Afrique SCIENCE *16(3) (2020) 51 - 62*
ISSN 1813-548X, http://www.afriquescience.net

Nouvelle approche pour la conception d'une commande non linéaire du moteur asynchrone à rotor bobiné

Dieudonné EKANG[1*], Donatien NGANGA KOUYA[1] et Francis OKOU[2]

[1] École Normale Supérieure de l'Enseignement Technique (ENSET), Laboratoire de Recherche en Technologie des Systèmes (LARTESY), P 3989 Libreville, Gabon
[2] College Militaire Royal du Canada, Département de Génie Electrique et Génie Informatique, Ontario, K7K 7B4 Canada

* Correspondance, courriel : *dieudonnekang@gmail.com*

Résumé

Cet article porte sur une nouvelle approche de la conception de la commande par linéarisation entrée-sortie d'un moteur asynchrone à rotor bobiné. Habituellement, la commande par linéarisation entrée-sortie s'applique dans le repère de Park (espace dq) afin de s'assurer que les nouvelles variables d'état issu du découplage magnétique restent constantes en régime permanent. Le changement de repère (du modèle électrique triphasé vers le modèle électrique biphasé de Park) nécessite le calcul de l'angle électrique (ϑ_r) qui dans la pratique rend lent l'exécution du contrôleur et dont la variation ou une erreur de mesure peut entrainer des perturbations de contrôle. Notre approche consiste à identifier des nouvelles variables d'état constantes en régime permanent dans le repère de Concordia (α/β) du moteur afin de nous souscrire de l'angle électrique ϑ_r. La commande par linéarisation entrée-sortie appliquée sur le nouveau modèle dynamique donne des résultats semblables à la méthode habituelle mais avec un contrôleur plus rapide et plus robuste face à la variation de l'angle électrique. Les performances du système de commande sont testées en simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats montrent une bonne performance transitoire et une bonne poursuite des références de la vitesse et du flux rotorique. On observe aussi un bon rejet face aux perturbations dues aux variations du couple de charge et de la référence du flux rotorique.

Mots-clés : *moteur à induction à rotor bobiné, contrôle entrée-sortie, flux rotorique, contrôle de vitesse.*

Abstract

A new approach to nonlinear control design for wound rotor induction motor

This article is about a new approach to design of nonlinear control wound rotor induction motor. Usually, input-output linearization control is designed in the Park coordinate system (dq space) to ensure that the new state variables remain constant in steady state. The change of reference (from the three-phase to Park's two-phase electric model) requires the calculation of the electric angle (ϑ_r) which in practice makes the execution of the controller slow and the variation or error to measure can cause disturbance of control. Our approach consists in identifying new constant state variable in steady state in the Concordia frame (α/β) of the engine in order to subscribe to the electrical angle ϑ_r. The input-Output linearization control applied to the dynamic model gives result similar to the usual method but a faster and more robust controller in the face of variation in the electric angle. The controller performance was tested in simulation in the MATLAB/Simulink environment. The results show a good performance of the transient regime and a good continuation of the references of speed and the rotor flux. There is also a good rejection in the face of disturbances due to variation in the load torque and the reference of rotor flux.

Keywords : *wound rotor induction motor, input-output control, rotor flow, speed control.*

1. Introduction

Les moteurs asynchrones sont les machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles en raison de leur robustesse, leur faible coût d'achat et leur entretien. On distingue deux types de machines asynchrones. Les moteurs à cage d'écureuil et les moteurs à rotor bobiné [1, 2]. Le moteur à rotor bobiné possède un couple massique considérable au démarrage et ses courants rotoriques sont accessibles [2]. Le contrôle des moteurs asynchrone est très complexe en fonction des performances souhaitées. Cette complexité est principalement due aux raisons suivantes : le modèle analytique est nonlinéaire, multivariable et fortement couplé [3 - 5]. De plus, la variation des paramètres [6] du modèle peut contribuer à rendre le contrôle du moteur à induction moins stable. Les premières architectures de contrôle des moteurs à induction pour la variation de vitesse sont basées sur le contrôle scalaire traditionnel [7, 8] et cette dernière ne peut garantir que des performances modestes. Dans de nombreuses applications, il est nécessaire de recourir à des contrôles plus sophistiqués, adaptés à la performance attendue, mais leur conception est beaucoup plus complexe. Les avancées dans les domaines de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique ont contribué largement à augmenter la performance de la puissance des convertisseurs statiques associés à des systèmes de commande [7]. Pour cela, il devient possible de concevoir en temps réel la mise en œuvre des algorithmes de contrôle complexes, quel que soit leur degré de complexité et temps d'exécution. C'est ainsi que 1972, la théorie du contrôle vectoriel a été introduite par Blaschke et Hasse [9].

Cette technique de contrôle a donné un changement radical dans le contrôle des moteurs à induction, car il a apporté une bonne qualité de la performance dynamique. Son principe est d'amener le modèle du moteur dans un référentiel tournant avec le vecteur de flux du rotor. Il implique le découplage du couple et du flux comme dans le cas d'un moteur à courant continu [10]. L'application de cette méthode nécessite qu'on soit dans un repère dont les variables d'état ne sont pas sinusoïdales mais constantes. On y applique ainsi la transformée de Park pour avoir cette garantie. Dans les années 80 la commande par linéarisation entrée-sortie généralise la commande par orientation du flux dit commande de type vectorielle en assurant le découplage et la linéarisation entre les entrées et les sorties [11, 12]. Cette méthode suppose que la totalité des vecteurs d'état est mesurable et ainsi concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système en boucle fermé. Cette conception est rendue possible par l'usage de la géométrie différentielle pour le changement de variable, et ce dans le repère de Park (dq) afin de s'assurer que les nouvelles variables d'état soient constantes en régime permanent [13, 14]. Or ce changement de repère nécessite le calcul de l'angle ϑ_r qui dans la pratique donne une lenteur à l'exécution de l'algorithme de contrôle. La commande directe couple (DTC) [15] donne quant à elle, la possibilité de contrôler directement le couple et le flux de la machine sans passer par des calculs fastidieux de transformation de repère. Mais son inconvénient réside dans la variation du flux lorsqu'il est hors de sa bande hystérésis et sa fréquence de commutation [16]. Au regard des limitations liées à l'angle électrique nécessaire au changement de repère pour la conception classique de la commande par linéarisation entrée-sorti d'une part et la variation du flux lorsqu'il sort de sort de sa bande d'hystérésis pour la commande directe du couple (DTC) d'autre part, notre objectif est de concevoir un contrôleur dans lequel ces limitations ne s'y retrouvent pas. Pour ce faire, à partir du modèle mathématique du moteur, une identification de nouvelles variables d'état suivant les variables de sortie (vitesse et flux rotorique) est effectuée. Le nouveau modèle dynamique du moteur obtenu, les lois de commande pour le contrôle du flux rotorique et la vitesse est obtenue puis implémenté sous l'environnement Matlab/Simulink.

2. Matériel et méthodes

2-1. Modélisation du moteur asynchrone à rotor bobiné

Les machines asynchrones, du point de vue de l'automatique, sont des systèmes complexes, non linéaire et à paramètres variants. On admet par hypothèse la linéarité du circuit magnétique, et on néglige les pertes fer. La ***Figure 1*** représente le schéma électrique d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné.

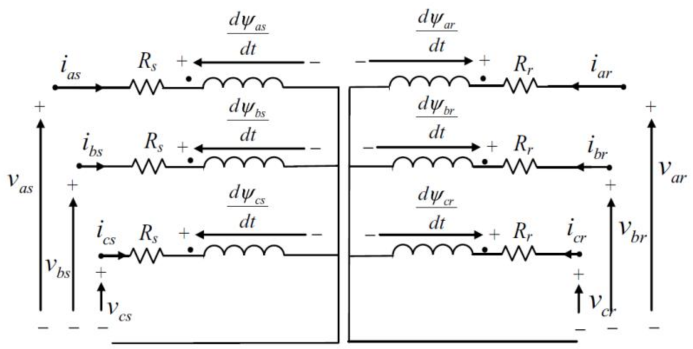

Figure 1 : *modèle électrique du moteur à rotor bobiné [20]*

Par ailleurs, on souhaite obtenir un modèle duquel les variables d'états sont les courants statoriques et rotoriques [17]. Ce modèle est plus approprié pour l'application de la méthode de commande proposé. La section suivante présente ce modèle qui est issue de la transformation des équations électriques et magnétiques du modèle conventionnel du moteur asynchrone à rotor bobiné [18].

2-1-1. Équation électrique et magnétique du moteur

Partant du modèle de ligne du moteur asynchrone à rotor bobiné, on obtient par l'application des lois des mailles au stator et au rotor, les ***Equations*** électriques suivantes modèle dit énergétique du moteur à rotor bobiné dans le repère α/β [19] :

$$\begin{aligned}
\frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{L_r R_s}{\Delta} i_{s\alpha} + \frac{MR_r}{\Delta} i_{r\alpha} + \frac{M^2 \omega}{\Delta} i_{s\beta} + \frac{ML_r \omega}{\Delta} i_{r\beta} + \frac{L_r}{\Delta} u_{s\alpha} \\
\frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\frac{L_r R_s}{\Delta} i_{s\beta} + \frac{MR_r}{\Delta} i_{r\beta} - \frac{M^2 \omega}{\Delta} i_{s\alpha} - \frac{ML_r \omega}{\Delta} i_{r\alpha} + \frac{L_r}{\Delta} u_{s\beta} \\
\frac{di_{r\alpha}}{dt} &= -\frac{L_s R_r}{\Delta} i_{r\alpha} + \frac{MR_s}{\Delta} i_{s\alpha} - \frac{ML_s \omega}{\Delta} i_{s\beta} - \frac{L_S L_r \omega}{\Delta} i_{r\beta} - \frac{M}{\Delta} u_{s\alpha} \\
\frac{di_{r\beta}}{dt} &= -\frac{L_s R_r}{\Delta} i_{r\beta} + \frac{MR_s}{\Delta} i_{s\beta} + \frac{ML_s \omega}{\Delta} i_{s\alpha} + \frac{L_S L_r \omega}{\Delta} i_{r\alpha} - \frac{M}{\Delta} u_{s\beta}
\end{aligned} \tag{1}$$

Avec : $\Delta = L_s L_r - M^2$ *; L_r : inductance rotorique ; L_s : inductance statorique ; M : inductance mutuelle ; R_r : résistance rotorique ; R_s : résistance statorique ; $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$: courants statoriques sur les axes alpha et bêta en Ampère ; $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$: courants rotoriques sur les axes alpha et bêta en Ampère ; ω : la vitesse de rotation en rad/s.*

2-1-2. Équations mécaniques du moteur dans le repère α/β

Par application du principe fondamental de la dynamique, on obtient ***l'Equation*** dynamique de la vitesse mécanique du rotor de la machine :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M}{J}\left(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}\right) - \frac{T_L}{J} \tag{2}$$

Le couple électrique a pour ***Expression***

$$T_e = M\left(i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}\right) \tag{3}$$

T_L est le couple mécanique de la charge en N.m

2-2. Changement des coordonnées et identification des nouvelles variables d'état

2-2-1. Choix des entrées et sorties

Le choix des sorties est fonction des objectifs de contrôle. La vitesse du rotor est choisie comme première sortie, tandis que la deuxième sortie sélectionnée est le carré du flux du rotor. ***L'Equation*** de sortie est donc :

$$y(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ \Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ \Psi_{2r} \end{bmatrix} \tag{4}$$

2-2-2. Identification des nouvelles variables

La technique de la linéarisation entrée-sortie par retour d'état consiste à dériver chaque sortie jusqu'à ce qu'une entrée apparaisse de façon explicite [20, 21]. Ce processus permet de définir le changement de variable suivant :

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ \dot{h}_1(x) \\ h_2(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ \frac{M}{J}\left(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}\right) - \frac{T_L}{J} \\ L_s^2 i_{s\alpha}^2 + M^2 i_{s\beta}^2 + M^2 i_{r\alpha}^2 + L_r^2 i_{r\beta}^2 + 2M\left(L_s i_{s\alpha} i_{r\alpha} + L_r i_{s\beta} i_{r\beta}\right) \\ -2MR_r\left(i_{sa} i_{ra} + i_{sb} i_{rb}\right) - 2R_r L_r\left(i_{rb}^2 + i_{ra}^2\right) \end{bmatrix} \tag{5}$$

Ce changement de variable fait apparaitre des expressions qui peuvent être utilisés pour définir d'autres changements de variables. Ces derniers permettront de simplifier non seulement la conception du contrôleur mais aussi de proposer un nouveau modèle pour la machine asynchrone. Nous proposons donc un nouveau modèle qui utilisera les nouvelles variables suivantes (5) :

$$\Sigma = i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha} \tag{6}$$

$$\Phi = i_{s\alpha} i_{r\alpha} + i_{s\beta} i_{r\beta} \tag{7}$$

$$R = \frac{1}{2}\left(i_{r\beta}^2 + i_{r\alpha}^2\right) \tag{8}$$

$$S = \frac{1}{2}\left(i_{s\beta}^2 + i_{sa}^2\right) \tag{9}$$

La variable $\sum$ de ***l'Equation (6)*** est proportionnelle à la vitesse du moteur et au couple électromagnétique à un facteur près. La variable Φ de ***l'Equation (7)*** est le produit scalaire des courants du stator et du rotor. La variable R de ***l'Equation (8)*** est le module au carrée des courants rotoriques et proportionnels à la puissance active dans le rotor. La variable S de ***l'Equation (9)*** est le module au carrée des courants statoriques et proportionnels à la puissance active dans le stator, puissance absorbée au réseau. La section suivante présente le nouveau modèle qui est proposé pour le moteur asynchrone a rotor bobiné.

2-2-3. Modèle dynamique des nouvelles variables

La dynamique du nouveau modèle est obtenue en dérivant les nouvelles variables identifiées dans les ***Equations (6) - (9)***:

$$\dot{\Sigma} = -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{\Delta}\Sigma - \frac{2ML_s\omega(t)}{\Delta}S - \frac{2ML_r\omega(t)}{\Delta}R - \frac{M^2 + L_s L_r}{\Delta}\omega(t)\Phi + \frac{M}{\Delta}\left(i_{sa}u_{sb} - i_{sb}u_{sa}\right) + \frac{L_r}{\Delta}\left(i_{ra}u_{sb} - i_{rb}u_{sa}\right) \tag{10}$$

$$\dot{\Phi} = -\frac{R_s L_r + R_r L_s}{\Delta}\Phi + \frac{2MR_r}{\Delta}R + \frac{2MR_s}{\Delta}S + \frac{M^2 + L_r L_s}{\Delta}\omega\Sigma + \frac{L_r}{\Delta}\left(i_{ra}u_{sa} + i_{rb}u_{sb}\right) - \frac{M}{\Delta}\left(i_{sa}u_{sa} + i_{sb}u_{sb}\right) \tag{11}$$

$$\dot{R} = -\frac{2R_r L_s}{\Delta}R + \frac{ML_s}{\Delta}\omega(t)\Sigma + \frac{R_s M}{\Delta}\Phi - \frac{M}{\Delta}\left(i_{r\alpha}u_{s\alpha} + i_{r\beta}u_{s\beta}\right) \tag{12}$$

$$\dot{S} = -\frac{2R_s L_r}{\Delta}S + \frac{R_r M}{\Delta}\Phi - \frac{ML_r}{\Delta}\omega(t)\Sigma + \frac{L_r}{\Delta}\left(i_{s\alpha}u_{s\alpha} + i_{s\beta}u_{s\beta}\right) \tag{13}$$

2-3. Commande nonlinéaire entrée-sortie

La commande par linéarisation entrée sortie permet de concevoir des systèmes de commandes pour les systèmes non linéaires. Cette commande consiste un changement de variables et d'entrée afin d'obtenir un système linéaire équivalent au système non linéaire à contrôler. Cette méthode aboutit à un découplage des équations dynamiques du système non linéaire. Ce couplage correspond entre autres à un découplage de la dynamique du flux et de celle du couple de la machine asynchrone.

2-3-1. Dynamique du flux

Maintenir le flux constant dans l'entrefer est nécessaire afin d'assurer la stabilité de la machine. ***L'Expression*** de son module est la suivante :

$$\Psi_{2r} = \Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2 \tag{14}$$

On obtient la commande non linéaire en dérivant le module du flux (14) jusqu'à ce que les entrées $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$ (commande non linéaire) apparaissent, en fonction des nouvelles variables. En remplaçant dans le module du flux les ***Equations (3) et (4)*** dans le repère α/β on obtient :

$$\Psi_{2r} = 2L^2{}_r R + 2L_r M\Phi + 2M^2 S \tag{15}$$

Une première dérivée de ***l'Equation (15)*** et son développement en fonction des nouvelles variables et leur identification donne :

$$\dot{\Psi}_{2r} = -2MR_r\Phi - 4R_rL_rR \tag{16}$$

Afin qu'apparaisse les entrées de commande u_{sa} et u_{sb} une seconde dérivée est nécessaire, celle-ci donne ***l'Equation (17)*** suivante :

$$\ddot{\Psi}_{2r} = -2MR_r\dot{\Phi} - 4R_rL_r\dot{R} \tag{17}$$

En développant cette expression, les entrées u_{sa} et u_{sb} apparaissent et donne ***l'Equation (18)*** :

$$\ddot{\Psi}_{2r} = f_{\Psi_{2r}} + \lambda_1 u_{s\alpha} + \lambda_2 u_{s\beta} \tag{18}$$

Avec : $f_{\Psi_{2r}} = a_1\Sigma + a_2\Phi + a_3R + a_4S$

$$a_1 = -\frac{2R_rM^2 - 3L_rL_sM}{\Delta}\omega(t); \qquad a_2 = -\frac{2R_r}{\Delta}\left(L_rR_sM - L_sR_rM\right); \qquad a_3 = -\frac{2R_r}{\Delta}\left(2R_rM^2 - 4L_rL_sR_r\right);$$

$$a_4 = -\frac{4M^2R_rR_s}{\Delta}; \qquad \lambda_1 = \frac{2R_r}{\Delta}\left(M^2 i_{s\alpha} + L_rMi_{r\alpha}\right); \qquad \lambda_2 = \frac{2R_r}{\Delta}\left(M^2 i_{s\beta} + L_rMi_{r\beta}\right)$$

2-3-2. Dynamique de la vitesse

Le contrôle de la vitesse dépend de ***l'Equation (2)***. Cette équation doit être dérivée une seconde foi afin qu'apparaisse les entrées $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$. Par identification des nouvelles variables, on obtient ***l'Equation (19)***:

$$\begin{aligned}\ddot{\omega} = \frac{M}{J}\left(-\frac{\left(M^2+L_rL_s\right)}{\Delta}\omega(t)\Phi - \frac{\left(L_rR_s+L_sR_r\right)}{\Delta}\Sigma - \frac{2L_sM}{\Delta}\omega(t)S - \frac{2L_rM}{\Delta}\omega(t)R\right) \\ -\frac{M}{J}\left(\frac{L_ri_{r\beta}+Mi_{s\beta}}{\Delta}\right)u_{s\alpha} + \frac{M}{J}\left(\frac{L_ri_{r\alpha}+Mi_{s\alpha}}{\Delta}\right)u_{s\beta}\end{aligned} \tag{19}$$

Une expression simplifiée de ***l'Equation (19)*** donne ***l'Equation (20)***:

$$\ddot{\omega} = f_\omega - \lambda_3 u_{s\alpha} + \lambda_4 u_{s\beta} \tag{20}$$

Avec :

$$f_\omega = \frac{M}{J}\left(-\frac{\left(M^2+L_rL_s\right)}{\Delta}\omega(t)\Phi - \frac{\left(L_rR_s+L_sR_r\right)}{\Delta}\Sigma - \frac{2L_sM}{\Delta}\omega(t)S - \frac{2L_rM}{\Delta}\omega(t)R\right)$$

Et $\lambda_3 = \frac{M}{J}\left(\frac{L_ri_{r\beta}+Mi_{s\beta}}{\Delta}\right)$; $\lambda_4 = \frac{M}{J}\left(\frac{L_ri_{r\alpha}+Mi_{s\alpha}}{\Delta}\right)$

2-3-3. Loi de commande non linéaire

Les ***Expressions (18)** et **(20)*** peuvent permettre de concevoir la commande non linéaire. L'expression du système à partir des ***Equations (18)** et **(20)*** sous forme matricielle nous donne :

$$\begin{bmatrix}\ddot{\Psi}_{2r} \\ \ddot{\omega}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\lambda_1 & \lambda_2 \\ \lambda_3 & \lambda_4\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_{s\alpha} \\ u_{s\beta}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}f_{\Psi_{2r}} \\ f_\omega\end{bmatrix} \tag{21}$$

Si on choisit les expressions des entrées du moteur qui sont les sorties du contrôleur comme suit :

$$\begin{bmatrix}u_{sa} \\ u_{sb}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\lambda_1 & \lambda_2 \\ \lambda_3 & \lambda_4\end{bmatrix}^{-1}\left\{\begin{bmatrix}v_1 \\ v_2\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}f_{\Psi_{2r}} \\ f_\omega\end{bmatrix}\right\} \tag{22}$$

On découple la dynamique du flux et celle de la vitesse pour obtenir les dynamiques en boucle fermé suivantes : $v_2 = \ddot{\omega}$ et $v_1 = \ddot{\Psi}_{2r}$

v_1 et v_2 sont des commandes auxiliaires qui conviendra de déterminer afin de stabiliser les dynamiques due la vitesse et du flux. Dans cet article, on propose les équations suivantes pour les commandes auxiliaires.

$$\begin{aligned}v_1 &= -k_{i_1}\int\left(\Psi_{2r} - \Psi_{2r}^{ref}\right)d\tau - k_{p1}\left(\Psi_{2r} - \Psi_{2r}^{ref}\right) - k_{d_1}\left(\dot{\Psi}_{2r} - 0\right) \\ v_2 &= -k_{i_2}\int\left(\omega_n - \omega_{ref}\right)d\tau - k_{p_2}\left(\omega_n - \omega_{ref}\right) - k_{d_2}\left(\dot{\omega}_n - 0\right)\end{aligned} \tag{23}$$

On note que les expressions des commandes auxiliaires sont de type PID. Les gains qui apparaissent dans les équations sont calculés de façon à imposer des pôles stables (Hurwitz) aux dynamiques en boucles fermées.

2-3-4. Structure globale de la commande

La ***Figure 2*** présente la structure du système de commande et le moteur asynchrone.

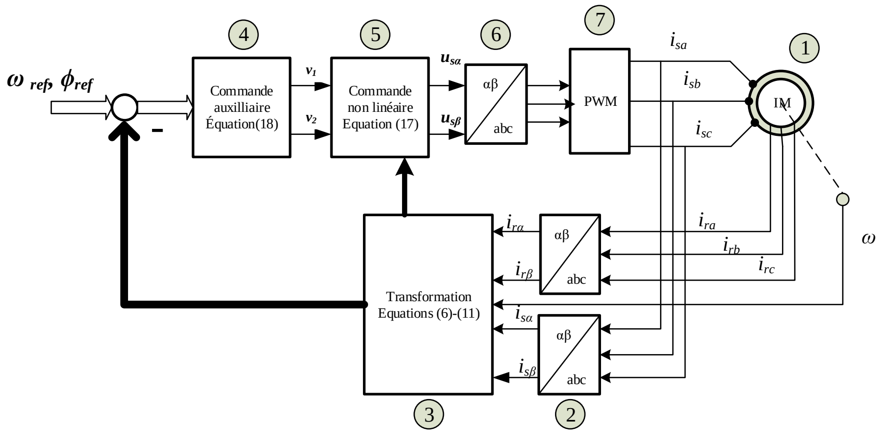

Figure 2 : *structure de la commande*

On distingue un moteur à rotor bobiné (1) duquel, à partir de capteur, on mesure la vitesse(ω) et les courants rotoriques *(i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})* et statoriques *(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})* nécessaires au changement de repère (2) partant ainsi du repère triphasé (abc) au repère biphasé de Concordia (α/β).On effectue ainsi l'identification et changement de variable (3) nécessaire pour la conception de la commande auxiliaire (4) et la commande non linéaire (5) pour le contrôle de la vitesse et du flux avec les références en entrée (ω_{ref}, ϕ_{ref}). Dans la pratique le contrôle de la vitesse et du flux sont réalisé à partir d'un onduleur commandé triphasé PWM (7). Ainsi, une transformation inverse de Concordia est nécessaire à la sortie du contrôleur non linéaire (6).

3. Résultats et discussion

3-1. Présentation des tests et résultats de simulation

Un test unique sur 10s a été réalisé avec un découpage de temps dans lesquels on observe les variations de la charge (T_L), de la vitesse de référence (ω_{ref}) et du flux de référence (Ψ_{ref}) : 0s $\leq t_l <$ 2s, le moteur fonctionne en boucle ouverte avec (60 % du couple nominal) TL = 4902.6 N.m. On souhaite observer la dynamique des nouvelles variables en boucle ouverte du régime transitoire au régime permanent. 2s $\leq t_l <$ 4s le contrôleur entre en fonction à t = 2s. Le système devient donc en boucle fermée. Le couple de charge est TL = 4902.6 N.m. La consigne ou référence de la vitesse mécanique est $\omega_{ref} = 378.14$ rad/s. La valeur de la consigne ou référence pour le flux rotorique est $\Psi_{ref} = 4.494$ Wb. On souhaite observer la dynamique du couple électrique Te, des amplitudes de tension statorique Us et des courants statoriques (i_{sa}, i_{sb}), de la vitesse ω et flux lors du passage du fonctionnement en boucle ouverte à la boucle fermée. 4s $\leq t_l <$ 6s, le couple mécanique de la charge est augmenté à TL = 8171 N.m. Les consignes de la vitesse et du flux restent inchangées : $\omega_{ref} = 378.14$ rad/s et $\Psi_{ref} = 4.494$ Wb. On souhaite observer les dynamiques du couple électrique Te, de la vitesse mécanique ω et du flux rotorique lors d'une augmentation de la charge TL. 6s $\leq t_l <$ 8s, La valeur de la consigne de vitesse est réduite à $\omega_{ref} = 295.51$ rad/s. Le couple mécanique et la référence du flux restent inchangés : TL = 8171 N.m et Ψ_{ref} = 4.494 Wb. On souhaite observer les dynamiques du couple électrique Te, de la vitesse e rotation ω et du flux rotorique quand la vitesse de référence est réduite. $8s \leq t_l < 10s$, la valeur de référence du flux rotorique est réduite à Ψ_{ref} = 3.177 Wb. Le couple mécanique et la référence de la vitesse mécanique sont inchangés : TL = 8171 N.m et ω_{ref} = 295.51 rad/s. On souhaite observer les dynamiques du couple électrique Te, de la vitesse mécanique ω et du flux rotorique lors d'une réduction du flux de référence.

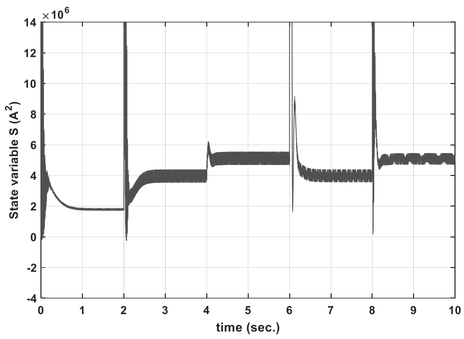

Figure 3 : *Variation de la variable d'état S*

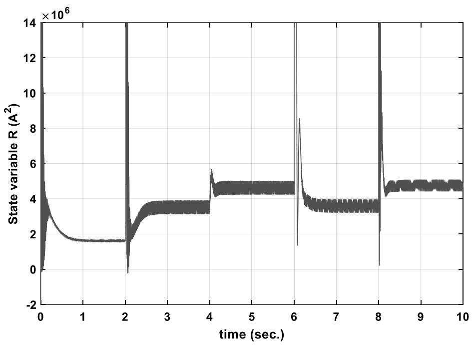

Figure 4 : *Variation de la variable d'état R*

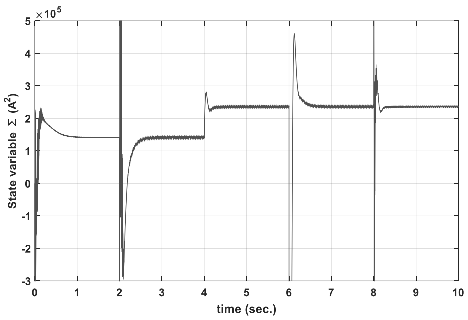

Figure 5 : *Variation de la variable d'état* $\sum$

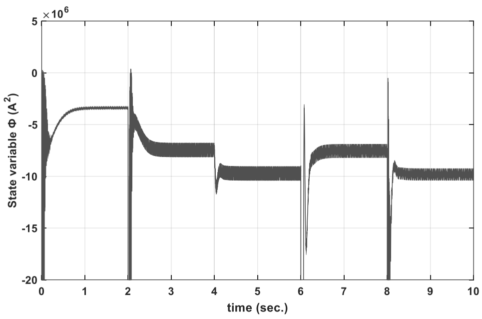

Figure 6 : *Variation de la variable d'état* Φ

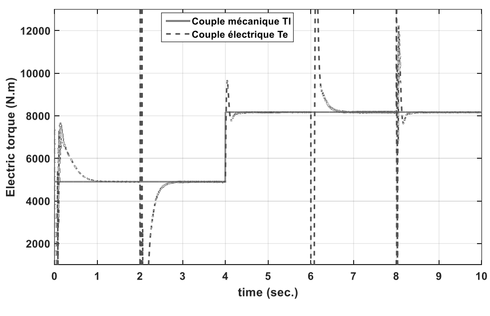

Figure 7 : *Variation du couple* T_l *et* T_e

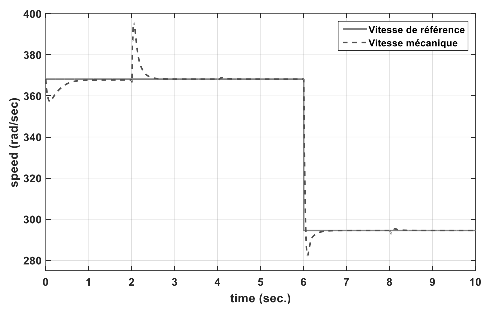

Figure 8 : *Variation de la vitesse*

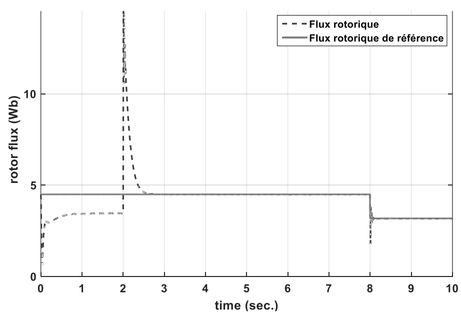

Figure 9 : *Variation du flux rotorique*

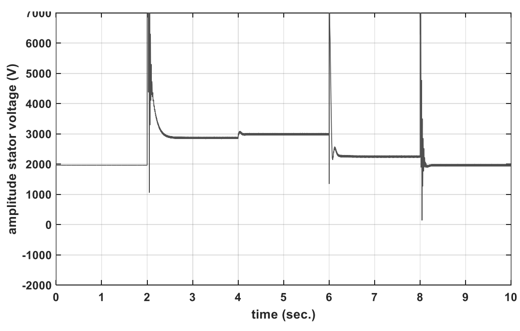

Figure 10 : *Amplitude de tension statorique*

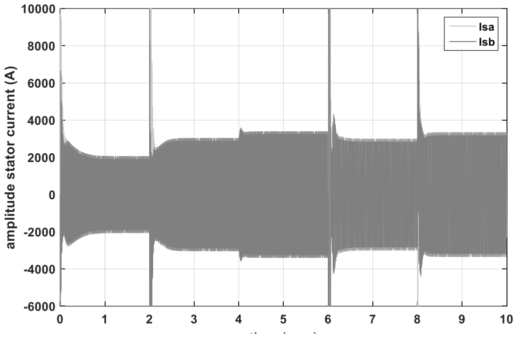

Figure 11 : *Amplitude des courants statoriques*

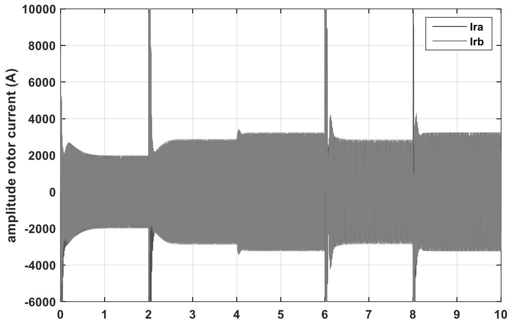

Figure 12 : *Amplitude des courants rotoriques*

3-2. Analyse des résultats de la simulation et discussion

Pout t compris entre $0s \leq t < 2s$, les nouvelles variables d'état S, R, $\sum$ et Φ sont représentées respectivement par les ***Figure 3, Figure 4, Figure 5*** *et* ***Figure 6***. A travers ces figures, on observe que nos variables d'état sont bien constantes en régime permanent. Ce qui confirme notre hypothèse de départ, celui d'identifier des nouvelles variables dans le repère de Concordia et qui soient non sinusoïdales en régime permanent.

- Pour $t = (4s \leq t < 6s)$, à 4s, le couple de charge augmente de 40 % (8171 N.m). On observe un pic d'augmentation du couple électrique T_e allant jusqu'à 9594 N.m et se stabilise au couple de charge à $t = 4.51s$ ***(Figure 7)***. Bien que l'on observe pour ce teste une perturbation légère de la vitesse de rotation ***(Figure 8)***, le module de flux ***(Figure 9)*** reste constant dans cet échelon. Le contrôleur prouve ainsi sa robustesse face aux variations de la charge et assure un parfait découplage magnétique entre le couple et le flux rotorique [23] ;
- Pour $t = (6s \leq t < 8s)$: à $t = 6s$, on réduit la vitesse de référence $\omega_{ref} = 295.51$ rad/s, le couple de charge et le flux de référence ne changent pas. Une perturbation du couple électrique apparait par un pic de variation (de 6.00s à 6.41s) puis se stabilise ***(Figure 7)***. La vitesse de rotation a un dépassement de 13 rad/s et se stabilise à 6.3s ***(Figure 8)***. Le module de flux ne change face à cette perturbation ***(Figure 9)***. L'amplitude des tensions statoriques (effort de commande) diminue afin d'assurer le rejet de cette perturbation par notre contrôleur ***(Figure 10)***. Par ce test, le contrôleur prouve sa robustesse face à la variation de la vitesse [24] ;
- Pour $t = (8s \leq t < 10s)$**,** à $t = 8s$, on réduit le flux de référence à 3.177 Wb, la vitesse de référence ω_{ref} (295.51 rad/s), le couple de charge ne change pas. On observe un pic d'augmentation du couple électrique Te à 8s puis se stabilise à 8.23s ***(Figure 7)***. Une légère perturbation de la vitesse de rotation est aussi observée puis se stabilise à 8.35s. Un dépassement (2.35 Wb) sur la poursuite du flux rotorique stabilisé à 8.17s. Ce test prouve la robustesse du contrôleur face à la variation du flux rotorique et confirme le découplage magnétique entre le couple et le flux rotorique.

Les ***Figures 10, 11*** *et* ***12*** respectivement amplitudes de tension pour l'effort de commande, les amplitudes de courant rotoriques et statoriques montrent leurs variations dans différents tests. Dans les quatre tests précédents, le contrôleur fait un bon rejet des perturbations dues aux variations du couple de charge, de la vitesse et du flux rotorique.

4. Conclusion

Dans ce travail, nous avons appliqué la commande par linéarisation entrée-sortie à un moteur à rotor bobiné afin de contrôler le flux rotorique et la vitesse de rotation. Cette commande a été conçue dans le repère du moteur fixe par rapport au rotor (α, β) par un changement de variable obtenu par identification afin de réaliser le découplage magnétique. Ce travail propose ainsi un nouveau modèle dynamique du moteur asynchrone à rotor bobiné dans le repère de biphasé de Concordia dans lequel les variables d'état sont constantes en régimes permanent. Le contrôleur obtenu a été testé par Simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats des tests après application de la commande par linéarisation entrée-sortie montrent l'efficacité de ce modèle. En effet, en boucle ouverte comme en boucle fermée, les nouvelles variables restent constantes en régime permanent. Les tests sur la robustesse du contrôleur face à la variation de la charge, la variation de la vitesse et du flux prouve que le modèle obtenu offre à la fois l'avantage d'être insensible à la variation de l'angle électrique et la variation du flux.

Références

[1] - P. C KRAUSE, O. WASYNCZUK, S. D SUDHOFF, "Analysis of Electric Machinery And Drive Systems", 2nd Edition, *IEEE Engineering Society*, Sponsor (2002)

[2] - THEODOR WILDY, "Electrotechnique", 2ème édition, *Presses de l'université de Laval*, Québec (2001)

[3] - J-P CARON, J-P HAUTIER, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", TECHNIP Paris (1995)

[4] - J. P LUIS, "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande", Lavoisier, Paris (2004)

[5] - I. P KOPILOV, "Mathematical Models of Electrics Machines", Russian Edition (1980)

[6] - LIU GUOHAI, HUANG ZHAOCHUN, LIAOZHILING, ZHANG HAO, WU JIANBIN, "Control of Induction Motors Based on Adaptive Decoupling Linearization", *Procedings of the Fifth Internationnal Conference On Electrical Machines and Système* IEEE Cat.No01EX501ICEMS'(2001)

[7] - BIMAL K. BOSE, "Moderne Power and electronique drive", Printice Hall PTR, (2002)

[8] - B. Drury, "Control techniques drives and controls handbook" ,Institution of Engineering and Technology, 2nd edn, (2009)

[9] - F. BLASCHKE, "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlagefür die Transvector-Regelung von Drehfeldmaschinen" (in German), *Siemens-Zeitschrift* 45, Heft 10, (1971)

[10] - PETER VAS, "Vector control of AC machines", Oxford University Press, (1990)

[11] - J. CHIASSON, A. CHAUDHARI and M. BODSON, "Nonlinear controllers for the induction motor", in Proc. IFAC Nonlinear Conrrol System Design Symp., Bordeaux France, pp, 150-155, June (1992)

[12] - S. ZAIDI, F. NACERI and R. ABDSSAMED, "Input-Output Linearization of an Induction Motor Using MRAS Observer", *International Journal of Advanced Science and Technology,* vol. 68, (2014) 49 - 56

[13] - HOSSAM A. ABDEL FATTAH, "Input-Output Linearization of' Induction Motors with Magnetic Saturation", *Proceedings of the American Control Conference Chicago*, Illinois June (2000)

[14] - M. BODSON, J. CHIASSON and R. NOVOTNAK, "High performance induction motor control via input output linearization", *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, (1994) 25 - 33

[15] - ROMEO ORTEGA, NIKITA BARABANOV and GERARDO ESCOBAR VALDERRAMA, "Direct Torque Control of Induction Motors : Stability Analysis and Performance Improvement", *IEEE Transactions on Automatic Control* Volume 46, Issue 8 , (Aug. 2001)

[16] - JUN-KOO KANG, SEUNG-KI SUL, "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", *IEEE Transactions on Industry Applications,* Volume 35, Issue 5 , (Sep/Oct 1999)

[17] - HIMANSHU MISRA, AMIT KUMAR JAIN, "Wound Rotor Induction Machine Drive with Reduced Number of Current Sensors", *IEEE International Conference* on Power Electronics, Drives and Energy Systems PEDES) (2014)
[18] - GONZALO ABAD, JESUS LOPEZ, MIGUEL A. RODRIGUEZ, LUIS MARROYO and GRZEGORZ LWANSKI, "Doubly Fed Induction Machine-Modelling and Control for Wind Energy Generation", Hoboken, New Jersey, IEEE Press, John Wiley and Sons, Inc., (2011)
[19] - RICCARDO MARINO, PATRIZIO TOMEI, CRISTIANO M. VERRELLI, "Induction motor Control", Springer-Verlang London (2010)
[20] - OKBA ZEGHIB, ABDELKRIM ALLAG, BILAL HAMIDANI, "Input-output linearizing control of Induction Motor based on a newly extended MVT Observer Design", IEEE, International Conference on Communications and Electrical Engineering ICCEE (2018)
[21] - D. DOLINAR, P. LJUSEV, G. STUMBERGER, "Input-Output lnearising tracking control of induction motor including magnetic saturation effects", *IEE Proc - Electr Appl*, Vol 150 (6) November (2003)
[22] - ACCETTA, ANGELO, ALONGE, FRANCESCO, CIRRINCIONE, MAURIZIO et al., "Robust control for high performance induction motor drives based on partial state-feedback linearization. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55 (1), (2018) 490 - 503
[23] - LASCU, CRISTIAN, et al. "Direct torque control with feedback linearization for induction motor drives." *IEEE Transactions on Power Electronics* 32 (3), (2016) 2072 - 2080
[24] - DAWSON, M. Darren, "Nonlinear control of electric machinery ". Routledge, (2019)

Annexes

Tableau 1 : *Les paramètres de la machine*

Motor load inertia	$J = 63.87$ Kgm^2
Stator resistance	$R_s = 0.029\ \Omega$
Rotor resistance	$R_r = 0.022\ \Omega$
Stator inductance	$L_s = 0.0352$ H
Rotor inductance	$L_r = 0.0352$ H
Mutual inductance	$M = 0.0346$ H

Tableau 2 : *Les paramètres de commande (les gains)*

K_{i1}	12375
K_{p1}	1963
K_{d1}	82
K_{i2}	14.2×10^5
K_{p2}	14.2×10^4
K_{d2}	142