

Nouvelle Stratégie de Contrôle du Moteur Asynchrone à Double Alimentation basée sur des régulateurs PI à Coefficients Complexes

A.Chibah¹, M.Menaa¹, F.Auger², K.Yazid¹, M.Boudour¹, A.Boufertilaa¹

1.Laboratoire des Systèmes Electriques et Industriels (LSEI), Université des Sciences et Technologies Houari Boumediene, Algérie.

2.Institut de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nantes Atlantique (IREENA), Saint-Nazaire, France.

RESUME – Cet article étudie un nouveau contrôle robuste du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) défini dans le domaine complexe. Le contrôle proposé est basé sur des régulateurs PI à coefficients complexes. La réalisation de ce contrôle dans le domaine complexe a permis de réduire la dimension du système, d'optimiser la mise en œuvre de la stratégie de contrôle et enfin, de réduire le nombre de ressources utilisées lors de l'implémentation de cet algorithme. En effet, l'utilisation du modèle d'état du MADA défini dans le domaine complexe a permis de réduire de moitié l'ordre du système, entraînant ainsi la réduction du schéma de contrôle et du nombre de ressources utilisées lors de son implémentation. La stratégie de commande proposée a été testée en simulation pour plusieurs points de fonctionnement, et les résultats obtenus ont mis en relief les bonnes performances et la robustesse de la commande mise en œuvre. Ces résultats ont également clairement montré que la commande proposée permet d'avoir des performances meilleures et une réduction considérable du temps d'exécution d'environ 17.74% par rapport à la commande vectorielle standard du moteur asynchrone à double alimentation, ce qui conduit à réduire les ressources matérielles nécessaires.

Mots-clés – Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA), commande vectorielle (FOC), régulateur PI à coefficient Complexe.

1. INTRODUCTION

Au cours de cette dernière décennie la machine asynchrone à double alimentation a investi différents domaines autres que la conversion éolienne, tels que les domaines de la propulsion marine [1],[2],[3], du pompage [4],[5],[6], de la propulsion électrique dans les véhicules électriques [7],[8],[9],[10],[11],[12] et récemment, dans le domaine de la propulsion électrique dans l'aérospatial [13]. Et ce, en raison des nombreux avantages qu'elle présente tels que : un grand nombre de degrés de liberté, une grande souplesse de fonctionnement liée à la présence de convertisseurs de puissance associés aux deux trames, la possibilité de contrôler les puissances active et réactive pour optimiser la taille du convertisseur de puissance et enfin, la possibilité de fonctionner en hypo et hypersynchrone [14],[15],[16],[17],[18].

Les récentes avancées et développements des technologies numériques ont permis l'implémentation de techniques de commande avancées et sophistiquées pour atteindre des performances élevées sur le plan de la rapidité et de la précision. En effet, différentes stratégies de contrôle de la machine asynchrone à double alimentation ont vu le jour [14],[19],[20],[21],[22]. Parmi celles-ci, on distingue la stratégie de contrôle vectorielle, qui permet d'obtenir de très bonnes performances, que ce soit en régime permanent qu'en régime transitoire. Cependant, cette technique de commande avancée possède un inconvénient majeur qui réside dans la nécessité d'utiliser des dispositifs de calcul puissants avec des temps de calcul rapides pour son implémentation. Afin de remédier à ce problème, nous présentons dans cet article, une nouvelle

stratégie de commande vectorielle basée sur un modèle d'état du MADA défini dans le domaine complexe, qui permet de réduire de moitié l'ordre du système et donc de simplifier la mise en œuvre de la loi de contrôle. A notre connaissance, ce principe n'a jamais été utilisé auparavant dans le contrôle du Moteur Asynchrone à Double Alimentation.

Cet article est structuré en trois parties principales : dans la première, le modèle complexe du MADA est développé, puis, dans la deuxième, le principe du contrôle vectoriel du MADA défini dans le domaine complexe est décrit. Dans la dernière partie, des résultats de simulation sont présentés et commentés.

2. MODÈLE DYNAMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE DANS LE DOMAINE COMPLEXE

Les équations électriques et magnétiques caractérisant le Moteur Asynchrone à Double Alimentation défini dans le domaine complexe sont données par les équations (1) et (2) [14],[18] :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_r + j\omega_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s \end{cases} \quad (2)$$

Tel que

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_{sd} + jV_{sq} \\ \bar{V}_r = V_{rd} + jV_{rq} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{sd} + jI_{sq} \\ \bar{I}_r = I_{rd} + jI_{rq} \end{cases} \quad (4)$$

Avec R_s : résistance statorique, R_r : résistance rotorique, L_s : inductance cyclique statorique, L_r : inductance cyclique rotorique, L_m : inductances mutuelle cyclique, I_{sdq} : vecteur des courants statoriques dans le repère d-q, I_{rdq} : vecteur des courants rotoriques dans le repère d-q, V_{sdq} : vecteur des tensions statoriques dans le repère d-q, V_{rdq} : vecteur des tensions rotoriques dans le repère d-q, ω_s : pulsation électrique statorique, ω_r : vitesse électrique de la machine et $\omega_r = \omega_s - \omega_R$: pulsation électrique rotorique.

En substituant (2) dans (1), nous obtenons le modèle du Moteur Asynchrone à Double Alimentation défini dans le domaine complexe :

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_s \\ \bar{V}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{c11} & \bar{A}_{c12} \\ \bar{A}_{c21} & \bar{A}_{c22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_s \\ \bar{I}_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

Avec

$$\begin{aligned}\bar{A}_{c11} &= R_s + L_s \frac{d}{dt} + jL_s\omega_s, \bar{A}_{c12} = L_m \frac{d}{dt} + jL_m\omega_s, \\ \bar{A}_{c22} &= R_r + L_r \frac{d}{dt} + jL_r\omega_r, \bar{A}_{c21} = L_m \frac{d}{dt} + jL_m\omega_r.\end{aligned}$$

De plus, l'équation du mouvement du Moteur Asynchrone à Double Alimentation est donnée par :

$$\frac{d}{dt}\Omega_R = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r) - \frac{f}{J}\Omega_R \quad (6)$$

$$Tel\ que \quad C_{em} = pL_m Im(\bar{I}_s \bar{I}_r^*) \quad (7)$$

Et p : nombre de pair de pôles, J : moment d'inertie du rotor de la machine, f : coefficient de frottement, Ω_R : vitesse électrique du rotor de la machine et C_r : couple résistant.

3. COMMANDE VECTORIELLE DU MADA DÉFINIE DANS LE DOMAINE COMPLEXE

Le contrôle du MADA, peut être réalisé de différentes manières et suivant différentes stratégies [14],[19],[20],[21],[22]. Parmi elles, on distingue la stratégie de contrôle vectorielle. Cette stratégie de contrôle permet d'offrir de très bonnes performances. Cependant, cette technique de commande avancée possède un inconvénient majeur qui réside dans la nécessité d'utiliser des dispositifs de calcul puissants avec des temps de calcul rapides pour son implémentation. Afin de réduire les ressources matérielles utilisées, ce qui implique systématiquement une réduction du coût de la commande, une nouvelle stratégie de commande vectorielle du MADA définie dans le domaine complexe est étudiée dans ce travail. Ce contrôle se base sur le modèle d'état du MADA dans le domaine complexe, ce qui permet de réduire de moitié l'ordre du système et donc de simplifier la mise en œuvre de la loi de contrôle.

3.1. Principe de la stratégie de contrôle

Cette nouvelle stratégie se base sur le même principe que celui de la commande du MADA définie dans le domaine réel [14],[17],[22] à savoir la définition de deux nouvelles tensions intermédiaires permettant la satisfaction du critère de découplage et la représentation des variables électriques du Moteur Asynchrone à Double Alimentation dans un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux statorique, à la seule différence que dans cette nouvelle stratégie on utilise des grandeurs qui sont définies dans le domaine complexe.

En se basant sur ce principe, à savoir la définition de deux nouvelles tensions intermédiaires permettant la satisfaction du critère de découplage (8) et en choisissant d'orienter le flux statorique suivant l'axe "d" (9), les équations des tensions statorique et rotorique définies dans le domaine complexe peuvent être exprimées par le système d'équation (10).

$$\begin{cases} \bar{V}_{1s} = \bar{V}_s - \frac{L_m}{L_r} \bar{V}_r \\ \bar{V}_{1r} = \bar{V}_r - \frac{L_m}{L_s} \bar{V}_s \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \Rightarrow \bar{\varphi}_s = \varphi_{sd} + j\varphi_{sq} = \varphi_s \quad (9)$$

$$\begin{cases} \bar{V}_{1s} = \bar{V}_{1sc} + \bar{V}_{1sc1} \\ \bar{V}_{1r} = \bar{V}_{1rc} + \bar{V}_{1rc1} \end{cases} \quad (10)$$

Avec

$$\begin{cases} \bar{V}_{1sc} = R_s ((1 + j\omega_r \sigma T_s) + \sigma T_s \frac{d}{dt}) \bar{I}_s \\ \bar{V}_{1rc} = R_r ((1 + j\omega_r \sigma T_r) + \sigma T_r \frac{d}{dt}) \bar{I}_r \end{cases} \quad (11)$$

Et

$$\begin{cases} \bar{V}_{1sc1} = -\frac{L_m R_r}{L_r} \bar{I}_r + j \frac{L_m}{L_r} \omega_R \bar{\varphi}_r \\ \bar{V}_{1rc1} = -\frac{L_m R_s}{L_s} \bar{I}_s - j \frac{L_m}{L_s} \omega_R \bar{\varphi}_s \end{cases} \quad (12)$$

En se basant sur l'expression (10), on peut déduire les fonctions de transfert en boucle ouverte des courants statorique et rotorique définis dans le domaine complexe :

$$\begin{cases} H_1(s) = \frac{\bar{I}_s(s)}{\bar{V}_{1sc}(s)} = \frac{1}{(1 + j\omega_r \sigma T_s) + \sigma T_s s} \\ H_2(s) = \frac{\bar{I}_r(s)}{\bar{V}_{1rc}(s)} = \frac{1}{(1 + j\omega_r \sigma T_r) + \sigma T_r s} \end{cases} \quad (13)$$

En substituant s par $j\omega$, le système d'équation (13) peut être réécrit sous la forme générale suivante :

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + j\tau\omega} \quad (14)$$

A partir de l'équation (13), un contrôle des courants statorique et rotorique définis dans le domaine complexe peut être mis en œuvre avec deux boucles ; l'une pour le contrôle du courant rotorique et l'autre pour le contrôle du courant statorique. Chacune de ces boucles contient un seul contrôleur PI complexe (Fig.1). En plus de ces deux boucles, on trouve une boucle externe permettant le contrôle de la vitesse de rotation du MADA.

En analysant les équations obtenues lors de la mise en œuvre de ce contrôle, nous constatons que la formulation du contrôle vectoriel du moteur asynchrone à double alimentation dans le domaine complexe permet, en plus de réduire de moitié l'ordre du système contrôlé, la simplification des termes de compensation. En effet, contrairement à la stratégie de contrôle réalisée dans le domaine réel où les termes de compensation dépendent simultanément des courants statorique et rotorique, dans la nouvelle stratégie présentée ils ne dépendent que de l'un des courants soit statorique ou rotorique.

3.2. Design du contrôleur PI complexe

Le système de contrôle proposé est basé sur des régulateurs PI à coefficients complexes (15) qui ont pour fonction de générer les tensions statorique et rotorique de référence définies dans le domaine complexe en se basant sur le vecteur d'erreur des courants statoriques ($\varepsilon_{I_{sd}} + j\varepsilon_{I_{sq}}$) et des courants rotoriques ($\varepsilon_{I_{rd}} + j\varepsilon_{I_{rq}}$).

$$H_{PI}(j\omega) = \left(\frac{j\bar{K}_p I\omega + \bar{K}_i I}{j\omega} \right) \quad (15)$$

Les tensions statorique et rotorique de référence sont données par l'équation suivante :

$$\bar{V}_{1s,ref} = \left(\frac{j\bar{K}_p I\omega + \bar{K}_i I}{j\omega} \right) (\varepsilon_{I_{s,d}} + j\varepsilon_{I_{s,q}}) \quad (16)$$

Le dimensionnement du régulateur PI complexe est basé sur

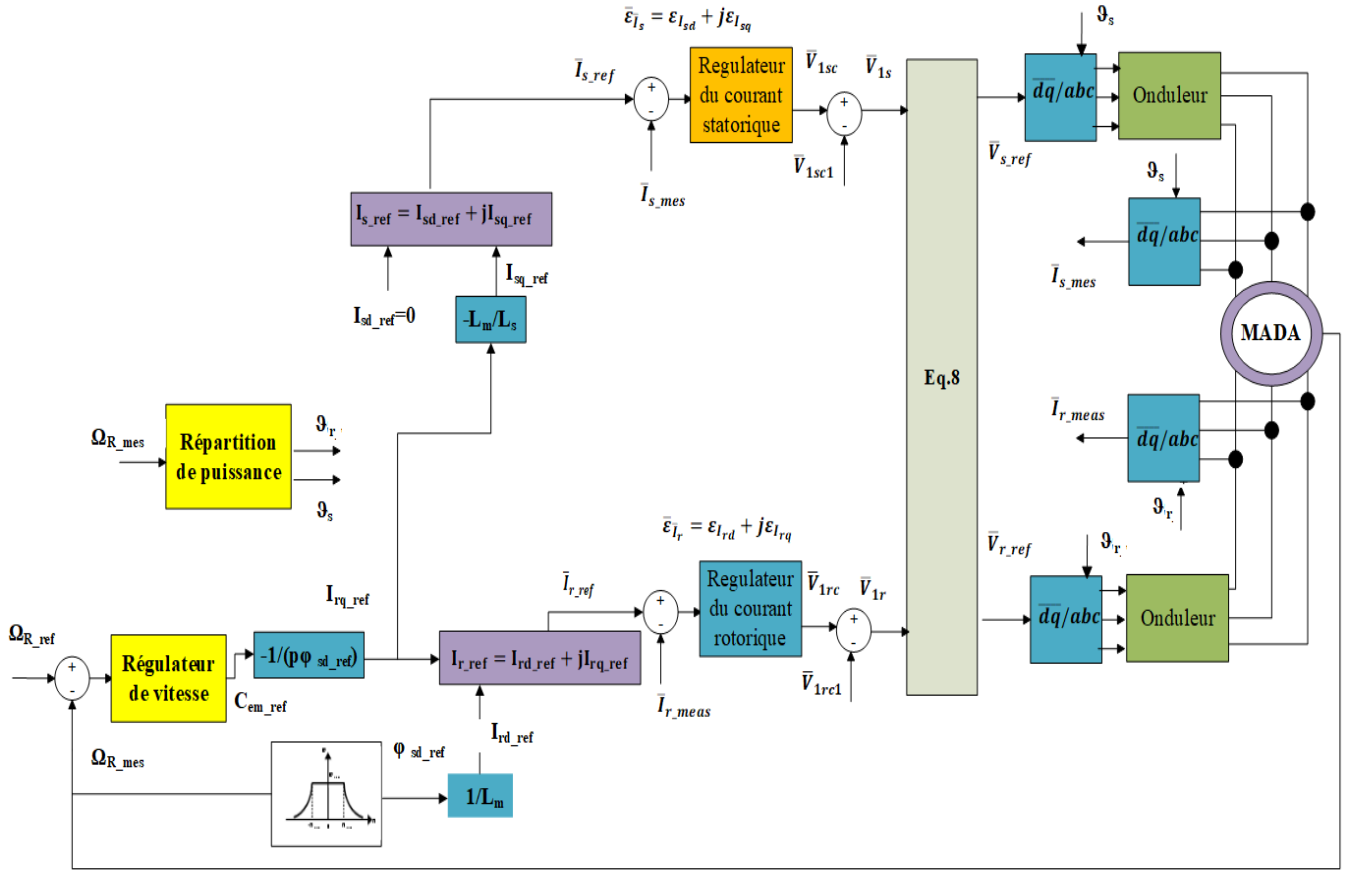


Fig. 1. Schéma de régulation du moteur asynchrone à double alimentation défini dans le domaine complexe.

l'analyse fréquentielle (FRA). Ce design nécessite la connaissance des fonctions de transfert des systèmes à contrôler, dans le domaine fréquentiel en boucle ouverte, qui sont données par le système d'équation (13) et dont les diagrammes de Bode sont représentés sur Fig.2 et Fig.3.

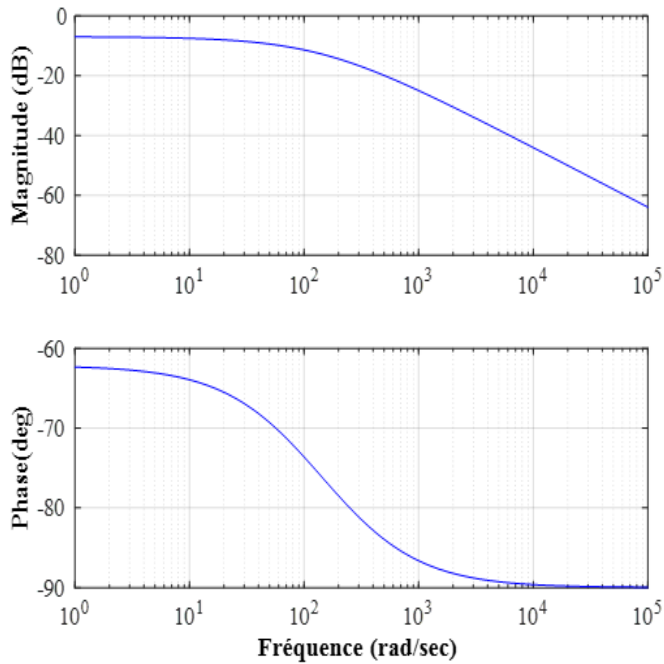


Fig. 2. Réponse Fréquentielle de la Fonction de transfert en boucle ouverte du stator.

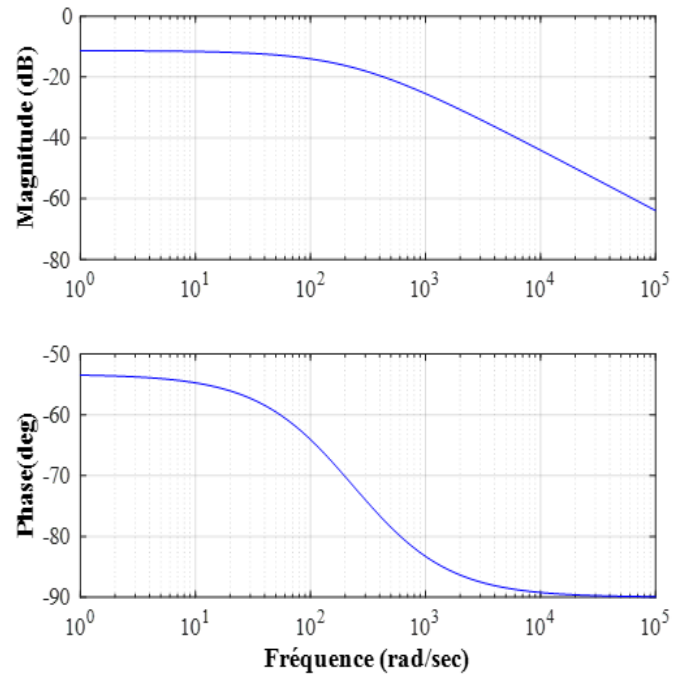


Fig. 3. Réponse Fréquentielle de la Fonction de transfert en boucle ouverte du rotor

Afin de déterminer les paramètres du régulateur PI complexe ($\bar{K}_{pI}$ and $\bar{K}_{iI}$), on se base sur le diagramme de Bode. Le principe de ce calcul consiste à déterminer les paramètres du régulateur PI à partir de ce diagramme en se servant de la pulsation de coupure ω_c à laquelle, en premier lieu, le module de la fonction

de transfert en Boucle ouverte en dB doit être égal à 0, puis, en deuxième lieu, la marge de phase doit être égale à une valeur imposée comprise entre 30 °et 60°. Pour atteindre cette spécification, les critères suivants doivent être satisfaits :

$$\begin{cases} |H_{\Sigma}(j\omega_c)| = 1 \\ \angle H_{\Sigma}(j\omega_c) = \phi_m - \pi \end{cases} \quad (17)$$

$$\text{Avec} \quad H_{\Sigma}(j\omega) = \frac{K(j\bar{K}_{pI}\omega + \bar{K}_{iI})}{(j\omega)(1 + j\tau\omega)} \quad (18)$$

Et $|H_{\Sigma}(j\omega_c)|$ et $\angle H_{\Sigma}(j\omega_c)$ le module et l'argument de la fonction de transfert du système en boucle ouverte, ϕ_m et ω_c la marge de phase et la fréquence de coupure imposées.

En appliquant ce critère à notre système (14), cela nous permet de déterminer les gains complexes du régulateur PI complexe :

$$\begin{cases} \bar{K}_{pI} = \frac{(K_1 + \tau\omega_c)}{K\sqrt{1 + K_1^2}} \\ \bar{K}_{iI} = \frac{\omega_c(1 - K_1\tau\omega_c)}{K\sqrt{1 + K_1^2}} \end{cases} \quad (19)$$

tel que $K_1 = \phi_m - \frac{\pi}{2}$

Afin de dimensionner nos régulateurs PI complexes, nous adoptons les indices de performance temporels suivants, à atteindre par le système :

- Une erreur statique nulle ;
- Un temps de réponse à 5% ($T_{r5\%}$) égal à 2 ms ;
- Un dépassement maximal inférieur à 5%.

En se basant sur les indices de performance définis dans le domaine temporel cité ci-dessus, on déduit les performances à imposer dans le domaine fréquentiel à savoir :

- Le taux d'amortissement requis pour un dépassement maximal ($D\%$) de 5%, qui est déterminé en se basant sur la relation du dépassement maximal, donné ci-dessous :

$$\xi_{BF} = \frac{-\ln(\frac{D\%}{100})}{\sqrt{\ln(\frac{D\%}{100})^2 + \pi^2}} = 0.6912$$

- A partir de ce taux d'amortissement calculé, on peut déterminer la fréquence de coupure requise pour un temps de réponse de 2 ms en se basant sur l'expression ci-dessous :

$$\omega_c = \frac{3\sqrt{(1 - 2\xi_{BF}^2) + \sqrt{(1 - 2\xi_{BF}^2)^2 + 1}}}{\xi_{BF}T_{r5\%}}$$

$$= 2943.2 \text{ rad/s}$$

En imposant une marge de phase $\phi_m = 60^\circ$ autour de la pulsation de coupure $\omega_c = 2943.2 \text{ rad/s}$, les paramètres des régulateurs PI complexes des courants statorique et rotorique ont pour valeurs :

$$\begin{cases} \bar{K}_{pIs} = 30.0125 - 0.9848j \\ \bar{K}_{iIs} = 41678 + 3836.8j \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \bar{K}_{pIr} = 29.4325 - 0.9848j \\ \bar{K}_{iIr} = 43938 + 3836.8j \end{cases} \quad (21)$$

Les réponses fréquentielles de la régulation des courants statorique et rotorique en boucle ouverte sont représentées respectivement sur Fig.4 et Fig.5 où nous constatons qu'à la pulsation de coupure $\omega_c = 2943.2 \text{ rad/s}$, nous avons bien une marge de phase de $\phi_m = 60^\circ$ correspondant au critère souhaité.

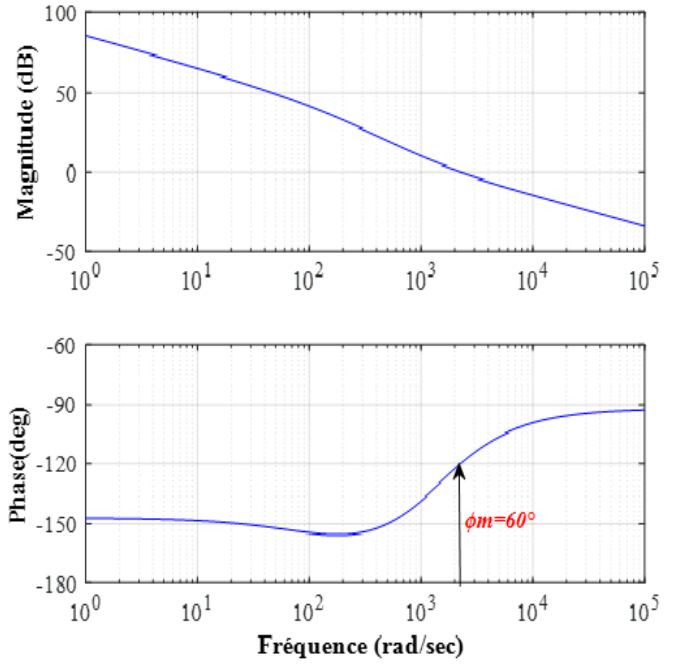


Fig. 4. Réponse Fréquentielle de la régulation des courants statoriques en Boucle ouverte..

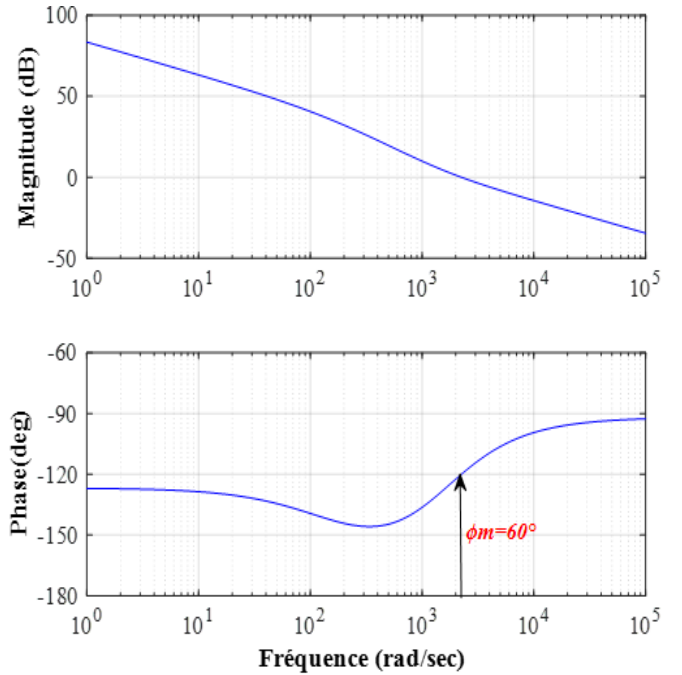


Fig. 5. Réponse Fréquentielle de la régulation des courants rotoriques en Boucle ouverte.

4. SIMULATION DE LA STRATÉGIE DE COMMANDE VECTORIELLE DU MADA DÉFINIE DANS LE DOMAINE COMPLEXE

Afin de tester les performances de la stratégie de commande vectorielle étudiée, des simulations, à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, sont effectuées sur un moteur asynchrone à double alimentation de 3 kW dont les paramètres sont listés dans le tableau 1. Le moteur asynchrone à double alimentation est alimenté par deux onduleurs de tension dont la fréquence de commutation est fixée à 10 kHz. Chaque onduleur reçoit trois signaux de contrôle provenant de la commande vectorielle proposée (Fig.1).

Afin de déterminer et d'évaluer les performances de l'algorithme de commande mis en œuvre, plusieurs points de fonctionnement ont été réalisés. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures (Fig.6) à (Fig.12).

Tableau 1. Paramètres de la Machine Asynchrone à Double Alimentation.

Paramètres	Valeur
V_{sn}	220V
V_{rn}	130V
I_{sn}	13.5A
I_{rn}	8A
R_s	1.04 ohm
R_r	1.04 ohm
L_s	196 mH
L_r	196 mH
L_m	186 mH
J	0.052 kg.m ²
f	0.0035 N.m.s
p	2

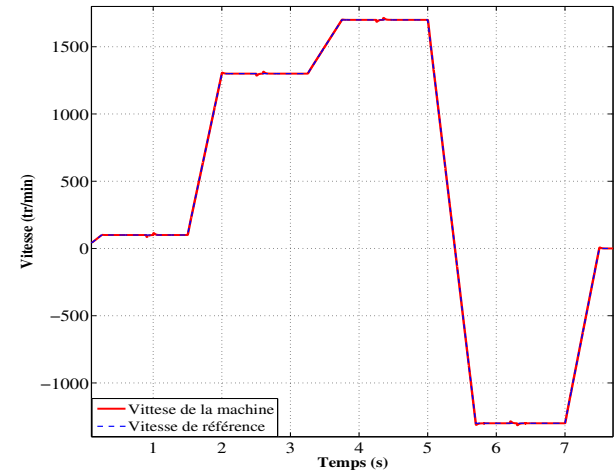


Fig. 6. Variation de la Vitesse du MADA.

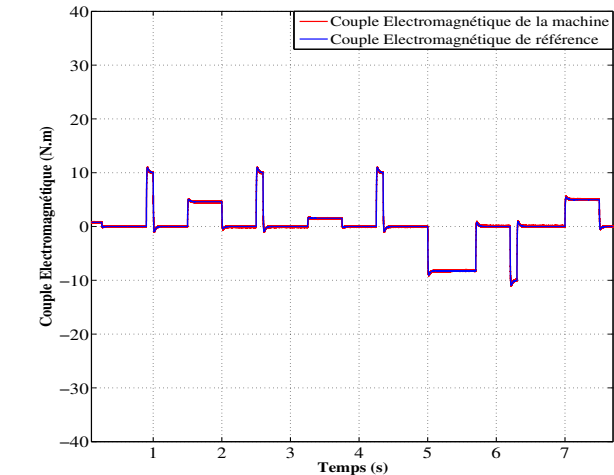


Fig. 7. Variation du Couple Electromagnétique du MADA.

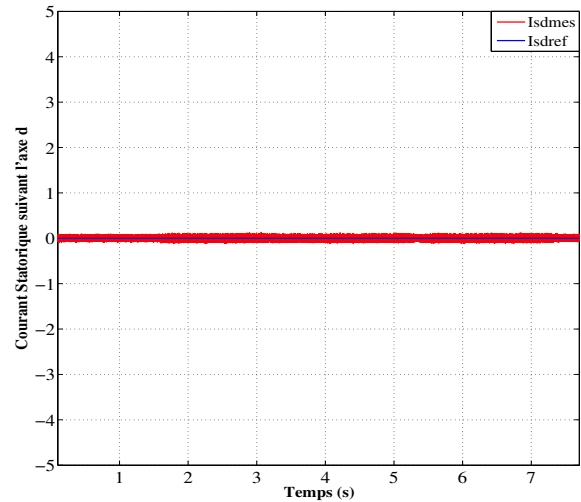


Fig. 8. Variation du courant statorique suivant l'axe d.

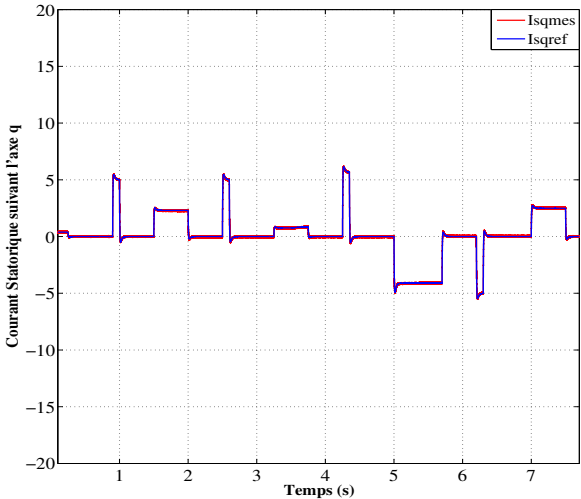


Fig. 9. Variation du courant statorique suivant l'axe q.

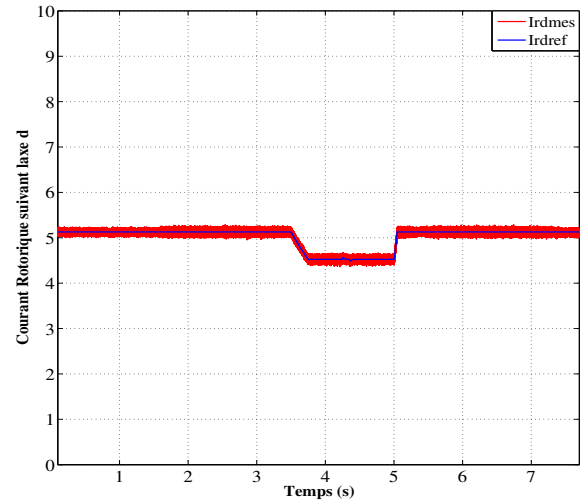


Fig. 10. Variation du courant rotorique suivant l'axe d.

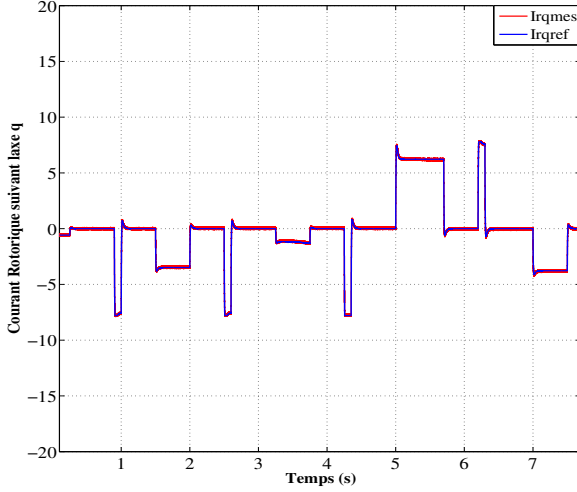


Fig. 11. Variation du courant rotorique suivant l'axe q.

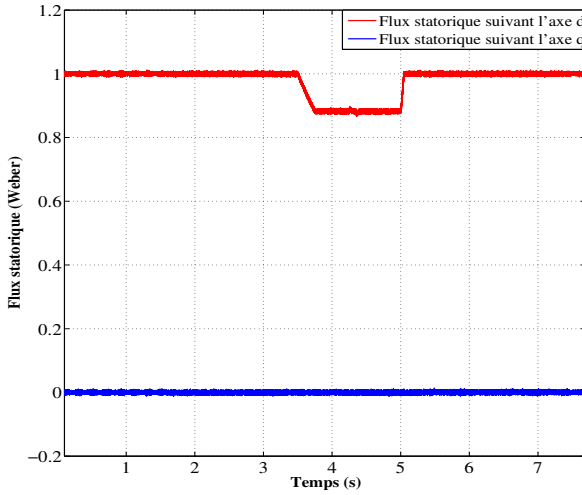


Fig. 12. Variation du flux statorique suivant les axes d et q.

D'après ces résultats, nous constatons que :

- La vitesse de la machine obtenue, représentée à la Fig.6, suit parfaitement sa grandeur de référence, dans toute la plage de variation de la référence à savoir à basse vitesse, en hypo synchrone et en hyper synchrone, avec un bon temps de réponse, qui est d'environ 0.12s et un dépassement de 1%. De plus, la commande réagit parfaitement lors de l'application des couples de charge avec un temps de rétablissement de 0.1s, qui est défini comme étant le temps pour que le système puisse atteindre son régime établi.
- Le couple électromagnétique développé par la machine, qui est illustré par Fig.7, suit bien le couple de référence que ce soit à vide, qu'en charge.
- Le courant statorique en quadrature (I_{sq}), qui est représenté sur la Fig.9, suit parfaitement sa référence (I_{sqref}) durant tout l'essai et que ce dernier est l'image du couple électromagnétique. Comme on voit, également, que le courant statorique direct (I_{sd}), représenté par la Fig.8, reste constant et égal à sa valeur de référence ($(I_{sdref}=0A)$).
- Le courant rotorique en quadrature (I_{rq}), qui est représenté sur la Fig.11, suit parfaitement sa référence (I_{rqref}) et que ce dernier est l'image inverse du couple électroma-

gnétique étant donné que nous avons choisi d'orienter le flux statorique suivant l'axe d. Comme nous distinguons, également, que le courant rotorique direct (I_{rd}), illustré par la Fig.10, reste constant et égal à sa valeur de référence.

- Le flux statorique est bien orienté suivant l'axe d. En effet, en analysant l'allure des flux statoriques tracés sur la Fig.12 nous avons bien $\varphi_{sd} = \varphi_s, \varphi_{sq} = 0$.
- La réponse du flux n'est pas influencée par l'application du couple de charge et les variations du couple électromagnétique. Le flux statorique et le couple électromagnétique sont bien découplés.

5. CONCLUSIONS

Cet article a été consacré à l'étude et au développement d'une nouvelle lois de commande vectorielle appliquée au contrôle de la vitesse du moteur asynchrone à double alimentation. Cette nouvelle stratégie de contrôle que nous avons développée et réalisée est définie dans le domaine complexe. Des résultats de simulation ont été présentés. A travers ces résultats obtenus, nous pouvons conclure qu'en plus des très bonnes performances qu'offre cet algorithme, cette nouvelle stratégie de contrôle, développée pour la première fois dans ce travail, offre un énorme avantage qui réside dans la réduction du nombre de ressources utilisées lors de son implémentation, ce qui conduit à la réduction du temps d'exécution de l'algorithme. En effet, le développement du contrôle du moteur asynchrone à double alimentation dans le domaine complexe permet la réduction d'environ 17.74% du temps d'exécution en comparaison à la commande standard, comme il est résumé dans le tableau ci-dessous.

Tableau 2. Comparaison entre la commande vectorielle définie dans le domaine réel [17],[22] et la commande vectorielle définie dans le domaine complexe en termes de temps d'exécution.

Commande	FOC définie dans le domaine réel	FOC définie dans le domaine complexe
Temps d'exécution	10.71 s	8.81 s

6. RÉFÉRENCES

- [1] G. Oriti, A.L. Julian, D. Zulaica, "Doubly Fed Induction Machine Drive Distance Learning Laboratory for Wind Power and Electric Ship Propulsion Applications", Proc. IEEE 3rd Energy Conversion Conference and Expo (ECCE), pp. 1897 - 1903, Phoenix, AZ, 17-22 Sep.2011.
- [2] M. Debbou, J. Gilet, T. Achour, M. Pietrzak-David, "Control system for Doubly Fed induction machine in electrical Naval propulsion", Proc. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), n°10, pp. 1-10, Lille, France, 2-6 Sep. 2013.
- [3] R. R. Singh, T.R. Chelliah, D. Khare, U.S. Ramesh, "Energy saving strategy on electric propulsion system integrated with doubly fed asynchronous motors", Proc. 7th Power India International Conference (PIICON), pp.1-6, Bikaner, Rajasthan, India, 25-27 Nov.2016.
- [4] J. Zhang, Y. Kang, D. Liao, H. Cai, J. Pan, J. Wu, "Design and experiment of 155kW doubly-fed induction motor system used in pump stations", World Automation Congress, pp.1-4, 2008.
- [5] Bochkarev, "Analysis of a doubly fed induction motor in electric drives of pumping stations", Proc. Inter. Conf. on Industrial Engineering and Systems Management, pp.915-921, Seville (Spain), 21-23 Oct.2015.
- [6] A. Damdoun, I. Slama-Belkhdja, M. Pietrzak-David, and M. Debbou, "Low voltage ride-through strategies for doubly fed induction machine pumped storage system under grid faults", Renew. Energy, Vol. 95, pp. 248-262, Sep. 2016.
- [7] S. Drid, "Nonlinear Control of the Doubly Fed Induction Motor with Copper Losses Minimization", on for Electrical Vehicle", Proc. 1st Mediterranean Conference on Intelligent Systems and Automation (CISA 08), pp. 339-341, Annaba, Algérie, 30 Jun-2 Jul.2008.
- [8] Y. Liu and L. Xu, "The Dual-Current-Loop Controlled Doubly Fed In-

duction Motor for EV/HEV Applications", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.28, n°4, pp.1045-1052, Dec.2013.

- [9] R.Babouri, D.Aouzellag, K.Ghedamsi, "Introduction of Doubly Fed Induction Machine in an Electric Vehicle", Proc. Inter. Conf. on Advancements in Renewable Energy and Clean Environment, pp.1076 - 1084, Beyrouth-Liban, 15-17 Feb.2013.
- [10] M. Schael, C. Sourkounis, "Doubly-fed induction motors for electric vehicle propulsion", Proc. Inter. Conf. on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), pp. 1-7, Monaco, 25-27 Mar.2014.
- [11] P. Han, M. Cheng and Z. Chen, "Dual-Electrical-Port Control of Cascaded Doubly-Fed Induction Machine for EV/HEV Applications," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, n°2, pp. 1390- 1398, March-April 2017.
- [12] V.S. Sheenu, J. P. Jomole, "A New Control Algorithm for Doubly Fed Induction Motor with Inverters Supplied by a PV and Battery Operating in Constant Torque Region", Inter. Journal of Science Technology and Engineering (IJSTE), Vol.3, n°9, pp.219-226, Mar.2017.
- [13] D. J. Sadey, M. Bodson, "Control Demonstration of Multiple Doubly-Fed Induction Motors for Hybrid Electric Propulsion", 53rd AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference, AIAA Propulsion and Energy Forum, (AIAA 2017-4954), pp.1-6, Atlanta, 2016.
- [14] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, "Vector Control and Power optimisation of a doubly fed induction machine in variable speed drives", Proc. Inter. Conf. on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC), pp. 7- 97- 7-102, Kosice, Slovak Republic, 5-7 Sep. 2000.
- [15] S. Khojet El Khil, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [16] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I, France, 2006.
- [17] A. Chibah, H. Djadi, M. Menaa, K. Yazid, A. Boufertella and M. Boudour, "A Sensorless Control of Doubly Fed Induction Motor Based on Extended Kalman Filter", Proc. Inter. Conf. on Automatic control, Telecommunication and Signals (ICATS), pp 390-396, Annaba, Algeria, 11-12 Déc.2017.
- [18] A. Chibah, M. Menaa, K. Yazid, A. Boufertella, H. Djadi, M. Boudour, "Experimental Design of a New Fast Sensorless Control of DFIG in Complex Domain", IET Electric Power Applications, Vol.13, n°5, pp.581-593, 2019.
- [19] F. Bonnet, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [20] F. Boumaraf, M.L. Bendaas, R. Abdessemed, and S. Belkacem "Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine", Inter. Journal on Electrical Engineering and Informatics, Vol.7, n°3, pp.541-555, Sep. 2015.
- [21] N. El Ouanjli, A. Derouich, A. El Gzizal, Y. El Mourabet, B. Bossoufi, M. Taoussi, "Contribution to the performance improvement of Doubly Fed Induction Machine functioning in motor mode by the DTC control", Inter. Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), Vol.8, n°3, Sep.2017.
- [22] A. Chibah, M. Menaa, K. Yazid, A. Boufertella, H. Djadi, M. Boudour, "A New Sensorless Control Of Doubly Fed Induction Motor Using A High Frequency Carrier Signal Injection Based On Non Linear Third Order Angle Tracking Observer", Proc. Int. Conf. on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), pp. 912-917, Alger, Algérie, 28-31 Oct.2018.