

## Synthèse d'une loi de commande par mode glissant pour l'amélioration des performances de machines asynchrones sous contrainte thermique

Aboubacar Daouda TRAORE<sup>1</sup>, Fadaba DANIOKO<sup>1,2</sup>, Mamadou DANSOKO<sup>1</sup>, Mamadou BATHILY<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Centre de Calcul de Modélisation et de Simulation, Faculté des Sciences et Techniques de Bamako, Université des Sciences des Techniques et des Technologies de Bamako (USTT-B), Bamako, Mali

<sup>2</sup>Equipe MGSI, Laboratoire Quartz EA n° 7393, IUT de Montreuil, Université de Paris 8, 140, rue de la Nouvelle France, 93100 Montreuil, France.

### INFOS SUR L'ARTICLE

*Historique de l'article:*

Reçu le : 12 mars 2024

Reçu en format révisé le : 17 août 2025

Accepté le : 04 octobre 2025

*Mots-Clés : mode glissant, commande robuste, amélioration des performances, machine asynchrone, contrainte thermique*

*Keywords : sliding mode, robust control, improving performance, asynchronous machine, thermal stress*

### RESUME

Dans cet article, nous proposons une loi de commande par mode glissant pour l'entraînement des machines asynchrones fonctionnant sous contrainte thermique. Cette loi de commande a pour objectif le contrôle robuste des courants statoriques et de la vitesse mécanique afin d'améliorer dans les usines le comportement dynamique des machines asynchrones soumises aux variations paramétriques et aux perturbations. Le contrôleur proposé est conçu à partir des équations électriques et magnétiques de la machine asynchrone en utilisant le référentiel (dq) lié au stator et en faisant un contrôle de la vitesse mécanique via le couple électromagnétique. Dans un premier temps, nous avons modélisé et simulé avec et sans contrainte thermique la machine asynchrone à vide et en charge sans application de la commande. Dans un second temps, nous avons simulé la machine asynchrone dans les mêmes conditions que précédemment mais en appliquant la commande robuste à mode glissant. Les résultats de simulation obtenus sous Matlab/Simulink ont montré que le système commandé présente des critères de précision acceptable, de poursuite des grandeurs de références satisfaisante et une grande robustesse contrairement au système non commandé où les caractéristiques électromécaniques de la machine sont affectées sous contrainte thermique.

### ABSTRACT

In this paper, we propose a sliding mode control law for driving asynchronous machines operating under thermal stress. The aim of this control law is to provide robust control of stator currents and mechanical speed in order to improve the dynamic behavior of asynchronous machines subject to parametric variations and disturbances in factories. The proposed controller is designed on the basis of the electrical and magnetic equations of the asynchronous machine, using the reference frame (dq) linked to the stator and controlling the mechanical speed via the electromagnetic torque. Firstly, we modelled and simulated the asynchronous machine at no load and under load without applying the control, with and without thermal stress. Secondly, we simulated the asynchronous machine under the same conditions as before, but using robust sliding mode control. The simulation results obtained using Matlab/Simulink showed that the controlled system has acceptable accuracy criteria, satisfactory tracking of reference values and a high degree of robustness, unlike the uncontrolled system where the electromechanical characteristics of the machine are affected under thermal stress.

## I. INTRODUCTION

De nos jours, avec le développement des microprocesseurs et des équipements d'électronique de puissance tels que les transistors et les thyristors, les machines asynchrones (MAS) sont largement utilisées dans le secteur industriel pour des tâches précises d'entraînements en raison de nombreux avantages : simplicité, robustesse, fiabilité, faible coût, rendement élevé, et bonne capacité d'auto-démarrage. Elles nécessitent également moins de maintenance (Shiravani et al., 2022). Toutes ces qualités justifient l'intérêt

particulier des machines asynchrones dans l'industrie pour des applications industrielles en général et, en particulier l'automatisation de la production.

Par ailleurs, la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique s'accompagne en effet par des pertes de puissance (effet Joule, mécaniques, électromagnétiques, etc.). Ces pertes constituent des sources thermiques pouvant affecter le rendement des machines et leur durée de vie (Glises et al., 1994).

Ces machines, bien que leur construction soit très robuste, fonctionnent le plus souvent dans des environnements très hostiles où la température est élevée, ce qui pourrait impacter leurs caractéristiques thermique,

électrique et mécanique et engendrer comme conséquences une dégradation de l'isolation des enroulements et/ou une augmentation de la résistance statorique à la suite de l'échauffement (Pugachev et al., 2019). L'étude du comportement des MAS, en tenant compte de l'échauffement de celles-ci, a de tout temps constitué une préoccupation majeure tant pour les constructeurs que pour les utilisateurs. L'intérêt de cette étude est évident car ce sont principalement les contraintes thermiques qui fixent les limites de fonctionnement des machines électriques, donc de leur performance.

Malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des MAS fonctionnant sous contrainte thermique pose de nombreux problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé. A cela s'ajoute également les variations paramétriques et les perturbations qui peuvent affectées les performances de ces machines lors de leur fonctionnement.

Actuellement, avec le développement technologique engendrant des applications industrielles de haute précision, l'entraînement à vitesse constante des MAS est devenu beaucoup utile dans les usines pour des tâches précises d'entraînement. Pour ce type d'entraînement, une variation de la vitesse peut entraîner une mauvaise exécution de la tâche, des pertes matérielles et financiers : d'où la nécessité d'un suivi et de contrôle des caractéristiques électromécaniques de la MAS en appliquant une loi de commande robuste s'adaptant mieux à ce besoin et en tenant compte des variations paramétriques de la MAS. Dans ce contexte, il devient impératif de synthétiser une loi de commande non linéaire permettant de garantir non seulement un contrôle précis de la vitesse mécanique mais aussi une grande robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes.

Pour relever un tel défi, plusieurs auteurs se sont focalisés sur le développement de commandes robustes des MAS. En effet, le régulateur proportionnel intégral (PI), en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son efficacité, est l'une des premières stratégies de contrôle des machines électriques afin d'avoir des performances élevées (Nguyen et Quang, 2008). Cependant, le régulateur PI est sensible aux variations paramétriques et aux perturbations externes pouvant affectés les performances du système commandé (Acikgoz, 2021).

Suite à cette problématique et dans l'optique d'avoir de techniques de commandes de plus en plus performantes, des chercheurs comme [(Gastli et Matsui, 1992); (Lee et al., 2017)] ont utilisé la commande scalaire pour le développement des contrôleurs de vitesse afin de subvenir à certaines applications nécessitant des entraînements à vitesse variable dans l'industrie. Cette stratégie de commande permet le contrôle du flux tout en garantissant le développement d'un couple électromagnétique maximal à l'exception des basses fréquences, où l'addition d'une tension supplémentaire est indispensable pour compenser la chute de tension des enroulements statoriques. Cependant, cette technique de

commande est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique (Kataoka et al., 1993) et la qualité du contrôle peut se dégrader considérablement pour les faibles fréquences, notamment avec une plage de vitesse restreinte, une dynamique très lente et l'apparition des oscillations considérables à la présence des faibles couples de charges lors du fonctionnement de la machine.

Dans la même logique, afin d'avoir des techniques de commande présentant des performances élevées en terme de rapidité et de robustesse, que ce soit pour les régimes transitoires ou permanents et pour pallier aux limitations énumérées ci-dessus de la commande scalaire, d'autres chercheurs comme (Boubakri, 2021) ont utilisé la commande vectorielle par orientation de flux qui permet d'imposer à la machine à induction des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu dans laquelle le flux et le couple électromagnétique sont naturellement découplés. En revanche, les travaux de (Chagra et al., 2022) ont montré que la commande vectorielle est sensible aux variations paramétriques, en particulier les résistances statorique et rotorique.

De nombreux autres auteurs ont utilisé dès lors différentes approches de contrôles avancés non linéaires avec l'avènement des microprocesseurs performants et des équipements d'électronique de puissance pour le contrôle robuste de la machine asynchrone. Par exemple, nous pouvons citer la méthode de contrôle adaptatif (Li et al., 2021), l'algorithme Backstepping [(El Kharki et al., 2019); (Happyanto et al., 2016)] et le contrôle par mode glissant [(Wang et al., 2021); (Cheng et al., 2021); (Lu et al., 2021)]. Parmi les techniques de commande non linéaire, la technique de commande par mode glissant (CMG) est devenue une méthode de contrôle non linéaire fascinante avec des performances dynamiques particulières pour le contrôle des machines asynchrones, telles qu'une forte robustesse, une réponse rapide, la prise en compte des incertitudes du modèle et une simplicité de sa mise en œuvre (Du et al., 2019).

L'objectif de cet article est d'une part d'étudier l'effet thermique (augmentation de la température) sur les performances électromécaniques des machines asynchrones et d'autre part de proposer une loi de commande non linéaire robuste pour la stabilité et le contrôle des courants statoriques et de la vitesse mécanique lors d'un entraînement à vitesse constante.

## II. METHODOLOGIE PROPOSEE

Dans cet article, nous proposons la méthodologie suivante pour modéliser et simuler la MAS avec et sans contrainte thermique et en appliquant la commande par mode glissant (CMG) :

### II.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui sont les suivantes :

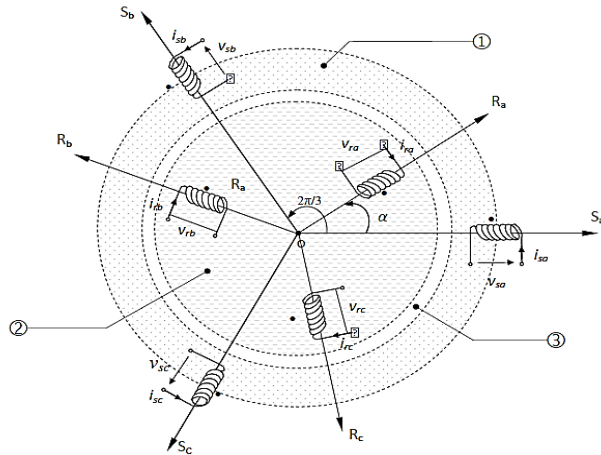
- L'entrefer est supposé constant et la MAS est symétrique ;
- L'effet d'encoche est négligeable ;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices (FMM) dans l'entrefer est sinusoïdale le long de l'entrefer ;
- Le circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté au stator et au rotor ;
- L'effet de peau est négligeable ;
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié ;
- Le rotor à cage est décrit par un enroulement triphasé équilibré ;
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault ne sont pas pris en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux ;
- Les inductances propres restent constantes ;
- La variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques (Sahraoui, 2013).

## II.2. Modèle triphasé de la MAS

Le modèle de la machine asynchrone triphasé est illustré sur la figure ci-contre (voir figure 1).



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entrefer constant.

Fig.1. Modèle d'une MAS (Yamina, 2010)

La machine asynchrone étant polyphasée avec trois (3) phases au stator et trois (3) phases au rotor, chaque phase de l'enroulement peut être représentée par la figure 2.

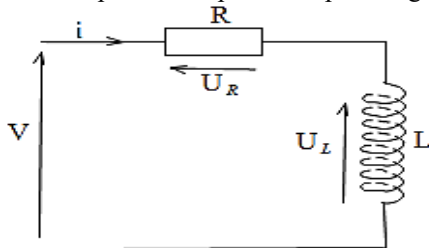


Fig.2. Modèle électrique d'une phase

En appliquant la loi d'Ohm aux bornes de ce circuit, nous obtenons :

$$v = Ri + \frac{d}{dt} \phi \quad (1)$$

Par généralisation de cette loi pour l'ensemble des phases dans le repère (a,b,c) et après des calculs, on a :

$$\begin{cases} [v_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_{rabc}]) + [L_{ss}]\frac{d}{dt}[I_{sabc}] \\ 0 = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_{sabc}]) + [L_{rr}]\frac{d}{dt}[I_{rabc}] \end{cases} \quad (2)$$

## II.3. Transformation de Park appliquée à la MAS

La matrice de passage du système triphasé au système biphasé est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][X_{abc}] \quad (3)$$

Avec  $[P(\theta_{obs})]$  : matrice de transformation de Park

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques et magnétiques de la MAS, nous obtenons les équations de tensions et de flux suivantes :

Equations électriques des tensions

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

Où :

$\theta_{obs}$  : angle de rotation du repère (d,q) par rapport au stator

$\theta_r$  : angle de rotation du repère (d,q) par rapport au rotor

$(v_{ds}, v_{qs})$  : tensions statoriques dans le repère (d,q)

$(I_{ds}, I_{qs})$  : courants statoriques dans le repère (d,q)

Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (5)$$

Où :

$(\phi_{ds}, \phi_{qs})$  : flux statoriques dans le repère (d,q)

$(\phi_{dr}, \phi_{qr})$  : flux rotoriques dans le repère (d,q)

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor

#### II.4. Expression du couple électromagnétique et équation mécanique

✚ Expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{p M_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (6)$$

✚ Equation mécanique

$$C_{em} - C_r - f\Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (7)$$

#### II.5. Choix du référentiel

En utilisant le référentiel (dq) lié au stator, l'équation (4) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + p\Omega\phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - p\Omega\phi_{dr} \end{cases} \quad (8)$$

#### II.6. Modèle d'état de la MAS

Il est nécessaire pour la simulation de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour ce faire, nous utilisons le référentiel lié au stator car il est propice à l'application de la commande non linéaire.

En utilisant les équations (5) et (8) et après réarrangement, nous obtenons le modèle d'état de la MAS sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_6 V_{ds} + a_1 x_1 + a_2 x_3 + \omega a_3 x_4 \\ \dot{x}_2 = a_6 V_{qs} + a_1 I_{qs} + a_2 \phi_{qr} - \omega a_3 \phi_{dr} \\ \dot{x}_3 = a_4 I_{ds} + a_5 \phi_{dr} - \omega \phi_{qr} \\ \dot{x}_4 = a_4 I_{qs} + a_5 \phi_{qr} + \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (9)$$

Où :

$x = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4) = (I_{ds} \ I_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr})$  : vecteur d'état

$$a_6 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad a_1 = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{M^2}{t_r L_r} \right) = -a_6 \left( R_s + \frac{M^2}{t_r L_r} \right)$$

$$a_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad a_4 = \frac{M}{t_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{t_r}, \quad a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r t_r}$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : coefficient de dispersion

$t_r = \frac{L_r}{R_r}$  : constante de temps rotorique

$\omega$  : vitesse angulaire électrique

#### II.7. Conception du contrôleur par mode glissant

La mise en œuvre de la commande par mode glissant (CMG) nécessite principalement trois (3) étapes :

##### a. Le choix de la surface de glissement

Elle peut être donnée par (Slotine et Li, 1991) :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + C \right)^{r-1} e(x) \quad (10)$$

Pour  $r = 1$ ,  $S(x) = e(x)$

Avec :

$S(x)$  : surface de glissement

$e(x)$  : écart entre la variable à régler et la référence

Afin de réguler les courants statoriques  $(I_{ds}, I_{qs})$ , le choix des surfaces utilisées pour la commande par mode glissant de la MAS est défini comme suit :

$$\begin{cases} S_1 = I_{ds} - I_{ds \text{ ref}} = x_1 - x_{1 \text{ ref}} \\ S_2 = I_{qs} - I_{qs \text{ ref}} = x_2 - x_{2 \text{ ref}} \end{cases} \quad (11)$$

##### b. L'établissement des conditions de convergence et d'existence

Pour que les courants statoriques convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{ds} = I_{ds \text{ ref}} \\ I_{qs} = I_{qs \text{ ref}} \end{cases} \quad (12)$$

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification de la relation d'attractivité de Lyapunov  $(\dot{S}_i \cdot \dot{S}_i < 0)$  et celle d'invariance  $(\dot{S}_i = 0)$ .

##### c. La détermination de la loi de commande

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est  $\dot{S}_{i(i=1,2)} = 0$ .

La commande équivalente est la commande assurant  $\dot{S}_i = 0$  pour le système en fonctionnement nominal.

$$\dot{S}_i = 0 \Rightarrow \begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1 \text{ ref}} = 0 \\ \dot{S}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2 \text{ ref}} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

Les références des courants statoriques étant des constantes, leurs dérivées sont donc nulles.

$$\begin{cases} \dot{x}_{1ref} = \dot{I}_{ds ref} = 0 \\ \dot{x}_{2ref} = \dot{I}_{qs ref} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

En remplaçant les équations (9) et (14) dans (13), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = a_6 V_{ds} + a_1 I_{ds} + a_2 \phi_{dr} + \omega a_3 \phi_{qr} \\ \dot{S}_2 = a_6 V_{qs} + a_1 I_{qs} + a_2 \phi_{qr} - \omega a_3 \phi_{dr} \end{cases} \quad (15)$$

En exprimant la commande discontinue avec la fonction « sign », il faut résoudre le système suivant l'attractivité de la surface  $S_i$ .

$$\dot{S} = -K \text{sign}(S) \Rightarrow \begin{cases} \dot{S}_1 = -K_1 \text{sign}(S_1) \\ \dot{S}_2 = -K_2 \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (16)$$

Avec  $K_1$  et  $K_2$  des constantes de gain positives.

En égalisant les équations (15) et (16), on trouve les tensions de commande sous la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{-K_1 \text{sign}(S_1) - a_1 I_{ds} - a_2 \phi_{dr} - \omega a_3 \phi_{qr}}{a_6} \\ V_{qs} = \frac{-K_2 \text{sign}(S_2) - a_1 I_{qs} - a_2 \phi_{qr} + \omega a_3 \phi_{dr}}{a_6} \end{cases} \quad (17)$$

En plus du contrôle des courants statoriques, nous allons contrôler également la vitesse mécanique via le couple électromagnétique.

La technique est d'avoir un couple électromagnétique optimal qui assure la convergence de la vitesse mécanique développée par le rotor vers sa valeur de référence en utilisant l'équation suivante :

$$C_{em ref} = C_r + f\Omega + J\Omega_{ref} - K_3(\Omega - \Omega_{ref}) \quad (18)$$

Où :

$K_3$  : constante positive

$(\Omega, \Omega_{ref})$  : sont respectivement vitesse mécanique et vitesse mécanique de référence

De l'équation (6), on trouve une autre expression du couple de référence sous la forme :

$$C_{em ref} = \frac{3}{2} \frac{pM_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs ref} - \phi_{qr} I_{ds ref}) \quad (19)$$

Les références des courants statoriques sont obtenues en rendant le couple électromagnétique optimal qui devient le couple de référence. Pour atteindre cet objectif, nous choisissons le courant de référence sur l'axe direct nul et à partir de l'équation (19), nous pouvons déduire le courant de référence sur l'axe quadrature. Les références des courants sont données comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds ref} = 0 \\ I_{qs ref} = \frac{2 L_r C_{em ref}}{3 p M_{sr} \phi_{dr}} \end{cases} \quad (20)$$

En remplaçant l'équation (18) dans l'équation (20), nous obtenons finalement la référence du courant  $I_{qs ref}$  comme suit :

$$I_{qs ref} = \frac{2 L_r [C_r + f\Omega + J\Omega_{ref} - K_3(\Omega - \Omega_{ref})]}{3 p M_{sr} \phi_{dr}} \quad (21)$$

## II.8. Bloc de simulation du modèle établi

Le schéma bloc de commande de la machine asynchrone dans l'environnement de Matlab/Simulink est donné par la figure suivante :

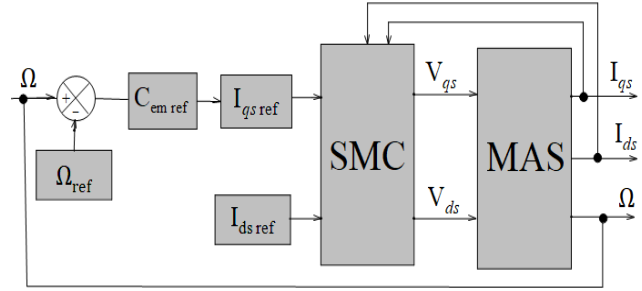


Fig.3. Structure de contrôle proposée pour la simulation avec la commande par mode glissant (CMG)

## III. RESULTATS ET DISCUSSION

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulations de notre modèle de la MAS, avec et sans contrainte thermique et en appliquant la commande par mode glissant, qui sont effectuées sous le logiciel « Matlab/Simulink » car il offre plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles.

Tableau 1 : Paramètres de la MAS

| Grandeurs et symboles           | Valeurs | Unité    |
|---------------------------------|---------|----------|
| Tension nominale                | 220     | V        |
| Courant nominal                 | 3       | A        |
| Fréquence                       | 50      | Hz       |
| Résistance statorique ( $R_s$ ) | 6,67    | $\Omega$ |
| Résistance rotorique ( $R_r$ )  | 4,3     | $\Omega$ |
| Inductance statorique ( $L_s$ ) | 0,26    | H        |



|                                   |        |                                      |
|-----------------------------------|--------|--------------------------------------|
| Inductance rotorique ( $L_r$ )    | 0,26   | H                                    |
| Inductance mutuelle ( $M_{sr}$ )  | 0,24   | H                                    |
| Moment d'inertie ( $J$ )          | 0,0088 | kg.m <sup>2</sup>                    |
| Frottement visqueux ( $f$ )       | 0,003  | m.s <sup>-1</sup> .rad <sup>-1</sup> |
| Nombre de paires de poles ( $p$ ) | 2      | —                                    |

### III.1. Scénario 1 : cas sans échauffement

Au démarrage, le couple résistant est nul, puis on applique un couple de  $10\text{ Nm}$  à la date  $t = 0,4\text{ s}$ . Les résultats obtenus lors des différentes simulations pour un fonctionnement à vide et en charge sont les suivants :

#### a. Caractéristiques à vide

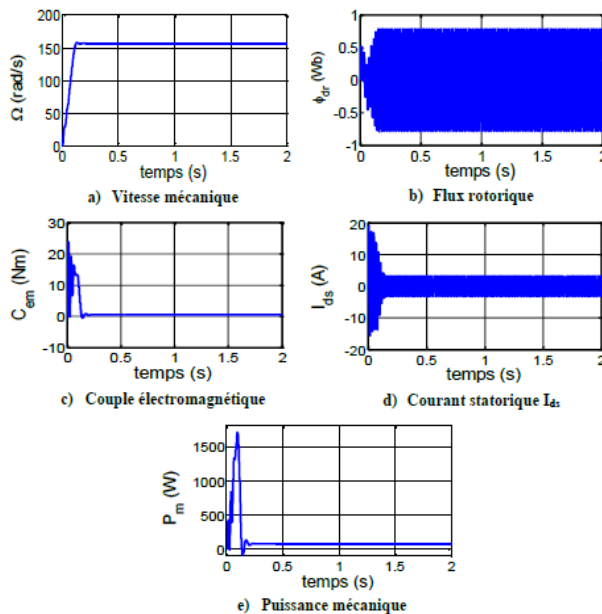


Fig.4. Caractéristiques à vide de la MAS sans échauffement

L'analyse des résultats révèle qu'au démarrage, la courbe de la vitesse (figure 4, a)) présente des petites oscillations et est presque linéaire dans le régime transitoire. Le régime permanent s'établit à partir de  $0,3\text{ s}$  et la vitesse mécanique de rotation du rotor dans cette zone est proche de la vitesse de synchronisme. Sa valeur est de  $156,534\text{ rad/s}$ .

On constate également que les courants statoriques (figure 4, d)) présentent des oscillations successives fortes autour de zéro. Ces oscillations successives disparaissent pendant une période de  $0,2\text{ s}$  et le régime permanent s'établit. La valeur de l'intensité du courant dans ce régime de fonctionnement est de  $3,25\text{ A}$ .

Durant le régime transitoire, le couple électromagnétique (figure 4, c)) est très pulsatif et présente aux premiers instants du démarrage des oscillations importantes avant de se stabiliser aux environs de zéro. La puissance

mécanique (figure 4, e)) est également très faible car elle est proportionnelle au couple électromagnétique.

#### b. Caractéristiques en charge ( $C_r = 10\text{ Nm}$ )

En appliquant un couple résistant  $C_r = 10\text{ Nm}$  à la date  $t = 0,4\text{ s}$ , le couple électromagnétique (figure 5, c)) rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal, on constate une décroissance de la vitesse mécanique du rotor (figure 5, a)) et une chute significative des flux rotoriques (figure 5, b)) en régime permanent qui se traduit par une augmentation du glissement. La vitesse du rotor passe alors de  $156,534\text{ rad/s}$  (à vide) à  $140,59\text{ rad/s}$  (en charge), soit une chute de  $10,18\%$  (voir figure 5).

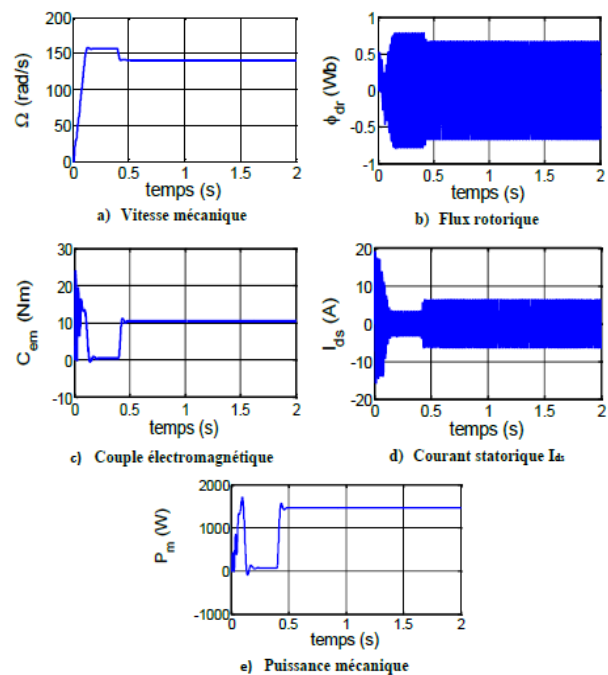


Fig.5. Caractéristiques en charge de la MAS sans échauffement

Dès que le couple électromagnétique atteint sa valeur nominale de  $10,42\text{ Nm}$ , la puissance mécanique (figure 5, e)) développée par la MAS augmente et atteint la valeur de  $1465,31\text{ W}$ .

A noter également que l'entraînement de la charge requiert plus de courant, d'où une augmentation des courants statoriques (figure 5, d)). Sa valeur passe donc de  $3,25\text{ A}$  à  $6,25\text{ A}$ , soit une augmentation de  $48\%$ .

### III.2. Scénario 2 : cas avec échauffement

Dans cette partie, nous considérons que l'échauffement de la machine engendrerait une augmentation de la résistance statorique. Cette variation se fait suivant la formule (Gilles, 2014) :

$$R_s = R_{s0} [1 + \alpha (T - T_0)] \quad (22)$$

Avec  $\alpha$  : coefficient de température

Les résultats de simulation présentés ci-dessous sont obtenus pour un fonctionnement en charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ ) et en considérant que l'échauffement de la machine peut entraîner une augmentation de 25%, 50% voire 75% de la valeur initiale de la résistance statorique  $R_s$ .

**a. Caractéristiques en charge (augmentation de  $R_s$  de 25%)**

En faisant varier la résistance statorique de 25%, on constate une dégradation des caractéristiques de la MAS excepté celle du couple électromagnétique (figure 6, c)). Cette dégradation engendre une légère décroissance des flux rotoriques (figure 6, b)) et de la valeur de la vitesse mécanique (figure 6, a)) en régime permanent. La vitesse passe alors de  $140,59 \text{ rad/s}$  à  $138,87 \text{ rad/s}$ , soit une diminution de 1,22% (voir figure 6).

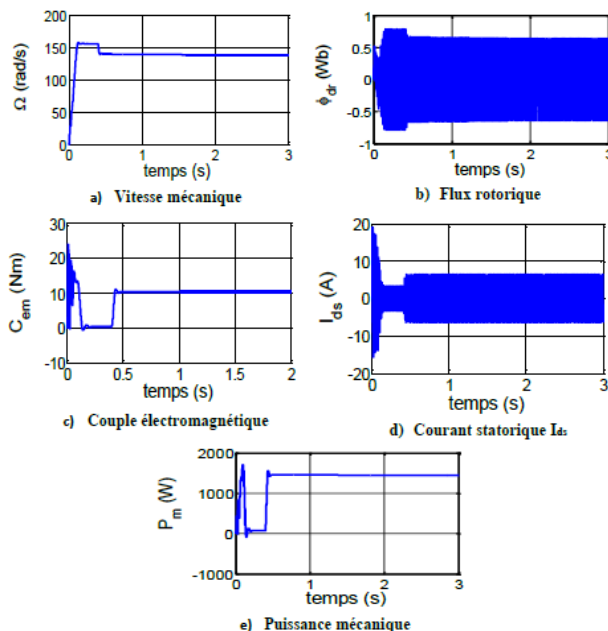


Fig.6. Caractéristiques en charge de la MAS avec une augmentation de 25% de  $R_s$

On observe également une diminution significative de la puissance mécanique (figure 6, e)) développée par le rotor qui passe de  $1465,31 \text{ W}$  à  $1446,66 \text{ W}$ , soit une diminution de 1,27% environ. Cette diminution est due à la chute de la vitesse mécanique.

En revanche, la valeur du courant statorique subit une augmentation de 3,1% (figure 6, d)). Elle passe alors de  $6,25 \text{ A}$  à  $6,45 \text{ A}$  à la suite de l'échauffement.

**b. Caractéristiques en charge (augmentation de  $R_s$  de 50%)**

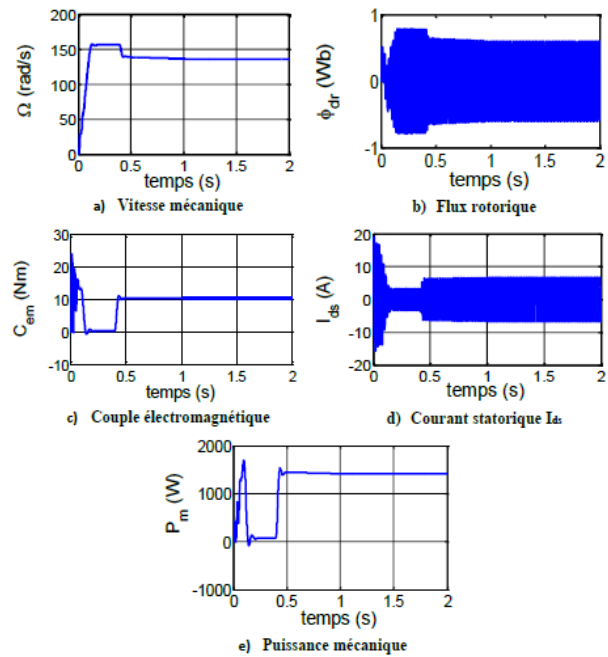


Fig.7. Caractéristiques en charge de la MAS avec une augmentation de 50% de  $R_s$

Pour une augmentation de 50% de la valeur initiale de la résistance statorique, les flux rotoriques (figure 7, b)) chutent et la vitesse mécanique (figure 7, a)) développée par le rotor diminue davantage, passant de  $140,59 \text{ rad/s}$  à  $136,46 \text{ rad/s}$ , soit une diminution de 2,94%. En revanche, la variation du couple électromagnétique (figure 7, c)) est négligeable.

On constate également une diminution importante de la puissance mécanique (figure 7, e)) qui passe de  $1465,31 \text{ W}$  à  $1420,49 \text{ W}$ , soit une diminution de 3,06% environ.

Par contre, les courants statoriques subissent une légère augmentation de 7,41% (figure 7, d)). Elle passe cette fois-ci de  $6,25 \text{ A}$  à  $6,75 \text{ A}$  à la suite l'échauffement.

**c. Caractéristiques en charge (augmentation de  $R_s$  de 75%)**

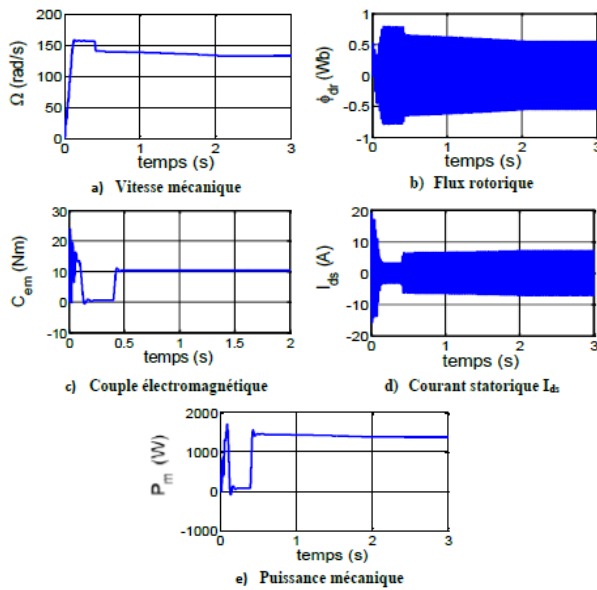


Fig.8. Caractéristiques en charge de la MAS avec une augmentation de 75% de  $R_s$

En faisant varier la résistance statorique de 75% de sa valeur initiale, on constate une dégradation très significative des caractéristiques de la MAS. La vitesse mécanique (figure 8, a)) développée par le rotor diminue davantage, et elle passe de  $140,59 \text{ rad/s}$  à  $132,45 \text{ rad/s}$ , soit une diminution de 5,78%.

Cette diminution de la vitesse rotorique engendre une augmentation du glissement, d'où une chute significative des flux rotoriques (figure 8, b)), et par conséquent, une diminution significative de la puissance mécanique (figure 8, e)) développée par la machine qui passe donc de  $1465,31 \text{ W}$  à  $1377,66 \text{ W}$ , soit une diminution de 6% environ.

Cependant, le couple électromagnétique (figure 8, c)) demeure constant et les courants statoriques augmentent de 15,54% (figure 8, d)). Sa valeur passe alors de  $6,25 \text{ A}$  à  $7,4 \text{ A}$  à la suite l'échauffement.

De façon générale, on constate que l'échauffement de la MAS engendre une diminution de la vitesse mécanique et une augmentation des courants statoriques. Ces effets sont importants au-delà d'une augmentation de la valeur initiale de la résistance statorique de 50%.

### III.3. Application de la commande par mode glissant

Dans cette partie, nous simulons la MAS en charge avec un couple résistant ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ ), puis sous contrainte thermique pour voir les performances de la commande proposée pour le contrôle robuste des courants statoriques et de la vitesse mécanique développée par le rotor.

#### a. Essai de simulation de la MAS sous commande

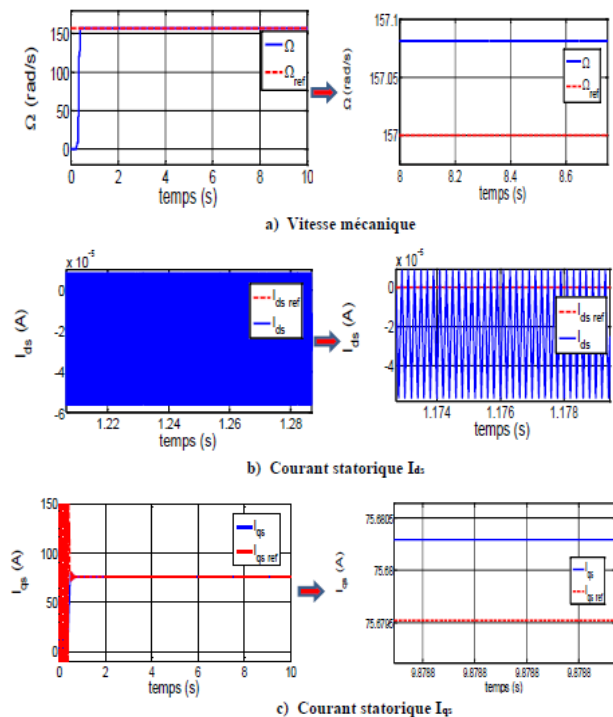


Fig.9. Caractéristiques en charge de la MAS avec commande

Malgré l'application d'un couple résistant de  $10 \text{ Nm}$  à la date  $t = 0,4 \text{ s}$ , on constate que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement et notre correcteur arrive à maintenir celle-ci constante lors de ce régime de fonctionnement de la MAS. Le contrôle de la vitesse est satisfaisant car le correcteur suit de près la référence qui est fixée à  $157 \text{ rad/s}$  avec une précision de  $8 \cdot 10^{-2}$  (figure 9, a)).

De plus, on remarque également que les courants statoriques ( $I_{ds}, I_{qs}$ ) suivent leurs références (figure 9 : courbes des courants statoriques, b) et c)), ce qui justifie le bon fonctionnement du correcteur réalisé à l'aide de la commande par mode glissant (CMG).

#### b. Test de robustesse avec augmentation de $R_s$ de 25%

Malgré une augmentation de la résistance statorique de 25% (figure 10, b)), on constate l'importance de cette commande pour le maintien de la vitesse constante (voir figure 10, a)).

De plus, les courants statoriques suivent également leurs références (figure 28 : courbe du courant statorique, c)) (voir figure 10).



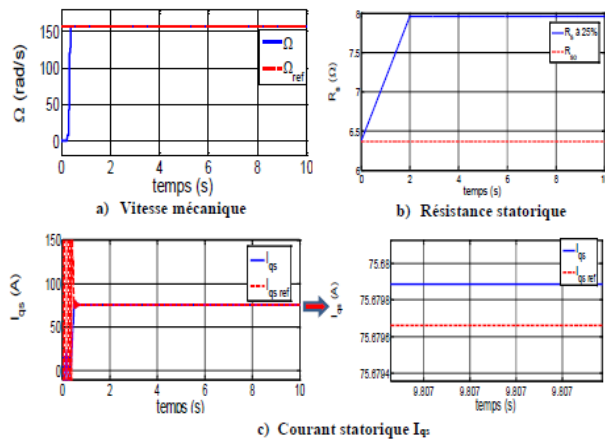


Fig.10. Test de robustesse avec augmentation de  $R_s$  de 25%

**c. Test de robustesse avec augmentation de  $R_s$  de 50%**

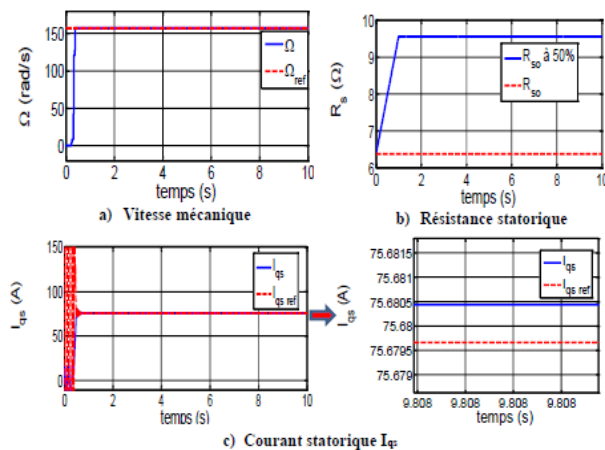


Fig.11. Test de robustesse avec augmentation de  $R_s$  de 50%

**d. Test de robustesse avec augmentation de  $R_s$  de 75%**

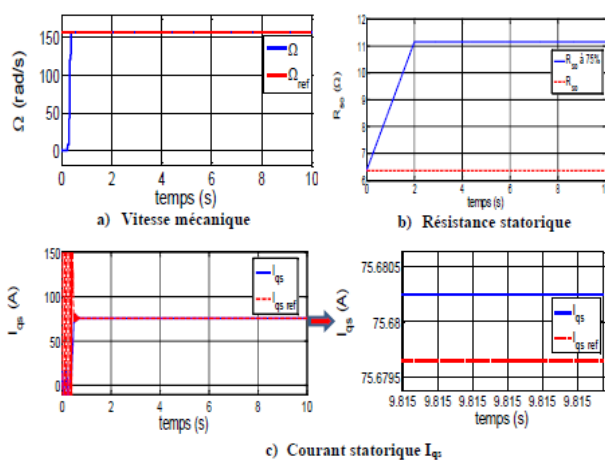


Fig.12. Test de robustesse avec augmentation de  $R_s$  de 75%

On constate que malgré une variation de la résistance statorique de 50% et 75% respectivement, la vitesse

mécanique reste constante et la variation des courants statoriques est négligeable (voir figures 11 et 12).

On remarque de façon générale que les caractéristiques électromécaniques (vitesse mécanique et courants statoriques) de la MAS ne sont pas affectées malgré une variation de la résistance statorique, ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant par rapport aux variations paramétriques.

#### IV. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons pu mettre en évidence l'effet de l'échauffement (augmentation de la température) sur les caractéristiques électromécaniques de la MAS et ensuite, de proposer une loi de commande robuste afin de garantir des performances élevées malgré les contraintes thermiques imposées à la MAS. Les résultats obtenus suite à l'application de la commande par mode glissant (CMG) ont montré l'intérêt de cette technique de commande pour le maintien constant de la vitesse mécanique et des courants statoriques avec une précision de  $10^{-2}$  près. Il en ressort dans cette étude que la commande par mode glissant offre de meilleure qualité de réglage, une dynamique rapide et une bonne robustesse par rapport aux variations paramétriques lors du fonctionnement de la MAS à la suite de l'échauffement.

#### REFERENCES

- Acikgoz H., 2021. *Real-time adaptive speed control of vector-controlled induction motor drive based on online-trained Type-2 Fuzzy Neural Network Controller*. International Transactions on Electrical Energy Systems.
- Boubakri L. M., 2021. *Contribution à la commande des machines asynchrones à haut rendement (HEM)*. Thèse de doctorat, République Algérienne, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila.
- Chagra H., Drihem R., Hamidi Y., Douib S. A., 2022. *Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux*. Mémoire de Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued. Spécialité : Electromécanique.
- Cheng X., Liu H., Lu W., 2021. *Chattering-suppressed sliding mode control for flexible-joint robot manipulators*. Actuators Multidiscip. Digit. Publ. Inst. 2021, 10, 288. [CrossRef]
- Du C., Yang C., Li F., Gui W., 2019. *A Novel Asynchronous Control for Artificial Delayed Markovian Jump Systems via Output Feedback Sliding Mode Approach*. IEEE Trans. Syst. Man Cybern. Syst. [CrossRef]
- El Kharki A., Boulghasoul Z., Et-Taaj, L. K., Oussi Z., Elbacha A., 2019. *Adaptive Speed Control of Induction Motor Drive With Inaccurate Model*. In Proceedings of the 2019 4th World Conference on

- Complex Systems (WCCS), Ouarzazate, Morocco. pp. 1–8.
- Gastli A. et Matsui N., 1992. *Stator flux controlled V/f PWM inverter with identification of IM parameters (induction motors)*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, N°4, pp. 334–340.
- Gilles G. G., 2014. *Modélisation et caractérisation thermique de machines électriques synchrones à aimants permanents*. Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. pp. 9-39.
- Glises R., Hostache G. et Kauffman J. M., 1994. *Simulation du comportement thermique en régime permanent d'un moteur asynchrone à refroidissement extérieur : étude par éléments finis*. J. Phys. III .France. pp. 1723-1735.
- Happyanto D. C., Fauzi R., Hair J, 2016. *Backstepping development as controller in fast response three phase induction motor based on indirect field oriented control*. In Proceedings of the 2016 International Electronics Symposium (IES), Denpasar, Indonesia. Volume 65, pp. 25–30.
- Kataoka T., Sato Y., Bendibdellah A., 1993. *A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range*. The European Power Electronics association. pp. 485-488.
- Lee K., Ahmed S. et Lukic S. M., 2017. *Universal Restart Strategy for Scalar (V/f) Controlled Induction Machines*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, N°6, pp. 5489–5495.
- Li L., Wang M., Yang R., Fu Y., Zhu D., 2021. *Adaptive Damping Variable Sliding Mode Control for an Electrohydrostatic Actuator*. Actuators Multidiscip. Digit. Publ. Inst. 2021, 10, 83. [CrossRef]
- Lu Y., Tan C., Ge W., Li B., Lu J., 2021. *Improved Sliding Mode-Active Disturbance Rejection Control of Electromagnetic Linear Actuator for Direct-Drive System*. Actuators Multidiscip. Digit. Publ. Inst. 2021, 10, 138. [CrossRef]
- Nguyen P., Quang J. D., 2008. *Vector Control of Three-Phase AC Machines*. Springer: Heidelberg, Germany.
- Pugachev A. A., Drakin A. Y., et Shkolin A. N., 2019. *Behavioral simulation of induction motor Temperature distribution*. International Transaction Journal of Engineering, Management, & Applied Sciences & Technologies, PAPER ID: 11A03F.
- Sahraoui M., 2013. *Commandes non linéaires de la machine asynchrone*. Mémoire de master en génie électrique, République Algérienne, Université de M'Sila. pp. 3-14.
- Shiravani F., Alkorta P., Cortajarena J. A. et Barambones O., 2022. *An Enhanced Sliding Mode Speed Control for Induction Motor Drives*. MPDI.
- Slotine J. J. et Li W., 1991. *Applied nonlinear control*. Prentice-Hall, USA.
- Wang M., Wang Y., Yang R., Fu Y., Zhu D, 2021. *A Sliding Mode Control Strategy for an ElectroHydrostatic Actuator with Damping Variable Sliding Surface*. Actuators Multidiscip. Digit. Publ. Inst. 2021, 10, 3. [CrossRef]
- Yamina Z., 2010. *Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone*. Mémoire de Magister, République Algérienne, Université Ferhat Abbas de Setif. pp. 12.