

Commande sans capteurs par mode glissant d'ordre supérieur de type super-twisting des convertisseurs DC/AC pour des applications ASI

Mariem DARDOURI, Alexandre DE BERNARDINIS

Université de Lorraine, CentraleSupélec, LMOPS (EA4423), F-57000 Metz, France

RESUME - En cas de défaillance du réseau principal, les systèmes d'alimentation sans interruption (ASI) basés sur des onduleurs monophasés avec filtre LC en sortie constituent une solution efficace pour assurer une production d'énergie de secours. Ces systèmes se distinguent par leur capacité à fournir une énergie de haute qualité, leur fiabilité et leur rentabilité. Afin d'optimiser ces aspects, cet article propose une analyse approfondie et détaillée de la modélisation et de la conception d'un contrôleur par mode glissant de type super twisting, couplé à un observateur à mode glissant de même type pour l'estimation du courant du convertisseur. Pour évaluer les performances de cette approche en termes de robustesse, de comportement en régime permanent et transitoire, ainsi que de simplicité de mise en œuvre, des simulations ont été réalisées sous Matlab/Simulink®.

Mots-clés— *Système d'alimentation sans interruption (ASI), convertisseur DC/AC, contrôle par mode glissant de type super twisting (ST-SMC), observateur mode glissant, taux de distorsion harmonique (THD)*

1. INTRODUCTION

Grâce à leurs nombreux avantages, les systèmes d'alimentation sans interruption (ASI) suscitent beaucoup d'intérêt, en particulier en cas de défaillance du réseau électrique principal. En effet, les systèmes ASI sont généralement utilisés pour garantir une alimentation élevée aux applications sensibles et critiques telles que les équipements médicaux, les systèmes de traitement des données, les équipements militaires, les systèmes de communication, etc. [1]-[3].

Les critères de performance des systèmes ASI sont définis par la norme IEC 62040-3 [4]. Par conséquent, le contrôle des onduleurs DC-AC doit garantir une tension de sortie sinusoïdale, avec une amplitude et une fréquence stables ou présentant de légères variations, un faible taux de distorsion harmonique totale (THD), même en présence de perturbations périodiques générées par des charges non linéaires. De plus, le système de contrôle doit garantir la stabilité en boucle fermée et une réponse transitoire rapide face aux variations soudaines de charge [4]-[5]. Afin d'assurer ces performances, les onduleurs monophasés dotés d'un filtre de sortie LC sont largement adoptés dans les systèmes ASI.

Bien que le contrôle en boucle fermée des convertisseurs de puissance soit désormais une approche bien établie, il demeure un axe de recherche du premier plan où les scientifiques sont constamment à la recherche des stratégies de commande avancées, tant linéaires que non linéaires, afin d'optimiser la réponse dynamique du système en fonction des exigences souhaitées : une qualité de puissance élevée caractérisée par une

distorsion harmonique minimale et une réponse transitoire rapide tout en assurant une robustesse accrue face aux variations des paramètres du système et aux perturbations de charge. Dans ce contexte, et avec les récents progrès des plateformes de contrôle numérique de plus en plus performantes ainsi que l'augmentation des capacités de traitement, la théorie du contrôle des convertisseurs de puissance a connu des avancées considérables, introduisant de nouvelles techniques de commande offrant des capacités accrues.

À titre d'exemple, l'approche de contrôle en cascade de la tension et du courant basée sur un régulateur proportionnel-intégral (PI) est parmi les plus répandues [6]. Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette technique est que la performance du système est limitée par les paramètres du PI, ce qui entraîne une réponse dynamique relativement lente en présence de perturbations. Afin de pallier les limitations du contrôleur PI, le contrôleur proportionnel-résonant (PR) a été proposé. Ce dernier s'est rapidement imposé dans le contrôle des convertisseurs de puissance, grâce à sa dynamique élevée et sa capacité efficace de compensation des harmoniques. Toutefois, il comporte une implémentation matérielle complexe et nécessite un réglage précis des gains pour garantir des performances optimales [7]. Par ailleurs, l'utilisation d'un contrôle linéaire pour un système non linéaire peut entraîner des performances sur l'ensemble de la plage dynamique.

C'est dans cette perspective que de nouvelles stratégies de commande, plus sophistiquées, ont été développées. Parmi ces nouvelles techniques de contrôle figurent le contrôle dead-beat [8] et le contrôle prédictif par modèle (MPC) [9]-[10]. Bien que ces approches offrent des résultats cohérents en termes de simplicité d'implémentation et de faible coût d'exécution, elles sont toutefois confrontées à une exigence computationnelle élevée. En revanche, le contrôle par mode glissant (SMC) se présente comme une alternative particulièrement prometteuse aux méthodes de contrôle traditionnelles, grâce à ses caractéristiques attrayantes qui en font une solution particulièrement adaptée aux convertisseurs de puissance. En effet, les contrôleurs SMC offrent de nombreuses caractéristiques intéressantes, telles qu'une dynamique rapide, une mise en œuvre simple, un faible coût et une robustesse face aux incertitudes des paramètres et aux perturbations. Toutefois, malgré les nombreux atouts du SMC, les performances du système peuvent être affectées par la discontinuité de l'action de contrôle, entraînant ainsi un effet de "chattering" [11].

Afin de remédier à ce problème, le contrôleur à mode glissant de type super twisting (ST-SMC) a récemment été proposé. En effet, le régulateur ST-SMC non seulement atténue efficacement le phénomène indésirable de chattering, mais il garantit également les caractéristiques fondamentales du contrôleur SMC classique [12]-[14]. Cependant, les approches de contrôle ST-SMC proposées ont été spécifiquement conçues pour assurer la régulation du courant dans le repère d-q [14]-[16]. Dans cette perspective, il serait pertinent d'examiner une méthode de contrôle ST-SMC améliorée, visant à garantir la régulation des signaux AC tout en préservant les mêmes avantages que le contrôleur ST-SMC classique.

Outre les préoccupations liées aux performances de contrôle, l'optimisation de la fiabilité globale du système, tout en réduisant son coût, est devenue un enjeu majeur. En effet, la plupart des approches de contrôle précédemment évoquées exigent des informations détaillées pour assurer le bon fonctionnement du contrôle en boucle fermée. Cependant, l'intégration de capteurs réels entraîne une augmentation du coût et de la taille du système, réduit sa fiabilité et restreint son application dans des environnements difficiles. En revanche, les méthodes de contrôle sans capteurs offrent plusieurs avantages techniques et économiques, notamment la simplification, l'isolation entre le circuit de puissance et le système de commande, la réduction de la complexité matérielle, des exigences de maintenance moindres, une fiabilité renforcée et un coût plus faible... Par ailleurs, les stratégies de contrôle sans capteurs peuvent servir de mode de secours, permettant ainsi au système de continuer à fonctionner en cas de défaillance des capteurs [17]. Dans ce cadre, au cours des dernières décennies, l'approche de contrôle sans capteurs pour les convertisseurs de puissance a suscité un intérêt considérable. Dans [18], les auteurs proposent une méthode de contrôle sans capteur de tension, fondée sur un système adaptatif par modèle de référence (MRAS), pour un convertisseur autonome triphasé. Bien que la technique d'estimation présentée offre des résultats satisfaisants, seuls des résultats issus de simulations ont été fournis. L'estimateur basé sur le filtre de Kalman, l'une des techniques d'estimation les plus répandues, a été utilisé pour estimer la tension instantanée du réseau dans [19]. Bien que l'estimateur proposé assure de bonnes performances en termes d'estimation et garantisse la stabilité du système, il présente l'inconvénient d'un processus de calcul complexe. Dans [20], Huang *et al.* proposent un contrôle sans capteur de courant de condensateur basé sur un observateur pour un onduleur monophasé. Cependant, l'équation de l'observateur est complexe, ce qui entraîne un processus de calcul relativement complexe. Néanmoins, les algorithmes de contrôle sans capteur doivent être conçus et implémentés de façon à préserver la simplicité, afin d'éviter d'augmenter la complexité du système de contrôle existant et d'ajouter une charge computationnelle supplémentaire.

Motivés par ces défis, plusieurs travaux ont abordé l'observateur par mode glissant (SMO). En effet, le SMO est un observateur non linéaire principalement basé sur la structure de la théorie des variables, réduisant ainsi la dépendance au modèle du système. En raison de ces facteurs, l'opération sans capteur basée sur le SMO a fait l'objet de nombreuses études des applications de commande de machines à induction [21]. Cependant, pour les convertisseurs de puissance monophasés, son application demeure restreinte et confrontée à divers enjeux techniques. À la meilleure connaissance des auteurs, les travaux de recherche

actuels portant sur les techniques de contrôle sans capteur pour les convertisseurs monophasés sont toujours en développement.

Afin de répondre aux enjeux précédemment évoqués, la présente étude propose une approche de contrôle sans capteur basée sur un observateur par mode glissant de type super-twisting ST-SMO pour un convertisseur monophasé. L'observateur proposé permet d'estimer de manière simultanée le courant de sortie du convertisseur et de suivre en temps réel les perturbations du système engendrées par des erreurs de paramètres.

Les points suivants servent d'inspiration pour la commande proposée :

- Une technique de contrôle ST-SMC est développée pour la régulation du courant. La méthode proposée garantit une réponse dynamique rapide, une excellente capacité de rejet des perturbations ainsi qu'une précision élevée de suivi du courant en régime permanent.
- Un observateur basé sur le ST-SMO est développé, capable d'estimer simultanément le courant de sortie de l'onduleur tout en assurant un suivi en temps réel des incertitudes liées aux paramètres du système. Ainsi, cet observateur se distingue par sa robustesse face aux perturbations paramétriques et par sa simple conception.
- Une série de simulations comparatives sous MATLAB-Simulink® ont été réalisées afin de vérifier la validité de la commande développée et d'évaluer ses performances par rapport à un algorithme de contrôle standard.

L'organisation de cet article est structurée comme suit : la section 2 est consacrée à la description et à la modélisation de l'onduleur monophasé. La section 3 présente la stratégie de contrôle ST-SMC développée. La section 4 propose une conception détaillée de l'observateur de courant basé sur le ST-SMO. Les résultats de simulation sont présentés dans la section 5. Enfin, l'article est résumé dans une conclusion à la section 6. D'après la figure 1, l'équation mathématique de l'onduleur monophasé compte tenu des incertitudes du modèle peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_f(t)}{dt} = -r_f i_f(t) + V_{inv}(t) - V_c(t) + f_i(t) \\ C_f \frac{dV_c(t)}{dt} = i_f(t) - i_L(t) \\ V_{inv}(t) = dV_{dc}(t) \\ \frac{df_i(t)}{dt} = F_i(t) \end{cases} \quad (1)$$

Où V_{inv} , V_c , i_f et i_L désignent respectivement la tension de l'onduleur, la tension de sortie, le courant de l'onduleur et le courant de sortie. L_f , r_f et C_f sont l'inductance, la résistance et la capacité du filtre LC. V_{dc} est la tension du bus continu et d est le rapport cyclique. f_i représente le terme d'incertitude, et F_i est le taux de variation de l'incertitude f_i .

2. SYNTHÈSE DE LA STRATÉGIE DE COMMANDE PROPOSÉE

La structure de la stratégie de contrôle de l'onduleur, inclut deux boucles de contrôle en cascade : une boucle externe pour la régulation de la tension du filtre LC et une boucle de régulation du courant de l'onduleur. L'un des inconvénients majeurs de la commande par mode glissant classique réside dans l'apparition du phénomène indésirable communément désigné sous le terme de « Chattering ». Ce phénomène se manifeste par de petites

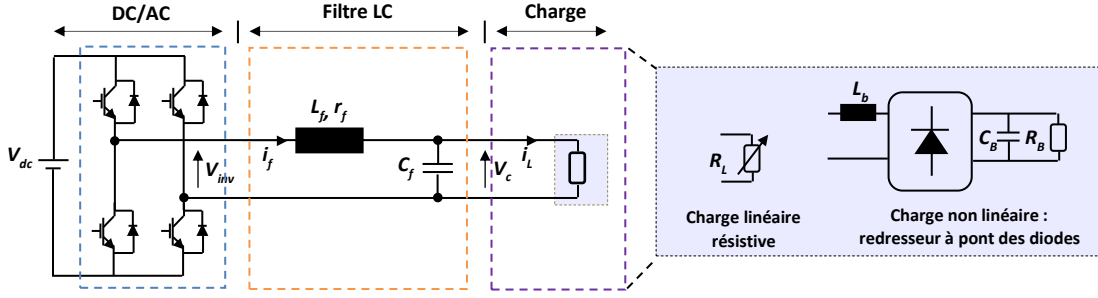


Fig. 1. Structure typique d'un onduleur monophasé pour système ASI.

oscillations à haute fréquence affectant le signal de sortie du système. Afin de pallier cet inconvénient, une stratégie de commande adaptative basée sur le Super Twisting est proposée. Celle-ci vise non seulement à atténuer ces oscillations parasites, mais également à améliorer les performances globales du système en réduisant le temps de réponse ainsi que le THD du courant de sortie. Par ailleurs, la stratégie développée ne requiert que l'information relative à la surface de glissement S_i .

La surface de glissement pour le contrôle du courant de l'onduleur est définie comme suit :

$$S_i = i_f^* - i_f \quad (2)$$

Où i_f^* est la valeur de référence du courant de l'inductance du filtre LC et peut être exprimée par :

$$i_f^* = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \right) (V_c^* - V_c) + i_L \quad (3)$$

Avec k_p et k_i sont les gains du contrôleur PI.

La loi de commande ST-SMC se compose de deux parties, u_a et u_b , exprimées comme suit [22] :

$$\begin{cases} u_s(t) = u_a(t) + u_b(t) \\ u_a(t) = -\alpha_1 |S|^\lambda \text{sgn}(S) \\ \dot{u}_b(t) = -\alpha_2 \text{sgn}(S) \end{cases} \quad (4)$$

Où α_1 , α_2 représentent les paramètres du contrôleur et qui s'adaptent en fonction de la surface de glissement S_i [23].

Pour assurer la stabilité, la non-linéarité peut être ajustée en modifiant le coefficient λ qui doit avoir une valeur positive comprise entre 0 et 0,5.

La fonction $\text{sgn}(S)$ (illustrée à la Figure 2.a) dans le cadre du ST-SMC présente une discontinuité en $S = 0$ et constitue une fonction non continue sur l'ensemble des nombres réels. De ce fait, son évolution ne peut tendre indéfiniment vers zéro en phase finale. Afin d'atténuer le phénomène de chattering, il convient donc d'adopter une fonction continue appropriée. Dans cette étude, la fonction de saturation continue $\text{sat}(S)$ (illustrée à la Figure 2.b) est introduite pour remplacer la fonction sgn discontinue dans l'équation (4).

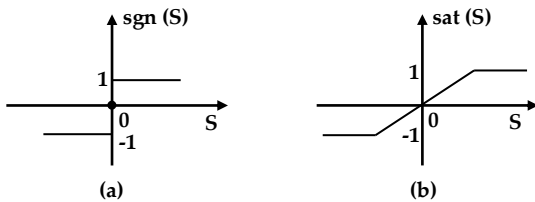
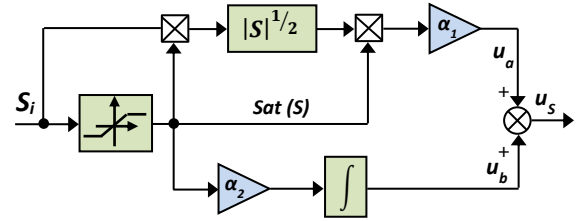


Fig. 2. Représentation de (a). Fonction $\text{sgn}(S)$ (b). Fonction $\text{sat}(S)$

Ainsi, la loi de commande peut être reformulée comme suit :

$$\begin{cases} u_s(t) = u_a(t) + u_b(t) \\ u_a(t) = -\alpha_1 |S|^\lambda \text{sat}(S) \\ \dot{u}_b(t) = -\alpha_2 \text{sat}(S) \end{cases} \quad (5)$$

Le diagramme fonctionnel du ST-SMC est illustré dans la Figure 3.



L'analyse de la stabilité du contrôleur ST-SMC peut être réalisée en utilisant la fonction de Lyapunov (6), inspirée de [22] :

$$V_1 = \alpha_2 |S| + \frac{1}{2} S^2 \quad (6)$$

Le modèle d'état du système, prenant en compte les perturbations, peut être exprimé comme suit :

$$\dot{x} = ax + bu + d \quad (7)$$

Où x correspond au vecteur d'état, u est l'entrée, et d représente la perturbation qui est définie comme suit :

$$d \leq d_{\max} |S|^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov peut être exprimée comme suit :

$$\dot{V}_1 \leq \alpha_2 \text{sat}(S) \left(-\alpha_1 |S|^{\frac{1}{2}} \text{sat}(S) + d_{\max} |S|^{\frac{1}{2}} \right) \quad (9)$$

Ainsi, en effectuant un choix approprié de $d_{\max}$, la dérivée $\dot{V}$ devient négative, assurant ainsi la stabilité du système.

3. CONCEPTION DE L'OBSERVATEUR MODE GLISSANT DE TYPE SUPER-TWISTING

La deuxième contribution de ce travail réside dans la conception d'un observateur ST-SMO (Sliding Mode Observer basé sur l'algorithme de Super-Twisting) pour estimer le courant de sortie de l'onduleur et réaliser le contrôle de courant sans capteur.

Le schéma bloc complet de la structure de contrôle de l'onduleur est présenté à la Figure 4. Le système de contrôle inclut l'onduleur monophasé, les charges, un module de modulation de largeur d'impulsion (MLI), un contrôleur PI pour la régulation de la tension de sortie, un régulateur de courant fondé sur la commande par mode glissant de type super-twisting (ST-SMC), ainsi que l'observateur du courant de l'onduleur basé aussi sur la technique mode glissant de type super-twisting (ST-SMO).

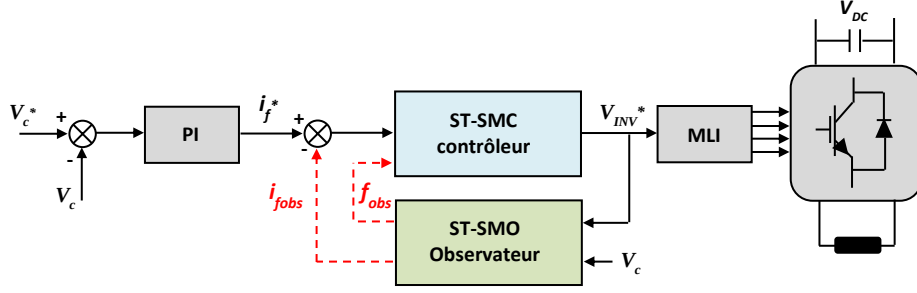


Fig. 4. Schéma bloc de la stratégie de contrôle sans capteur de l'onduleur monophasé.

3.1. Synthèse de l'observateur mode glissant de type Super Twisting

Afin d'assurer une estimation précise du courant de sortie de l'onduleur ainsi que de la perturbation, l'observateur ST-SMO est conçu de la manière suivante :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fobs}(t)}{dt} = -r_f i_{fobs}(t) + V_{inv}(t) - V_c(t) + f_{iobs}(t) - u_1 \\ \frac{df_{iobs}(t)}{dt} = -a_1 u_1 \end{cases} \quad (10)$$

Où i_{fobs} est la valeur estimée du courant de sortie de l'onduleur, f_{iobs} est l'estimation des incertitudes, a_1 est le paramètre de conception et u_1 représente la fonction de contrôle de l'observateur.

L'algorithme ST-SMO parvient à atténuer de manière significative le phénomène de "chattering" du système et à réduire le temps de suivi, comme l'illustre l'expression suivante :

$$u_1 = k_1 |\tilde{i}_f|^{1/2} \text{sat}(\tilde{i}_f) + \int k_2 \text{sat}(\tilde{i}_f) dt \quad (11)$$

Dans cette expression, k_1 et k_2 représentent les gains associés au mode glissant, avec $k_1 > 0$ et $k_2 > 0$.

Conformément aux équations (1) et (10), il est possible de dériver l'expression de l'équation d'erreur comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{d\tilde{i}_f(t)}{dt} = -r_f \tilde{i}_f(t) + \tilde{f}_i(t) - u_1 \\ \frac{d\tilde{f}_i(t)}{dt} = -a_1 u_1 - F_i \end{cases} \quad (12)$$

Où $\tilde{i}_f = i_{fobs} - i_f$ représente l'erreur d'estimation du courant et $\tilde{f}_i = f_{iobs} - f_i$ l'erreur d'estimation de l'incertitude.

L'erreur d'estimation du courant de l'onduleur est alors utilisée pour définir la surface glissante comme suit :

$$S_{if} = \tilde{i}_f = i_{fobs} - i_f \quad (13)$$

On déduit la dérivée de la surface de glissement :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_f(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(-k_1 |\tilde{i}_f|^{1/2} \text{sat}(\tilde{i}_f) - \int k_2 \text{sat}(\tilde{i}_f) dt \right) + D_i \\ D_i = \frac{r_f}{L_f} \tilde{i}_f + \frac{1}{L_f} \tilde{f}_i(t) \end{cases} \quad (14)$$

En comparaison avec la forme standard de l'algorithme de super-twisting [24], D_i est interprété comme représentant les termes de perturbation de l'observateur ST-SMO.

3.2. Analyse de stabilité de l'observateur ST-SMO

L'analyse de stabilité du système est prouvée en utilisant la théorie de Lyapunov. L'observateur de mode glissant est garanti stable si :

$$\begin{cases} t \rightarrow \infty, S_{if} \rightarrow 0; \\ S_{if} \dot{S}_{if} < 0. \end{cases} \quad (15)$$

Une fonction de Lyapunov est choisie afin d'assurer que la trajectoire du système converge vers l'origine en un temps fini [24] :

$$\begin{aligned} V_2 &= \frac{1}{2} V_i(\tilde{i}_f) \\ &= 2k_2 |\tilde{i}_f| + \frac{1}{2} \zeta_i^2 + \frac{1}{2} \left(k_1 |\tilde{i}_f|^{1/2} \text{sat}(\tilde{i}_f) - \zeta_i \right)^2 \end{aligned} \quad (16)$$

Étant donné que $\tilde{i}_f = 0$ constitue un point d'équilibre de la fonction de super-twisting, la fonction de Lyapunov proposée peut être exprimée sous forme quadratique $V_2(x) = A^T P A$, où :

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} |\tilde{i}_f|^{1/2} \text{sat}(\tilde{i}_f) \\ \zeta_i \end{bmatrix}; \quad P = \begin{bmatrix} \frac{-4k_2 + k_1^2}{2} \\ \frac{-k_1}{2} \end{bmatrix} \\ \zeta_i &= -\int k_2 \text{sat}(\tilde{i}_f) dt \end{aligned} \quad (17)$$

Il est important de souligner que $V_2(x)$ constitue une fonction de Lyapunov robuste et continue en tous points, bien qu'elle ne soit pas différentiable en $\tilde{i}_f = 0$.

Nous faisons l'hypothèse que D_i est borné tels que :

$$D_i \leq \sigma |\tilde{i}_f|^{1/2} \quad (18)$$

Ainsi, pour toute constante $\sigma \geq 0$, la convergence de la trajectoire peut être assurée sous réserve d'un choix adéquat du gain.

En prenant la dérivée de (16) :

$$\dot{V}_2 = -\frac{1}{2} k_1 |\tilde{i}_f|^{-1/2} A^T P A \quad (19)$$

Où :

$$P = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 \\ -k_1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$\dot{V}_2(x)$ est définie négative si :

$$\begin{cases} k_1 > 2\sigma \\ k_2 > k_1 \frac{5\sigma k_1 + 4\sigma^2}{2(k_1 - 2\sigma)} \end{cases} \quad (21)$$

Par conséquent, la stabilité asymptotique globale de l'observateur ST-SMO proposé est établie à l'aide de la théorie de la stabilité de Lyapunov. De plus, le phénomène de "chattering" est considérablement atténué, grâce à l'intégration du terme intégral dissimulant ainsi la fonction de saturation.

4. RESULTATS DE SIMULATION

Afin d'évaluer les performances de la fonction de contrôle proposée, l'onduleur monophasé présenté à la Figure 1 a été modélisé sous l'environnement logiciel Matlab-Simulink® en

utilisant les paramètres indiqués dans le Tableau 1. Les paramètres de l'observateur sont définis comme suit : $k_1=10$, $k_2=1$ et $\alpha_I=0.5$.

Tableau 1. Paramètres des essais de simulation

	Parameter	Value
System	DC-Link voltage V_{dc}	400V
	Nominal RMS output voltage V_c	220V
	Output frequency f	50Hz
	Switching and sampling frequency	10kHz
LC Filter	Filter inductance L_f	4mH
	Filter capacitance C_f	100μF
	Filter resistance r_f	0.2 Ω
Linear Load	Resistive linear load R_L	30 – 60 Ω
Non Linear Load	Non-linear diode bridge load R_B	100Ω
	Non-linear diode bridge capacitance C_B	450μF
	Non-linear diode bridge inductance L_B	1 mH

Sur la base de ces conditions, trois scénarios distincts sont analysés :

- **Cas d'étude 1** : Variation de la charge résistive linéaire.
- **Cas d'étude 2** : Perturbation de la tension. Une chute de 20% de l'amplitude la tension de référence V_c^* est effectuée à $t=0.6s$
- **Cas d'étude 3** : Charge non linéaire. L'onduleur alimente un redresseur à pont de diodes monophasé avec une charge RC.

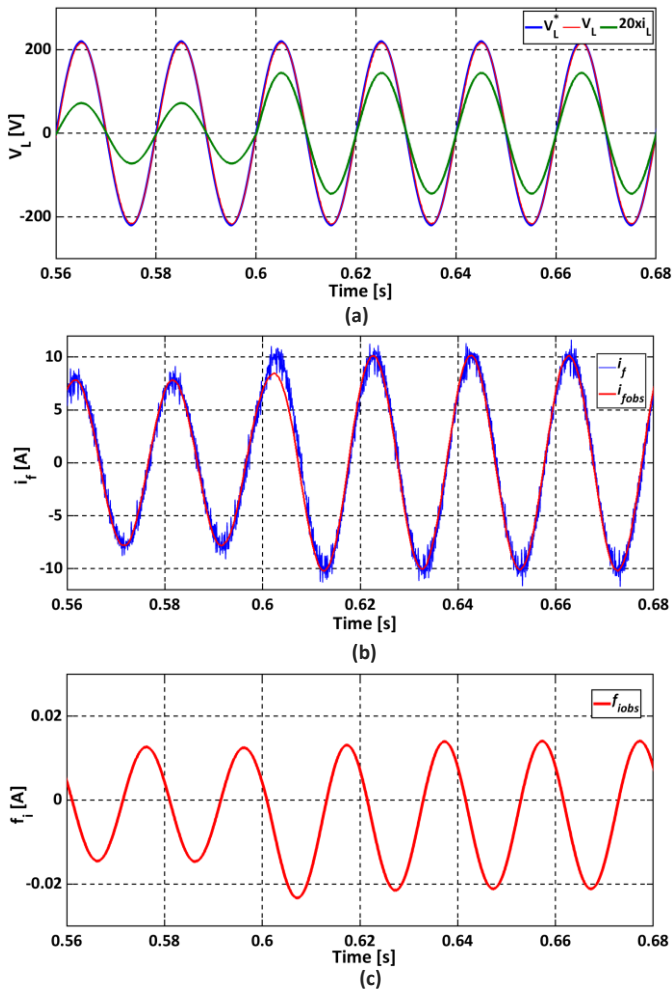


Fig. 5. Résultats de simulation du cas d'étude 1 : (a) tension de sortie et courant de la charge (b) courant de sortie du convertisseur (c) perturbation estimée

La Figure 5 présente les résultats de simulation correspondant à l'étude de cas 1 pour la stratégie de contrôle proposée. Dans cette

figure, la variation de la charge entraîne variation du courant de sortie (Figure 5-a), tandis que la tension de sortie reste stable et suit avec précision sa référence (Figure 5-a). Par ailleurs, on peut constater que le courant de l'onduleur observé parvient à suivre rapidement et avec précision le courant mesuré, même en présence de variations du point de fonctionnement de la charge, tout en garantissant une haute qualité de l'énergie avec un taux de distorsion harmonique (THD) de la tension de sortie de 0,82 % (Figure 5-b), ce qui est considéré comme une valeur faible et acceptable, conforme à celles rapportées dans des travaux similaires [25] confirmant ainsi la qualité de la tension en sortie du convertisseur et l'efficacité de la stratégie de contrôle mise en œuvre.

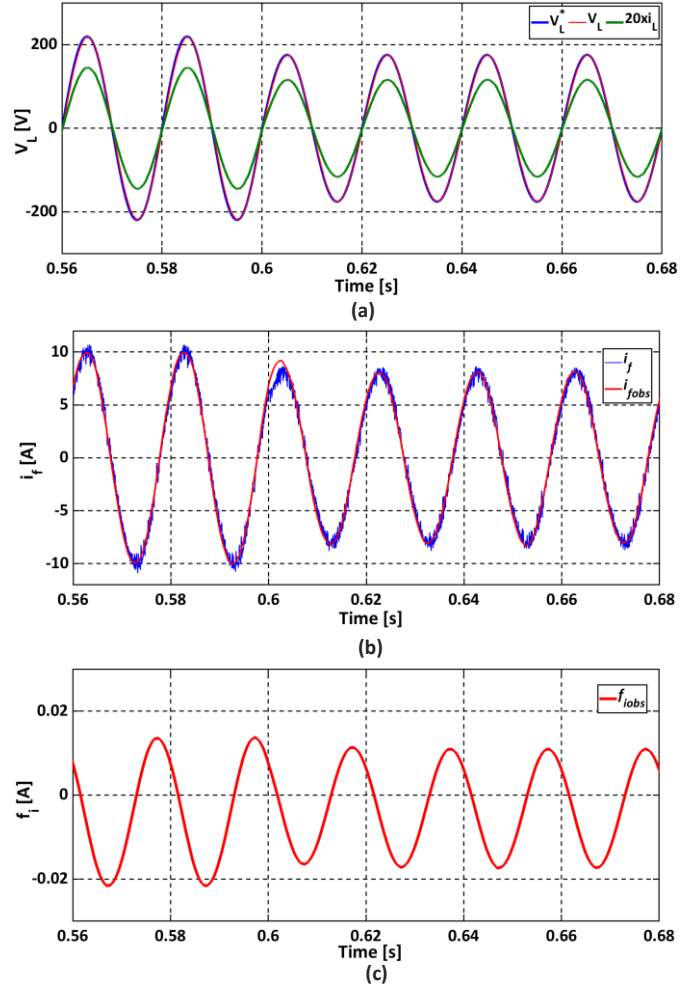


Fig. 6. Résultats de simulation du cas d'étude 2 : (a) tension de sortie et courant de la charge (b) courant de sortie du convertisseur (c) perturbation estimée

La Figure 6 illustre le comportement du contrôleur ST-SMC sans capteur proposé face à une perturbation de tension, caractérisée par une variation de 20 % de l'amplitude de la tension de référence du condensateur à l'instant $t = 0.6s$. Cette épreuve met en évidence la robustesse et la stabilité du contrôleur, capable d'assurer un suivi précis du courant de charge malgré la perturbation. La tension de sortie, quant à elle, demeure bien régulée et suit sa consigne, comme le montre la Figure.6-b.

Enfin, la Figure 7 met en évidence les performances du contrôleur ST-SMC sans capteur en présence d'une charge non linéaire. On observe que, malgré les perturbations engendrées par ce type de charge, la stratégie de commande proposée parvient à assurer un suivi précis à la fois de la tension de sortie et du courant de charge. En outre, bien que le courant de charge

soit fortement déformé, la tension de sortie demeure sinusoïdale avec un THD de seulement 0,88 %, et la précision de l'estimation reste comparable à celle obtenue en régime de charge linéaire. Il convient de souligner que, conformément à la norme CEI 62040-3 [26], pour ce type de condition de charge, le THD de tension doit être inférieur à 8 %. Cette capacité de régulation, même dans des conditions non idéales, souligne la robustesse et l'adaptabilité du contrôleur face aux variations dynamiques et aux non-linéarités du système.

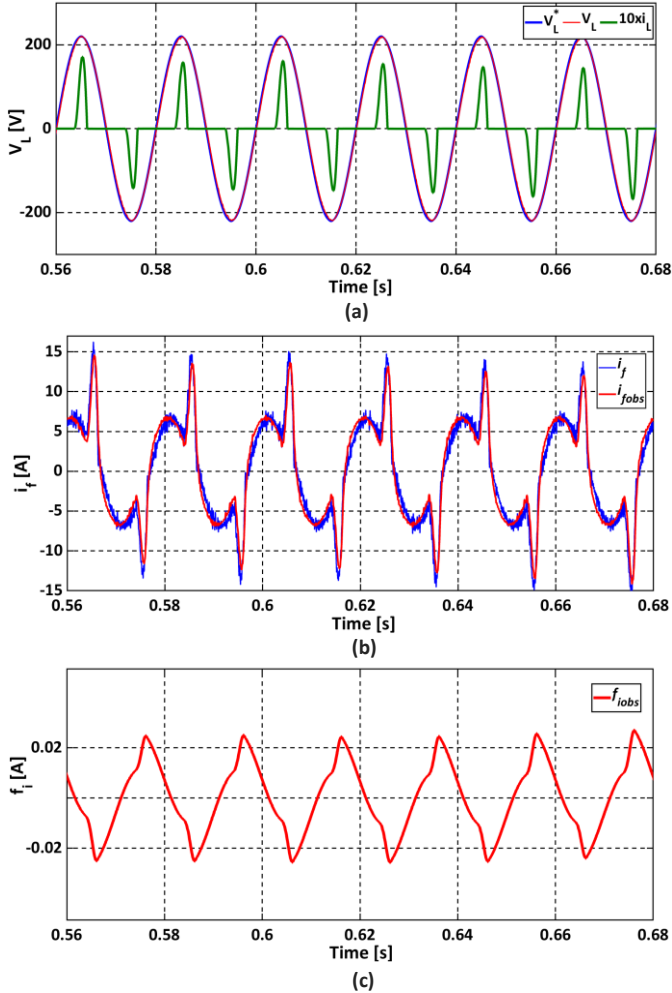


Fig. 7. Résultats de simulation du cas d'étude 3 : (a) tension de sortie et courant de la charge (b) courant de sortie du convertisseur (c) perturbation estimée

Ces résultats viennent ainsi compléter les essais précédents et permettent de tirer une conclusion globale sur les performances du contrôleur. En effet, l'ensemble des scénarios testés incluant des variations de charge, des perturbations de tension, ainsi que des charges non linéaires démontre de manière cohérente l'efficacité de la stratégie ST-SMC sans capteur. Le contrôleur se distingue non seulement par sa capacité à maintenir une qualité de régulation élevée, mais aussi par la précision de son observateur dans l'estimation du courant de l'onduleur. Cette combinaison entre précision, rapidité de réponse et robustesse vis-à-vis des perturbations externes confirme la pertinence de la solution proposée pour les applications ASI.

5. CONCLUSION

Cet article propose une étude approfondie de la modélisation et de la conception d'une technique de contrôle sans capteur basé sur le ST-SMC pour un onduleur monophasé destiné aux applications ASI. L'idée principale de ce travail est de résoudre l'effet de oscillations indésirable autour de la surface de

glissement, communément appelé "chattering" de l'observateur à mode glissant traditionnel en utilisant un algorithme de super-twisting d'ordre supérieur. De plus, l'observateur proposé assure une estimation simultanée du courant de sortie de l'onduleur ainsi qu'un suivi en temps réel des perturbations des paramètres et des incertitudes. La stabilité de la technique proposée a été démontrée analytiquement par la théorie de Lyapunov. Les performances de l'algorithme de commande proposé ont été analysées à travers des simulations, prouvant que l'approche de commande proposée s'adapte bien aux variations soudaines de la charge, aux charges non linéaires et aux perturbations de tension.

6. REFERENCES

- [1] Li, P., Tong, X., Wang, Z., Xu, M., & Zhu, J. (2023). Sensorless Model Predictive Control of Single-Phase Inverter for UPS Applications via Accurate Load Current Estimation. *Sensors*, 23(7), 3742.
- [2] Parvez, M., Elias, M. F. M., Abd Rahim, N., Blaabjerg, F., Abbott, D., & Al-Sarawi, S. F. (2020). Comparative study of discrete PI and PR controls for single-phase UPS inverter. *IEEE Access*, 8, 45584-45595.
- [3] He, J., You, C. C., Zhang, X., Li, Z., & Liu, Z. (2020). An adaptive dual-loop Lyapunov-based control scheme for a single-phase UPS inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(9), 8886-8891.
- [4] M. I. Marei, I. Abdallah, and H. Ashour, "Transformerless uninterruptible power supply with reduced power device count," *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 39, no. 11, pp. 1097-1116, Jul. 2011.
- [5] A. Nasiri, A. E. Amac, and A. Emadi, "Series-parallel active filter/uninterruptible power supply system," *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 32, no. 11, pp. 1151-1163, Nov. 2004.
- [6] Huber, L., Kumar, M., Jovanović, M.M.: Performance comparison of PI and P compensation in DSP-based average-current-controlled three-phase six-switch boost PFC rectifier. *IEEE Trans. Power Electron.* 30(12), 7123-7137 (2015).
- [7] Akhavan, A., Golestan, S., Vasquez, J.C., Guerrero, J.M.: Passivity enhancement of voltage-controlled inverters in grid-connected microgrids considering negative aspects of control delay and grid impedance variations. *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* 9(6), 6637-6649 (2021).
- [8] M. Dardouri, K. Jelassi, S. Tnani and M. Khalfoun, "Sensorless Dead-Beat Control of Three-Phase Inverter for Stand-Alone Distributed Generation Systems," 2023 14th International Renewable Energy Congress (IREC), Sousse, Tunisia, 2023, pp. 1-6
- [9] Hu, J., Shan, Y., Guerrero, J.M., Ioinovici, A., Chan, K.W., Rodriguez, J.: Model predictive control of microgrids – An overview. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 136, 1-12 (2020)
- [10] M. Dardouri, S. K. El Khil and K. Jelassi, "Model Predictive Control of a Single-Phase Single-Stage Grid-Connected PV System with LCL Filter and Reduced Sensors Number," 2021 12th International Renewable Energy Congress (IREC), Hammamet, Tunisia, 2021, pp. 1-6.
- [11] T. He, D. D. Lu, L. Li, J. Zhang, L. Zheng, and J. Zhu, "Model-predictive sliding-mode control for three-phase ac-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 10, pp. 8982-8993, Oct. 2018.
- [12] W. Luo, T. Zhao, X. Li, Z. Wang, and L. Wu, "Adaptive super-twisting sliding mode control of three-phase power rectifiers in active front end applications," *IET Control Theory Appl.*, vol. 13, no. 10, pp. 1483-1490, 2019.
- [13] A. Chalanga, S. Kamal, L. M. Fridman, B. Bandyopadhyay, and J. A. Moreno, "Implementation of super-twisting control: super-twisting and higher order sliding-mode observer-based approaches," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3677-3685, Jun. 2016.
- [14] X. Shen *et al.*, "High-performance second order sliding mode control for NPC converters," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 16, no. 8, pp. 5345-5356, Aug. 2020.
- [15] J. Liu, S. Vazquez, L. Wu, A. Marquez, H. Gao, and L. G. Franquelo, "Extended state observer-based sliding-mode control for three-phase power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 1, pp. 22-31, Jan. 2017.
- [16] Y. Yin *et al.*, "Adaptive Control for Three-Phase Power Converters With Disturbance Rejection Performance," in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 51, no. 2, pp. 674-685, Feb. 2021.

- [17] Dardouri, M.; Salman, M.; Khojet El Khil, S.; Boccaletti, C.; Jelassi, K. A Multiple-Sensor Fault-Tolerant Control of a Single-Phase Pulse-Width Modulated Rectifier Based on MRAS and GPI Observers. *Electronics* 2024, 13, 502.
- [18] M. Dardouri, K. Jelassi, S. Tnani and M. Khalfoun, "Sensorless Dead-Beat Control of Three-Phase Inverter for Stand-Alone Distributed Generation Systems," 2023 14th International Renewable Energy Congress (IREC), Sousse, Tunisia, 2023, pp. 1-6.
- [19] Razi, R.; Monfared, M. Simple control scheme for single-phase uninterruptible power supply inverters with Kalman filter based estimation of the output voltage. *IET Power Electron.* 2015, 8, 1817–1824.
- [20] Huang, S.S.; Konishi, Y.; Yang, Z.Z.; Hsieh, M.J. Observer-Based Capacitor Current Sensorless Control Applied to a Single-Phase Inverter System With Seamless Transfer. *IEEE Trans. Power Electron.* 2018, 34, 2819–2828.
- [21] Y. Zuo, C. Lai and K. L. V. Iyer, "A Review of Sliding Mode Observer Based Sensorless Control Methods for PMSM Drive," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 9, pp. 11352-11367, Sept. 2023.
- [22] Aillane, A.; Dahech, K.; Chrifi-Alaoui, L.; Chouder, A.; Damak, T.; Hadjkaddour, A.; Busy, P. The Design and Processor-In-The-Loop Implementation of a Super-Twisting Control Algorithm Based on a Luenberger Observer for a Seamless Transition between Grid-Connected and Stand-Alone Modes in Microgrids. *Energies* 2023, 16, 3878.
- [23] Rashed, M., Goh, K. B., Dunnigan, M. W., MacConnell, P. F. A., Stronach, A. F., & Williams, B. W. (2005). Sensorless second-order sliding-mode speed control of a voltage-fed induction-motor drive using nonlinear state feedback. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 152(5), 1127.
- [24] Moreno, J.A.; Osorio, M. Strict lyapunov functions for the super-twisting algorithm. *IEEE Trans. Autom. Control.* 2012, 57, 1035–1040.
- [25] He, G.; Zheng, S.; Dong, Y.; Li, G.; Zhang, W. Model Predictive Voltage Control of Uninterruptible Power Supply Based on Extended-State Observer. *Energies* 2022, 15, 5489.
- [26] IEC, *IEC 62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2011.

