

Commande par mode glissant d'ordre deux d'un moteur asynchrone lié à un convertisseur multi-niveau asymétrique

H.E. Benabderrahman *, R. Taleb, M. Helaimi et F. Chabni

Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables, LGEER
Département d'Electrotechnique, Université Hassiba Benbouali, Chlef, Algérie

(reçu le 20 Juin 2018 - accepté le 30 Juin 2018)

Résumé - Afin de pouvoir améliorer le rendement délivré à la charge, autrement dit la qualité de la tension de sortie des moyennes qui ont été utilisées parmi ces derniers: l'utilisation d'un onduleur multi-niveau au lieu de l'onduleur à deux niveaux, une seconde solution basée sur le choix de commande d'un moteur. Dans notre article, on a choisi la technique de commande par mode glissant d'ordre supérieure, cette commande conserve les mêmes performances de robustesse et de stabilité données par le mode glissant classique tout en réduisant le broutement.

Abstract - In order to be able to improve the efficiency delivered to the load, in other words the quality of the output voltage of the averages which have been used among them: the use of a multi-level inverter instead of the two-level inverter, a second solution based on the choice of control of a motor. In our article, we chose the technique of order sliding mode control, this command retains the same performance of robustness and stability given by the classic sliding mode while reducing chatter.

Mots clés: Onduleur multi-niveau - Moteur asynchrone - Mode glissant - Algorithme de twisting.

1. INTRODUCTION

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la micro informatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques [1].

Le problème lié à la variation de vitesse est en présence des harmoniques qui ont des divers effets néfastes comme par exemple, l'échauffement des conducteurs, les bruits et vibration sur les machines etc... Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour combattre ces problèmes parmi eux: l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux et le bon choix de stratégie de commande.

L'objectif principal de ce travail est basé sur l'amélioration du rendement du l'ensemble (convertisseur + technique de commande de la machine) et la qualité de leur tension de sortie. Pour cela, nous nous intéresserons au convertisseur multi-niveaux et au mode glissant d'ordre supérieur.

2. MODELE MATHEMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Le modèle utilisé est celui où les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator, $(\alpha-\beta)$. ($\omega_s=0$) et les variables d'états sont le courant statorique, le flux rotorique et la vitesse mécanique et qui sera qualifié de modèle. Le modèle est donné par [2]-

* he.benabderrahman@gmail.com

$$\begin{cases}
 \dot{x}_1 = -a \cdot x_1 + b \cdot x_3 + c \cdot x_4 x_5 + d \cdot u_{s\alpha} \\
 \dot{x}_2 = -a \cdot x_2 + b \cdot x_4 - c \cdot x_3 x_5 + d \cdot u_{s\beta} \\
 \dot{x}_3 = -\frac{1}{T_r} \cdot x_3 + \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - p \cdot x_4 x_5 \\
 \dot{x}_4 = -\frac{1}{T_r} \cdot x_4 + \frac{M}{T_r} \cdot x_2 + p \cdot x_3 x_5 \\
 \dot{x}_5 = n \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{j} + \frac{F}{j} \cdot x_5
 \end{cases} \quad (1)$$

avec,

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \omega_r] \quad (2)$$

$$\begin{aligned}
 R_t &= R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r}; \quad a = \frac{R_t}{\sigma \cdot L_s}; \quad b = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r}; \\
 c &= \frac{M p}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}; \quad d = \frac{1}{\sigma \cdot L_s}; \quad c = \frac{M p}{L_r}
 \end{aligned}$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\alpha} \ i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}$), et un état représentant la vitesse de rotation du rotor ω_r , gouverné par une équation mécanique

3. COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX

Dans la pratique, l'utilisation de la technique de commande par mode glissant a été limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui se répercutent sur les grandeurs asservies [3, 4]. De nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations telles que l'augmentation de la fréquence de commutation qui assure une commutation progressive [5, 6]. Bien que cette solution élimine le phénomène de réticence, elle ne conserve pas la robustesse par rapport à certaines classes d'incertitudes.

Une seconde solution proposée est l'utilisation d'une commande par modes glissants d'ordre deux par l'application des algorithmes du twisting et super twisting, afin d'assurer la convergence de la surface et sa dérivée vers l'origine dans un temps fini. Cette méthode a été un domaine de recherche important pour plusieurs auteurs [2].

Pour concevoir une commande par modes glissants d'ordre deux garantissant des performances robustes en présence de variations paramétriques et de perturbations, on considère le modèle du moteur asynchrone donné par la forme:

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= \hat{f}(x) + \Delta f + (\hat{g}(x) + \Delta g)u_s \\
 \Delta f &= [\Delta f_1 \ \Delta f_2 \ \Delta f_3 \ \Delta f_4 \ \Delta f_5]^T, \Delta g = \begin{bmatrix} \Delta d_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Delta d_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T
 \end{aligned} \quad (3)$$

Où, $\hat{f}(x)$ et $\hat{g}(x)$ constituent les parties nominales et Δf et Δg représentent les incertitudes.

3.1 Commande du moteur asynchrone par l'algorithme du Twisting

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme twiste autour de l'origine du plan de glissement d'ordre deux est appelé Twisting en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase $(S, \dot{S})$, avec un nombre infini de rotation, (figure 1).

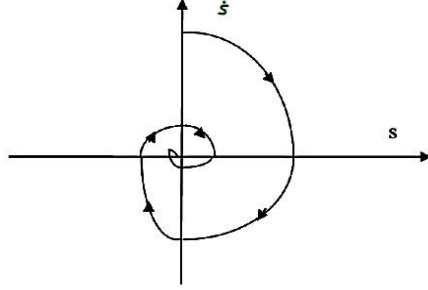


Fig. 1: The desired seven level voltage waveform

Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs (λ_M et λ_m), de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [7, 8].

Pour élaborer la loi de commande selon l'algorithme du twisting, nous avons choisi la surface de glissement S de telle sorte que le degré relatif soit égal à deux.

$$S = \begin{bmatrix} S_{\omega_r} \\ S_{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r - \omega_{ref} \\ \phi - \phi_{ref} \end{bmatrix} \quad (4)$$

L'algorithme de twisting est appliqué à la commande u_s pour forcer les trajectoires du système à évoluer au bout d'un temps fini sur la surface temps fini sur la surface S et générer un régime glissant d'ordre deux tel que $S = \dot{S} = 0$.

La première dérivée de la surface de glissement,

- Pour la vitesse

$$\begin{cases} S_{\dot{\omega}_r} = \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{ref} \\ S_{\dot{\omega}_r} = \left(n \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{j} - \frac{F}{j} x_5 \right) - \dot{\omega}_{ref} \end{cases} \quad (5)$$

-Pour le flux

$$\begin{cases} \dot{S}_{\phi} = \dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref} \\ \dot{S}_{\phi} = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 - \dot{\phi}_{ref} \end{cases} \quad (6)$$

La dérivée seconde de S permet d'obtenir,

$$\ddot{S} = H(x) + Q(x) \cdot u_s = \hat{H}(x) + \Delta H(x) + (\hat{Q}(x) + \Delta Q) \cdot u_s \quad (7)$$

avec

$$H(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{h}_1(x) \\ \hat{h}_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta h_1 \\ \Delta h_2 \end{bmatrix}$$

$$Q(x) = \begin{bmatrix} q_1(x) & q_2(x) \\ q_3(x) & q_4(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{q}_1(x) & \hat{q}_2(x) \\ \hat{q}_3(x) & \hat{q}_4(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta q_1 & \Delta q_2 \\ \Delta q_3 & \Delta q_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \hat{h}_1(x) = -a.l_2 - c.x_5.\varphi - \frac{l_2}{T_r} - p.x_5.l_1 - \frac{\ddot{\omega}_{\text{ref}}}{n} \\ \Delta h_1 = n.(\Delta f_2.x_3 + \Delta f_3.x_2 - \Delta f_1.x_4 - \Delta f_4.x_1 + \Delta \dot{f}_5) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \hat{h}_2(x) = \varphi.(M.b + 2/T_r) + M.(M.l_3/T_r + l_1.(-3/T_r - a) + p.x_5.l_2) \\ \quad - (\ddot{\omega}_{\text{ref}} \cdot T_r / 2) \\ \Delta h_2 = 2M/T_r.(x_1 \Delta f_3 + x_3 \Delta f_1 + x_4 \Delta f_2 + x_2 \Delta f_4) \\ \quad + 2(\dot{x}_3 \Delta f_3 + x_3 \Delta \dot{f}_3 + \dot{x}_4 \Delta f_4 + x_4 \Delta \dot{f}_4) \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \hat{q}_1(x) = -d.n.x_4 \\ \hat{q}_2(x) = d.n.x_3 \\ \hat{q}_3(x) = 2\frac{M}{T_r} \cdot d \cdot x_3 \\ \hat{q}_4(x) = 2\frac{M}{T_r} \cdot d \cdot x_4 \end{cases} \quad \begin{cases} \Delta q_1 = -x_4 \cdot \Delta d_2 \\ \Delta q_2 = x_3 \cdot \Delta d_1 \\ \Delta q_3 = M.x_3 \cdot \Delta d_1 \\ \Delta q_4 = M.x_4 \cdot \Delta d_2 \end{cases} \quad (10)$$

On suppose que $|\Delta h_1|$, $|\Delta h_2|$, $|\Delta q_1|$, $|\Delta q_2|$, $|\Delta q_3|$, $|\Delta q_4|$ sont bornés. Le couple de charge C_r doit être borné, ainsi que sa première dérivée. La commande finale proposée utilisant le retour d'état statique est donnée,

$$u_s = Q(x)^{-1} \cdot [-H(x) + v] \quad (11)$$

$Q(x)$ est irréversible et $v = [v_{\omega_r} \ v_{\varphi}]^T$ considérée comme la nouvelle commande du système. Où $\ddot{S}_{\omega_r} = v_{\omega_r}$ et $\ddot{S}_{\varphi} = v_{\varphi}$.

En remplacement u_s , l'équation (7) s'écrit,

$$\ddot{S} = (\Delta H - \Delta Q \cdot \hat{Q}^{-1} \cdot \hat{H}) + (1 + \Delta Q \cdot \hat{Q}^{-1}) \cdot v \quad (12)$$

Supposons que les fonctions suivantes sont bornées, $\forall v$, telle que,

$$0 < K_{mi} \leq (1 + \Delta Q \cdot \hat{Q}^{-1}) \leq K_{Mi} \quad i = \varphi, \omega_r$$

$$|(\Delta H - \Delta Q \cdot \hat{Q}^{-1} \cdot \hat{H})| < C_{0i}$$

Avec K_{mi} , K_{Mi} , C_{0i} , des constantes positives.

Dans ces conditions, il est possible d'appliquer l'algorithme de twisting. La commande v est alors définie par,

$$v_i = \begin{cases} -\lambda_{mi} \cdot \text{sign}(S_i) & \text{si } S_i \dot{S}_i \leq 0 \\ -\lambda_{Mi} \cdot \text{sign}(S_i) & \text{si } S_i \dot{S}_i > 0 \end{cases} \quad (13)$$

Où, λ_{mi} , λ_{Mi} sont des constantes positives vérifiant les conditions suivantes,

$$0 < \lambda_{mi} < \lambda_{Mi}, \lambda_{mi} > 4.K_{Mi}/s_0 ; \lambda_{Mi} > C_{0i}/K_{mi}$$

$$K_{mi} \lambda_{Mi} - C_{0i} > K_{Mi} \lambda_{mi} + C_{0i}$$

Nous avons besoin du signe de la dérivée de la surface S qui peut être obtenu, soit par la fonction Matlab (du/dt), soit estimé dans un intervalle de temps par le signe de l'expression $s(t) - s(t - \tau)$, où τ est la période d'échantillonnage [2].

La machine utilisée comme variateur de vitesse est alimentée par une source de tension à partir d'un réseau standard 220 / 380 V, 50 Hz. On peut varier la fréquence en utilisant un convertisseur de tension qui est contrôlé par une technique de commande spécifique. Dans notre article, on a utilisé un onduleur asymétrique multi niveau avec la technique de commande MLI à porteuse multiple.

4. CHOIX DE CONVERTISSEUR

Plusieurs investigations ont été publiées sur les différentes topologies de convertisseurs multi-niveaux [9, 10]. De toutes ces topologies, celle qui est basée sur la mise de k onduleurs partiels (cellules ponts complets) en série sur chaque phase présente deux grandes particularités: la simplicité de configuration, quel que soit le nombre de niveaux de la tension désirée à la sortie du convertisseur, et l'existence de modules d'onduleurs standards sur le marché.

Cependant, elle nécessite des sources d'alimentation galvaniquement séparées les unes des autres, ce qui limite encore son expansion industrielle. La structure monophasée de l'onduleur multi-niveaux asymétrique est représentée sur la figure 2. Pour cet onduleur, deux cellules à pont à pont, à pont complet monophasé et deux alimentations indépendantes sont utilisées.

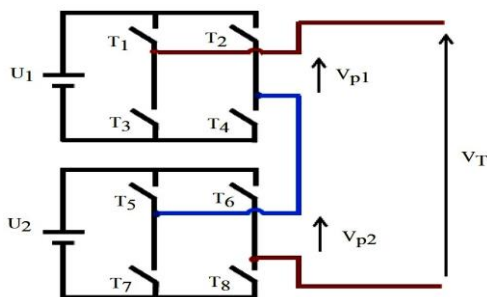


Fig. 2/ Mise en série de k onduleurs partiels monophasés par phase

5. TERMINOLOGIE DES CONVERTISSEURS MULTI NIVEAUX [11, 13-15, 16-19]

L'approche terminologique que nous proposons dans cette section, facilite et rend uniforme le design des convertisseurs multi-niveaux.

5.1 Concept de dissymétrie totale

Nous entendons par 'coefficient de dissymétrie totale' λ_j , le rapport entre la tension continue aux bornes d'un onduleur partiel de rang j ($j = 1, 2, \dots, 2$) sur une phase, et la tension totale (équivalente) continue U_e que peut délivrer le convertisseur.

$$\lambda_j = \frac{U_e}{U_{dj}} \quad \forall j = 1, \dots, k \quad (14)$$

$$U_e = \sum_{j=1}^k U_{dj} \quad (15)$$

5.2 Concept de dissymétrie

Le concept de dissymétrie partiel caractérise le rapport entre les tensions qui alimentent deux onduleurs partiels de rangs consécutifs. Nous notons δ , le coefficient de dissymétrie partielle entre les convertisseurs de rang $j = 1$ et $j = 2$.

$$\delta = V_{d2} / V_{d1} \quad (16)$$

5.3 Convertisseur multi-niveaux symétrique

Jusqu'à présent, la plupart des investigations publiées sur la topologie de convertisseurs multi-niveaux de type cascade considèrent des coefficients identiques, tels que:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_k = n - 1 \quad (17)$$

$$\delta_1 = \delta_2 = \dots = \delta_k = n - 1 \quad (18)$$

Les équations (4) et (5) caractérisent un convertisseur multi-niveaux symétrique.

5.4 Convertisseur multi-niveaux asymétrique

Dès lors que l'un au moins des coefficients λ_j est différent des autres, alors le convertisseur est considéré comme étant asymétrique.

Dans ce cas, un au moins des coefficients δ_k est différent de un. Ainsi, la topologie hybride proposée par Manjrekar *et al.*, dans [12] correspond à un convertisseur multi-niveaux asymétrique.

5.5 Convertisseur multi-niveaux à pas uniforme

Un pas uniforme permet d'obtenir des lois de commande simples. Nous allons décrire les conditions que les tensions d'entrées doivent respecter pour obtenir l'uniformité du pas.

A la figure 3, nous avons représenté la forme de la tension généralement obtenue à la sortie d'un convertisseur multi-niveaux quelconque U_{si} correspond à la différence de tension entre la phase et le point neutre du convertisseur.

Les valeurs $(U_{si})_1, (U_{si})_2, (U_{si})_3, (U_{si})_4$ correspondent aux niveaux possibles de U_{si} . Le convertisseur est dit à pas uniforme ou pas régulier, si la différence entre deux niveaux consécutifs est constante. Autrement dit,

$$(U_{si})_1 - (U_{si})_2 = \dots = (U_{si})_{n-1} - (U_{si})_n \quad (19)$$

Dans ce cas, les coefficients de dissymétrie totale peuvent se mettre sous la forme de fractions irréductibles, comme le montre la relation (20)

$$\lambda_j = N_j / D_j \quad \text{où } N_j, D_j \in \mathbb{N}^* \quad (20)$$

Dans le cas contraire, le convertisseur est dit à pas irrégulier ou à pas uniforme. Généralement, pour obtenir un convertisseur à pas régulier, les tensions U_{dj} doivent

être disposées comme le montre la relation (21). Elles doivent en plus respecter l'inégalité (22) (Condition d'uniformité du pas)

$$U_{d1} \leq U_{d2} \tag{21}$$

$$U_{dj} \leq 2 \times \left(\sum_{i=1}^{j-1} u_{di} \right) + 1 \tag{22}$$

Tel que,

$$u_{di} = u_{dj} / u_{d1} \tag{23}$$

Le nombre de niveaux pour un groupe de tensions donné, s'obtient à partir de la relation suivante,

$$n = 2 \times \left(\sum_{j=1}^2 u_{dj} \right) + 1 \tag{24}$$

La relation (24) modifie fondamentalement le nombre de niveaux que peut générer la topologie multi-niveaux étudiée. Le nombre dépend non seulement du nombre d'onduleurs partiels en série par phase, mais aussi de la tension continue qui alimente chacun d'eux.

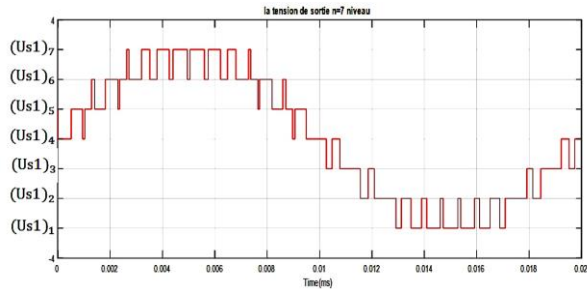


Fig. 3: Exemple de tension de phase multi-niveaux

5.6 Principe de fonctionnement (cas de 7 niveaux)

Le **Tableau 1** propose, à titre d'exemple, la possibilité d'alimentation différent, avec l'utilisation d'un facteur 2 entre les deux alimentations. Il existe plusieurs possibilités dans le choix des combinaisons pour obtenir la majorité des niveaux de la tension simple de sortie.

Table 1: Possibilité d'alimentation des deux cellules à ponts complets (7 niveaux)

	Tension de sortie du premier pont Vp1	Tension de sortie du deuxième pont Vp2	Tension totale VT
Tension d'alimentation du premier et du deuxième onduleur monophasé U2 = 2 U1 = 2 E/3	E/3	2E/3	E
	0	2E/3	2E/3
	-E/3	2E/3	E/3
	E/3	0	0
	0	0	0
	E/3	-2E/3	-E/3
	-E/3	0	-E/3
	0	-2E/3	-2E/3
	-E/3	-2E/3	-E

Pour cette possibilité, avec le choix $\delta = 2$, le convertisseur est susceptible de générer un nombre de niveaux, tel que [11, 13],

$$n = 2 \times (1 + 2) + 1 = 7$$

Cette valeur correspond au nombre de niveaux maximum que l'on peut obtenir pour cette topologie de convertisseurs multi-niveaux.

**6. RESULTATS DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE
(Convertisseur, Machine, Commande)**

Dans cette section, les simulations sous Matlab du système de commande basé sur l'algorithme de twisting seront présentées.

Le schéma simulation est illustré sur la figure 4.

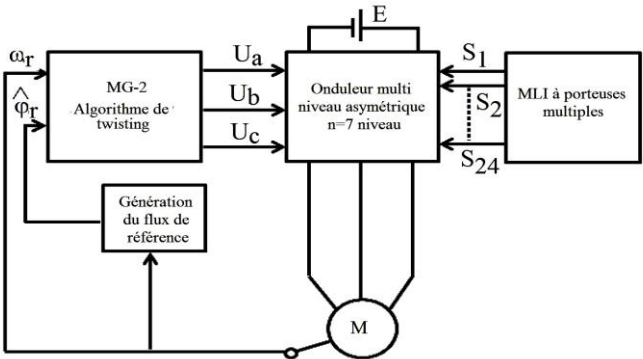


Fig. 4: Schéma de la simulation

6.1 Essai de variation de la vitesse

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse (100 rad/s, 120 et 140 rad/s). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste.

Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

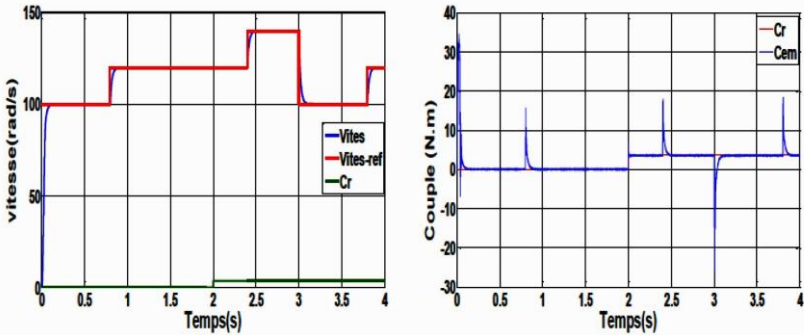


Fig. 5. Résultats de simulation du MAS avec la commande par MG-2^{ème} ordre, avec la variation de la vitesse (100, 120 et 140 rad/s), $C_r = 3.5 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ s}$

6.2 Essai de variation paramétrique

Dans la pratique, La résistance rotorique se change en cas de l'échauffement du moteur. Au démarrage, la résistance rotorique de la machine $R_r = 6.3 \Omega$. A l'instant, $t = 3s$, la résistance rotorique subit une variation de 100 %, $R_r = 12.6 \Omega$, l'application du couple de charge $C_r = 3.5 \text{ N.m}$ à $t = 2s$. Les résultats de simulation obtenus sont présentés sur la figure 6. La vitesse et le couple électromagnétique suivent leurs références.

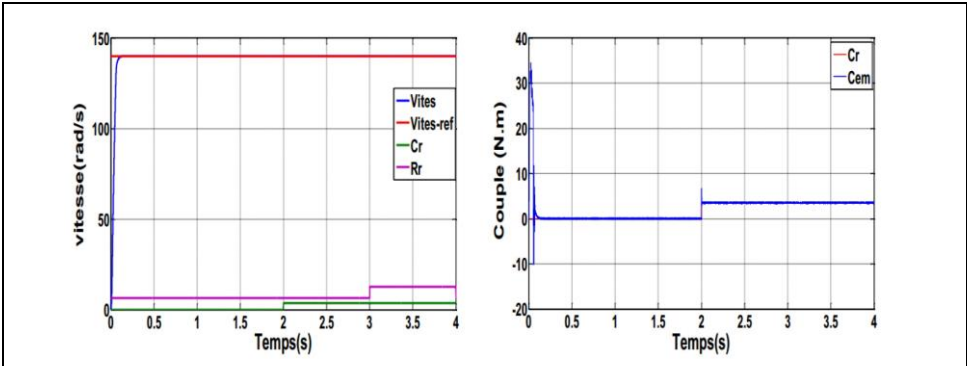


Fig. 6. Simulation du MG-2^{er} ordre (algorithme de twistng) de la MAS, lors de la variation de la résistance rotorique, $R = 12.6 \Omega$, à $t = 3 \text{ s}$, avec $C_r = 3.5 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ s}$

Table 2: Comparative du THD et de la fondamentale des deux commandes

	Mode glissant d'ordre supérieur avec un onduleur multi-niveaux	Mode glissant classique avec un onduleur à deux niveaux
THD de la tension simple V_a	53.32%	269.32 %
Fondamentale de la tension V_a	130	71.65

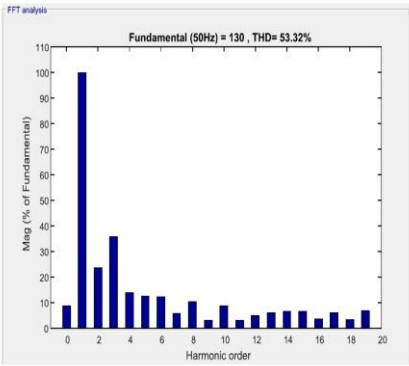


Fig. 7: Spectre de la tension par phase à la sortie du convertisseur multi-niveaux asymétrique ($n = 7$ niveaux)

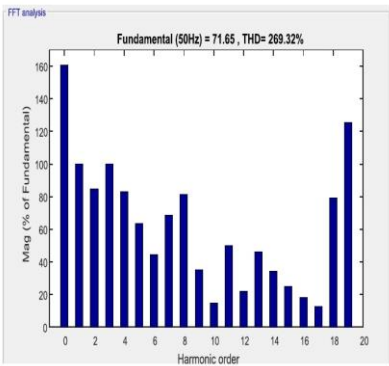


Fig. 8: Spectre de la tension par phase à la sortie de l'onduleur à deux-niveaux

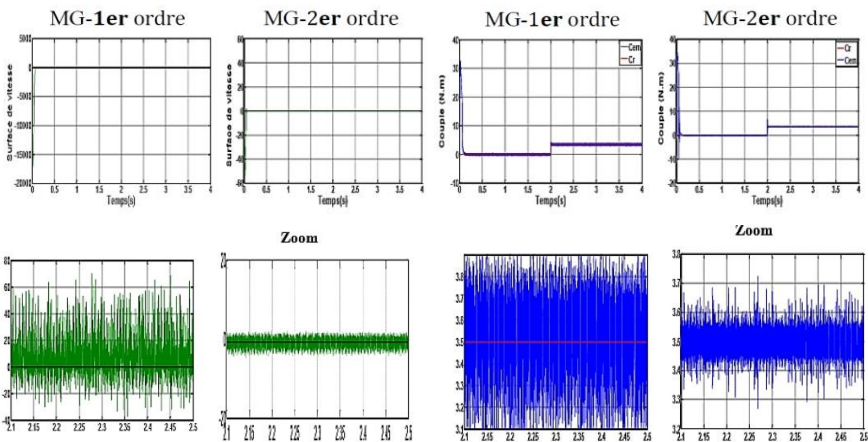
A la figure 7 et 8, nous avons représenté le spectre de la tension de sortie de la première phase. Vu le nombre de niveaux élevé, l'amplitude des harmoniques est faible par rapport à celle du fondamental.

Les résultats obtenus dans le **Tableau 2** montrent ce que nous avons précédemment dit, où l'augmentation du niveau de l'onduleur fait diminuer forcément la distorsion d'harmonique totale THD et l'augmentation du fondamental.

Dans la figure 9, on présente une comparaison entre la commande par mode glissant d'ordre un avec un onduleur à deux niveaux et la commande par mode glissant d'ordre deux avec un onduleur à 7 niveaux d'un moteur asynchrone triphasé, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges).

Et dans la même configuration de simulation numérique {Pas d'échantillonnage, temps de simulation,...}, les deux commandes basées sur un régulateur à structure variable. La figure 9 représente le couple électromagnétique, la surface de glissement pour la vitesse, dans le cas d'un démarrage à vide, après on applique une charge ($C_r = 3.5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t=2 \text{ s}$).

On note que les oscillations de réticence obtenues par la commande mode glissant du premier ordre, sur les réponses du couple électromagnétique, et la surface de glissement, sont plus importantes que celles obtenues par les commandes mode glissant du deuxième ordre et cela confirme la réduction importante du Chattering.



La surface de glissement pour la vitesse

Le couple électromagnétique

Fig. 9: Résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MAS avec un MG-1^{er} ordre et MG-2^{ème} ordre avec l'application de charge, { $C_r = 3.5 \text{ N.m}$ à partir de $t=2 \text{ s}$ }

7. CONCLUSION

Le travail présenté dans cet article a exposé la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant d'ordre supérieur, pour la régulation de la vitesse et du flux de la machine asynchrone triphasée. Ce dernier est très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes.

L'objectif étant la réduction du broutement Dans ce cadre, nous avons utilisé l'algorithme de twisting qui assure la convergence en temps fini de la surface de glissement vers zéro. Le seul inconvénient de cet algorithme est qu'on doit disposer d'informations sur la dérivée de la surface de commutation.

Pour réaliser une commande plus performante, nous avons aussi utilisé un convertisseur multi-niveaux asymétrique afin d'améliorer la qualité de tension de sortie.

REFERENCES

- [1] A. Kaddouri, '*Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*', Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [2] H. Benderradji, '*Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction*', Thèse de Doctorat en Sciences, Université de Batna, 2013
- [3] K.D. Young, V.I. Utkin and U.A. Ozguer, '*A. Control engineer's guide to sliding mode control*', IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 7, N°3, pp. 328 - 342, 1999.
- [4] G. Bartolini, A. Ferrara and E. Usai, '*Chattering avoidance by second-order sliding mode control*', IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 43, N°2, pp. 241 - 246, 1998.
- [5] J.J. Slotine and W. Li, '*Applied nonlinear control*', Printice-Hall international, 1991.
- [6] J.J.E. Slotine, '*Sliding mode controller design for nonlinear systems*', International journal of Control, Vol. 40, N°2, pp. 421 - 434, 1984.
- [7] E. Prempain, I. Postlethwaite and A. Benchaib, '*A linear parameter variant Control design for an induction motor*', Elsevier Science, Control Engineering Practice, Vol. 10, pp. 633 - 644, 2002.
- [8] T. Salgado Jimenez, '*Contribution à la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille*', Thèse de Doctorat, Université de Montpellier II, 2004.
- [9] N. Schibli, T. Nguyen and A. Rufer, '*Three-phase multilevel converter for high-power induction motors*', IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 13, N°5, Sept. 1998.
- [10] F. ZhengPeng, J.S. Lai and J.W. McKeever, '*A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Source for Static Var Generation*', IEEE Transactions On Industry Application, Vol. 32, N°5, pp. 1130 - 1138, 1996.
- [11] J. Song-Manguelle, M. Veenstra, S. Mariethoz et A. Rufer, '*Convertisseurs Multi-niveaux Asymétriques pour des Applications de Moyenne et Forte Puissance*', Actes de colloque, EPF 2000, Lille, France, pp. 295 - 300, 2000.
- [12] M.D. Manjrekar and T.A Lipo, '*A hybrid multilevel inverter topology for drive applications*', EEE, pp. 523 - 529, 1998.
- [13] J. Song-Manguelle, S. Mariethoz, M. Veenstra and A. Rufer, '*A Generalized Design Principle of a Uniform Step Asymmetrical Multilevel Converter For High Power Conversion*', European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'01, Graz, Austria, 27-29 August 2001.

- [14] J. Song-Manguelle and A. Rufer, '*Asymmetrical Multilevel Inverter for large induction machine drives*', The 14th International Conference for Electrical Drives and Power Electronics, EDPE'01, Slovakia, 3-5 October 2001.
- [15] J. Song-Manguelle and A. Rufer, '*Multilevel Inverter for Power System Applications: Highlighting Asymmetric Design Effects From a Supply Network Point of View*', IEEE, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Montréal, Canada, 14th to 17th May 2003.
- [16] J. Song-Manguelle, '*Convertisseurs Multi-Niveaux Asymétriques Alimentés par Transformateurs Multi-Secondaires Basse-Fréquence: Réactions au Réseau d'Alimentation*', Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [17] J.S. Mariethoz, '*Etude Formelle pour la Synthèse de Convertisseurs Multi-niveaux Asymétriques: Topologies, Modulation et Commande*', Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [18] A. Rufer, '*Les Onduleurs Multi-niveaux: Evolution de la Recherche et Applications Futures: Augmentation de Puissance et Réduction des Harmoniques par des Onduleurs Multi-niveaux*', Articles Spécialisés, Bulletin SEV/VSE 3/06