

Modélisation et Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone Double Stator

Sadouni Radhwane ^{1*}, Bellaouar Abderrahmane ¹

¹ Laboratoire des Matériaux, Technologie des Systèmes Energétiques et Environnement, Université de Ghardaia, Algérie.

Abstract. In this work, the Field Oriented Control with a robust controller by sliding mode, applied to the Dual Star Induction Machine supplied with two PWM voltage source inverters is presented. The simulation results are obtained using the Matlab/Simulink, show the performances and the robustness of the proposed method.

Keywords: DSIM, PWM, FOC, Sliding mode.

Résumé. Dans ce travail, la commande vectorielle à base d'un régulateur robuste par mode de glissement, appliquée à la machine asynchrone double stator alimentée par deux onduleurs de tension à MLI est présentée. Les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, montrent bien les performances et la robustesse de la technique de commande présentée.

Mots clés: MASDS, MLI, Commande vectorielle, Mode de glissement.

1. Introduction

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de plusieurs convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases [1]. Un des exemples les plus courants des machines multiphasées sont les Machines Asynchrones Double Etoile (MASDS) qui sont connues depuis la fin des années 1920 sous le nom de machines hexaphasées. Elles ont été utilisées dans plusieurs applications (pompes, ventilateurs, compresseurs, laminoirs, moulins de ciment, grues de mine, ...etc) à cause de leurs avantages dans la segmentation de puissance, la précision et la minimisation des ondulations du couple électromagnétique [2].

Dans cet article, on va entamer en premier lieu la modélisation de la MASDS, on va présenter par la suite la commande vectorielle de la MASDS, puis on va appliquer la technique de réglage par mode de glissement, des résultats de simulation sont présentés à l'aide d'un logiciel Matlab/Simulink, enfin, une conclusion générale finalise cet article, récapitulant ainsi, en gros, le travail abordé.

2. Modélisation de la MASDS

La machine asynchrone à double stator est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle $\alpha=30^\circ$ et un rotor mobile Fig.1. Chaque stator de la machine est composé de trois enroulements identiques à p pair de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [3].

* Corresponding author.

E-mail: sadouni.radhwane@univ-ghardaia.dz ; radhwanasadouni@gmail.com

Address: Cité AADL, 500 Logements, Metlili nouvelle, Ghardaia, Algérie.

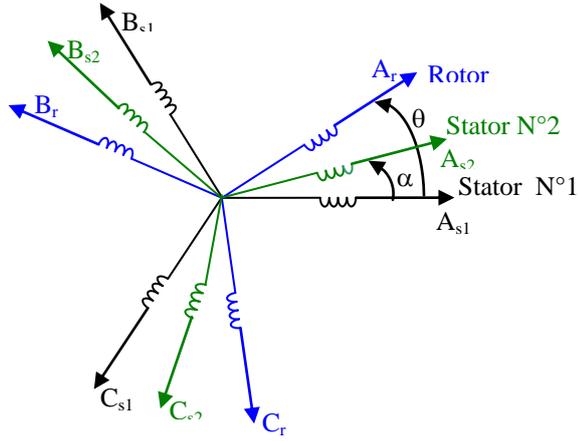


Fig. 1: Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator

Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes [4, 5]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale.
- Machine de construction symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (stators 1 et 2) est négligeable.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations des tensions de la machine dans le repère réel abc sont [6]:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \\
 \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} &= [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \\
 \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r]
 \end{aligned} \tag{1}$$

Avec:

$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$: résistance d'une phase se l'stator 1.

$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$: résistance d'une phase se l'stator 2.

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$: résistance d'une phase du rotor.

$$\begin{aligned}
 [R_{s1}] &= \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} \quad [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \\
 [\Phi_{s1}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Les équations de flux sont [6]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2)$$

Avec:

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'stator 1

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'stator 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et stator 2.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 2 et stator 1.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et rotor.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 2 et rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 2.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante [6, 7]:

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2} \right) \cdot \left([I_{s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1r}] [I_r] + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2r}] [I_r] \right) \quad (3)$$

La résolution analytique du système (1) et (3) dans le repère triphasé 'abc' est très complexe. Pour contourner ce problème, on utilise la transformation de PARK. Cette transformation permet le passage d'un système triphasé (abc) à un système diphasé équivalent (d, q) tout en conservant la puissance [6].

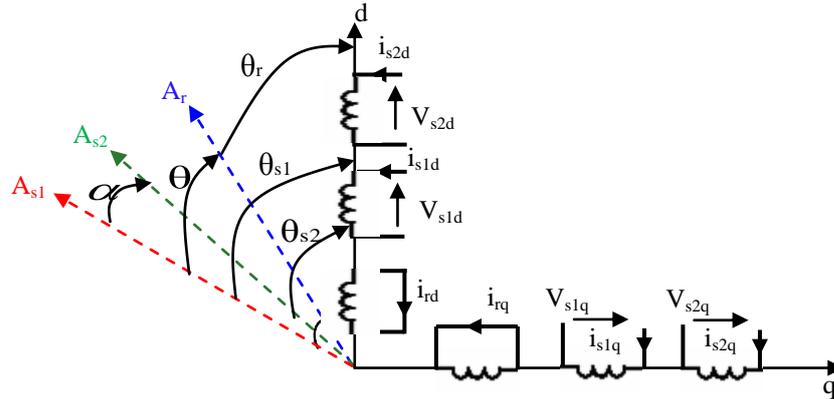


Fig. 2: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDS.

On choisi le référentiel (d-q) lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant [8]:

$$\begin{aligned} V_{s1d} &= R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{s1q} \\ V_{s1q} &= R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_s \Phi_{s1d} \\ V_{s2d} &= R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_s \Phi_{s2q} \\ V_{s2q} &= R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_s \Phi_{s2d} \\ 0 &= R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_{sr} \Phi_{rq} \\ 0 &= R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_{sr} \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (4)$$

Où:

$$\begin{aligned}
\Phi_{s1d} &= L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\
\Phi_{s1q} &= L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\
\Phi_{s2d} &= L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\
\Phi_{s2q} &= L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\
\Phi_{rd} &= L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\
\Phi_{rq} &= L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq})
\end{aligned} \tag{5}$$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

L'équation mécanique s'écrit comme suit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \tag{6}$$

Avec:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) - \Phi_{rq}(I_{s1d} + I_{s2d})] \tag{7}$$

3. Commande par orientation de flux

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle [7].

En appliquant le principe de l'orientation de flux rotorique ($\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$), la relation finale du couple électromagnétique devient:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_r^* (I_{sq1}^* + I_{sq2}^*) \tag{8}$$

$$w_{sr}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (I_{sq1}^* + I_{sq2}^*) \tag{9}$$

Les équations des tensions statoriques après orientation de flux rotorique s'écrivent comme suit:

$$\begin{aligned}
V_{s1d}^* &= R_{s1}I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + Tr \Phi_r^* w_{sr}^*) \\
V_{s1q}^* &= R_{s1}I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi_r^*) \\
V_{s2d}^* &= R_{s2}I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + Tr \Phi_r^* w_{sr}^*) \\
V_{s2q}^* &= R_{s2}I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi_r^*)
\end{aligned} \tag{10}$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables:

$$\begin{aligned}
V_{s1d} &= R_{s1}I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} \\
V_{s1q} &= R_{s1}I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} \\
V_{s2d} &= R_{s2}I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} \\
V_{s2q} &= R_{s2}I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q}
\end{aligned}
\tag{11}$$

Le système (11) montre que les tensions statoriques (V_{s1d} , V_{s1q} , V_{s2d} , V_{s2q}) sont directement reliées aux courants statoriques (I_{s1d} , I_{s1q} , I_{s2d} , I_{s2q}). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références (V_{s1d}^* , V_{s2d}^* , V_{s1q}^* , V_{s2q}^*) à flux constant sont donnés par:

$$\begin{aligned}
V_{s1d}^* &= V_{s1d} - V_{s1dc} \\
V_{s1q}^* &= V_{s1q} + V_{s1qc} \\
V_{s2d}^* &= V_{s2d} - V_{s2dc} \\
V_{s2q}^* &= V_{s2q} + V_{s2qc}
\end{aligned}
\tag{12}$$

Avec:

$$\begin{aligned}
V_{s1dc} &= \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + Tr \Phi_r^* w_{sr}^*) \\
V_{s1qc} &= \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi_r^*) \\
V_{s2dc} &= \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + Tr \Phi_r^* w_{sr}^*) \\
V_{s2qc} &= \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi_r^*)
\end{aligned}
\tag{13}$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques (I_{s1d} , I_{s1q} , I_{s2d} , I_{s2q}) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques (V_{s1d} , V_{s1q} , V_{s2d} , V_{s2q}). Le schéma bloc de découplage en tension est présenté sur la figure 3.

On admet que: $I_{s1d}^* = I_{s2d}^*$ et $I_{s1q}^* = I_{s2q}^*$

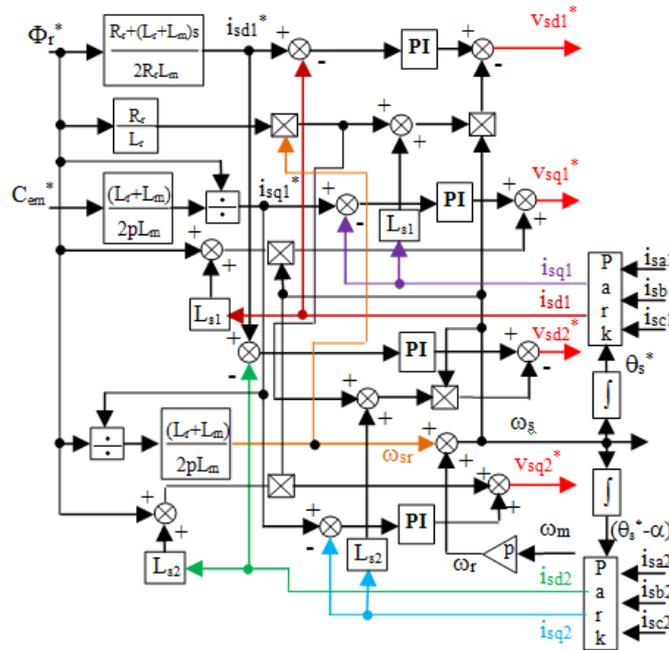


Fig. 3: Schéma bloc de découplage en tension

4. Principe de la commande par mode de glissement

Etant un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), la commande par mode de glissement a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [9].

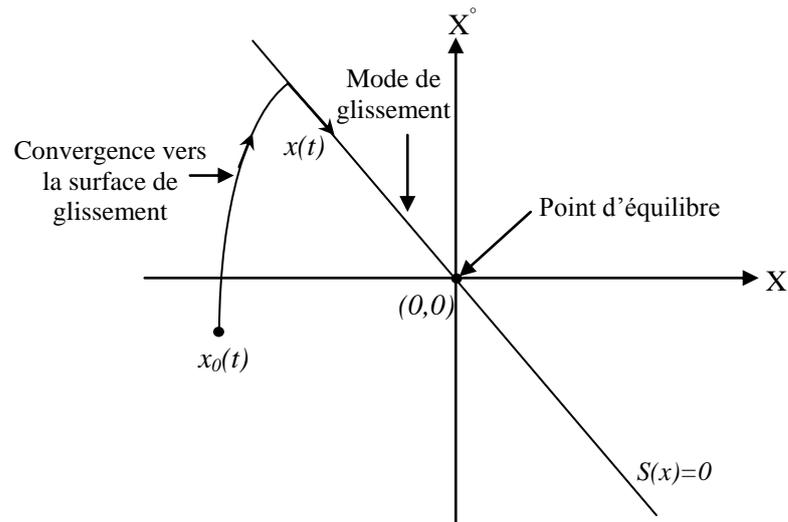


Fig.4: Convergence du système glissant

Les deux composantes de la commande sont alors définies par [10]:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_{glis} \quad (14)$$

u_{eq} : elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente. Le principe est basé sur la détermination du comportement du système lorsqu'il est sur la surface de glissement 's', $s=0$. cette commande peut être aussi bien linéaire que non linéaire.

u_{glis} : La commande discontinue permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement.

4.1. Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [11, 12]:

- Choix de la surface de glissement.
- Détermination des conditions d'existence du régime glissement ou conditions d'accès.
- Détermination de la loi de commande.

4.2. Choix de la surface de glissement

Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée [11]. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par [11]. L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro.

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} .e(x) \quad (15)$$

Avec:

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence ($e(x) = x^* - x$).

λ : est une constante positive.

r : degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

4.3. Condition de convergence

La condition de la convergence ou d'attractivité permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement, Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) > 0$ à énergie finie [13].

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit [14]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (16)$$

La dérive de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (17)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par: $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$

4.4. Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, la première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n) [15].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (18)$$

U_{eq} : Elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente [10]. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface $\dot{S}(x)$ est nulle [16].

U_n : la commande discontinue (discrète), permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement [10].

La dérivée de la surface est:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (19)$$

Par substitution nous obtenons :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x, t)x + B(x, t)U_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)u_n \quad (20)$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et le régime permanent, la dérivée et la partie discontinue u_n sont aussi nulles:

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (21)$$

L'expression de la commande équivalente peut donc être donnée par:

$$U_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)\right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x, t) \cdot x \quad (22)$$

Durant le mode convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous obtenons une nouvelle expression de $\dot{S}(x, t)$:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)u_n \quad (23)$$

On obtient:

$$S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)u_n < 0 \quad (24)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de u_n soit opposé à celui de $S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)$. Généralement la commande discrète en mode de glissement peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [11]:

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (25)$$

Où : $Sign(S(x))$ est la fonction définie par [17]:

$$Sign(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (26)$$

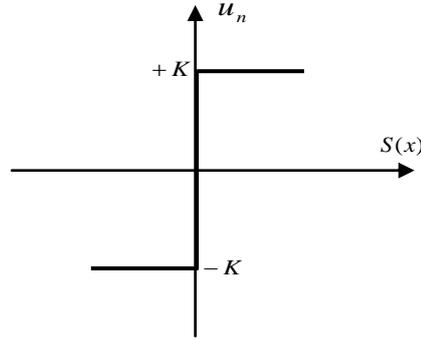


Fig.5: Fonction Sign

5. Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement

A partir de la section de la commande vectorielle, on tire le système d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \dot{I}_{s1d} = \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1d} - R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + Tr \Phi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s1q} = \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1q} - R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi_r^*)) \\ \dot{I}_{s2d} = \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2d} - R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + Tr \Phi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s2q} = \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2q} - R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi_r^*)) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left(P \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \phi_r^* - f \Omega - C_r \right) \\ \dot{\phi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{s1d} + I_{s2d}) \end{cases} \quad (27)$$

- Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme suivante:

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (28)$$

On a: $\Omega = \omega_r / P$ (29)

L'équation numéro (5) du système d'équation (27) devient:

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \phi_r^* - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (30)$$

La dérivée de la surface est donnée par:

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (31)$$

En posant:

$$I_{s1q} + I_{s2q} = I_{sq} \quad (32)$$

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sq} \phi_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (33)$$

En remplaçant le courant I_{sq} par le courant de commande I_{sq}^*

$$I_{sq}^* = I_{sqeq} + I_{sqn} \quad (34)$$

L'équation (33) devient:

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* I_{sqeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* I_{sqn} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (35)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $I_{sqn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente I_{sdeq} à partir de l'équation (35):

$$I_{sdeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (36)$$

Le mode de convergence, la condition $S(\omega_r) \cdot \dot{S}(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (36) dans (35), on obtient:

$$S(\dot{\omega}_r) = -\frac{P^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_m + L_r} I_{sqn} \quad (37)$$

On prend:

$$I_{sqn} = K_{\omega_r} \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (38)$$

- Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse:

$$S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \quad (39)$$

$$S(\dot{\phi}_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (40)$$

En posant: $I_{s1d} + I_{s2d} = I_{sd}$, et en substituant l'équation de $\dot{\phi}_r$ (système d'équations (27)) dans (40), on trouve:

$$S(\dot{\phi}_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{sd} \quad (41)$$

En introduisant le courant de commande $I_{sd}^* = I_{sdeq} + I_{sdn}$ dans l'équation (41), on aura:

$$S(\dot{\phi}_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{sdeq} - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{sdn} \quad (42)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\phi_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\phi_r) = 0$ et $I_{sdn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente I_{sdeq} à partir de l'équation (42):

$$I_{sdeq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r \phi_r}{L_m + L_r} \right] \quad (43)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\phi_r) \cdot \dot{S}(\phi_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (43) dans (42), on obtient:

$$S(\dot{\phi}_r) = -\frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{sdn} \quad (44)$$

On prend:

$$I_{sdn} = K_{\phi_r} \text{sign}(S(\phi_r)) \quad (45)$$

- Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes:

$$\begin{cases} S(I_{s1d}) = I_{s1d}^* - I_{s1d} \\ S(I_{s1q}) = I_{s1q}^* - I_{s1q} \\ S(I_{s2d}) = I_{s2d}^* - I_{s2d} \\ S(I_{s2q}) = I_{s2q}^* - I_{s2q} \end{cases} \quad (46)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement:

$$\begin{cases} S(\dot{I}_{s1d}) = \dot{I}_{s1d}^* - \dot{I}_{s1d} \\ S(\dot{I}_{s1q}) = \dot{I}_{s1q}^* - \dot{I}_{s1q} \\ S(\dot{I}_{s2d}) = \dot{I}_{s2d}^* - \dot{I}_{s2d} \\ S(\dot{I}_{s2q}) = \dot{I}_{s2q}^* - \dot{I}_{s2q} \end{cases} \quad (47)$$

On remplace les courants: \dot{I}_{s1d} , \dot{I}_{s1q} , \dot{I}_{s2d} , \dot{I}_{s2q} de l'équation (47) par leurs expressions données dans le système d'équation (27), on aura:

$$\begin{cases} S(\dot{I}_{s1d}) = \dot{I}_{s1d}^* - \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1d} - R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + \text{Tr } \Phi \mathbf{r}^* \omega_{sr}^*)) \\ S(\dot{I}_{s1q}) = \dot{I}_{s1q}^* - \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1q} - R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi \mathbf{r}^*)) \\ S(\dot{I}_{s2d}) = \dot{I}_{s2d}^* - \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2d} - R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + \text{Tr } \Phi \mathbf{r}^* \omega_{sr}^*)) \\ S(\dot{I}_{s2q}) = \dot{I}_{s2q}^* - \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2q} - R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi \mathbf{r}^*)) \end{cases} \quad (48)$$

En remplaçant les tensions V_{s1d} , V_{s1q} , V_{s2d} , V_{s2q} par les tensions de commande V_{s1d}^* , V_{s1q}^* , V_{s2d}^* , V_{s2q}^* , d'où:

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1deq} + V_{s1dn} \\ V_{s1q}^* = V_{s1qeq} + V_{s1qn} \\ V_{s2d}^* = V_{s2deq} + V_{s2dn} \\ V_{s2q}^* = V_{s2qeq} + V_{s2qn} \end{cases} \quad (49)$$

On aura:

$$\begin{cases} S(\dot{I}_{s1d}) = \dot{I}_{s1d}^* - \frac{1}{L_{s1}} [R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + \text{Tr } \Phi \mathbf{r}^* \omega_{sr}^*) + V_{s1deq} + V_{s1dn}] \\ S(\dot{I}_{s1q}) = \dot{I}_{s1q}^* - \frac{1}{L_{s1}} [R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi \mathbf{r}^*) + V_{s1qeq} + V_{s1qn}] \\ S(\dot{I}_{s2d}) = \dot{I}_{s2d}^* - \frac{1}{L_{s2}} [R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + \text{Tr } \Phi \mathbf{r}^* \omega_{sr}^*) + V_{s2deq} + V_{s2dn}] \\ S(\dot{I}_{s2q}) = \dot{I}_{s2q}^* - \frac{1}{L_{s2}} [R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi \mathbf{r}^*) + V_{s2qeq} + V_{s2qn}] \end{cases} \quad (50)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons:

$$S(I_{s1d}) = 0 \Rightarrow S(\dot{I}_{s1d}) = 0, \text{ et } V_{s1dn} = 0 \quad (51)$$

$$S(I_{s1q}) = 0 \Rightarrow S(\dot{I}_{s1q}) = 0, \text{ et } V_{s1qn} = 0 \quad (52)$$

$$S(I_{s2d}) = 0 \Rightarrow S(\dot{I}_{s2d}) = 0, \text{ et } V_{s2dn} = 0 \quad (53)$$

$$S(I_{s2q}) = 0 \Rightarrow S(\dot{I}_{s2q}) = 0, \text{ et } V_{s2qn} = 0 \quad (54)$$

Alors, on tire à partir des équations (51), (52), (53), (54) les expressions des commandes équivalentes V_{s1deq} , V_{s1qeq} , V_{s2deq} , V_{s2qeq} respectivement:

$$\begin{cases} V_{s1deq} = L_{s1}\dot{I}_{s1d}^* + R_{s1}I_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + \text{Tr } \Phi \mathbf{r}^* \omega_{sr}^*) \\ V_{s1qeq} = L_{s1}\dot{I}_{s1q}^* + R_{s1}I_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi \mathbf{r}^*) \\ V_{s2deq} = L_{s2}\dot{I}_{s2d}^* + R_{s2}I_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + \text{Tr } \Phi \mathbf{r}^* \omega_{sr}^*) \\ V_{s2qeq} = L_{s2}\dot{I}_{s2q}^* + R_{s2}I_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi \mathbf{r}^*) \end{cases} \quad (55)$$

Durant le mode de convergence, les conditions : $S(I_{s1d}) \cdot \dot{S}(I_{s1d}) < 0$, $S(I_{s1q}) \cdot \dot{S}(I_{s1q}) < 0$, $S(I_{s2d}) \cdot \dot{S}(I_{s2d}) < 0$, $S(I_{s2q}) \cdot \dot{S}(I_{s2q}) < 0$ doivent être vérifiées. Par substitution, on obtient:

$$\begin{cases} S(\dot{I}_{s1d}) = -\frac{1}{L_{s1}} V_{s1dn} \\ S(\dot{I}_{s1q}) = -\frac{1}{L_{s1}} V_{s1qn} \\ S(\dot{I}_{s2d}) = -\frac{1}{L_{s2}} V_{s2dn} \\ S(\dot{I}_{s2q}) = -\frac{1}{L_{s2}} V_{s2qn} \end{cases} \quad (56)$$

On prend:

avec une légère perturbation durant le temps de l'inversion de la vitesse. L'inversion de la vitesse engendre, une augmentation au niveau du courant statorique i_{sa1} , mais ce dernier garde sa forme sinusoïdale.

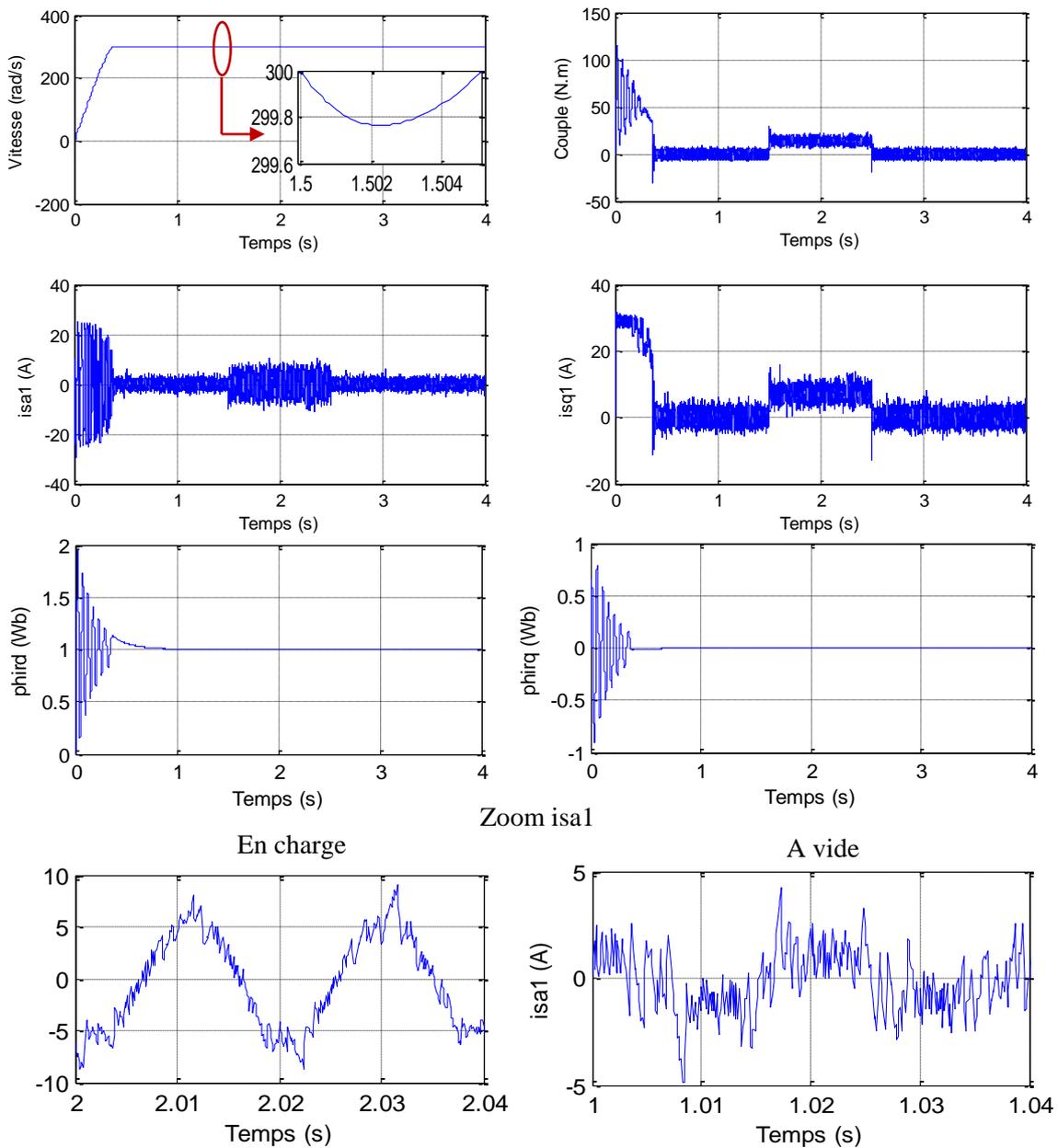


Fig.8: Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14\text{N.m}$ entre [1.5, 2.5] s.

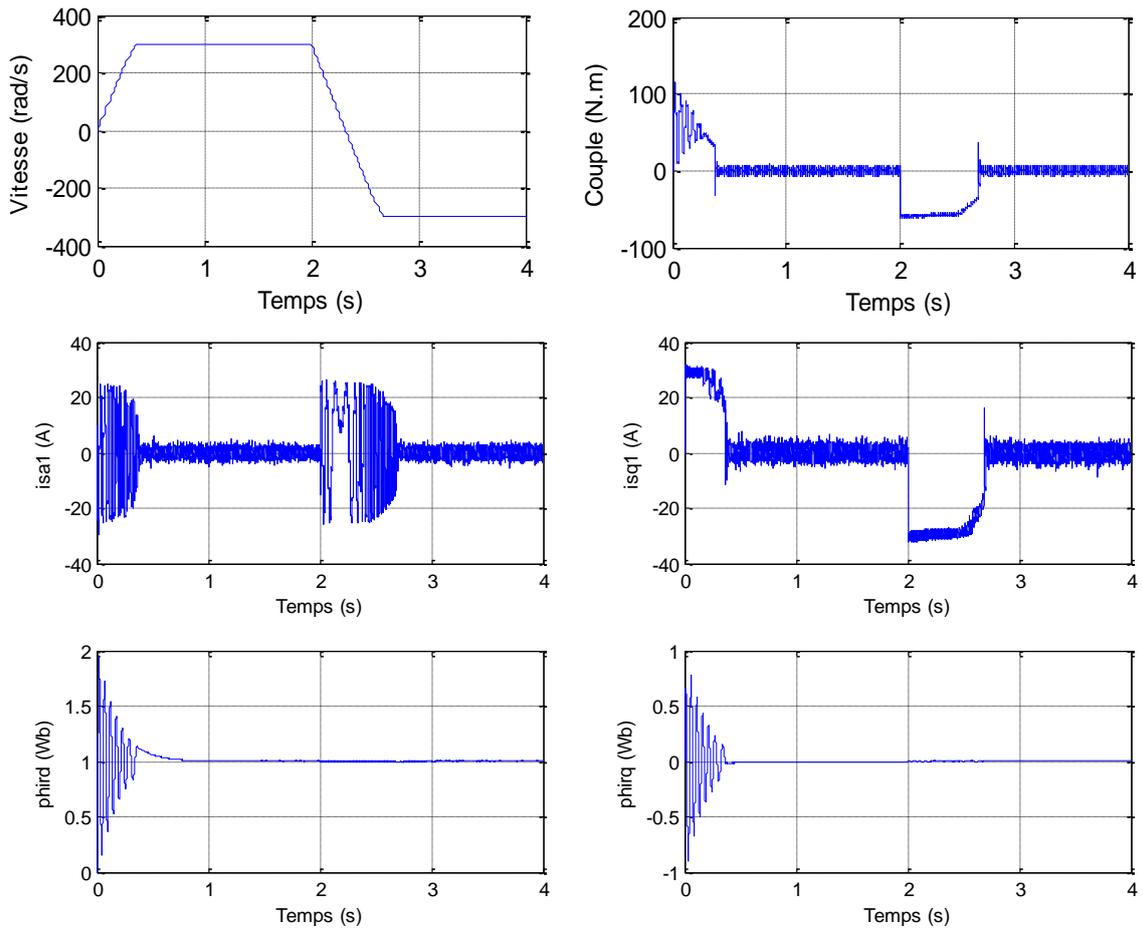
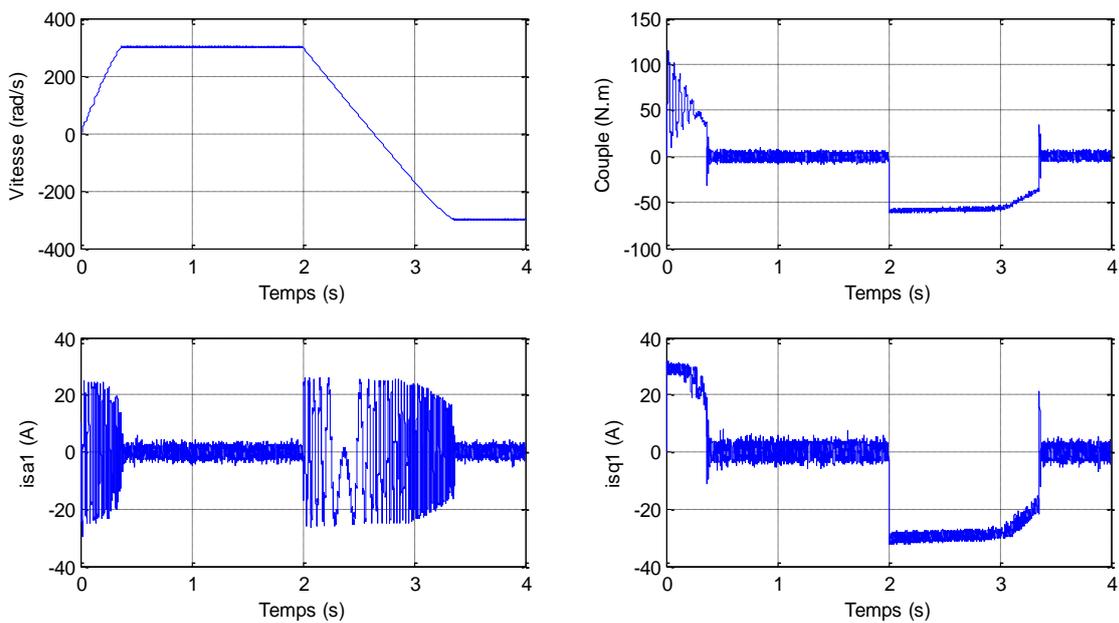


Fig.9: Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion du sens de rotation de 300 à - 300 rad/s à l'instant $t=2s$.

- **Tests de robustesse**

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDS, les mêmes tests que pour la commande vectorielle sont effectués (l'augmentation de la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J de 100 % par rapport à leurs valeurs nominales).



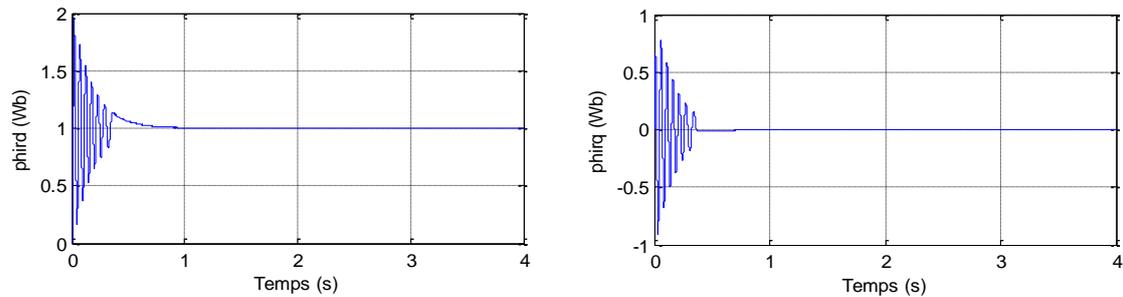


Fig.10: Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J=2J_n$ à partir $t=1s$)

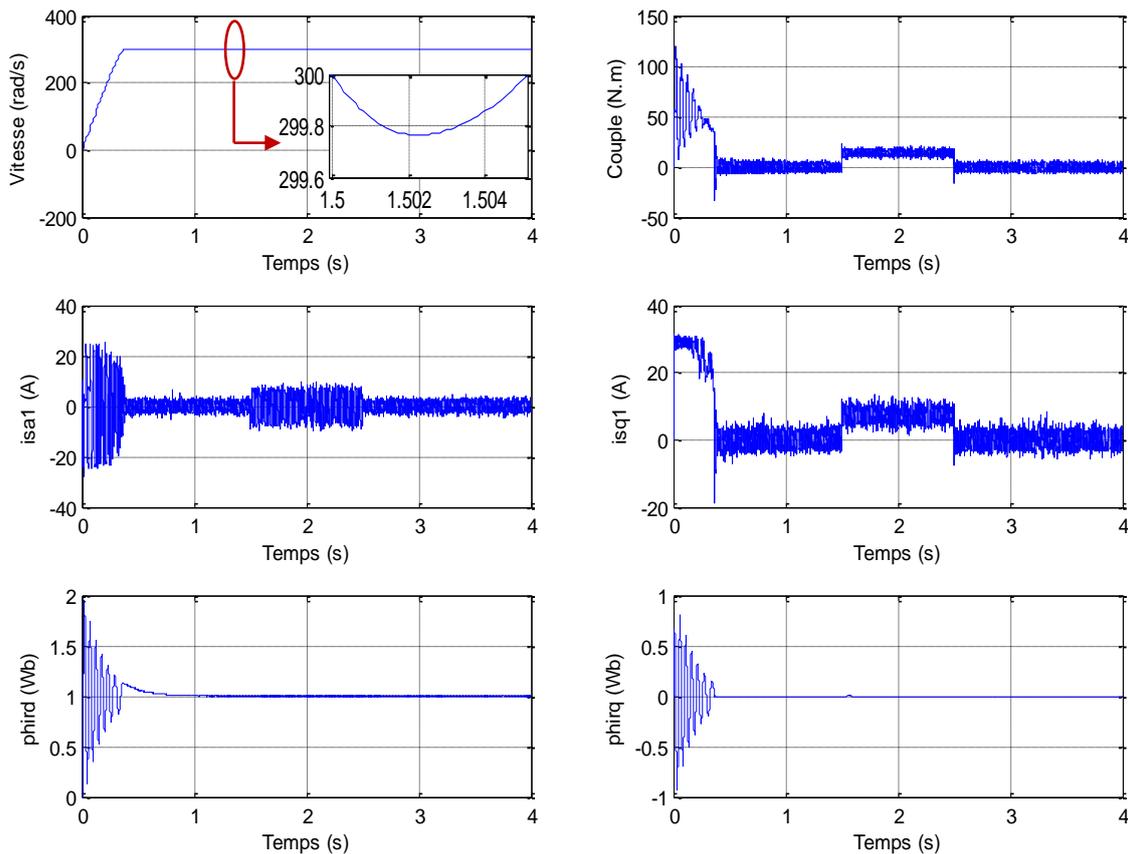


Fig.11: Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R=2R_n$ à partir de $t=1s$)

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation du moment d'inertie et de résistance rotorique n'influe pas sur le comportement de la MASDS, sauf l'augmentation du temps d'inversion de la vitesse, ce qui confirme la robustesse de la commande par mode de glissement en présence des variations paramétriques.

8. Conclusion

Le réglage de la vitesse par mode de glissement offre de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de perturbation, et un temps d'inversion de la vitesse réduit.

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importantes et multiples: la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis. L'inconvénient majeur de la commande par mode de glissement étant le phénomène de réticence (effet Chattering en anglais) qui caractérisé par des fluctuations du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine.

9. References:

- [1] SADOUNI Radhwane, Commande par Mode de glissement Flou d'une Machine Asynchrone à Double Etoile, Mémoire de Magister, Université de SIDI BEL ABBES, Algérie, Décembre 2010.
- [2] Radhwane Sadouni, Abdelkader Meroufel, Indirect Rotor Field-oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using a Fuzzy Controller, Acta Polytechnica Hungarica Vol. 9, No. 4, 2012.
- [3] Radhwane SADOUNI, Abdelkader MEROUFEL and Salim DJRIOU, Study and Simulation of Direct Torque Control (DTC) for a Six Phase Induction Machine (SPIM), INTERNATIONAL JOURNAL OF ENERGY, Issue 2, Vol. 7, 2013.
- [4] P. VIDAL, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [5] R.ABDESSEMED, M.KADJOUJ, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [6] E.M. BERKOUK, S. AREZKI, " Modélisation et Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile (MASDS) Alimentée par Deux Onduleurs à Cinq Niveaux à Structure NPC "
- [7] A.IGOUDJIL ; Y.BOUDJEMA, Etude du changeur de fréquence à cinq niveaux à cellules imbriquées. Application à la conduite de la machine Asynchrone à Double Etoile, Mémoire d'ingénieur de l'USTHB d'Alger, Algérie, Juin 2006.
- [8] Z.CHEN, AC.WILLIAMSON, "Simulation Study of a Double Three Phase Electric Machine", International conference on Electric Machine ICEM'98, 1998, pp215-220.
- [9] A.HUSSAIN, Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissements, Thèse de Doctorat de l'Université Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.
- [10] A.E. HATTAB, Modélisation et commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille AUV, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2008.
- [11] Y.ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté, mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [12] A.BOUKHELKHAL ; A.A.HACHEMI, Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule, mémoire d'ingénieur de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2006.
- [13] A.E.ZORIG; A.H.BELOUADAH, Commande en vitesse par Mode de Glissement d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent, mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed
- [14] Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2006.
- [15] F. LAIEB ; H. GUERROUCHE, Etude comparative de la commande par mode de glissement et la commande vectorielle d'une machine asynchrone, mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Septembre 2004.
- [16] B. AMGHAR ; A. HEDID, Commande par Fuzzy Sliding Mode d'un variateur de vitesse hydrodynamique, mémoire d'ingénieur de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2007.
- [17] H.AMIMEUR, Contribution à la commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, mai 2008.
- [18] A.GAID ; N.HAOUARI, Commande par mode de glissement flou d'une machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.

