



HAL
open science

Commande mode glissant d'ordre supérieur des convertisseurs DC/DC pour des applications de véhicules électriques

Saïd Boubzizi, Moataz Elsied, Jean Bester, Augustin Mpanda

► To cite this version:

Saïd Boubzizi, Moataz Elsied, Jean Bester, Augustin Mpanda. Commande mode glissant d'ordre supérieur des convertisseurs DC/DC pour des applications de véhicules électriques. Symposium de Génie Electrique, Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02982906

HAL Id: hal-02982906

<https://hal.science/hal-02982906>

Submitted on 29 Oct 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Commande mode glissant d'ordre supérieur des convertisseurs DC/DC pour des applications de véhicules électriques

Saïd BOUBZIZI*, Moataz EL SIED**, Jean BESTER**, Augustin MPANDA MABWE**

* Laboratoire Lab-STA, École Nationale d'Ingénieurs de Sfax, 3038, Tunisie.

**École Supérieure d'Ingénieurs en Électrotechnique et Électronique d'Amiens, 80080, Amiens, France.

RESUME - Au cours de la dernière décennie, la recherche en électronique de puissance s'est concentrée sur le développement de convertisseurs de puissance DC/DC pour les véhicules électriques (VE), et on estime qu'il existe encore un énorme potentiel dans ce domaine à l'avenir. Dans ce papier, un contrôleur par Mode Glissant de type Super Twisting adaptatif est présenté, discuté et testé expérimentalement pour un convertisseur DC/DC adapté aux applications pour véhicules électriques. La stratégie proposée est comparée avec différents contrôleurs tels que le régulateur de type PI et la commande par Super Twisting standard. La comparaison est effectuée sous une tension d'alimentation et une tension de sortie variables afin de montrer l'effet de ces variations sur les performances du convertisseur. Les résultats ont prouvé que le système de contrôle proposé présente de meilleures performances et une meilleure robustesse par rapport aux deux autres contrôleurs classiques.

Mots-clés—Commande par mode glissant (CMG), électronique de puissance, convertisseur DC/DC, véhicules électriques (VE).

1. INTRODUCTION

Les véhicules à combustible fossile est l'une des principales causes du réchauffement de notre planète. Ceci a des effets immédiats et à long terme sur la qualité de l'air, du sol et de l'eau [1]. L'oxyde nitreux contribue à l'appauvrissement de la couche d'ozone. Le dioxyde de soufre et le mélange de dioxyde d'azote créent des pluies acides qui endommagent les cultures, les forêts et les bâtiments [2]. Dans ce contexte, un moyen de transport propre, indépendant des combustibles fossiles et sans émissions de gaz à effet de serre, est d'un enjeu mondial, [3]. En effet, les véhicules électriques (VE) sont considérés parmi les solutions efficaces aux problèmes contemporaines d'émissions de gaz à effet de serre et de l'épuisement des ressources fossiles. Dans les véhicules électriques, les piles à combustible (PAC), les super condensateurs (SC) et les batteries sont généralement utilisés comme dispositifs de stockage d'énergie. La combinaison de ces sources d'énergie conduit à un système d'alimentation hybride SAH, comme le montre la figure 1 dans laquelle le convertisseur DC / DC est un élément clé pour connecter le SAH au bus DC du véhicule électrique. La commande du convertisseur DC / DC doit d'assurer une bonne réponse dynamique ainsi que de maintenir une tension de sortie constante et robuste malgré les perturbations et les incertitudes qui peuvent affecter le système. Cependant, le circuit du convertisseur est intrinsèquement

variable avec des composants non linéaires tels que la capacité et l'inductance pour le stockage de l'énergie et la commutation à haute fréquence du commutateur. En outre, ce circuit se trouve dans des environnements soumis à des perturbations où la tension d'entrée et la puissance de sortie sont variables dans le temps.

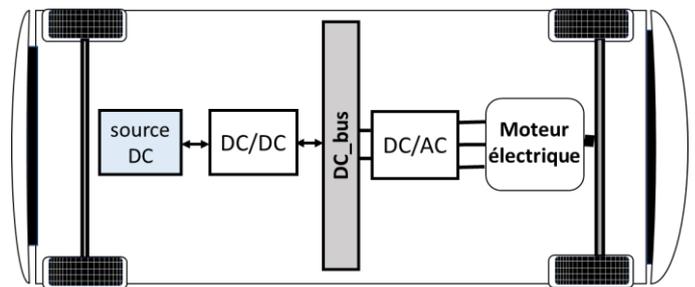


Fig. 1. Système d'alimentation de véhicule électrique

Dans ce contexte, plusieurs études de recherche ont été développées pour améliorer les stratégies de contrôle du convertisseur DC / DC. Les contrôleurs PI et PID basés sur les diagrammes de Bode ou les techniques de Ziegler-Nichols sont parmi les méthodes célèbres en raison de leur conception et de leurs implémentations simples [4]. En effet, les caractéristiques non linéaires du convertisseur DC / DC, ne permettent pas le rejet des perturbations [5]. Ces types de contrôleurs sont très sensibles aux variations paramétriques du circuit, ce qui peut affecter les performances du système. D'où la nécessité de développer des stratégies de contrôle avancées plus robustes telles que le contrôle par logique floue [6], le contrôle prédictif [7] et le contrôle des réseaux neuronaux [8]. De plus, le contrôle par mode glissant (CMG) est bien connu comme étant une solution efficace pour contrôler les systèmes perturbés grâce à ses caractéristiques de robustesse et de stabilité [9],[10]. Cependant, CMG fonctionne à une fréquence de commutation très élevée, ce qui génère des effets indésirables appelés phénomène de brouetement (Chattering) [11]. Les techniques de contrôle par mode glissant d'ordre supérieur sont parmi les alternatives appropriées pour éviter les effets de ces brouetements [12]. Cette approche assure la mise à zéro de la surface de glissement et de ses dérivés successifs ainsi que l'augmentation de la stabilisation du système. En fait, le principal inconvénient des contrôleurs par mode glissant d'ordre supérieur est la nécessité de connaître tous les dérivées temporelles successives

de la surface de glissement du système. Cependant, l'algorithme Super Twisting (STW) ne nécessite que des informations sur sa surface de glissement sans ses dérivées temporelles. L'idée consiste à générer une fonction de contrôle continu qui assure la convergence de la surface de glissement et de ses dérivées en temps fini sous un gradient de perturbations limitées [10], [13]. En effet, l'algorithme STW standard inclut un terme discontinu sous son intégrale, de sorte que le broutement est atténué mais pas éliminé. Ce contrôle standard nécessite la connaissance des limites des gradients de perturbation ce qui n'est pas une tâche facile dans les cas pratiques. Cela entraîne une surestimation de la limite de perturbation conduisant à des gains de contrôle plus élevés. Récemment, plusieurs contrôleurs par mode glissant adaptatif ont été proposés pour optimiser les gains du contrôleur par rapport aux perturbations [14], [15].

La principale contribution de ce papier, qui traite la commande du convertisseur DC / DC, est l'approche de contrôle utilisée qui est originale en raison du système d'algorithme adaptatif proposé qui permet non seulement l'adaptation en ligne des gains de contrôle mais réduit également à 50% le nombre de gains à ajuster par rapport à d'autres algorithmes d'adaptations [16]. La stratégie proposée améliore la réponse du système et résout le problème de chattering du contrôle STW standard. Afin de prouver la robustesse et la performance de la stratégie de contrôle proposée, son comportement dynamique est comparé à la commande STW standard et au régulateur PI sous une tension d'alimentation et un courant de charge variables. Les résultats expérimentaux réalisés montrent la supériorité et l'efficacité du contrôle proposé par rapport aux deux autres techniques.

2. DESCRIPTION DU SYSTÈME

La topologie d'un convertisseur buck est donnée par la figure 2. L'inductance et le condensateur sont utilisés pour stocker et transférer l'énergie de l'entrée à la sortie.

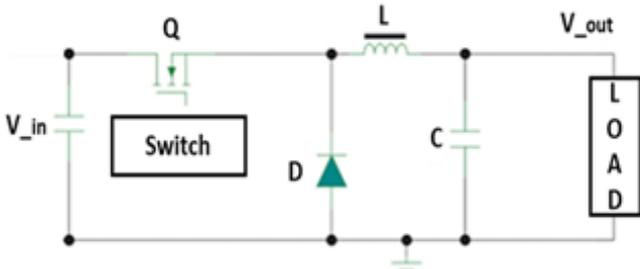


Fig. 2. Circuit de convertisseur buck

Le comportement dynamique du convertisseur buck représenté dans la figure 2, en mode de conduction continue, peut-être exprimé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{I}_L = \frac{1}{L} dV_{in} - \frac{1}{L} V_{out} \\ \dot{V}_{out} = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_{out} \end{cases} \quad (1)$$

avec V_{out} est la tension aux bornes de la capacité, I_L est le courant d'inductance et δ est le rapport cyclique ($0 \leq \delta \leq 1$).

3. STRATÉGIE DE LA COMMANDE PROPOSÉE

Un contrôle efficace des convertisseurs DC / DC doit garantir la stabilité dans différentes conditions de fonctionnement telles que larges variations du signal d'entrée et de sortie tout en préservant une bonne réponse transitoire du système. Dans cette section, nous proposons une nouvelle stratégie de contrôle adaptative basée sur la commande mode glissant d'ordre 2 pour le

convertisseur buck. Le schéma de principe du contrôleur est donné par la figure 3.

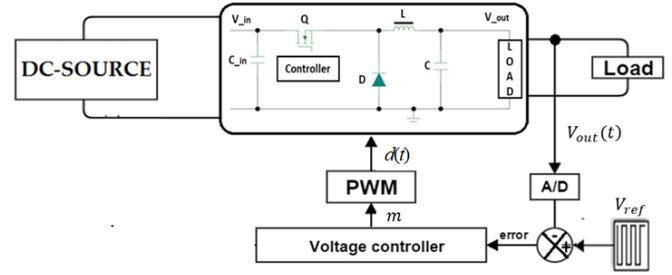


Fig. 3. Contrôle du convertisseur buck

3.1. Commande adaptative par Super Twisting

Le principal inconvénient de la commande par mode glissant classique est le phénomène de broutement indésirable, communément appelé « Chattering », qui est caractérisé par de petites oscillations à haute fréquence au signal de sortie du système. Dans la suite, une stratégie de commande par Super Twisting adaptative est proposée afin d'éliminer ces broutements ainsi que d'obtenir de meilleures performances et des temps de réponse plus rapides grâce à la génération d'une fonction de contrôle continu [16]. La commande proposée ne requiert information que sur la surface de glissement S .

La surface de glissement pour le contrôle de la tension d'un convertisseur buck est défini comme suit :

$$S = V_{out} - V_{ref} \quad (2)$$

$$\text{On note : } \lambda_1 = \frac{1}{L}; \lambda_2 = \frac{1}{C}; \lambda_3 = \frac{1}{RC}$$

On déduit la dérivée de la surface de glissement :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \dot{V}_{out} - \dot{V}_{ref} \\ &= \lambda_2 I_L - \lambda_3 V_{out} - \dot{V}_{ref} \end{aligned} \quad (3)$$

Soit la fonction G suivante :

$$G = -\dot{V}_{ref} - \lambda_3 V_{out} \quad (4)$$

avec G est une fonction bornée telle que $|G| \leq \delta |S|^{1/2}$, δ est une constante positive quelconque.

D'où, l'équation (3) peut s'écrire comme suit :

$$\dot{S} = \lambda_2 U + G \quad (5)$$

La loi de commande par Super Twisting est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{U} = y - a_1(t, S) |S|^{1/2} \text{sgn}(S) \\ \dot{y} = -a_2(t, S) \text{sgn}(S) \end{cases} \quad (6)$$

avec a_1 et a_2 sont des gains qui s'adaptent en fonction de la surface de glissement S .

Le théorème ci-dessous qui est inspiré de [15], [16], donne des conditions suffisantes pour assurer la stabilité de la commande en tension proposée du convertisseur buck.

Théorème 1 : Considérons le système décrit par l'équation (1) et la surface de glissement donnée par (2). Si nous appliquons la loi de contrôle (6) basée sur la commande mode de glissant d'ordre 2. La convergence du système (5) en boucle fermée est

assurée en une à temps fini en utilisant l'algorithme de gain adaptatif suivant

$$\begin{cases} \dot{a}_1(t, S) = \begin{cases} k\sqrt{\frac{\gamma}{2}}|S|, & \text{if } |S| > \mu \\ 0, & \text{if } |S| \leq \mu \end{cases} \\ a_2(t, S) = \lambda_2 \varepsilon a_1(t, S) \end{cases} \quad (7)$$

avec ε , k , μ et γ sont des constantes arbitraires positives.

3.2. Analyse de stabilité du contrôle proposé

L'analyse de stabilité du système est prouvée en utilisant la théorie de Lyapunov.

Considérons la dérivée de surface de glissement S :

$$\dot{S} = \lambda_2 U + G \quad (8)$$

Alors, on peut écrire

$$\begin{cases} \dot{S} = G + \lambda_2 y - \lambda_2 a_1 |S|^{1/2} \operatorname{sgn}(S) \\ \dot{y} = -a_2 \operatorname{sgn}(S) \end{cases} \quad (9)$$

avec

$$\begin{cases} \dot{a}_1(t, S) = \begin{cases} k\sqrt{\frac{\gamma}{2}}|S|, & \text{if } |S| > \mu \\ 0, & \text{if } |S| \leq \mu \end{cases} \\ a_2(t, S) = \lambda_2 \varepsilon a_1(t, S) \end{cases} \quad (10)$$

Introduisons le nouveau vecteur suivant :

$$z = (z_1, z_2)^T = (|S|^{1/2} \operatorname{sgn}(S), y)^T \quad (11)$$

Nous pouvons facilement déduire la dérivée de l'équation (11) :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{1}{|z_1|} \left(\frac{G_2}{2} + \frac{\lambda_2}{2} z_2 - \frac{\lambda_2 a_1}{2} z_1 \right) \\ \dot{z}_2 = -\frac{a_2}{|z_1|} z_1 \end{cases} \quad (12)$$

A partir de l'équation (4), nous avons :

$$G(z, t) = \rho(z, t) |S|^{1/2} \operatorname{sgn}(S) = \rho(z, t) z_1 \quad (13)$$

avec $\rho(z, t)$ est une fonction bornée, telle que $0 < \rho(z, t) < \delta$.

Par conséquent :

$$\dot{z} = A(z_1, z_2) z \quad (14)$$

avec

$$A(z_1, z_2) = \frac{1}{2|z_1|} \begin{bmatrix} -\lambda_2 a_1 + \rho & \lambda_2 \\ -2a_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

L'analyse de stabilité du système (14), peut être prouvée en utilisant la fonction candidate de Lyapunov (16), inspirée de [15]

$$V(z, a_1, a_2)^T = V_0 + \frac{1}{2\gamma} (a_1 - a_1^*)^2 + \frac{1}{2\bar{\gamma}} (a_2 - a_2^*)^2 \quad (16)$$

avec

$$V_0(z) = (\lambda + 4\varepsilon^2) z_1^2 + z_2^2 - 4\varepsilon z_1 z_2 = z^T P z, \quad \lambda > 0 \quad (17)$$

$$P = \begin{bmatrix} \lambda + 4\varepsilon^2 & -2\varepsilon \\ -2\varepsilon & 1 \end{bmatrix}$$

avec P est une matrice positive, $|a_1(t, S)| \leq a_1^*$ et $|a_2(t, S)| \leq a_2^*$, $\forall t \geq 0$.

La dérivée de la fonction (16) donne :

$$\dot{V}(z, a_1, a_2)^T = z^T [A^T P + P A] z + \frac{1}{\gamma} \varepsilon_{a1} \dot{a}_1 + \frac{1}{\bar{\gamma}} \varepsilon_{a2} \dot{a}_2 \quad (18)$$

avec $\varepsilon_{a1} = a_1 - a_1^*$ et $\varepsilon_{a2} = a_2 - a_2^*$.

Le premier terme de l'équation (18)

$$\dot{V}_0(z, a_1, a_2)^T = z^T [A^T P + P A] z \leq -\frac{1}{2|z_1|} z^T Q z \quad (19)$$

avec Q est une matrice symétrique, définie comme suit

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & 4\varepsilon\lambda_2 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \begin{cases} Q_{11} = 2(\lambda + 4\varepsilon^2)(\lambda_2 a_1 - \rho) - 8\varepsilon a_2 \\ Q_{12} = 2\varepsilon\rho - 2\varepsilon\lambda_2 a_1 + 2a_2 - \lambda_2(\lambda + 4\varepsilon^2) \end{cases}$$

Nous choisissons l'expression suivante du gain a_2 :

$$a_2 = \varepsilon\lambda_2 a_1 \quad (20)$$

Pour que la matrice Q soit définie positive, il suffit que a_1 vérifie la condition suivante :

$$a_1 > \frac{2\delta(\lambda + 4\varepsilon^2)}{2\lambda\lambda_2} \quad (21)$$

A partir d'équation (19), nous avons

$$\dot{V}_0(z) \leq -\frac{1}{2|z_1|} z^T Q z \leq -\frac{2\varepsilon}{2|z_1|} z^T z = -\frac{\varepsilon_1}{|z_1|} \|z\|^2 \quad (22)$$

On note $\lambda_{\min}(P)$ et $\lambda_{\max}(P)$, valeurs propre minimal et maximale de matrice P , donc on peut écrire :

$$\lambda_{\min}(P) \|z\|^2 \leq z^T P z \leq \lambda_{\max}(P) \|z\|^2$$

A partir d'équation (11), on déduit

$$\|z\|^2 = z_1^2 + z_2^2 = |S| + z_2^2$$

$$\text{et } |z_1| = |S|^{1/2} \leq \|z\| \leq \frac{V_0^{1/2}(z)}{\lambda_{\min}^{1/2}(P)}$$

Par conséquent :

$$\dot{V}_0(z) \leq -r V_0^{1/2} \quad (23)$$

$$\text{avec } r = \frac{\varepsilon\lambda_{\min}^{1/2}(P)}{\lambda_{\max}(P)}$$

Donc, on obtient

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -rV_0^{1/2} - \frac{k}{\sqrt{2\gamma}}|\varepsilon_{a1}||S| - \frac{\bar{k}}{\sqrt{2\bar{\gamma}}}|\varepsilon_{a2}||S| + \frac{1}{\gamma}\varepsilon_{a1}\dot{a}_1 \\ & + \frac{1}{\bar{\gamma}}\varepsilon_{a2}\dot{a}_2 + \frac{k}{\sqrt{2\gamma}}|\varepsilon_{a1}||S| + \frac{\bar{k}}{\sqrt{2\bar{\gamma}}}|\varepsilon_{a2}||S| \end{aligned} \quad (24)$$

$$\text{Or } (x^2 + y^2 + z^2)^{1/2} \leq |x| + |y| + |z|$$

D'après l'inégalité précédente, on peut déduire :

$$\begin{aligned} & -rV_0^{1/2} - \frac{k}{\sqrt{2\gamma}}|\varepsilon_{a1}||S| - \frac{\bar{k}}{\sqrt{2\bar{\gamma}}}|\varepsilon_{a2}||S| \\ & \leq -\eta_1 \left(V_0 + \frac{1}{2\gamma}(\varepsilon_{a1}S)^2 + \frac{1}{2\bar{\gamma}}(\varepsilon_{a2}S)^2 \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\text{avec } \eta_1 = \min(r, k, \bar{k})$$

Si on note V_1 :

$$V_1 = V_0 + \frac{1}{2\gamma}(\varepsilon_{a1}S)^2 + \frac{1}{2\bar{\gamma}}(\varepsilon_{a2}S)^2$$

D'après l'inégalité (25), équation (24) peut être écrit comme suit

$$\begin{aligned} \dot{V}(z, a_1, a_2) \leq & -\eta_1 V_1^{1/2} + \frac{1}{\gamma}\varepsilon_{a1}\dot{a}_1 + \frac{1}{\bar{\gamma}}\varepsilon_{a2}\dot{a}_2 \\ & + \frac{k}{\sqrt{2\gamma}}|\varepsilon_{a1}S| + \frac{\bar{k}}{\sqrt{2\bar{\gamma}}}|\varepsilon_{a2}S| \end{aligned} \quad (26)$$

Utilisant l'hypothèse que les gains $a_1(t)$ et $a_2(t)$ sont bornés tels que $|a_1(t)| \leq a_1^*$ et $|a_2(t)| \leq a_2^*$, $\forall t \geq 0$, donc l'équation (26) devient

$$\begin{aligned} \dot{V}(z, a_1, a_2) \leq & -\eta_1 V_1^{1/2} - |\varepsilon_{a1}| \left(\frac{1}{\gamma}\dot{a}_1 - \frac{k}{\sqrt{2\gamma}}|S| \right) \\ & - |\varepsilon_{a2}| \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\dot{a}_2 - \frac{\bar{k}}{\sqrt{2\bar{\gamma}}}|S| \right) \end{aligned} \quad (27)$$

Par conséquent, on peut écrire

$$\dot{V}(z, a_1, a_2) \leq -\eta_1 V_1(z, a_1, a_2)^{1/2} + \xi \quad (28)$$

$$\text{avec } \xi = -|\varepsilon_{a1}| \left(\frac{1}{\gamma}\dot{a}_1 - \frac{k}{\sqrt{2\gamma}}|S| \right) - |\varepsilon_{a2}| \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\dot{a}_2 - \frac{\bar{k}}{\sqrt{2\bar{\gamma}}}|S| \right)$$

Si on choisit la dynamique suivant du gain a_1 :

$$\dot{a}_1 = k\sqrt{\frac{\gamma}{2}}|S| \quad (29)$$

D'après la loi d'adaptation (10) et (29), nous avons

$$a_2 = \varepsilon\lambda_2 a_1 \rightarrow \dot{a}_2 = \varepsilon\lambda_2 \dot{a}_1 = \bar{k}\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{2}}|S|$$

En choisissant $\varepsilon = \frac{\bar{k}}{\lambda_2 k}\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\gamma}}$, on obtient $\xi = 0$.

Finalement

$$\dot{V}(z, a_1, a_2) \leq -\eta_1 V_1^{1/2} \quad (30)$$

avec $\eta_1 > 0$.

D'où la dérivée de la fonction de Lyapunov (16) est négative, ce qui nous permet de déduire la convergence de la surface de glissement et sa dérivée vers 0.

3.3. Régulateur PI

Afin de comparer les performances du contrôleur STW adaptatif proposé, le convertisseur buck a été également contrôlé par un contrôleur PI. La sortie du régulateur PI est le rapport cyclique qui est ensuite comparé à la forme d'onde triangulaire de fréquence appropriée pour obtenir des impulsions de commutation.

$$d = k_p(V_{ref} - V_{out}) + k_i \int_{-\infty}^t (V_{ref} - V_{out}) dt \quad (31)$$

4. TESTS DE ROBUSTESSE

Un contrôle efficace doit garantir la stabilité des convertisseurs dans différentes conditions de fonctionnement tout en préservant une bonne réponse transitoire du système. En effet, les convertisseurs DC / DC sont soumis à différentes perturbations telles que les variations paramétriques, les bruits de la mesure ainsi que les variations de la tension d'entrée et de la puissance de sortie. Ces perturbations peuvent affecter la réponse du circuit et provoquer l'instabilité du système.

Dans cette section, la robustesse de la stratégie de commande Super Twisting adaptatif proposée est évaluée et comparée par rapport au régulateur PI et Super Twisting standard (c'est à dire avec des gains fixes) vis-à-vis les variations paramétriques du circuit (R, L, C) ainsi qu'aux bruits de mesures.

4.1. Variation d'inductance

Nous allons évaluer à travers ce test l'influence de la variation de la valeur d'inductance sur la réponse du circuit. Les figures 4 et 5 montrent la tension et le courant de sortie du circuit pour une variation de 10% de la valeur de l'inductance à l'instant $t = 0.1s$. A partir de ces figures, nous pouvons voir clairement que les réponses de tension et de courant avec le régulateur PI présentent un certain dépassement alors qu'avec les Super Twisting standard et adaptatif, il n'y a aucun effet. Ces résultats montrent également l'avantage de la commande Super Twisting proposée, donnant une dynamique rapide avec moins de broutement par rapport à la commande Super Twisting standard.

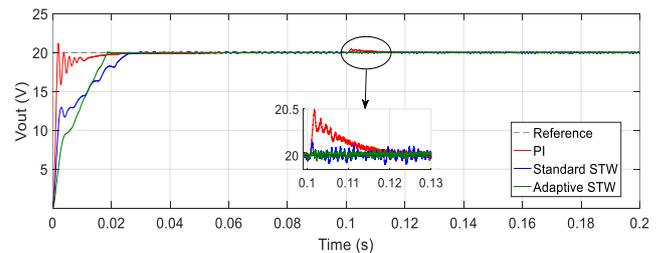


Fig. 4. Tension de sortie avec variation d'inductance à $t=0.1$

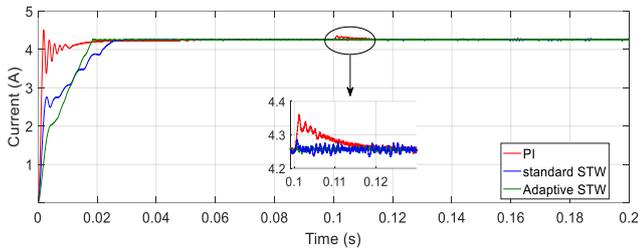


Fig. 5. Courant de sortie avec variation d'inductance à $t=0.1$

4.2. Variation de la capacité

Dans ce test, les performances des trois contrôleurs précédents ont été évaluées, vis-à-vis la variation de la valeur de capacité C . Les figures 6 et 7 illustrent la tension et le courant de sortie, pour une variation de 10% de la valeur de la capacité du circuit, à l'instant $t = 0.1$ s. Les résultats montrent que le régulateur PI est le plus sensible aux variations de capacité par rapport aux deux autres contrôleurs. Les stratégies Super Twisting standard et adaptatif ont de bonnes réponses avec une faible ondulation qui est rapidement éliminée.

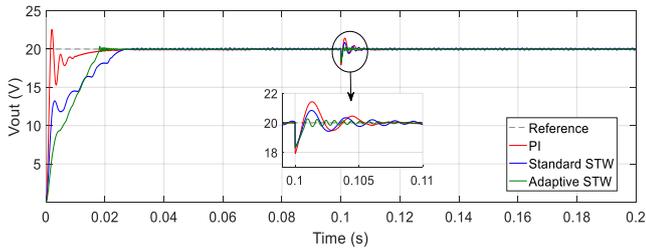


Fig. 6. Tension de sortie avec variation de capacité à $t=0.1$

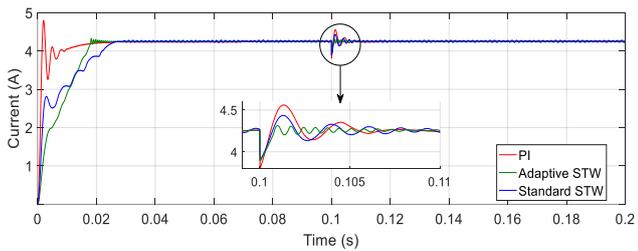


Fig. 7. Courant de sortie avec variation de capacité à $t=0.1$

4.3. Bruit de mesure

Dans le cas réel, le circuit présente un certain bruit, tel que du bruit au niveau du commutateur en fonction de la commutation à haute fréquence, du bruit de mesure et ainsi de suite. Dans la suite, nous utiliserons un bruit blanc pour le simuler. La magnitude du bruit est comprise entre -1 et 1, ce qui équivaut à une variation de 10% de la tension de sortie, comme le montre la figure 8. Le bruit est ajouté à la tension de sortie sous la forme d'un bruit de mesure. La tension de sortie avec bruit est donnée par la figure 9. Nous pouvons remarquer qu'après avoir ajouté du bruit, la sortie est toujours stable.

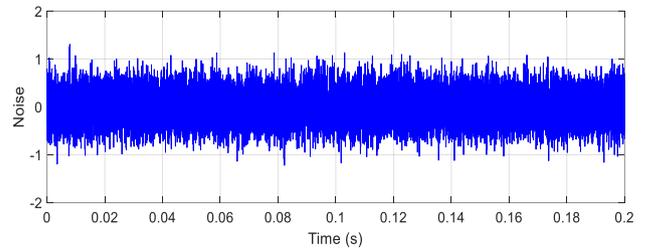


Fig. 8. Bande de bruit blanc entre -1 et 1

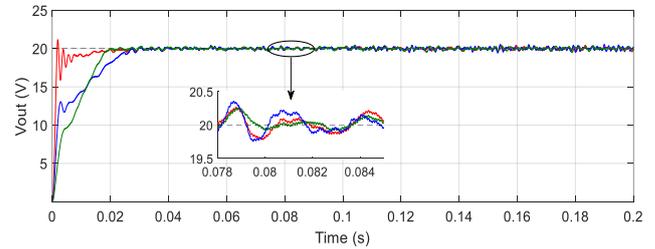


Fig. 9. Tension de sortie avec bruit.

Dans cette section, une comparaison de robustesse entre trois types de commandes, pour le convertisseur DC/DC, a été traitée. Comparativement à la régulation de type PI et à la commande Super Twisting standard, les résultats obtenus ont permis de conclure à des meilleures performances ainsi qu'à une bonne dynamique transitoire de la commande Super Twisting adaptatif proposée vis-à-vis les variations paramétriques du circuit ainsi qu'aux bruits de mesures.

5. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Afin de comparer la dynamique et les performances des lois de commande synthétisées ; le régulateur PI, la commande Super Twisting standard et la commande Super Twisting adaptatif, pour le convertisseur buck, nous avons effectué, dans la section précédente, des simulations des tests de robustesse. Les résultats obtenus seront complétés, dans cette section, par des résultats expérimentaux. Les tests consistent à effectuer des variations de la tension d'alimentation en utilisant une source de tension DC programmable dont la tension varie entre 115V et 130V, comme l'illustre la figure 10. La tension de référence de sortie est variable avec un pas qui varie entre 50V et 90V. Ces types de variations sont des scénarios relativement réalistes de cas de fonctionnement d'un convertisseur DC-DC. Le banc expérimental est donné par la figure 11.

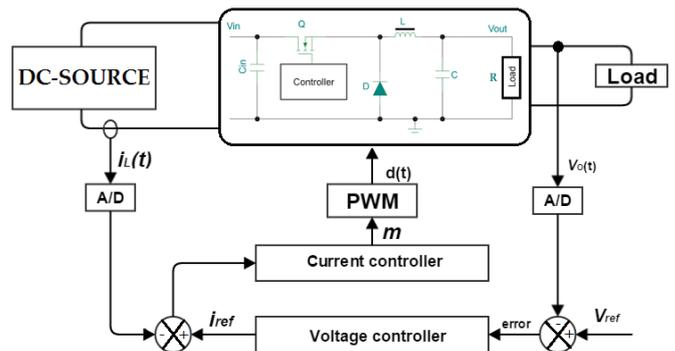


Fig. 10. Convertisseur abaisseur DC-DC.

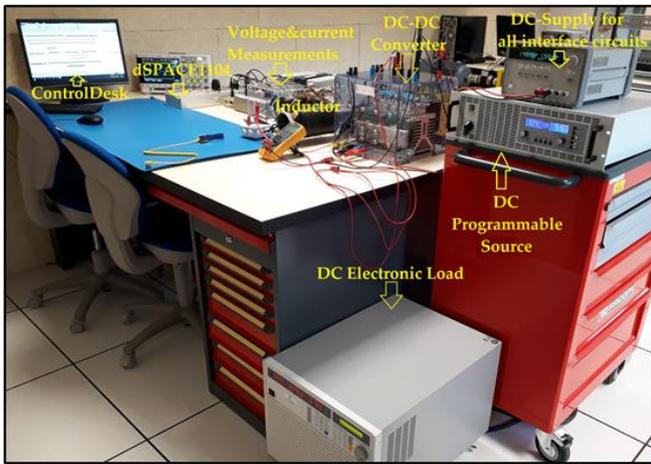


Fig. 11. Banc d'essai expérimental

5.1. Régulateur PI

La figure 12 montre la tension d'entrée (V_{in}), le courant de sortie (I_o) et la tension de sortie (V_o), en utilisant la régulateur PI avec une variation en « step » de tension de sortie. Le courant et la tension de sortie sont représentés en bleu et en vert respectivement alors que la tension d'entrée est représentée en orange. La tension d'alimentation est programmée pour varier de 130V à 110V, la tension de sortie est programmée pour varier entre 50V à 90V. Les gains des paramètres du contrôleur PI sont $k_p = 0.01$ et $k_i = 20$.

Les réponses transitoires de montée et de descente du convertisseur buck utilisant le contrôle PI sont données par la figure 13. Pendant la variation de tension de 50V à 90V, le temps de stabilisation de la tension de sortie est enregistré à 7,5ms avec un dépassement égal à 22%. Lors d'une variation de tension de sortie en descente avec le même type de commande, le temps de stabilisation est mesuré à 5 ms avec un sous-dépassement égal à 13,3%.

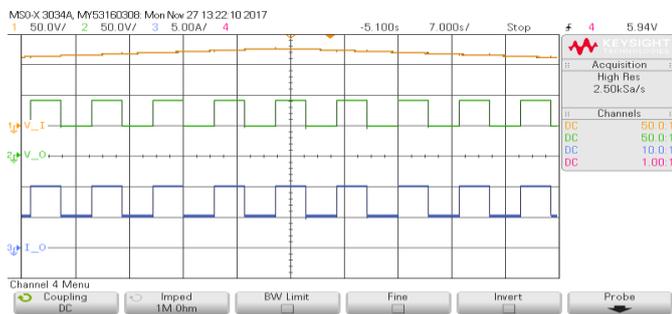


Fig. 12. Tensions d'entrée et de sortie et courant de sortie, contrôleur PI

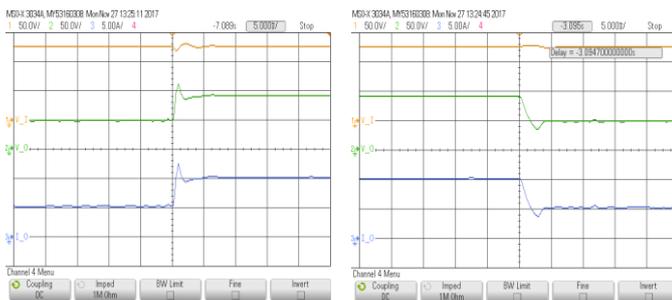


Fig. 13. Variations lors de la montée et de la descente avec PI

5.2. Super Twisting standard

La réponse transitoire avec la commande Super Twisting standard est illustrée par les figures 14 et 15, respectivement. Comme nous pouvons clairement voir sur la figure 15, le temps de stabilisation de la tension et du courant inducteur au cours de la montée et de la descente est atteint en 5 ms sans dépassement ni sous-dépassement. Bien que la commande Super Twisting puisse augmenter la robustesse du système et permettre de résoudre le problème du régulateur PI (0% de débordement), elle génère un broutement indésirable comme on peut le voir sur la figure 15, ceci dû à la présence d'un terme discontinu dans sa loi de contrôle. En fait, le broutement est le problème majeur de mise en œuvre et de l'implémentations pratiques du contrôle par mode glissant.

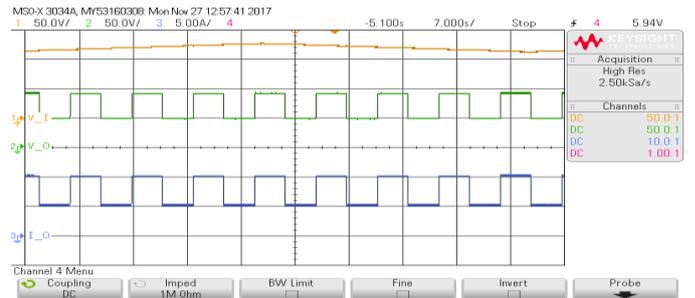


Fig. 14. Tensions d'entrée et de sortie et courant de sortie, Super Twisting standard

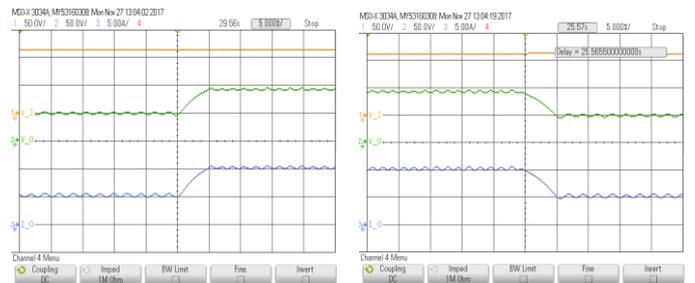


Fig. 15. Variations lors de la montée et de la descente, Super Twisting standard

5.3. Super Twisting adaptatif

Dans cette sous-section, le circuit du convertisseur buck précédent est exécuté en utilisant la stratégie de contrôle adaptatif proposée dans les mêmes conditions de test. Les résultats expérimentaux sont donnés par les figure 16 et 17. On peut remarquer à partir de la figure 17 que le contrôle proposé présente une meilleure performance de suivi, sans aucun dépassement par rapport aux résultats obtenus avec les régulateurs PI, figure 13. La stratégie de contrôle adaptatif proposée a réussi à surmonter le problème du broutement indésirable de la Super Twisting standard dans la sous-section précédente, figure 15, tout en préservant la caractéristique de robustesse de l'approche mode glissant.

Ainsi, la performance de l'algorithme Super Twisting adaptatif proposé, pendant les régimes statiques et transitoires est vérifiée avec le contrôle de la tension du convertisseur buck sous une tension d'entrée et de sortie variable. Par conséquent, nous pouvons conclure à l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée par rapport aux deux contrôleurs précédents dans ce travail.

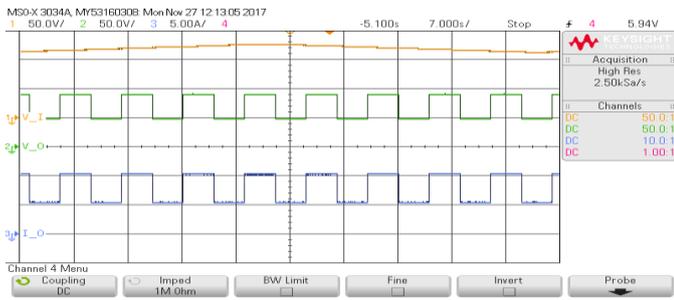


Fig. 16. Tensions d'entrée et de sortie et courant de sortie, Super Twisting adaptatif

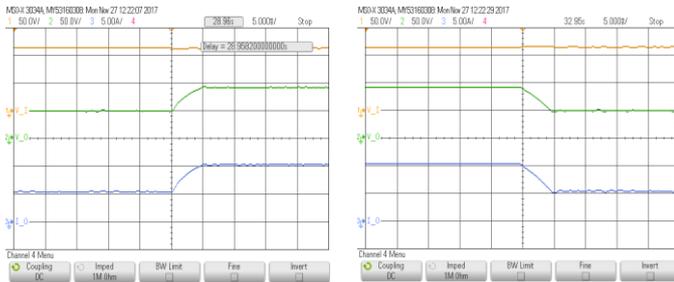


Fig. 17. Variations lors de la montée et de la descente avec Super Twisting adaptatif

Tableau 1. Paramètres de la commande et du convertisseur

R	L	C	k	ε	γ
9.4 Ω	100 μ H	240 μ F	1.2	4	0.35

6. CONCLUSIONS

Dans ce papier, une commande adaptative par Super Twisting a été proposée pour les convertisseurs DC / DC utilisés dans les applications de véhicules électriques. La robustesse et les performances de la commande proposée sont validées et comparées expérimentalement par rapport aux régulateur PI et Super Twisting standard. La comparaison faite montre les limites de régulateur PI avec un dépassement et un sous-dépassement importants dans la réponse transitoire ainsi qu'une sensibilité face aux variations paramétriques et aux bruits de mesures. Les résultats expérimentaux présentés prouvent la supériorité de la commande Super Twisting adaptatif proposée. En effet, les performances dynamiques de la commande standard par mode glissant de type Super Twisting sont maintenues tout en éliminant ses broutements indésirables. Les résultats expérimentaux obtenus avec les trois types de commande utilisés confirment ceux des simulations obtenues. La robustesse et les performances de la commande adaptative proposée nous amènent à envisager d'autres applications de cette commande.

7. REFERENCES

- [1] A. Leiserowitz, «Climate change risk perception and policy preferences: The role of affect, imagery, and values», *Climatic change*, vol. 77, p 45-72, 2006.
- [2] R. Singh, P. Singh, «Global Environmental Problems. In Principles and Applications of Environmental Biotechnology for a Sustainable Future», Springer, Singapore, pp. 13-41, 2017.
- [3] I. Neumann, P. Cocron, T. Franke, J. Krems, «Electric vehicles as a solution for green driving in the future». In Proceedings of the European Conference on Human Interface Design for Intelligent Transport Systems, Berlin, Germany, p. 445-453, April 2010.
- [4] L. Wang, S. Chai, D. Yoo, L. Gan, K. Ng, «PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink». John Wiley & Sons, 2015.
- [5] T. Kobaku, S. Patwardhan, V. Agarwal, «Experimental Evaluation of Internal Model Control Scheme on a DC–DC Boost Converter Exhibiting Nonminimum Phase Behavior». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, p 8880-8891, 2017.
- [6] G. Sousa, B. Bose, «A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive». *IEEE Transactions on industry Applications*, vol. 30, p. 34-44, 1994.
- [7] P. Akter, M. Uddin, S. Mekhilef, N. Tan, H. Akagi, «Model predictive control of bidirectional isolated DC–DC converter for energy conversion system». *International Journal of Electronics*, vol. 102, p. 1407-1427, 2015.
- [8] J. Mahdavi, M. Nasiri, A. Agah, A. Emadi, «Application of neural networks and state-space averaging to DC/DC PWM converters in sliding-mode operation». *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 10, p. 60-67, 2005.
- [9] R. Ling, D. Maksimovic, R. Leyva, «Second-order sliding-mode controlled synchronous buck DC–DC converter». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, p. 2539-2549, 2016.
- [10] S. Boubzizi, A. El Hajjaji, H. Abid, M. Chaabane, «Control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion system». In *Industrial Electronics Society, IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE*, p. 8773-8778, October 2017.
- [11] S. Ali, M. Shah, R. Samar, «Sliding mode based roll control law design for a research UAV and its flight validation». In *Applied Sciences and Technology (IBCAST), 2016 13th International Bhurban Conference on*, p. 118-125, January 2016.
- [12] J. Wang, S. Li, J. Yang, B. Wu, Q. Li, «Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC–DC buck power converter systems with mismatched disturbances». *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, p. 579-586, 2015.
- [13] B. Bandyopadhyay, S. Janardhanan, S. Spurgeon, «Advances in sliding mode control: Chapter 2: Adaptive Sliding Mode Control», Springer-Verlag, New York, 2013.
- [14] L. Shen, D. Lu, C. Li, «Adaptive sliding mode control method for DC–DC converters». *IET Power Electronics*, vol. 8, p. 1723-1732, 2015.
- [15] Y. Shtessel, F. Plestan, M. Taleb, «A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller, Methodology and application», *Automatica*, p. 759–769, 2012.
- [16] S. Boubzizi, H. Abid, A. El hajjaji, M. Chaabane, «Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Control for Wind Energy Conversion System», *International Journal of Applied Engineering Research*, vol. 13, p. 3524-3532, 2018