

Commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à réluctance variable pour une chaîne de traction électrique d'un véhicule électrique.

Dehbia OUAMARA, Moussa BOUKHNIFER
Université de Lorraine, LCOMS, 57000 Metz, France

RESUME – Cet article traite la commande sans capteur d'une machine synchrone à réluctance variable (SynRm) d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique à base d'observateur à mode glissant. La motivation de l'utilisation de cet observateur à mode glissant réside dans le fait qu'il remplace le signal du capteur de position de la machine synchrone à réluctance en estimant la vitesse et l'angle du rotor pour assurer la continuité de service en cas de défaut capteur mécanique. Les résultats sont présentés et analysés, révélant que l'observateur à mode glissant d'ordre supérieur est une approche prometteuse pour l'estimation des grandeurs de la machine en vue d'un contrôle et d'une performance efficace du véhicule électrique.

Mots clés : défaut capteur mécanique, commande sans capteur mécanique, machine synchrone à réluctance variable, observateur par mode glissant

1. INTRODUCTION

Au cours des deux dernières décennies, le marché mondial de l'automobile a vu l'émergence des véhicules électriques hybrides (VEH) et des véhicules électriques (VE), qui ont considérablement pris de la place non seulement en raison de leur excellente efficacité énergétique, mais aussi parce qu'ils permettent de réduire de manière significative les émissions de gaz à effet de serre. L'élément principal de la chaîne de traction d'un VE est la machine électrique, telle que les machines à induction, les machines synchrone à aimant permanent et à réluctance variable et bien d'autres encore. Cependant, une densité de couple élevée, une large plage de vitesses, un bon rendement doivent être pris en compte lors du choix du type de machine électrique pour un véhicule électrique [1]. La machine synchrone à aimant permanent (MSAP) offre un meilleur rapport couple-poids et une densité de puissance plus élevée en raison de l'absence de glissement magnétique. Cependant, les aimants permanents sont très coûteux et à cours de la matière rare de l'aimant [1].

De ce fait, les machines synchrone à réluctance variable ont récemment émergé comme une solution prometteuse en raison de l'absence de terres rares ou d'aimants permanents. Elles présentent également des caractéristiques intéressantes telles qu'un rendement élevé, la robustesse, un faible coût, une faible inertie du rotor, etc. Son principal inconvénient est la forte ondulation du couple. Afin d'y remédier à ce problème, une bonne stratégie de contrôle peut réduire ces ondulations de manière significative afin d'obtenir de meilleures performances pour le système VE [2][3].

La commande sans capteur est préférée dans le cas défaut capteur mécanique [4][5], ce qui permet une bonne robustesse et une meilleure fiabilité du système de traction. La commande sans capteur du SynRm peut être réalisée par plusieurs approches. Dans cet article, nous avons opté pour l'utilisation de l'approche à base du modèle. L'observateur utilisé est l'observateur par mode glissant (super twisting) pour l'estimation de la position angulaire du rotor du rotor, de la vitesse de la machine en raison de sa bonne robustesse aux variations paramétriques de la machine [6][7].

2. MODÈLE DE LA MACHINE SYNRM

Le modèle de la machine SynRM dans un repère stationnaire $\alpha\beta$ est indiqué ci-dessous [7].

$$u_{\alpha\beta} = (R_s + L_q p)i_{\alpha\beta} \quad (1)$$

Il faut noter que le flux actif $p\phi_{\alpha\beta}^a$ est exprimé par :

$$p\psi_{\alpha\beta}^a = p\psi_d^a \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2)$$

On note que ϕ_d^a et θ_e représente l'angle électrique du rotor. Par conséquent, le couple électromagnétique de la machine est exprimé comme suit :

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \psi_d^a i_q \quad (3)$$

Cela peut s'exprimer par la formule suivante

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (L_d - L_q) i_s^2 \sin(2k) \quad (4)$$

Avec ; p_p est le nombre de poles
 k est l'angle du courant statorique
 i_s est le courant du stator.

Les valeurs de courant de référence sont donc obtenues à partir de l'équation (4) comme suit ;

$$i_s = \sqrt{\frac{2|T_e|}{3p_p(L_d - L_q)\sin(2k)}} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} i_d &= i_s \cos(k) \\ i_q &= i_s \sin(k) \cdot \text{sign}(T_e) \end{aligned} \quad (6)$$

3. COMMANDE DE LA SYNRM PAR MAXIMISATION DU COUPLE PAR AMPÈRE (MPTA)

La stratégie Maximum Torque Per Ampere (MTPA) est adoptée dans ce travail. Cette méthode vise à maximiser le couple électromagnétique pour une intensité de courant donnée, en optimisant la répartition des composantes i_d et i_q du courant statorique. Elle permet ainsi de réduire les pertes joules et d'améliorer l'efficacité énergétique du système [8]. Le MTPA est couramment utilisé dans les applications à fortes contraintes de rendement, notamment dans les applications de véhicules électriques.

En supposant des courants sinusoïdaux au stator, la transformée de Park nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} i_s \sin \gamma \\ i_q &= \sqrt{\frac{3}{2}} i_s \cos \gamma \end{aligned} \quad (7)$$

Avec i_s l'amplitude du courant statorique, et $\gamma = \omega t + \phi$, où ω est la pulsation et ϕ la phase initiale. sont respectivement la pulsation du réseau électrique en rad/s et la phase à l'origine de référence en rad.

Ainsi, à partir de ces équations, l'expression du couple électromécanique :

$$T_e = p(L_d - L_q)i_s^2 \sin\gamma \cos\gamma \quad (8)$$

Sachant que :

$$\sin\gamma \cos\gamma = \frac{\sin(2\gamma)}{2} \quad (9)$$

l'expression du couple électromécanique devient

$$T_e = p(L_d - L_q)i_s^2 \frac{\sin(2\gamma)}{2} \quad (10)$$

La condition de maximisation du couple par ampère peut alors s'écrire comme suit

$$\frac{dT_e}{d\gamma} = p(L_d - L_q)i_s^2 \cos 2\gamma = 0 \quad (11)$$

La résolution de l'équation (13) permet de trouver l'expression des composantes du courant comme suit

$$i_d = i_q = \sqrt{\frac{T_e}{\frac{3}{2}p(L_d - L_q)}} \quad (12)$$

En remplaçant les valeurs mesurées par les valeurs de référence dans l'équation (14), on peut écrire

$$i_d^* = i_q^* = \sqrt{\frac{T_e^*}{\frac{3}{2}p(L_d - L_q)}} \quad (13)$$

4. COMMANDE SANS CAPTEUR D'UNE MACHINE SYNRM À BASE D'OBSERVATEUR

La Fig.1 décrit le schéma de contrôle proposé dans le cadre de ce travail. La boucle de contrôle externe donne le couple de référence total par l'intermédiaire du contrôleur de vitesse, ce qui permet de calculer les références de courant dq de la boucle de contrôle interne à l'aide des deux contrôleurs (PI). Pour plus de détails sur cette architecture de contrôle, voir [2]. La Fig.1 représente la partie de la commande sans capteur dans laquelle le capteur est remplacé par l'observateur par mode glissant d'ordre supérieur (Algorithme super twisting) qui estime les grandeurs mécaniques en ligne sur l'ensemble du profil de la vitesse. Dans

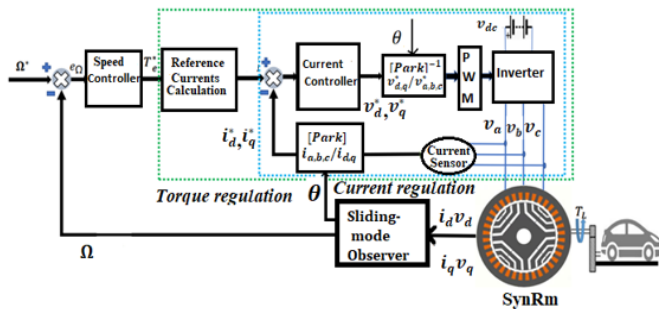


FIG. 1. Schéma de la commande sans capteur de la SynRM

un système de véhicule électrique (EV), la commande sans capteur de la machine électrique constitue un enjeu stratégique. Elle

visé à éliminer le capteur de position mécanique en estimant la position du rotor à partir des grandeurs électriques mesurées (tensions et courants) à l'aide d'algorithmes d'observation et de traitement du signal. Cette approche permet de réduire les coûts de maintenance, de diminuer l'encombrement de la chaîne de traction et de garantir un fonctionnement fiable même en cas de défaillance du capteur, ce qui améliore la robustesse globale du système.

Dans nos travaux antérieurs, un filtre de Kalman étendu (EKF) a été utilisé pour l'estimation de la vitesse mécanique de la machine [9]. Bien que cet algorithme soit efficace dans de nombreuses situations, ses performances peuvent se dégrader en présence de fortes non-linéarités, de variations rapides des paramètres du système ou de niveaux élevés de bruit de mesure. Afin de surmonter ces limitations, la présente étude propose l'utilisation d'un observateur basé sur l'algorithme Super Twisting. Ce dernier permet d'améliorer à la fois la précision et la robustesse de l'estimation, notamment dans les conditions de fonctionnement où l'EKF montre ses limites.

4.1. Observateur Sliding mode

L'observateur SMO est exprimé par l'équation suivante [10] :

$$\dot{\hat{i}}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_q}u_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_q}z_{\alpha\beta} \quad (14)$$

Avec $\hat{i}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha \hat{i}_\beta]^T$ représente le vecteur des courants statoriques estimés. $z_{\alpha\beta}$ est le vecteur de contrôle.

La dynamique de l'erreur d'estimation du courant est obtenue en soustrayant les courants estimés des courants mesurés :

$$\dot{\bar{i}}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_q}\bar{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_q}p\psi_{\alpha\beta}^a + \frac{1}{L_q}z_{\alpha\beta} \quad (15)$$

En considérant la sélection du vecteur de contrôle approprié et adapté pour garantir la convergence en temps fini, la dynamique de l'erreur des courants est agitée sur la surface de glissement.

La surface du mode glissant $\bar{i}_{\alpha\beta} = 0$ qui est valable et donne.

$$z_{\alpha\beta} = -p\psi_{\alpha\beta}^a \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = (L_d - L_q)i_d\omega_e \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (17)$$

La fonction sign de l'observateur SMO est donné par la fonction suivante :

$$f(x) = \text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{when } x \geq 0 \\ -1 & \text{when } x < 0 \end{cases} \quad (18)$$

On note que le vecteur de contrôle de l'observateur à mode glissant est donnée par :

$$z_{\alpha\beta} = -K \text{sign}(\bar{i}_{\alpha\beta}) \quad (19)$$

4.2. Super-Twisting Algorithm (STA)

Les équations de l'algorithme super twisting sont donnés par les équations suivantes :

$$\dot{z}_{\alpha\beta} = -k_1 \text{sign}|\bar{i}_{\alpha\beta}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\bar{i}_{\alpha\beta}) - k_2 \int \text{sign}(\bar{i}_{\alpha\beta}) dt \quad (20)$$

Avec k_1 and k_2 sont les gains de STA.

$p_{\alpha\beta} = [p_\alpha p_\beta]^T$ qui est le vecteur de perturbation et qui est limité comme indiqué ci-dessous :

$$|p_{\alpha\beta}| < \left| \sigma_1 \hat{i}_{\alpha\beta} \right|^{\left(\frac{1}{2}\right)} \quad (21)$$

Afin de satisfaire le critère de stabilité du système avec un temps de convergence fini, ces conditions doivent être respectées

$$k_1 = 2\sigma_1; k_2 \geq k_1 \frac{2\sigma_1 k_1 + 4\sigma_1^2}{2k_1 - 2\sigma_1} \quad (22)$$

K est le gain de l'observateur par mode glissant.

4.3. Estimation de la vitesse et de la position

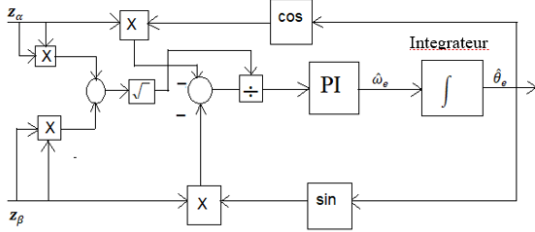


FIG. 2. Architecture de l'estimation de la position

Nous pouvons estimer la position du rotor en la calculant directement à partir de l'équation :

$$\theta_e = -\tan^{-1} \left(\frac{z_\alpha}{z_\beta} \right) \quad (23)$$

Ce qui n'est pas approprié en raison du contenu harmonique élevé du signal de commande.

L'erreur de gain est exprimée comme suit

$$\epsilon = \frac{(-z_\alpha \cos(\theta_e) - z_\beta \sin(\theta_e))}{\sqrt{(z_\alpha^2 + z_\beta^2)}} \quad (24)$$

Le signal est transmis à un régulateur PI comme le montre la Fig.2 qui joue un double rôle : d'une part, il agit comme un filtre de boucle pour atténuer le bruit de mesure, et d'autre part, il permet de synthétiser un intégrateur assurant respectivement l'estimation de la vitesse du rotor ω et de la position électrique estimée θ_e .

$$\hat{\omega}_e = K_p \epsilon + K_i \int \epsilon dt \quad (25)$$

Avec K_p = gain proportionnel du régulateur K_i = gain intégrateur.

$$\frac{K_p}{K_i} = 2\zeta \sqrt{K_i} \quad (26)$$

where ω_n = fréquence naturelle, ζ = taux d'amortissement

5. RÉSULTATS DE SIMULATION

La Fig.3 représente la vitesse mécanique de la machine synchrone à réductance variable en synthétisant un observateur par mode glissant avec un algorithme super twisting, on constate que la vitesse estimée par l'observateur suit parfaitement la vitesse de référence à grande vitesse sans phénomène de chattering. L'observateur super twisting est très performant surtout à grande vitesse. La Fig.4 illustre la position angulaire du rotor. Les résultats de simulation montrent que la position estimée par l'algorithme super twisting reflète bien la position angulaire mesurée par la machine synchrone à réductance variable sur toute la plage de fonctionnement, ce qui confirme l'efficacité de l'observateur par mode glissant dans l'estimation des grandeurs de la machine synchrone à réductance variable. Les Fig.5 et Fig.6 présentent les composantes de courant i_{det} et i_q respectivement

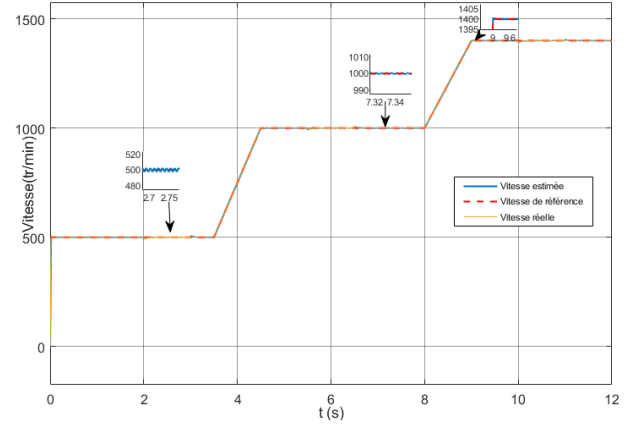


FIG. 3. Réponse de la vitesse obtenue par la commande sans capteur utilisant un observateur à mode glissant

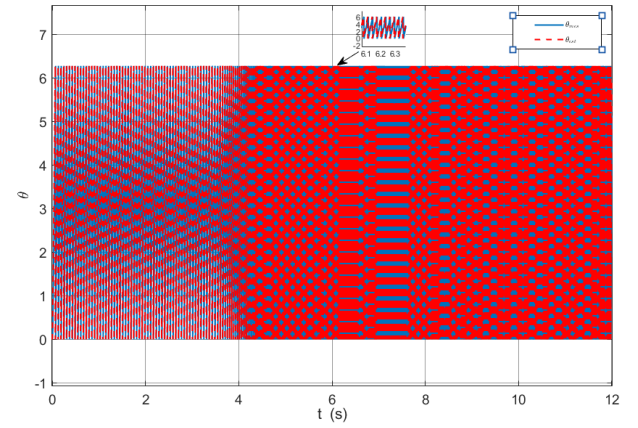


FIG. 4. Réponse de la position angulaire du rotor obtenue par la commande sans capteur utilisant un observateur à mode glissant

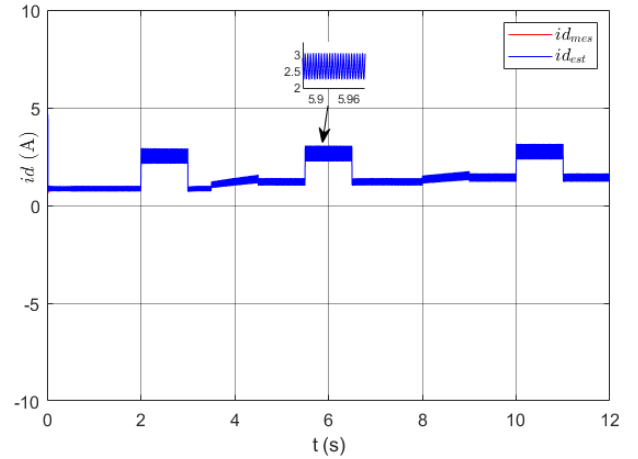


FIG. 5. Réponse du courant statorique i_d obtenue par la commande sans capteur utilisant un observateur à mode glissant

estimées par l'observateur en mode glissant d'ordre supérieur. Les résultats obtenus démontrent que, même à basse vitesse, le courant est correctement régulé et conserve une forme sinusoïdale, ce qui témoigne de la performance et de la robustesse de la stratégie de commande mise en œuvre.

La Fig.7 met en évidence la présence d'une ondulation du couple avec la charge, sur toute la plage de fonctionnement lorsque l'observateur à mode glissant est synthétisé avec un

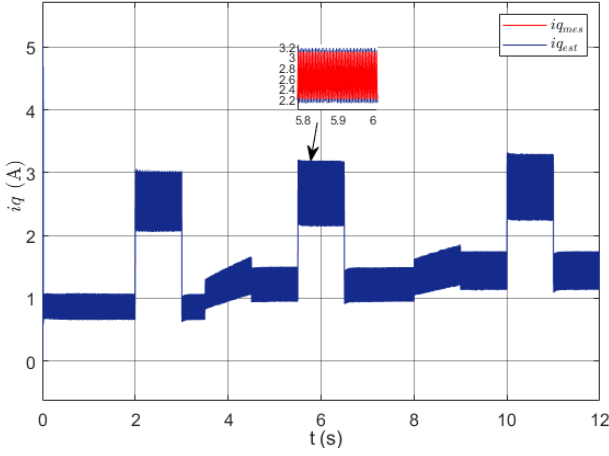


FIG. 6. Réponse du courant statorique i_q obtenue par la commande sans capteur utilisant un observateur à mode glissant

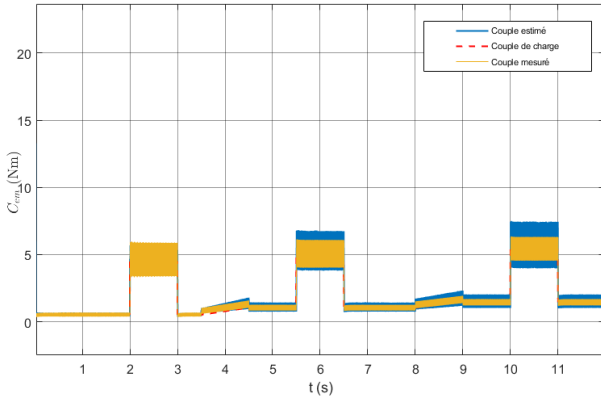


FIG. 7. Réponse du couple électromécanique obtenue par la commande sans capteur utilisant un observateur à mode glissant

contrôleur PI, on constate une légère augmentation de l'ondulation du couple à haute vitesse due aux paramètres des régulateurs utilisés. À partir de ces figures, on déduit que l'observateur super twisting algorithm est très performant pour l'estimation de la vitesse mécanique et la position électrique du rotor ainsi que les autres grandeurs de la machine. Cette approche se distingue par sa robustesse et sa capacité à maintenir une précision élevée sur l'ensemble de la plage de fonctionnement.

6. CONCLUSION

Cet article propose une stratégie de commande sans capteur d'une machine SynRm pour la chaîne de traction d'un véhicule électrique en synthétisant un observateur par mode glissant d'ordre supérieur. Ce capteur logiciel permet de remplacer le capteur de vitesse en cas de défaillance et d'assurer un retour d'information fiable pour la continuité de service pour les systèmes EVs. Les résultats de simulation obtenus ont démontré l'efficacité de l'observateur par mode glissant pour l'estimation de la vitesse et de la position angulaire du rotor. Dans les travaux futurs, ces résultats vont être testés sur un banc d'essai à échelle réduite.

7. RÉFÉRENCES

- [1] I. Husain, *Electric and Hybrid Vehicles : Design fundamentals*, CRC Press, 2003.
- [2] Aladetola, O.D.; Ouari, M.; Saadi, Y.; Mesbahi, T.; Boukhni, M.; Adjallah, K.H. Advanced Torque Ripple Minimization of Synchronous Reluctance Machine for Electric Vehicle Application. *Energies* 2023, 16, 2701. <https://doi.org/10.3390/en16062701>.

TABEAU 1. Paramètres de la machine

Rated power	$P_n = 1.1 \text{ kw}$
Number of pole pairs	$p = 1$
Rated RMS current	$I = 3 \text{ A}$
Supply voltage	$220/380 \text{ V}$
Resistance per phase	$R_s = 6.2 \Omega$
Forward inductance	$L_d = 0.34 \text{ H}$
Quadrature inductance	$L_q = 0.105 \text{ H}$
Rated speed	1500 tr/min
Maximum speed	1800 tr/min
Torque at nominal speed	$C_N = 7 \text{ N.m}$
Torque at maximum speed	$C_{N2} = 5.8 \text{ N.m}$
Inertia	$J = 0.0005 \text{ kg.m}^2$
Coefficient of friction	$f = 0.01$
d-time constant	$T_d = L_q R_s^{-1}$
q-time constant	$T_q = L_q R_s^{-1}$
Simpling time	$T_s = 1 \text{ e}^{-5} \text{ s}$

- [3] N. Ouddah, M. Boukhni, A. Chaibet, and E. Monmasson, "Robust controller designs of switched reluctance motor for electrical vehicle," in **22nd Mediterranean Conference on Control and Automation**, Palermo, Italy, 2014, pp. 212–217.
- [4] M. Hinkkanen, S. E. Saarakkala, H. A. A. Awan, E. Molsa, and T. Tuovinen, "Observers for sensorless synchronous motor drives : Framework for design and analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 6, pp. 6090–6100, 2018.
- [5] A. Vagati, M. Pastorelli, and G. Franceschini, "High-performance control of synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 983–991, 1997.
- [6] S. Bolognani, L. Ortolombina, F. Tinazzi, and M. Zigliotto, "Model sensitivity of fundamental-frequency-based position estimators for sensorless pm and reluctance synchronous motor drives" *IEEE Transactions*.
- [7] T. Lubin, **Modélisation et commande de la machine synchrone à reluctance variable : prise en compte de la saturation magnétique**, Ph.D. thesis, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2003.
- [8] K. Diao, X. Sun, G. Bramerdorfer, Y. Cai, G. Lei, and L. Chen, "Design optimization of switched reluctance machines for performance and reliability enhancements : A review," **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, vol. 168, p. 112785, 2022.
- [9] M. Boukhni, O.-D. Aladetola, D. Ouamara, and K. Adjallah, "Sensorless control of synchronous reluctance machine for electrical vehicle using extended Kalman filter," *10th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, Valletta, Malta, 2024, pp. 1213–1218, doi.org/10.1109/CoDIT62066.2024.10708497
- [10] Yong-Chao Liu, Active-Flux-Based Super-Twisting Sliding Mode Observer for Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motor Drives, *7th International conference on Renewable research An Application*.