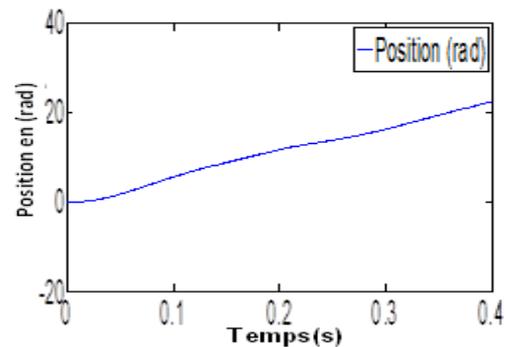


Figure.4.d

Figure 4 :Essai en charge du MSAP et sa charge mécanique à deux masses

La figure 4 montre le démarrage en pleine charge du MSAP (0 à 0.4s) avec un premier couple résistant ( $C_{r1} = 2 \text{ N.m}$ ) pour la masse 1 ; quant à la masse 2 elle est introduite à partir de [0.2s à 0.4s avec un couple  $C_{r2} = 1.2\text{N.m}$ ].

Le système de commande proposé gère d'une manière acceptable l'introduction progressive des couples résistants en question. La caractéristique de vitesse omega\_m1 suit bien sa référence et la vitesse omega\_m2 diminue exactement à l'instant de l'introduction du deuxième couple  $C_{r2}$  ( $t=0.2\text{s}$ ) (figure 4. a).

L'allure du couple électromagnétique prend les mêmes valeurs que les couples résistants ceci prouve que le moteur fonctionne dans un régime transitoire rationnel ; à partir de 0.2 s le couple électromagnétique se stabilise pour amorcer le régime permanent (figure 4. b) avec une progression de la position de zéro à vingt un rd (figure.4.c).

La figure.4.d représente la caractéristique du courant  $i_q$  qui montre bien le découplage généré par la commande non linéaire si on pose le courant  $i_d = 0$ . Par Ailleurs le couple

électromagnétique dépend uniquement de la composante  $i_q$ .

### 3.1.3 Essai lors de l'inversion du sens de rotation en régime chargé.

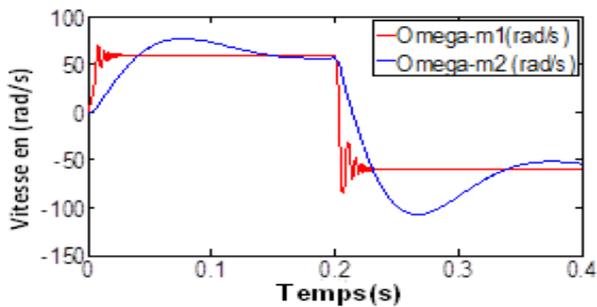


Figure 5.a

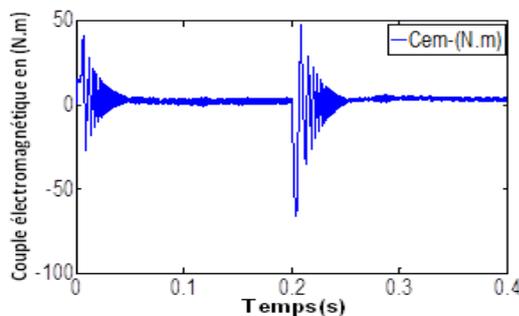


Figure 5.b

Figure 5. Essai lors de l'inversion du sens de rotation du MSAP avec sa charge mécanique à deux masses.

Pour vérifier la robustesse de notre système de commande on doit soumettre ce dernier à l'inversion du sens de rotation (Figs. 5.a et 5.b), ce qui nous permettra de suivre les variations brusques de vitesses de rotation. Pour se faire on applique une référence de vitesse égale 60 rad/s de  $t = 0s$  à  $0.2s$  pour un sens et de  $-60rad/s$  de  $t = 0.2s$  à  $0.4s$  pour l'autre sens. On observe que les différentes caractéristiques (vitesses, couple et courant) suivent bien la consigne appliquée.

Les différents tests de simulation évoqués précédemment (à vide, en charge et inversion du sens de rotation) nous ont permis de confirmer la robustesse de la commande non linéaire et leurs contrôleurs ainsi que la nature linéaire qui est découplée pour les différentes caractéristiques (courant et couple).

## 4. CONCLUSION

L'essentiel de cet article repose sur l'étude de la commande non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants entraînant une charge mécanique à deux masses. La technique de linéarisation entrée sortie permet de linéariser et découpler le système à deux masses et aussi de commander les sorties qui sont linéarisés (la vitesse et les courants). Par ailleurs la commande non linéaire nous a donné une commande séparée des courants et du couple du MSAP.

Afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques du MSAP en charge, les contrôleurs non linéaires participent d'une manière considérable à l'élimination des oscillations et des fluctuations sur les différentes caractéristiques de vitesses, couple et de courant. L'utilisation des contrôleurs permet un fonctionnement adéquat du système sur n'importe qu'elle vitesse de la plage comprise entre 0 et 60 rad/s.

Les résultats de la simulation montrent l'efficacité des contrôleurs et la robustesse de la commande non linéaire pour différentes régimes.

Tableau 2 : Paramètres du MSAP

Grandeurs	Valeurs
$R_s$ : Résistance d'une phase statorique	$1.3\Omega$
$L_q$ : L'inductance selon l'axe q	$0.007mh$
$L_d$ : L'inductance selon l'axe d	$0.006mh$
$\phi_f$ : Le flux délivré par les aimants	$0.17wb$
$p$ : Nombre de pair de pôle	4
$J_1$ : Inertie de la masse1	$0.0018kgm^2$
$J_2$ : Inertie de la masse2	$0.0009kgm^2$
$f_m$ : Coefficient de frottement Visqueux du moteur	$0.004Nm.s.rd^{-1}$
$K_{12}$ : Coefficient de rigidité entre la masse 1 et la masse 2	$5Nm/rad$
$\beta_{12}$ : Coefficient d'amortissement entre les masses 1 et 2	$0.003Nm.s/rad$

## REFERENCES

- [1] Bouzeria H, Fetha C, Bahi T., Abadlia I, Layate Z., Lekhchine S. "Fuzzy Logic Space Vector Direct Torque Control of PMSM for Photovoltaic Water Pumping System" *Energy Procedia* 74 Elsevier, 2015 pp.760 – 771
- [2] Pavan Kuma A.V. , Parim A.M. , Uma K. Rao, Implementation of MPPT Control Using Fuzzy Logic in Solar-Wind Hybrid Power System, 2015 IEEE,
- [3] Karabacak M. , Eskikurt H.I., Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous Motor via nonlinear and adaptive backstepping control, *Mathematical and Computer Modelling* Elsevier 2011,pp.2015–2030
- [4] Stritzer G., modélisation et commande des moteurs triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones, commande par contrôleurs DSP, 2000.
- [5] Aydogmus O., Sünter S., Implementation of EKF based sensorless drive system using vector controlled PMSM fed by a matrix converter, *Electrical Power and Energy Systems*, Elsevier 2012.
- [6] SAlahakoon S., Fernando T. , Trinhc H. , Sreeram V. , Unknown input sliding mode functional observers with application to sensorless control of permanent magnet synchronous machines, *Journal of the Franklin Institute*, Elsevier 2013, pp.107–128.
- [7] Shihua Li, Cunjian X., Xuan Z., Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system, 2012 Elsevier, *Mechatronics* 22 2012, pp. 706–714
- [8]Titaouine A. Taibi D., Bennis O., Benchabane F. , Boumaraf R., Yahia K., Adaptive Nonlinear Control Combined With Unscented Kalman Filtre For Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by AC/DC/AC Converter, *IEEE* ,2011,pp.4673-5003
- [9] Baik I.C., Kim K.H., Kim H.S., Moon G.W., Youn M.J."Robust Nonlinear Speed Control of PM Synchronous Motor using Boundary Layer Integral Sliding Control with Sliding load Torque Observer" *IEEE*1996, pp.1242-1247
- [10] Rechka S., Roy G., Denetiere S., Mahseredjian J., Modélisation de Systèmes Electromécaniques Multi-masses à la Base de Machines Asynchrones, à l'aide des Outils Matlab et EMTP, avec Application aux Eoliennes, EPM-RT-2004-04
- [11] Benchabane F., Titaouine A., Bennis O., Yahaia K., Taibi D."Sensorless Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Fed By AC/DC/AC Converter, *IEEE* 2010
- [12] Kaddouri A. "Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" Thèse à la Faculté Des Etudes Supérieures de L'université Laval, Novembre 2000.